



HAL
open science

Contribution à l'étude de nouvelles techniques de radar MIMO pour la détection de cibles en contexte urbain (à l'intérieur des bâtiments)

Brahim Boudamouz

► **To cite this version:**

Brahim Boudamouz. Contribution à l'étude de nouvelles techniques de radar MIMO pour la détection de cibles en contexte urbain (à l'intérieur des bâtiments). Electromagnétisme. ISAE - Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace, 2013. Français. NNT : 2013ESAE0008 . tel-01652478

HAL Id: tel-01652478

<https://hal.science/tel-01652478>

Submitted on 30 Nov 2017

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

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



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut Supérieur de l'Aéronautique et de l'Espace (ISAE)

Présentée et soutenue par :

Brahim BOUDAMOUZ

le lundi 11 mars 2013

Titre :

Contribution à l'étude de nouvelles techniques de radar MIMO pour la
détection de cibles en contexte urbain (à l'intérieur des bâtiments)

École doctorale et discipline ou spécialité :

ED MITT : Signal, image, acoustique et optimisation

Unité de recherche :

Équipe d'accueil ISAE-ONERA SCANR

Directeur(s) de Thèse :

M. Christian PICHOT (directeur de thèse)

M. Patrick MILLOT (co-directeur de thèse)

Jury :

M. Olivier BESSON - Président du jury

M. Joël ANDRIEU - Rapporteur

M. Joseph SAILLARD - Rapporteur

M. Alain GAUGUE

À la famille ...

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier Mr. Florent Christophe, directeur adjoint du Département Electromagnétisme et Radar (DEMR), pour m'avoir permis d'effectuer mes trois années de doctorat au sein de ce département. Je remercie également Mr. Laurent Castanet, chef de l'unité RCP pour son accueil au sein de cette unité.

Je voudrais également exprimer mes remerciements à Mr. Joseph Saillard, de l'Université de Nantes, ainsi que Mr. Joël Andrieu, de l'Université de Limoges, pour avoir accepté d'être les rapporteurs de mon manuscrit de thèse et pour le temps consacré à relire mes travaux.

Je tiens à remercier vivement messieurs Alain Gaugue ainsi que Philippe Pouliguen pour m'avoir fait l'honneur de participer à mon jury.

Je souhaiterais également remercier Mr. Olivier Besson, pour avoir assisté à mon jury et en assuré la présidence. Je vous remercie aussi et surtout pour la vocation que vous avez suscité dans les domaines du radar et du traitement du signal lors des enseignements qui vous m'avez fournis.

Je remercie également la Délégation Générale pour l'Armement (DGA), qui a financé cette thèse. Et je remercie plus personnellement Mr. Philippe Pouliguen pour avoir suivi mes travaux. J'espère que mes travaux vous seront utiles pour les problématiques de détection radar et des nouvelles perspectives MIMO.

J'aimerais également exprimer mes sincères remerciements à Mr Christian Pichot à l'université de Nice Sophia-Antipolis, d'avoir dirigé mes travaux de recherches et pour tous nos échanges en vidéo-conférence. Qui, malgré la distance, a fait preuve d'une disponibilité et d'une patience très appréciées. Je vous remercie également pour vos bons conseils et réflexions dans la direction de mes travaux.

Ensuite, je voudrais exprimer ma plus profonde gratitude à Mr. Patrick Millot, ingénieur de recherche à l'ONERA, pour la confiance qu'il m'a accordé à effectuer ces travaux de thèse. Plus qu'un encadrement, vous avez su m'assister dans la réalisation de mon doctorat. Je vous remercie de m'avoir fait bénéficier de votre savoir, qui semblait être à toute épreuve.. Savoir qui couvre à la fois la science et le technique, mais également la culture en générale et la vie de tous les jours. Merci sincèrement.

Mes remerciements vont également à l'ensemble du personnel qui a contribué de près ou de loin à mon doctorat. Je commence tout d'abord

par Nadia qui m'a réellement apporté un soutien quotidien tout au long de ma thèse. Je te remercie également pour ta compagnie au bureau 108 et pour ces nombreuses discussions et thés que nous avons partagé. Je vous souhaite le meilleur à toi Germàn (ou plutôt *rai-man*) et ta *maya l'abeille*. Je souhaite ensuite également remercier chaleureusement la petite *wakaka* qui est (et le restera longtemps) une vraie amie!! Merci pour ces deux années de délires qu'on a passé ensemble. Sans toi au bureau l'aventure n'aurait pas été la même merci vraiment petite *lolette*. Je remercie également GÉGÉ et Joël pour les travaux qu'ils ont réalisés et ainsi *Ferrari* pour l'aide apportée. J'aimerais ensuite remercier mes chers collègues du DMAE, Farid le rockeur, David le croqueur de ballon, Jegan l'aventurier et Xavier le (mal)chanceux, merci pour les bons moments partagés. Je remercie également tous les collègues du foot en salle qui m'ont permis de me défouler pendant ces années de thèse. Je tiens à remercier *Xmen* qui finira peut être par saisir que l'ombre ne reflète pas la grandeur.

Enfin, les derniers et mais très très loin d'être les moindres, je conclurai en remerciant de tout cœur ma famille, pour le réconfort et le soutien, physique et moral, qu'ils m'ont accordé. Je vous remercie pour votre omniprésence malgré la distance. Je remercie grandement ma mère, ainsi que mes frères et sœurs .. attention la liste est longue .. Saliha, Souaad, Rabia, Nouara, Messaoud, Hayet, Zaïd, Moussa et Youcef.

TABLE DES MATIÈRES

TABLE DES MATIÈRES	vii
LISTE DES FIGURES	x
PRÉFACE	1
Introduction	5
UN PEU D'HISTOIRE SUR LE RADAR	6
LES CONCEPTS FONDAMENTAUX EN RADAR	6
Les dispositifs radar	7
La surface équivalente radar	7
Les principes de détection et d'estimation de distance et vitesse	7
Formation de voie	8
L'imagerie radar	9
La résolution spatiale en radar	9
LES APPLICATIONS RADAR	11
1 RADAR MIMO : DÉFINITION, CONCEPTS ET POTENTIELS	13
1.1 QU'EST-CE QUE LE RADAR MIMO?	14
1.1.1 Les différents types de radar MIMO	14
1.1.2 État de l'art : avancée des recherches en radar MIMO	18
1.2 RADAR MIMO : FORMULATIONS THÉORIQUES	19
1.2.1 Réponse impulsionnelle de la cible dans son environnement	19
1.2.2 Fonctions de Green	20
1.2.3 Signal MIMO et matrice impulsionnelle	21
1.2.4 Signal MIMO bande étroite et matrice directionnelle	23
1.2.5 Signal MIMO domaine fréquentiel et Matrice de canal	25
1.3 CONCEPT DE RÉSEAU D'ANTENNES VIRTUELLES MIMO	26
1.4 LES FORMES D'ONDE RADAR MIMO	29
1.4.1 Forme d'onde pour multiplexage temporel et fréquentiel	30
1.4.2 Forme d'onde pour multiplexage par codes orthogonaux	33
1.5 LA FONCTION D'AMBIGUÏTÉ RADAR MIMO	36
CONCLUSION	40
BIBLIOGRAPHIE	41
2 PROPAGATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE À TRAVERS LES MURS	45
2.1 LES ÉQUATIONS DE PROPAGATION À TRAVERS LES MURS	46
2.1.1 Les Équations de Maxwell à Travers les Murs	47
2.1.2 Les Équations de propagation des champs	47
2.2 PROPAGATION À TRAVERS LES MURS	49
2.2.1 Phénomènes de Propagation subits	49

2.2.2	Propagation à travers les milieux diélectriques	50
2.2.3	Atténuation dans les murs et profondeur de pénétration .	53
2.2.4	Vitesse de propagation dans les murs	54
2.2.5	Réflexion due au mur et réfraction	55
2.2.6	Diffusion et Hétérogénéités des Murs	58
2.3	TECHNIQUES DE CARACTÉRISATION DES MURS	60
2.3.1	Mesure Directe de l'Atténuation et de la Dispersion . . .	60
2.3.2	Réponse impulsionnelle du mur	61
2.3.3	Mesure des Propriétés Diélectriques	62
2.3.4	Modélisation Probabiliste	63
2.4	CARACTÉRISATION DES MURS SUR MESURES EXPÉRIMENTALES	66
2.4.1	Matériel de mesure	66
2.4.2	Configuration de mesure	66
2.4.3	Méthologie de caractérisation des murs	67
2.4.4	Mesure de la transmission d'un mur en moellon	68
2.4.5	Mesure de la transmission d'un mur en béton	71
2.5	SIMULATION DE LA PROPAGATION À TRAVERS LES MURS . . .	73
2.6	LES AVANCÉES SUR LA PROPAGATION À TRAVERS LES MURS . .	76
	CONCLUSION	77
	BIBLIOGRAPHIE	79
3	LOCALISATION À TRAVERS LES MURS PAR IMAGERIE RADAR	83
3.1	MIMO ET DÉTECTION À TRAVERS LES MURS	84
3.1.1	Difficultés de la détection radar à travers les murs	84
3.1.2	Diversité Spatiale du MIMO pour la Détection TTW . . .	85
3.2	PRISE EN COMPTE DES EFFETS DE PROPAGATION DU MUR . . .	86
3.2.1	Modèle de Signal	87
3.2.2	Modèle de Signal Approché	88
3.2.3	Cas de Murs Hétérogènes : Homogénéisation des Murs .	90
3.3	PRÉ-TRAITEMENT	90
3.3.1	Mitigation de la Réponse en Amplitude du Mur	91
3.3.2	Technique de Suppression de Fouillis (clutter)	92
3.4	PRINCIPE DE L'IMAGERIE RADAR À TRAVERS LES MURS	92
3.5	IMAGERIE PAR TRILATÉRATION	94
3.6	IMAGERIE PAR MIGRATION	98
3.6.1	Rétro-projection : Migration sans reconstruction d'onde .	98
3.6.2	Rétro-propagation : Migration avec reconstruction d'onde	99
3.7	IMAGERIE PAR FORMATION DE FAISCEAU CONVENTIONNELLE .	101
3.8	IMAGERIE PAR FORMATION DE FAISCEAU DE CAPON	103
3.9	IMAGERIE PAR MUSIC - TIME REVERSAL	106
3.10	LES AVANCÉES EN DÉTECTION À TRAVERS LES MURS	109
	CONCLUSION	110
	BIBLIOGRAPHIE	111
4	DÉTECTION À TRAVERS LES MURS PAR RADAR MIMO	117
4.1	SIMULATION DE SCÉNARIII DE DÉTECTION À TRAVERS LES MURS	118
4.1.1	Simulateur FDTD	118
4.1.2	Simulateur comportemental	123
4.2	AVANTAGES DU MIMO PAR RAPPORT AU SIMO POUR LA DÉ-	
	TECTION TTW	125

4.2.1	Résolution azimutale	125
4.2.2	Robustesse face au canal de propagation complexe	127
4.2.3	Dégradation en imagerie en fonction du type de mur	130
4.3	PROPOSITION D'UN CONCEPT RADAR MIMO	133
4.3.1	Source d'émission ultra-large bande	133
4.3.2	Chaîne de réception : homodyne vs hétérodyne	134
4.3.3	Émission simultanée des formes d'onde radar modulées linéairement en fréquence	136
4.3.4	Émission séquentielle des formes d'onde radar modulées linéairement en fréquence	138
4.3.5	Concept d'architecture radar MIMO pour différents types de multiplexage	138
4.4	CONSIDÉRATIONS TECHNIQUES POUR LA CONCEPTION	140
4.4.1	Portée du radar et puissance émise	140
4.4.2	Résolution requise pour la détection TTW	142
4.4.3	Temps d'observation et Choix du nombre d'antennes	143
4.5	POSITIONNEMENT DES ANTENNES MIMO	144
4.6	PROTOTYPE DE RADAR MIMO MIS EN PLACE	149
4.7	TRAITEMENTS SUR DONNÉES EXPÉRIMENTALES	156
4.7.1	Détails d'implémentation des traitements	157
4.7.2	Résultats expérimentaux	159
4.8	ÉTAT DE L'ART DES DISPOSITIFS EXISTANTS	162
	CONCLUSION	164
	CONCLUSION GÉNÉRALE	167
	PUBLICATIONS	173

LISTE DES FIGURES

1	Illustration du principe radar	8
2	Illustration formation de voie	9
3	Illustration imagerie radar	10
4	Les applications radar	11
1.1	Illustration d'un radar MIMO	15
1.2	Illustration d'un scénario radar MIMO	15
1.3	Illustration du spectre d'un signal bande étroite	23
1.4	Illustration d'un réseau d'antennes MIMO en champ lointain	27
1.5	Illustration du réseau d'antenne virtuelle MIMO	28
1.6	Réseau virtuel MIMO pour un réseau linéaire uniforme . .	29
1.7	Occupation temps fréquence pour différents multiplexages	30
1.8	Impulsion : tracé temporel fréquentiel fonction d'ambiguïté	31
1.9	Chirp : tracé temporel fréquentiel et fonction d'ambiguïté .	32
1.10	Fréquence instantanée d'un chirp et d'un step frequency . .	33
1.11	Forme d'onde à code phasé	34
1.12	Occupation temps et fréquence pour codes fréquentiels . . .	35
1.13	Scénario radar MIMO	37
1.14	Illustration fonction d'ambiguïté MIMO	39
1.15	Illustration fonction d'ambiguïté MIMO	39
2.1	Phénomènes de propagation à la traversée du mur	50
2.2	Permittivité diélectrique et tangente de perte pour matériaux	52
2.3	Réflexion et réfraction d'onde à l'interface de deux milieux	56
2.4	Illustration diffraction par les hétérogénéités du mur	58
2.5	Montage mesures atténuation et dispersion en temporel . .	60
2.6	Montage mesures atténuation et dispersion en fréquentiel .	61
2.7	Matériel de mesure	66
2.8	Configuration mesure de transmission du mur	66
2.9	Configuration de mesure de la transmission	68
2.10	Transmission du mur en moellon en incidence normale . . .	69
2.11	Effet de l'incidence sur la transmission d'un mur en moellon	69
2.12	Mesure de la constante diélectrique du moellon	69
2.13	Configuration de mesure de la transmission	71
2.14	Transmission du mur en moellon en incidence normale . . .	71
2.15	Effet de l'incidence sur la transmission d'un mur en béton .	71
2.16	Mesure de la constante diélectrique du moellon	72
2.17	Histogramme transmission d'un mur en béton	72
2.18	Modélisation transmission mur homogène	73
2.19	Modélisation scène pour lancer de rayon	74
2.20	Modélisation de scène pour méthode éléments finis	75

3.1	Illustration de transmission à travers un mur en moellons	84
3.2	Illustration des effets en "indoor" pour la détection	85
3.3	Diversité spatiale du MIMO pour la détection TTW	86
3.4	Scénario typique de détection à travers les murs	87
3.5	Modification chemin optique à la traversée du mur	89
3.6	Homogénéisation du mur	91
3.7	Principe de l'imagerie radar à travers les murs	93
3.8	Scénario de Simulation	93
3.9	Localisation de la cible sur l'ellipse de foyers les antennes	94
3.10	Implémentation des méthodes d'imagerie par trilatération	95
3.11	Imagerie par trilatération avec MUSIC en espace libre	96
3.12	Imagerie par trilatération sur donnée de simulation TTW	97
3.13	Imagerie par trilatération sur donnée de simulation TTW	97
3.14	Imagerie par stack migration	98
3.15	Imagerie par stack migration	99
3.16	Imagerie par filtrage adapté spatio-temporel	102
3.17	Imagerie par filtrage adapté spatio-temporel	103
3.18	Imagerie par filtrage adaptatif de Capon	105
3.19	Imagerie par MUSIC time reversal	108
4.1	Maillage d'une pièce en béton plein	119
4.2	Maillage d'une pièce avec briques creuses	120
4.3	Maillage d'une pièce avec moellons	120
4.4	Maillage des cibles radar humaines	120
4.5	Maillage du mobilier	121
4.6	Scénario de simulation avec mobilier et cible	122
4.7	Imagerie d'un scénario de simulation avec mobilier et cible	122
4.8	Scénario de simulation générique	123
4.9	Résolution azimutale : SIMO vs MIMO	126
4.10	Dégradation de l'imagerie : SIMO vs MIMO	127
4.11	Variance des écarts en temps SIMO vs MIMO	130
4.12	Positionnement des antennes dans le cas du SIMO et de MIMO pour les scénarii d'imagerie à travers les murs	130
4.13	Chaîne de réception hétérodyne et homodyne	135
4.14	Principe de calcul de distance pour FMCW	135
4.15	Émission simultanée de LFM décalée en temps	137
4.16	Émission simultanée de LFM décalée en fréquence	138
4.17	Émission séquentielle de LFM	138
4.18	Architecture MIMO pour émission simultanée de LFM	139
4.19	Architecture MIMO pour émission séquentielle de LFM	139
4.20	Illustration résolution azimutale et lobes secondaires	145
4.21	Configuration de la scène pour l'optimisation	146
4.22	Correspondances avec terminologie d'optimisation par AG	147
4.23	Configuration des antennes en émission et réception	148
4.24	Performances d'imagerie des différentes configurations d'antenne	148
4.25	Performances d'imagerie pour différentes positions de cibles	149
4.26	Schéma synoptique du prototype radar réalisé	149
4.27	Antenne du dispositif expérimental	152
4.28	Gain et directivité des antennes cornet	152

4.29	Oscillateur YIG	152
4.30	Commutateurs	153
4.31	Carte FPGA	153
4.32	Boîtier de numérisation Tiepie®	154
4.33	Coupleur	154
4.34	Amplificateur faible bruit	155
4.35	Mélangeur	155
4.36	Représentation de l'assemblage radar	155
4.37	Représentation global du prototype radar	156
4.38	Radar AKELA	162
4.39	Radar Xaver 800	163
4.40	Prototype SIRE de l'ARL d'Adelphi	163
4.41	Prototype du MIT	164

PRÉFACE

LES besoins accrus de surveillance en milieux urbains pour des applications sécurité et/ou défense ont conduit à vouloir rendre "visible" ce qui ne l'était pas. C'est dans ce contexte, que la détection à travers des obstacles tels que les murs, les décombres ou les sols, fut un vrai sujet de recherche de la communauté scientifique. En effet, la détection de mines enterrées et encore d'êtres humains sous les décombres d'un tremblement de terre ou d'une avalanche, permettrait de sauver des vies. De plus, la détection de personnes à travers les murs dans des situations de prise d'otages, apporterait une aide certaine aux forces de l'ordre pour l'établissement de stratégies de sauvetage les moins risquées.

Différentes approches sont utilisables pour la détection d'êtres humains à travers les murs. Il est ainsi recensé des méthodes basées sur les *ultrasons*, d'autres dans l'*infrarouge* avec de l'imagerie thermique, puis d'autres encore basées sur de l'imagerie radar dans les gammes des *ondes centimétriques*, de la *bande S*, ou des *Rayons X*. Chacune de ces technologies possède ses avantages et inconvénients. Par exemple, les techniques utilisant l'infrarouge et les ondes centimétriques ont des capacités de pénétration dans les murs très limitées. Les méthodes basées sur les ultrasons n'ont pas une assez bonne résolution. Les approches en bande S sont plus sensibles aux multi-trajets et celles avec Rayons X, sont très coûteuses. En général, les technologies basées sur le radar en bande S sont préférées aux autres de par leur très bonne résolution distance, leurs bonnes capacités de pénétration dans beaucoup de matériaux ainsi qu'une opérabilité dans toutes conditions (nuit, brouillard, ..). Le tableau ci-dessous résume les capacités des différentes approches pour la détection à travers les murs.

	Ultrasons	Infrarouge	Ondes Centimétr.	Bande S	Rayons X
Résolution	Faible	Bonne	Moyenne	Bonne	Bonne
Portée	0.1m-1m	1m-5m	1m-10m	1m-30m	1m-5m
Pénétration dans mur	Faible	Faible	Faible	Bonne	Bonne
Conditions jour, nuit, ..	Oui	Non	Oui	Oui	Non

La capacité des ondes électromagnétiques à pénétrer la matière, les prédisposent alors pour la tâche de détection à travers les obstacles. Les principes du radar, utilisant justement les ondes électromagnétiques, ont conduit naturellement à l'établissement de dispositifs radar pour la détection à travers les obstacles. Ainsi, des systèmes radar à pénétration de sol et à travers les murs ont vu le jour. La volonté de "visibilité" à travers les obstacles justifie alors la détection par imagerie radar et facilite par la même occasion l'interprétation d'utilisateurs divers. Or, l'imagerie n'est acquise qu'avec une ouverture d'antenne importante. Cette ouverture est alors obtenue soit par la synthèse d'ouverture soit par un réseau d'antennes. Parmi, les arrangements antennaires pour la détection à travers les obstacles, sont donc retrouvées les architectures radar SAR et/ou celles possédant un émetteur et plusieurs récepteurs (SIMO). C'est dans le contexte d'une architecture radar innovante, dite MIMO, appliquée à la détection à travers les murs, que les travaux de cette thèse s'inscrivent. Une architecture MIMO possède cette fois-ci plusieurs émetteurs outre les divers récepteurs.

Le MIMO, pour *multiple input multiple output*, est un concept qui vise à soumettre un environnement à plusieurs sollicitations et à en observer sa réponse sous divers aspects. Le MIMO trouve des applications dans divers domaines tels que l'automatique, les télécommunications et depuis la dernière décade le radar. Suite à son application révolutionnaire dans le monde des télécoms, la communauté radariste se pencha sur ses potentialités pour l'amélioration des performances de détection. C'est donc dans cet élan d'intérêt accordé au concept MIMO appliqué en radar, que cette thèse a pour objectif d'*étudier les apports d'un dispositif radar MIMO pour la détection à travers les murs*.

L'étude se doit naturellement d'aborder les aspects généraux propres au radar MIMO. Cependant, l'étude devra également comprendre le développement de méthodes innovantes de traitement du signal pour radar MIMO. La propagation à travers les murs et ses effets sur le signal radar seront présentés. L'étude comprendra alors une partie modélisation et caractérisation de la propagation à travers les murs. Les aspects de conception radar seront aussi abordés. Enfin, l'étude devra à terme aboutir à un dispositif expérimental donnant lieu à une détection à travers les murs sur données mesurées. Pour répondre à ces objectifs, ce rapport s'articule selon quatre axes qui se veulent volontairement assez indépendants, explicités comme suit.

Le premier chapitre, intitulé **Radar MIMO - Définition, Concepts et Potentiels** expose ce qu'est le concept MIMO appliqué au radar d'un point de vue théorique. L'ensemble des notions propres au radar MIMO y sont spécifiées et les notions de radar classiques sont étendues au cas MIMO. Les différents types de radar MIMO à savoir les *MIMO cohérent, statistique et phasé*, y sont explicités. La notion de vecteur directionnel est généralisée en *matrice directionnelle* puis la *matrice impulsionnelle* et la *matrice de canal* y sont définies. Les formes d'onde radar ainsi que les différents multiplexages sont discutés. Puis la généralisation de la *fonction*

d'ambiguïté étendue au MIMO est présentée.

Le *second chapitre* intitulé **Propagation électromagnétique à travers les murs** expose les aspects de la propagation électromagnétique du point de vue théorique et présente des techniques expérimentales de caractérisation des murs. Les *équations de propagation* des champs électrique et magnétique dans un *milieu diélectrique* y sont formulées. Les effets de la traversée des murs sur les ondes sont présentés. Les effets les plus critiques pour l'imagerie radar sont la *destruction partielle des fronts d'onde* et la *distorsion* du signal. La caractérisation du mur par *mesure de la fonction de transfert* et par une *modélisation aléatoire* sont également exposées.

Le *troisième chapitre* intitulé **Localisation à travers les murs par imagerie radar** présente différentes techniques d'imagerie radar à travers les murs pour une architecture radar MIMO. D'autres pré-traitements nécessaires pour révéler la cible y ont également été abordés. Un *modèle de signal théorique* ainsi qu'un *modèle de signal approché* sont présentés. Divers traitements cohérents, incohérents et haute résolution, ainsi qu'un procédé de fusion de données, y sont exposés.

Enfin, le *quatrième chapitre* intitulé **Détection à travers les murs par un dispositif radar MIMO - simulateur et dispositif expérimental** expose différents travaux menés dans la détection à travers les murs en terme de simulation de scénarii radar, de considération de conception d'un dispositif MIMO et de mesures expérimentales. Deux types de simulateurs sont présentés, un *simulateur réaliste* basé sur la FDTD, puis, un *simulateur comportemental*. Une discussion sur l'intérêt du MIMO pour la détection à travers les murs en terme de *robustesse* y est menée. La conception d'une architecture radar MIMO est détaillée et la réalisation d'un banc de mesure est exposée. Le positionnement des antennes d'émission y est adressée par *optimisation algorithme génétique*. Enfin, les traitements et *résultats sur des données de mesure* sont présentés.

INTRODUCTION

SOMMAIRE	
UN PEU D'HISTOIRE SUR LE RADAR	6
LES CONCEPTS FONDAMENTAUX EN RADAR	6
Les dispositifs radar	7
La surface équivalente radar	7
Les principes de détection et d'estimation de distance et vitesse .	7
Formation de voie	8
L'imagerie radar	9
La résolution spatiale en radar	9
LES APPLICATIONS RADAR	11

UN PEU D'HISTOIRE SUR LE RADAR

Le concept de radar (*radio detection and ranging*) trouve ses origines au début du XX^e siècle. En 1904, Ch. Hulsmeyer développe et dépose un brevet pour un premier système permettant la détection de bateau pour aider la navigation maritime. Bien que ce système reste très limité, il constitue la 1^{ère} forme de radar. Le 20 juillet 1934, les français déposent un premier brevet (no. 788.795) d'un détecteur radar opérationnel dont le prototype fut embarqué sur le cargo Oregon à peine six mois après. Cependant ce n'est qu'en 1935, après les travaux et le brevet de R. Watson-Watt que le radar se fait réellement connaître. Le dispositif établi par Watson-Watt est alors d'ores et déjà constitué des principaux éléments encore utilisés dans les systèmes radar actuels.

Durant la 2^{nde} guerre mondiale, le système développé par Watson est reconsidéré et modifié pour en améliorer les capacités et performances. L'État major de la Royal Air Force britannique saisit immédiatement l'importance d'un tel système de détection pour la protection du territoire et fit ainsi construire la Chain Home : un ensemble de soixante installations radar sur l'ensemble des côtes britanniques. L'attaque de Pearl Harbor pour laquelle l'assaut ennemi fut mis en évidence par les premiers radars de veille aérienne alors que l'armée américaine déclina l'information. Ceci démontra une fois encore l'importance et les potentiels du radar pour la sécurité des nations. C'est donc durant la 2^{nde} guerre mondiale que la crédibilité accordée au système radar est réellement obtenue. Et c'est durant cette période que furent développées les techniques radar encore d'actualité aujourd'hui que ce soit les radars aériens ou encore de visualisation des cibles mobiles (VCM) communément appelés MTI (moving target indicator).

Après guerre, les radars continuent leurs évolutions et dans les années 1950 apparaît le concept de radar à synthèse d'ouverture (SAR) marquant une nette avancée par rapport à la notion initialement définie par Hulsmeyer. Les radars à réseaux phasés font leur apparition dans les années 1960 et le radar devient alors un domaine de recherche très actif. Les progrès théoriques en traitement numérique du signal des années 1970 et après marquent une nouvelle ère pour le radar notamment sur les aspects traitements adaptatifs. C'est ainsi que les systèmes radar modernes actuels voient le jour. Récemment le concept de radar à plusieurs antennes d'émission, inspiré du domaine des télécommunications, émerge et ouvre ainsi de nouvelles perspectives de recherches pour le radar.

LES CONCEPTS FONDAMENTAUX EN RADAR

Un radar est un système qui utilise les ondes électromagnétiques pour détecter et/ou localiser et/ou déterminer la vitesse d'objets. Un émetteur envoie une onde qui se réfléchit sur la cible et est détectée par un ou plusieurs récepteurs. La position est estimée grâce aux temps de retour de l'onde sur les différents récepteurs informant sur la distance et la position

angulaire de la cible. La vitesse peut être mesurée par le changement de fréquence de l'onde émise dû à l'effet Doppler.

Les dispositifs radar

Le positionnement et le nombre d'antennes utilisées pour former un système radar permet de le classifier selon une certaine nomenclature.

En fonction du positionnement des antennes, il y a d'une part le radar *monostatique* pour lequel les antennes d'émission et de réception sont placées au même endroit. Et d'autre part, le radar *bistatique*, pour lequel ces antennes sont placées à des endroits assez espacés relativement à la longueur d'onde.

En fonction du nombre d'antennes, on répertorie les radar :

- *SISO*, une seule antenne en émission et en réception
- *SIMO*, une seule antenne en émission et plusieurs en réception
- *MISO*, plusieurs antennes en émission et une seule en réception
- *MIMO*, plusieurs antennes en émission et en réception

La surface équivalente radar

La surface équivalente radar (SER) est une mesure de la rétrodiffusion d'un objet et informe sur la détectabilité de la cible par un radar. Plus elle est importante, plus il est facile de détecter l'objet. La SER dépend d'une part de la nature de l'objet, à savoir sa forme ainsi que ses matériaux constitutifs, et d'autre part, du rayonnement de l'onde émise par le radar, à savoir sa fréquence et des angles d'incidence et de réflexion de l'onde puis de l'état de polarisation de l'onde. La formule théorique de la SER notée σ est donnée par la relation :

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{P_r}{P_i} \quad \text{ou} \quad \sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \left(\frac{E_r}{E_i} \right)^2 \quad (1)$$

Avec P_i la densité de puissance au niveau de la cible et P_r la densité de puissance mesurée sur une sphère de rayon R centrée en la cible. De la même façon, la SER s'exprime également en fonction des champs incident E_i et réfléchi E_r .

Les principes de détection et d'estimation de distance et vitesse

Considérons une antenne émettrice d'un dispositif radar émettant un signal $s(t)$. Ce signal atteint une cible se déplaçant à la vitesse \vec{v} , une partie du signal est réfléchi et retourne vers le dispositif radar cf. fig (1). Le signal reçu $s_r(t)$ par une antenne de réception s'écrit :

$$s_r(t) = \sqrt{\sigma} s(t - \tau) e^{j2\pi(f_c + f_d)(t - \tau)} + n(t) \quad (2)$$

Avec τ le temps requis par l'onde pour aller de l'antenne d'émission à la cible et retourner à l'antenne de réception, f_c la fréquence centrale et f_d la fréquence Doppler puis $n(t)$ un bruit de mesure additif. Dans le

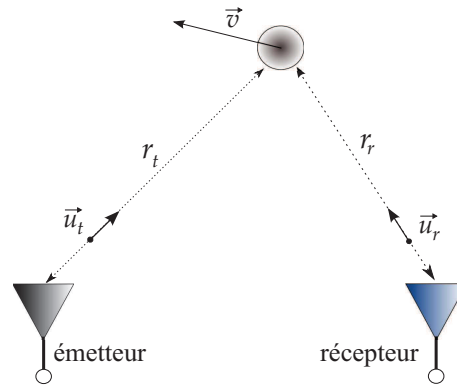


FIGURE 1 – Illustration du principe radar

cas général bistatique, les quantités contenant l'information distance τ et vitesse f_d s'expriment sous la forme :

$$\tau = \frac{r_t + r_r}{c} \quad (3)$$

$$f_d = \frac{\vec{v} \cdot \vec{u}_t + \vec{v} \cdot \vec{u}_r}{\lambda} \quad (4)$$

Où c représente la vitesse de propagation de l'onde et λ la longueur d'onde. Les distances r_t et r_r sont les distances de l'antenne d'émission à la cible et de l'antenne de réception à la cible, respectivement. Les vecteurs \vec{u}_t et \vec{u}_r représentent les vecteurs unitaires directionnels de l'antenne d'émission vers la cible et de l'antenne de réception vers la cible, respectivement. Puis l'opérateur \cdot représente le produit scalaire cartésien. La détection et estimation de la position et vitesse peuvent alors se réaliser en observant les maxima de la fonction de corrélation χ suivante :

$$\chi(\Delta\tau, \Delta f) = \left| \int s_r(t) s(t - \Delta\tau)^* e^{-j2\pi\Delta f t} dt \right| \quad (5)$$

Formation de voie

La formation de voie est un procédé de traitement numérique du signal qui vise à privilégier l'information provenant de certaines directions de l'espace. Cette technique est généralement utilisée pour l'imagerie et/ou la détection d'angle d'arrivée sur des dispositifs comprenant plusieurs antennes de réception. Considérons un réseau d'antennes en réception fig (2) et un vecteur de paramètre ζ . Les paramètres pouvant être une position $\zeta = [x, y, z]$ ou une direction $\zeta = [\theta, \phi]$. En prenant une combinaison linéaire des signaux reçus $(s_{ri}(t))_{i=1..N}$ pondérés par des coefficients $(w_i)_{i=1..N}$ eq. (6), on privilégie en sortie $y(t)$ l'information provenant de la direction souhaitée et discrimine l'information parasite provenant d'ailleurs.

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i s_{ri}(t) \quad (6)$$

Dans le cas d'une formation de voie conventionnelle, les pondérations compensent les déphasages de propagation pour chacune des voies et se mettent sous la forme $w_i = e^{-j\varphi_i(\zeta)}$. Pour la formation de voie adaptative,

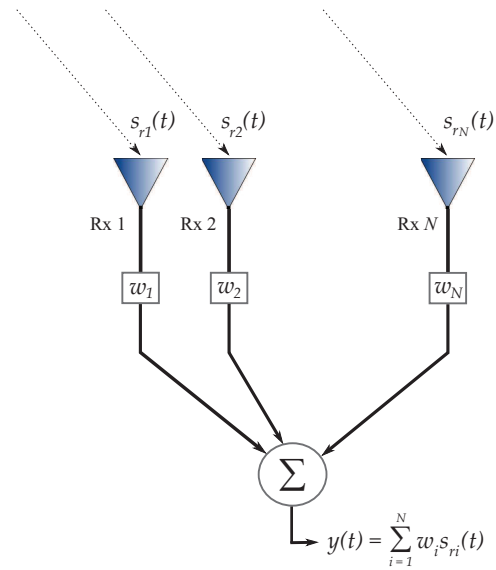


FIGURE 2 – Illustration formation de voie

les pondérations peuvent être obtenues, par exemple, en résolvant des problèmes d’optimisation ou par des projections orthogonales pour les formateurs de faisceau Capon et MUSIC, respectivement. D’autres techniques de calcul des pondérations peuvent être mises en place en fonction des objectifs fixés.

L’imagerie radar

L’imagerie radar consiste à donner une information sur la réflectivité $\sigma(\mathbf{x})$ d’une cible radar positionnée en \mathbf{x} appartenant à la scène à analyser. Comme pour tous systèmes imageurs, la grandeur à mesurer, ici la réflectivité, est représentée par une intensité d’image $\mathbf{I}(\mathbf{x})$ calculée à partir des échos radar mesurés.

$$\sigma(\mathbf{x}) \propto \mathbf{I}(\mathbf{x}) = \mathcal{F}(\text{mesures}) \quad (7)$$

Selon les opérations de traitement effectuées sur les données de mesure, les méthodes d’imagerie diffèrent. Naturellement, les limitations de mesure entraîne un rendu $\mathbf{I}(\mathbf{x})$ représentatif d’une réflectivité $\sigma(\mathbf{x})$ non idéal. Ce rendu constitue la fonction d’ambiguïté, ou *fonction d’étalement du point* (*point spread function*), du dispositif imageur. Cette fonction décrit la réponse du système d’imagerie à une cible ponctuelle. La qualité d’un dispositif imageur est mesurée par la résolution de l’image formée d’un réflecteur ponctuel, idéalement un point sur l’image formée, et du niveau de ses lobes secondaires ainsi que du pouvoir séparateur du dispositif pour deux cibles rapprochées.

La résolution spatiale en radar

La résolution spatiale d’un radar est sa capacité à distinguer des cibles très proches les unes des autres. On distingue d’une part, la résolution en distance Δr liée à la bande qu’occupe le signal émis par le radar. Et d’autre part, la résolution azimutale Δa_r liée à la taille de l’antenne utilisée par le

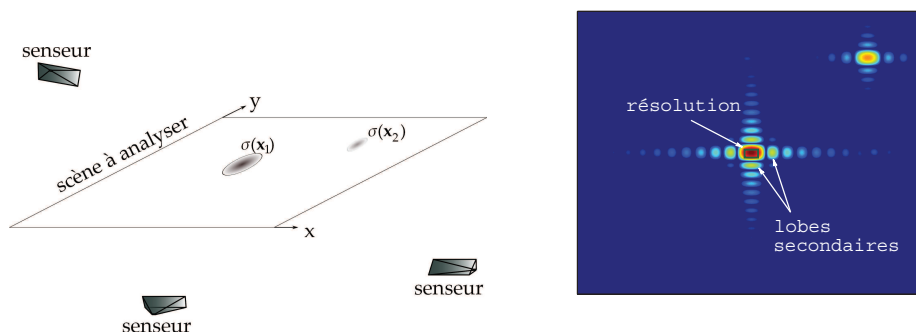


FIGURE 3 – Illustration imagerie radar

dispositif. L'expression théorique de ces résolutions est donnée eq. (8) :

$$\Delta r = 1.2 \frac{c}{2B} \quad \text{et} \quad \Delta a_r \sim \frac{\lambda r}{L} \quad (8)$$

Avec r la distance de la cible, B la bande occupée par la forme d'onde radar et L l'ouverture effective de l'antenne ou du réseau d'antennes utilisé. La haute résolution est recherchée en radar pour améliorer la précision des estimations de position et/ou vitesse et/ou angle d'arrivée. Elle présente également un intérêt pour la classification et reconnaissance de cibles. La haute résolution permet également la détection de cibles à faible SER dans des milieux complexes à fort fouillis (*clutter*).

Haute résolution en distance

On note alors que pour augmenter la résolution distance, il faut augmenter la bande occupée par le signal émis par le radar. On parle alors de radar *ultra large bande* (ULB). Soit f_c la fréquence centrale du signal émis, un dispositif radar est considéré comme ULB si le rapport $B/f_c \geq 0.2$ ou s'il occupe une bande de fréquence $B \geq 500\text{MHz}$.

L'aspect large bande peut être obtenu soit par l'émission d'*impulsions ultra courtes* ou par la *compression d'impulsion*. Typiquement les impulsions ultra courtes ont une durée de l'ordre de la dizaine de nanosecondes et occupent ainsi une bande de l'ordre du gigahertz. Néanmoins l'impulsion doit être de très forte amplitude pour conserver un niveau d'énergie suffisant et assurer la détection. Ceci entraîne des problèmes de conception électronique. Pour pallier cette difficulté, on peut utiliser la *compression d'impulsion*. Son principe est le suivant ; on génère un signal dont la durée est relativement longue pour augmenter l'énergie émise. Cependant, on module en fréquence le signal émis de manière à ce qu'il occupe une bande de fréquence importante. Plus de détails seront fournis en (1.4.1 p.32).

D'autres techniques issues du traitement numérique du signal permettent d'améliorer significativement la résolution distance par des traitements dits *haute résolution*.

Haute résolution en azimut

Concernant la résolution azimutale, il faut augmenter l'ouverture de l'antenne afin de l'améliorer. Plutôt que d'augmenter la taille physique de l'antenne ce qui deviendrait vite compromettant, les architectures radar à plusieurs antennes (ex : SAR, MIMO ..) présentent ici un intérêt certain. En effet, la répartition spatiale des antennes permet la synthèse virtuelle d'une antenne équivalente à grande ouverture. De même que précédemment, d'autres techniques de traitement numérique du signal permettent d'améliorer grandement la résolution azimutale par les traitements *haute résolution*.

LES APPLICATIONS RADAR

Les principaux domaines d'application du radar sont la surveillance et le contrôle que ce soit dans un contexte civil ou militaire. On utilise, par exemple, le radar pour le contrôle aérien, maritime et routier. Le radar est également utilisé en météorologie et astronautique pour l'observation de la Terre et de sa biomasse. Le tableau fig (4) recense en grande partie les applications radar actuelles. Pour les applications strictement militaires, on retrouve, par exemple, les radars de défense aérienne qui détectent et suivent les aéronefs ou missiles représentant un danger ainsi que les radars de contre batterie servant à déterminer le point de départ d'un tir d'artillerie adverse. Pour les applications utilisées dans les deux contextes, il y a naturellement les radars de contrôle aérien et routier mais également les radars météo. Il y a, d'autre part, les radars subsurface, tels que les radars à détection d'objets souterrains et à travers les murs, utilisés pour le déminage de terrains et la détection en milieu urbain.

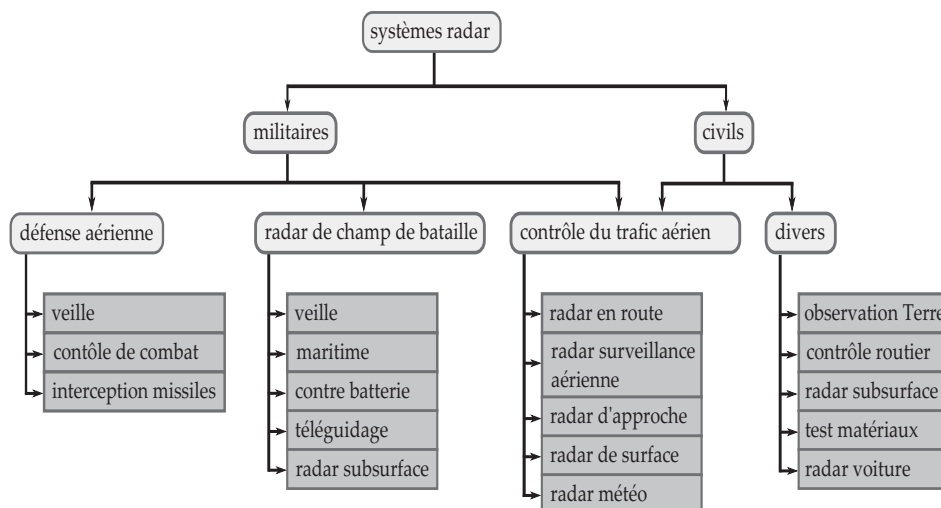


FIGURE 4 – Les applications radar

RADAR MIMO : DÉFINITION, CONCEPTS ET POTENTIELS

1

SOMMAIRE

1.1	QU'EST-CE QUE LE RADAR MIMO?	14
1.1.1	Les différents types de radar MIMO	14
1.1.2	État de l'art : avancée des recherches en radar MIMO . . .	18
1.2	RADAR MIMO : FORMULATIONS THÉORIQUES	19
1.2.1	Réponse impulsionnelle de la cible dans son environnement	19
1.2.2	Fonctions de Green	20
1.2.3	Signal MIMO et matrice impulsionnelle	21
1.2.4	Signal MIMO bande étroite et matrice directionnelle . . .	23
1.2.5	Signal MIMO domaine fréquentiel et Matrice de canal . .	25
1.3	CONCEPT DE RÉSEAU D'ANTENNES VIRTUELLES MIMO	26
1.4	LES FORMES D'ONDE RADAR MIMO	29
1.4.1	Forme d'onde pour multiplexage temporel et fréquentiel .	30
1.4.2	Forme d'onde pour multiplexage par codes orthogonaux	33
1.5	LA FONCTION D'AMBIGUÏTÉ RADAR MIMO	36
	CONCLUSION	40
	BIBLIOGRAPHIE	41

MIMO, pour « *Multiple Input Multiple Output* », est un concept général qui suggère plusieurs sollicitations et observations d'un environnement afin d'en décrire le contenu. Quel que soit le domaine considéré, les potentialités d'amélioration des performances générales des systèmes MIMO en ont fait un domaine de recherche très attractif et reconnu. Le concept de MIMO n'est pas tout à fait récent et remonte même aux années 1970. En effet, des travaux datant de 1974 en automatique [1] proposent une sélection optimale des entrées d'un système pour améliorer l'estimation de ses paramètres. Néanmoins, le concept est vraiment devenu célèbre dans le début des années 1990 après son utilisation dans le domaine des télécommunications [2]. Cette application du concept MIMO fut une vraie révolution et permit le transfert de données à plus longue portée et à plus grande vitesse. Ce n'est que dernièrement que le concept émergea dans le domaine du radar. Initialement, le concept MIMO fut introduit en radar pour tirer parti du scintillement de la cible pour améliorer la précision d'estimation d'angle d'arrivée [3]. C'est alors que le concept MIMO appliqué au radar devint un nouvel axe de recherche [4] et ouvrit des nouvelles perspectives en radar.

1.1 QU'EST-CE QUE LE RADAR MIMO ?

Le concept MIMO appliqué au domaine du radar consiste en l'utilisation de l'information provenant de senseurs placés à différents endroits de l'espace. Il est communément admis qu'un radar MIMO est un dispositif comprenant plusieurs antennes d'émission et de réception cf. fig (1.1), bien que conceptuellement parlant d'autres systèmes radar existants pourraient être qualifiés de MIMO. Plusieurs classifications des radars MIMO peuvent être envisagées, néanmoins on identifie communément deux classifications. Une première classification se fait en fonction de l'agencement spatial des antennes. On distingue alors le *radar MIMO cohérent* pour lequel les antennes sont relativement peu espacées, du *radar MIMO statistique* qui présente un espacement important entre les différentes antennes. Une seconde classification se fait en fonction du traitement de l'information provenant des multiples paires <émetteur | récepteur>. On différencie alors le *radar MIMO phasé* qui utilise un traitement cohérent des signaux mesurés par les divers senseurs, du *radar multistatique* qui utilise généralement un traitement incohérent. Les radars usant de traitements à la fois cohérents et incohérents sont dits *radars multisites*.

1.1.1 Les différents types de radar MIMO

Radars MIMO vs. diversité spatiale

L'appellation *cohérent MIMO* provient du fait que pour des antennes émettrices et réceptrices peu distantes les unes par rapport aux autres, les signaux réfléchis par la cible et captés en réception sont *corrélés*. Cette corrélation des signaux font qu'ils présentent une certaine *cohérence* spatiale justifiant le qualificatif *cohérent MIMO*. Au contraire, pour des antennes assez espacées, les échos de la cible sont *décorrélés* et les diffé-

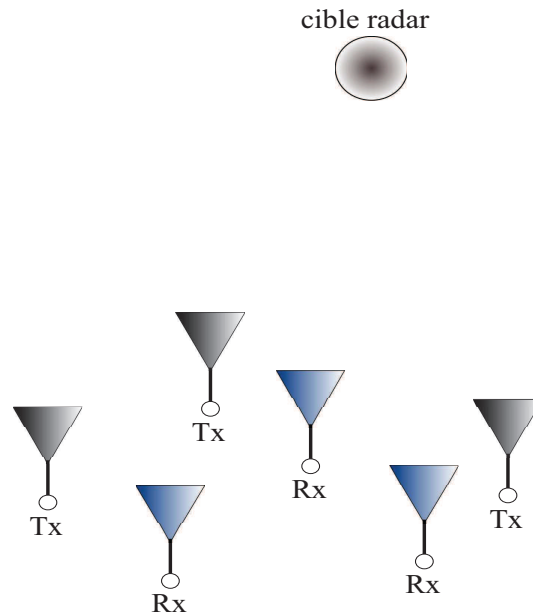


FIGURE 1.1 – Illustration d'un radar MIMO

rents signaux récoltés constituent alors une *statistique* d'observation de la cible d'où l'appellation *statistical MIMO*. Cependant, ces notions de *proche* et *espacé* sont à définir et dépendent naturellement de l'application considérée mais surtout de l'environnement à analyser.

Afin d'expliquer ces notions de distances relatives, considérons un scénario simple représenté fig (1.1). Il est constitué de deux antennes d'émission placées en $(\mathbf{x}_{tm})_{m=1,2} = [x_{tm}, y_{tm}]^T$ et deux de réception en $(\mathbf{x}_{rn})_{n=1,2} = [x_{rn}, y_{rn}]^T$ ainsi que d'une cible étendue centrée en $(\mathbf{x}_c) = [x_c, y_c]^T$ de dimension D_x en largeur et D_y en profondeur. Notons

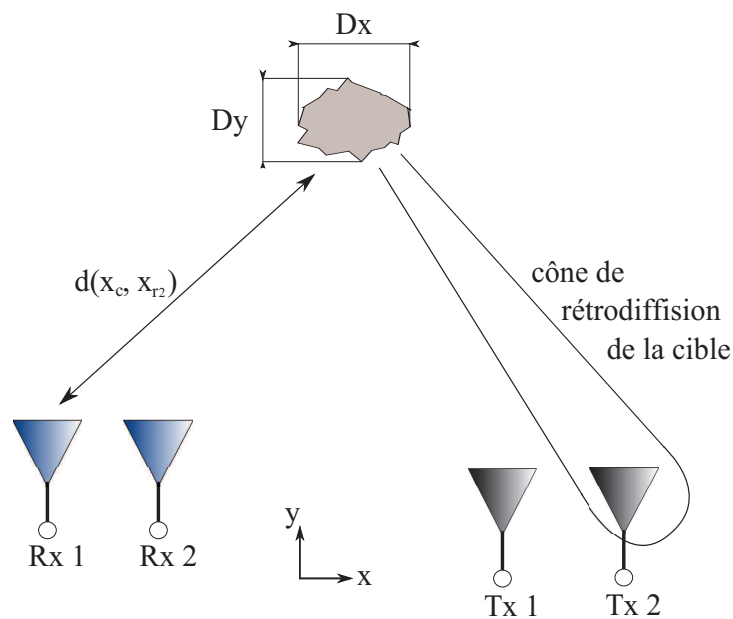


FIGURE 1.2 – Illustration d'un scénario radar MIMO

$d(x_c, x_{(.)})$ la distance de la cible aux différentes émettrices ou réceptrices et λ la longueur d'onde de travail. Les travaux de Fishler et al. [5] montrent

que les signaux obtenus en réception sont *décorrélés* si, au moins, l'une des quatre conditions données par les inéquations suivantes est vérifiée :

$$\begin{aligned}
 \frac{x_{t1}}{d(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_{t1})} - \frac{x_{t2}}{d(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_{t2})} &> \frac{\lambda}{D_x} \\
 \frac{y_{t1}}{d(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_{t1})} - \frac{y_{t2}}{d(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_{t2})} &> \frac{\lambda}{D_y} \\
 \frac{x_{r1}}{d(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_{r1})} - \frac{x_{r2}}{d(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_{r2})} &> \frac{\lambda}{D_x} \\
 \frac{y_{r1}}{d(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_{r1})} - \frac{y_{r2}}{d(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_{r2})} &> \frac{\lambda}{D_y}
 \end{aligned} \tag{1.1}$$

Ces inéquations peuvent aisément être généralisées à un dispositif MIMO constitué de $M \geq 2$ antennes d'émission et $N \geq 2$ antennes de réception. Physiquement, les relations eq. (1.1) expriment le fait que les signaux sont décorrélés s'ils n'appartiennent pas au même cône de retrodiffusion de la cible fig (1.1).

Selon l'application radar visée et surtout l'environnement à analyser, il peut arriver que la propagation de l'onde dans un milieu complexe entraîne naturellement la décorrélation des signaux [6]. On caractérise alors ces milieux par leur longueur de cohérence D en azimuth et/ou en profondeur. Les relations eq. (1.1) peuvent ainsi être écrites à nouveau en substituant $D_{x/y}$ par la longueur de cohérence adéquate.

La discussion menée sur la longueur de cohérence permet maintenant de redéfinir la classification des différents types de radar MIMO en fonction de l'agencement spatial des antennes. Il conviendra donc de dire qu'un radar MIMO est un *coherent MIMO* si l'espacement entre les antennes est faible devant la longueur de cohérence de l'environnement de propagation. Dans le cas contraire, le système sera considéré comme étant un *statistical MIMO*.

Remarque 1.1 Diversité spatiale. *La notion de distance de cohérence permet également de préciser le terme de **diversité spatiale** souvent utilisée dans la littérature du radar MIMO [7]. On parle de diversité spatiale dans le cas où le dispositif MIMO exploite des signaux échos de la cible indépendants pour améliorer la probabilité de détection. C'est donc typiquement le cas du **statistical MIMO**.*

Radar MIMO vs. traitement de l'information

La première forme du radar MIMO est très certainement le radar multistatique. Bien que le thème du radar MIMO est relativement récent et date de cette dernière décade, l'idée du radar multistatique est bien plus ancienne. On retrouve même dans la littérature une édition spéciale en 1986 sur le radar bistatique et multistatique [8, 9]. Le *radar multistatique* se distingue du *radar MIMO phasé* par la nature des traitements réalisés sur les mesures provenant des différents senseurs. Le radar multistatique privilégie la fusion d'information [10] et les traitements incohérents utilisant l'amplitude des signaux reçus. Tandis que le radar MIMO phasé opte

pour des traitements cohérents utilisant conjointement amplitude et phase des signaux captés [11]. On peut également considérer des traitements à la fois cohérents et incohérents, on parle alors de *radar multisite*.

Considérons un dispositif MIMO avec M antennes d'émission et N de réception et une répartition spatiale des antennes quelconques. Notons de manière générale \mathbf{M}_X la matrice des signaux reçus :

$$\mathbf{M}_X = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1M} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & x_{2M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N1} & x_{N2} & \cdots & x_{NM} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

À noter que la matrice \mathbf{M}_X peut dépendre du temps, la fréquence ou de la polarisation, ou encore représenter les MN sorties après filtrage adapté voire un autre type de filtrage. En vectorisant la matrice \mathbf{M}_X on forme le vecteur \mathbf{X} :

$$\mathbf{X} = [x_{11}, \dots, x_{N1}, x_{12}, \dots, x_{N2}, \dots, x_{1M}, \dots, x_{NM}]^T \quad (1.3)$$

Dans le cas d'un traitement pour *MIMO multistatique*, la détection et/ou localisation peuvent se mettre sous la forme :

$$\|\mathbf{X}\|^2 = \sum_{m,n} |x_{mn}|^2 \begin{array}{l} \geq \rho \\ < \rho \end{array} \begin{array}{l} H_1 \\ H_0 \end{array} \quad (1.4)$$

La décision de présence (H_1) ou absence (H_0) de la cible se fait par comparaison à un seuil ρ fixé par l'utilisateur en fonction du taux de fausse alarme et de la probabilité de détection souhaités [12]. Pour un *radar MIMO phasé*, les opérations se mettent sous la forme :

$$\left| \sum_{m,n} x_{mn} \right|^2 \begin{array}{l} \geq \rho \\ < \rho \end{array} \begin{array}{l} H_1 \\ H_0 \end{array} \quad (1.5)$$

La sommation cohérente est généralement utilisée pour l'imagerie radar [11] et permet d'obtenir un gain en résolution azimutale comparé aux traitements incohérents. On peut également envisager des procédés hybrides mêlant à la fois traitements cohérents et incohérents, on parle alors de plutôt de *radar multisite*. Dans ce cas, le traitement est souvent cohérent en réception et incohérent en émission. L'opération peut, par exemple, se mettre sous la forme suivante :

$$\sum_m \left| \sum_n x_{mn} \right|^2 \begin{array}{l} \geq \rho \\ < \rho \end{array} \begin{array}{l} H_1 \\ H_0 \end{array} \quad (1.6)$$

Les fonctions principales d'un dispositif radar sont la détection et l'estimation de ses paramètres. Il y a également la poursuite (tracking) de cible

ainsi que l'imagerie de sa réflectivité. Divers travaux ont montré que chacun de ces objectifs peut être amélioré grâce à un dispositif MIMO. Entre autres, le concept MIMO permettrait :

- un gain en performance de détection [5]
- une meilleure estimation des paramètres de la cible [13]
- une meilleure résolution angulaire grâce à la formation d'un réseau d'antennes possédant une grande ouverture virtuelle [14]
- une sensibilité accrue aux cibles se déplaçant lentement et permettant ainsi leur détection [15]
- l'amélioration et l'implémentation directe des techniques adaptatives en traitement d'antennes [16]
- la conception et l'optimisation de forme d'onde pour adapter les signaux émis à la scène à analyser [17]

Remarque 1.2 Optimisation de forme d'onde. *La forme d'onde est la représentation des variations temporelles du signal utilisé par le radar pour éclairer la scène. L'optimisation de forme d'onde est une nouvelle perspective propre aux architectures présentant plusieurs émetteurs, ie. MIMO et MISO. Ce procédé est impossible avec les architectures conventionnelles SISO et SIMO. La conception de forme d'onde permet, par exemple, de modifier de manière adaptative le diagramme de rayonnement de réseau d'antennes MIMO pour l'imagerie radar et l'estimation de paramètres.*

1.1.2 État de l'art : avancée des recherches en radar MIMO

Le concept de radar MIMO permet de revoir et d'étendre les notions définies pour les architectures radar classiques SISO et SIMO. La révolution du concept MIMO appliquée aux télécommunications laissa entrevoir de grandes avancées pour son application dans le radar. Ainsi le domaine de recherche a très rapidement séduit et de nombreux travaux théoriques ont été proposés dans la littérature scientifique¹. Le but de cette section n'est naturellement pas de couvrir la totalité des travaux de recherche sur le domaine du radar MIMO. Il s'agit plutôt de présenter les travaux précurseurs et pionniers qui permettent d'avoir une vision globale de ce qu'est le concept MIMO en radar et d'en comprendre les subtilités. On identifie alors principalement quatre axes de recherche : le radar **statistical MIMO**, le radar **coherent MIMO**, l'**optimisation de forme d'onde** et quelques rares **dispositifs expérimentaux MIMO**.

♦ *Statistical MIMO* : Les travaux de Haimovich, Fishler et al. [3, 5] ainsi que ceux de Lehmann et al. [18] définissent le radar MIMO à diversité spatiale. Cette notion est revue dans [19] qui permet de revisiter le concept pour une architecture MIMO avec un espacement des antennes moindre. De manière générale, ces travaux portent sur l'amélioration des performances de détection radar permise par l'écartement spatiale des antennes pour pallier au scintillement de la cible. La notion de diversité spatiale peut être étendue aux environnements de propagation complexe [20] où la

¹. le livre *MIMO Radar Signal Processing* [4] ainsi que les références incluses fournissent une lecture assez exhaustive sur les travaux théoriques menés en radar MIMO.

diversité de point de vue de la scène permet la détectabilité de la cible.

- ♦ *Coherent MIMO* : L'architecture radar MIMO avec des antennes co-localisées a tout d'abord été proposée dans les travaux de Bliss et al. [14, 21]. Un résumé sur les différents récents travaux existants sur le coherent MIMO est fourni en [22]. Les principes d'antennes virtuelles MIMO et de degrés de liberté sont mis en avant dans les travaux [21, 23]. L'obtention de réseaux d'antennes équivalents pleins à partir de réseaux d'antennes MIMO lacunaires est explicitée en [21]. Les travaux de Xu et Stoica et al. dans [11], envisagent l'application des techniques adaptatives en traitement du signal MIMO.

- ♦ *Optimisation de forme d'onde* : Pour l'optimisation de la forme d'onde à émettre, on identifie deux approches. Une première qui vise à synthétiser directement la forme d'onde [24]. Et une seconde qui opère plutôt sur la matrice d'inter-correlation entre les signaux [25]. Les travaux [25, 26] montre une optimisation de forme d'onde émise avec contrainte sur la puissance émise. Une optimisation de signaux MIMO ULB est présentée dans [27].

- ♦ *Quelques dispositifs radar MIMO expérimentaux existants* : La réalisation d'un radar MIMO opérationnel reste encore un challenge technologique à l'heure actuelle. En effet, la synthèse de formes d'ondes orthogonales ainsi que l'accroissement des calculs dû à la multiplicité des voies émettrices et réceptrices complique la réalisation. De ce fait, on ne recense que très peu de dispositifs MIMO expérimentaux. Néanmoins, certains systèmes radar de surveillance aérienne MIMO ont déjà vu le jour [23, 28]. D'autres expérimentations proposent l'utilisation du concept MIMO dans la réjection spatiale du fouillis pour les radars de veille à longue distance [29]. Enfin d'autres travaux au MIT démontrent l'intérêt d'un dispositif MIMO pour la détection à travers les murs [30].

1.2 RADAR MIMO : FORMULATIONS THÉORIQUES

Cette section présente les concepts mathématiques théoriques du radar MIMO. Ainsi, la problématique de détection radar sera formulée en introduisant dans un premier temps un modèle général de signal MIMO. Après quoi, l'ouverture virtuelle équivalente d'un radar MIMO sera définie. Ensuite, diverses formes d'onde possibles seront adressées. Enfin, la notion de fonction d'ambiguïté généralisée au cas d'un radar MIMO sera définie.

1.2.1 Réponse impulsionnelle de la cible dans son environnement

Les phénomènes de propagation et de réflexion des ondes radar sont supposés comme étant linéaires, obéissant aux principes de superposition. Une méthode courante pour qualifier ce type de processus est de les considérer comme des systèmes linéaires et d'étudier alors la relation entre l'entrée du système (signal en émission) et sa sortie (signal en réception). De plus, le principe du radar permet d'affirmer en première approche que

le signal reçu est celui émis, excepté décalé en temps et multiplié par une amplitude représentative de la réflectivité de la cible. Ainsi, le système est alors clairement invariant en temps. En traitement du signal, l'outil généralement utilisé pour caractériser de tels systèmes est la réponse impulsionnelle et permet alors d'obtenir une expression du signal reçu en fonction du signal émis. Le tableau ci-dessous illustre les correspondances.

système	entrée	réponse impulsionnelle	sortie
phénoménologie radar	signal émis	propagation d'onde	signal reçu

TABLE 1.1 – Correspondance radar et système linéaire temps invariant

La réponse impulsionnelle de la cible représente les phénomènes de propagation dans leur intégralité. Ainsi, elle tient compte de la propagation de l'onde depuis l'antenne d'émission jusqu'à la cible et de cette dernière vers l'antenne de réception. La réponse impulsionnelle dépend donc naturellement de la position de la cible \mathbf{x}_{cible} et des antennes émettrice \mathbf{x}_t et \mathbf{x}_r réceptrice mais également du milieu de propagation. En notant par $h(t, \mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_t, \mathbf{x}_r)$ la réponse impulsionnelle de la cible, le signal reçu $s_{reçu}(t)$ s'exprime en fonction du signal émis $s_{émis}(t)$ par le produit de convolution suivant :

$$s_{reçu}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, \mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_t, \mathbf{x}_r) s_{émis}(t - \tau) d\tau \quad (1.7)$$

Remarque 1.3 Cible ponctuelle vs. cible étendue. *Le modèle de la cible ponctuelle est probablement le plus répandu. Cette hypothèse est généralement vraie pour les signaux faible bande. Cependant, si la bande B occupée par la forme d'onde émise devient comparable à $c/2D$, avec D la dimension de la cible et c la vitesse de l'onde, alors le modèle de cible ponctuelle n'est plus valide et ne représente plus la nature du réflecteur. Il est alors plus correct de considérer la cible comme un ensemble (voire un continuum) de points réflecteurs répartis dans l'espace. Le signal retour est alors formé par la somme des signaux retour élémentaires. C'est le modèle de la cible étendue.*

1.2.2 Fonctions de Green

La méthode de Green est largement utilisée en physique et notamment pour résoudre des équations de propagation d'onde. Cette théorie prend en compte toutes les interactions avec le milieu lors de la propagation de l'onde (réflexions, diffractions ...). Elle permet également d'exprimer de façon simple le champ rayonné par une source en tout point de la scène et peut donc être appliquée en radar pour donner l'expression du signal reçu. On définit alors les fonctions de Green élémentaires exprimant la propagation de l'antenne d'émission à une cible ponctuelle $g_t(t, \mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_t)$ et de la cible à l'antenne de réception $g_r(t, \mathbf{x}_r, \mathbf{x}_{cible})$ respectivement. Le signal en réception s'exprime alors par un double produit de convolution

en temps, notée $*$, des fonctions de Green et du signal émis :

$$s_{\text{reçu}}(t) = g_r(t, \mathbf{x}_r, \mathbf{x}_{\text{cible}}) * g_t(t, \mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t) * s_{\text{émis}}(t) \quad (1.8)$$

Les formulations 1.7 et 1.8 sont équivalentes et représentent les mêmes phénomènes. La première formulation 1.7 se place plutôt du point de vue traitement du signal tandis que la seconde adopte une approche plus physique et propagation de l'onde. La relation reliant la réponse impulsionnelle et les fonctions de Green s'écrit :

$$h(t, \mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t, \mathbf{x}_r) = g_r(t, \mathbf{x}_r, \mathbf{x}_{\text{cible}}) * g_t(t, \mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t) \quad (1.9)$$

En fonction des phénomènes de propagation mis en jeu, il peut être judicieux de passer d'une représentation à l'autre. Par exemple, pour les applications radar subsurface pour lesquelles les effets sur la propagation d'onde sont complexes, une représentation physique peut être privilégiée.

Remarque 1.4 Fonction de Green en espace libre. *En espace libre, les fonctions de Green pour les trajets aller de l'onde g_t et retour g_r sont des distributions de Dirac δ . En supposant les rayonnements isotropes et une vitesse de l'onde c constante, ces fonctions s'écrivent :*

$$g_t(t, \mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t) = \frac{1}{4\pi |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_t|} \delta(t - |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_t|/c)$$

$$g_r(t, \mathbf{x}_r, \mathbf{x}_{\text{cible}}) = \frac{1}{4\pi |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_r|} \delta(t - |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_r|/c)$$

En notant que $\tau(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_r) = |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_r|/c$ représente en fait le temps de trajet pour aller de l'antenne d'émission à l'antenne. Il en est de même pour le trajet retour jusqu'à l'antenne de réception. La réponse impulsionnelle peut donc s'écrire :

$$h(t, \mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t, \mathbf{x}_r) = \frac{\delta(t - \tau(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t) - \tau(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_r))}{16\pi^2 |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_t| |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_r|}$$

Pour faciliter la lisibilité, l'amplitude est notée de la façon suivante $\alpha(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t, \mathbf{x}_r) = 1/16\pi^2 |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_t| |\mathbf{x}_{\text{cible}} - \mathbf{x}_r|$. Le signal reçu s'exprime alors en fonction du signal émis :

$$s_{\text{reçu}}(t) = g_r(t, \mathbf{x}_r, \mathbf{x}_{\text{cible}}) * g_t(t, \mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t) * s_{\text{émis}}(t)$$

$$= \alpha(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t, \mathbf{x}_r) s_{\text{émis}}(t - \tau(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t) - \tau(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_r))$$

L'équation décrivant le principe du radar est ainsi retrouvée. À savoir, le signal reçu est, à un facteur d'amplitude près, le signal émis retardé du temps de trajet des antennes à la cible.

1.2.3 Signal radar MIMO et matrice impulsionnelle

Les cibles sont supposées ponctuelles. Néanmoins, les notations peuvent être facilement généralisées au cas d'une cible étendue en tenant compte de la remarque (1.3). Considérons un radar MIMO constitué de M antennes d'émission placées en $(\mathbf{x}_{t,m})_{m=1..M}$ et N antennes de réception en

$(\mathbf{x}_{r,n})_{n=1..N}$. Les signaux émis par les différentes antennes d'émission notés $(s_m(t))_{m=1..M}$ sont regroupés dans le vecteur $\mathbf{s}(t) \in \mathbb{C}^{M \times 1}$. Notons alors $\mathbf{y}(t) \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, le vecteur des signaux reçus sur les différentes antennes de réception. Le signal reçu par la cible est formé par la somme des signaux provenant des différentes antennes d'émission :

$$s_{cible}(t) = \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{+\infty} h_{t,m}(\tau) s_m(t - \tau) d\tau \quad (1.10)$$

Avec $h_{t,m}(t) = h(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{t,m}, t)$ la réponse impulsionnelle représente la propagation de la $m^{ième}$ antenne d'émission vers la cible. En notation matricielle l'équation (1.10) se réécrit sous la forme :

$$s_{cible}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{h}_t^T(\tau) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \quad (1.11)$$

Où $\mathbf{h}_t(t) = [h_{t,1}(t), \dots, h_{t,M}(t)]^T \in \mathbb{C}^{M \times 1}$. Le signal reçu par la $n^{ième}$ antenne de réception est alors donné par :

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h_{r,n}(\zeta) s_{cible}(t - \zeta) d\zeta \quad (1.12)$$

Ici $h_{r,n}(t) = h(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{r,n}, t)$. En reprenant eq.(1.11), l'équation précédente se met sous la forme :

$$y_n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h_{r,n}(\zeta) \mathbf{h}_t^T(\tau) \mathbf{s}(t - \tau - \zeta) d\tau d\zeta \quad (1.13)$$

De même que précédemment, avec $\mathbf{h}_r(t) = [h_{r,1}(t), \dots, h_{r,N}(t)]^T \in \mathbb{C}^{N \times 1}$, le vecteur des signaux reçus s'écrit au final :

$$\mathbf{y}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{h}_r(\zeta) \mathbf{h}_t^T(\tau) \mathbf{s}(t - \tau - \zeta) d\tau d\zeta \quad (1.14)$$

L'équation (1.14) donne l'expression des signaux reçus pour un radar MIMO sous sa forme la plus générale sans aucune hypothèse simplificatrice particulière. Les aspects propagation sont donc contenus dans le vecteur $\mathbf{h}_t(t)$ pour l'émission et dans $\mathbf{h}_r(t)$ pour la réception. En notant $h_{nm}(t)$ les réponses impulsionnelles suivantes :

$$h_{nm}(t) = h(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{r,n}, t) * h(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{t,m}, t) \quad (1.15)$$

Compte tenu de la discussion eq.(1.9) et de l'associativité du produit de convolution, l'équation les équations eq.(1.14)-(1.15) permettent de faire apparaître la *matrice impulsionnelle* $\mathbf{H}_{mimo}(t, \mathbf{x}_{cible})$:

$$\mathbf{H}_{mimo}(t, \mathbf{x}_{cible}) = \begin{bmatrix} h_{11}(t) & \cdots & h_{1M}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1}(t) & \cdots & h_{NM}(t) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Le vecteur des signaux reçus est alors obtenu par :

$$\mathbf{y}(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathbf{H}_{mimo}(\tau, \mathbf{x}_{cible}) \mathbf{s}(t - \tau) d\tau \quad (1.17)$$

1.2.4 Signal radar MIMO bande étroite et matrice directionnelle

Ici, tous les signaux sont supposés bande étroite. Cette hypothèse sera explicitée quantitativement par la suite, cf. remarque (1.5). De plus, le milieu de propagation est également supposé non dispersif dans la bande considérée. Afin d'expliciter certaines notions, un dispositif constitué d'une antenne d'émission et de N antennes de réception sera tout d'abord considéré. La forme d'onde émise en bande de base, notée $s_{bb}(t)$, occupe une certaine largeur spectrale B centrée sur porteuse à f_c , cf. fig (1.3).

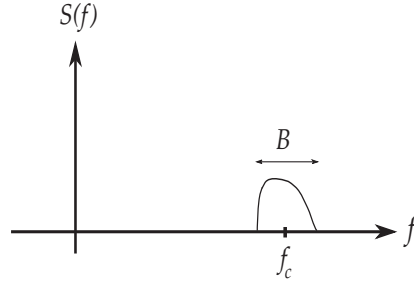


FIGURE 1.3 – Illustration du spectre d'un signal bande étroite

Le signal $s(t)$ ainsi formé se met sous la forme d'enveloppe complexe :

$$s(t) = s_{bb}(t)e^{j2\pi f_c t} = \alpha(t)e^{j\phi(t)}e^{j2\pi f_c t} \quad (1.18)$$

Ici, $\alpha(t)$ et $\phi(t)$ représente alors amplitude et phase de l'enveloppe complexe, respectivement. En omettant, dans un premier temps, les facteurs de réflexion de la cible, les signaux en réception s'écrivent :

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} s(t - \tau_1) \\ s(t - \tau_2) \\ \vdots \\ s(t - \tau_N) \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Où τ_n est le temps requis par l'onde pour se propager de l'antenne d'émission vers la cible et revenir au $n^{\text{ième}}$ récepteur. En reprenant les notations de la remarque (1.4), ce temps s'écrit $\tau_n = \tau(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_t) + \tau(\mathbf{x}_{\text{cible}}, \mathbf{x}_{r,n})$.

L'hypothèse bande étroite consiste à dire que le *temps de traversée du réseau par le front d'onde est négligeable devant l'inverse de la bande du signal* de telle sorte que l'amplitude et la phase de l'enveloppe n'ont pas le temps de varier et sont donc considérées comme constantes. Ainsi, on a $\alpha(t - \tau_n) \simeq \alpha(t)$ et $\phi(t - \tau_n) \simeq \phi(t)$ entraînant :

$$\begin{aligned} y_n(t) &\simeq \alpha(t)e^{j\phi(t)}e^{j2\pi f_c(t-\tau_n)} \\ &\simeq \alpha(t)e^{j\phi(t)}e^{j2\pi f_c t}e^{-j2\pi f_c \tau_n} \\ &\simeq e^{-j2\pi f_c \tau_n} s(t) \end{aligned} \quad (1.20)$$

En d'autres termes, le temps de propagation se traduit par un simple déphasage du signal. Le vecteur des signaux reçus peut alors s'écrire :

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} e^{-j2\pi f_c \tau_1} \\ e^{-j2\pi f_c \tau_2} \\ \vdots \\ e^{-j2\pi f_c \tau_N} \end{bmatrix} s(t) = \mathbf{a}s(t) \quad (1.21)$$

Le vecteur \mathbf{a} est appelé *vecteur directionnel* et mesure la fonction de transfert du réseau. Il dépend naturellement de la géométrie du réseau d'antennes et de la position de la cible à travers les temps d'arrivée $(\tau_n)_{n=1..N}$.

Remarque 1.5 Hypothèse bande étroite. Soit L la longueur totale du réseau et B la bande du signal. L'hypothèse bande étroite précise que le temps de traversée du réseau par le front d'onde est négligeable devant l'inverse de la bande. Cette hypothèse se traduit donc par :

$$\frac{L}{c} \ll \frac{1}{B} \quad (1.22)$$

Posons ℓ la longueur adimensionnée du réseau de sorte que $L = \ell \lambda_c$ avec $\lambda_c = \frac{c}{f_c}$ la longueur d'onde de la porteuse. L'équation précédente devient :

$$\frac{\ell \lambda_c}{c} \ll \frac{1}{B} \Rightarrow \frac{\ell}{f_c} \ll \frac{1}{B} \Rightarrow \ell B \ll f_c \quad (1.23)$$

Ce qui revient finalement à dire que la bande B doit être faible vis-à-vis de la porteuse f_c .

Revenons maintenant au cas du radar MIMO. Compte tenu de la discussion précédente, le signal reçu par la cible s'écrit :

$$s_{cible}(t) = \sum_{m=1}^M e^{-j2\pi f_c \tau_{t,m}(\mathbf{x}_{cible})} s_m(t) = \mathbf{a}_t^T(\mathbf{x}_{cible}) \mathbf{s}(t) \quad (1.24)$$

Avec $\tau_{t,m}(\mathbf{x}_{cible}) = \tau(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{t,m})$, le temps de trajet de la $m^{ième}$ antenne d'émission à la cible. Et $\mathbf{a}_t(\mathbf{x}_{cible})$ le vecteur directionnel en émission est donné par :

$$\mathbf{a}_t(\mathbf{x}_{cible}) = [e^{-j2\pi f_c \tau_{t,1}(\mathbf{x}_{cible})} \quad \dots \quad e^{-j2\pi f_c \tau_{t,M}(\mathbf{x}_{cible})}]^T \quad (1.25)$$

Le signal reçu par la $n^{ième}$ antenne de réception est :

$$y_n(t) = e^{-j2\pi f_c \tau_{r,n}(\mathbf{x}_{cible})} s_{cible}(t) = e^{-j2\pi f_c \tau_{r,n}(\mathbf{x}_{cible})} \mathbf{a}_t^T(\mathbf{x}_{cible}) \mathbf{s}(t) \quad (1.26)$$

Où $\tau_{r,n}(\mathbf{x}_{cible}) = \tau(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{r,n})$ représente le temps de trajet de la cible vers la $n^{ième}$. De même, le vecteur directionnel en réception s'écrit :

$$\mathbf{a}_r(\mathbf{x}_{cible}) = [e^{-j2\pi f_c \tau_{r,1}(\mathbf{x}_{cible})} \quad \dots \quad e^{-j2\pi f_c \tau_{r,N}(\mathbf{x}_{cible})}]^T \quad (1.27)$$

En adoptant la notation matricielle, le vecteur des signaux reçus se met alors sous la forme :

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{a}_r(\mathbf{x}_{cible}) \mathbf{a}_t^T(\mathbf{x}_{cible}) \mathbf{s}(t) = \mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible}) \mathbf{s}(t) \quad (1.28)$$

La *matrice directionnelle* \mathbf{H} du réseau d'antenne MIMO est alors mise en évidence et est obtenue par :

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible}) = \mathbf{a}_r(\mathbf{x}_{cible}) \mathbf{a}_t^T(\mathbf{x}_{cible}) \quad (1.29)$$

L'équation précédente explicitant la matrice directionnelle peut être complétée pour tenir compte des coefficients de réflexion de la cible. Soit $\Theta(\mathbf{x}_{cible}) = (\sigma_{nm})$ la matrice de taille $M \times N$ constituée de la SER de la cible pour les différentes incidence d'émission et de réception. La matrice directionnelle s'écrit :

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible}) = \Theta(\mathbf{x}_{cible}) \odot \mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible}) \quad (1.30)$$

Où \odot représente le produit matriciel de Hadamard, ie. le produit matriciel terme à terme.

Remarque 1.6 Formation de faisceau en émission. *De même que pour la formation de voie en réception, la présence d'un vecteur directionnel en émission permet de réaliser de la formation de faisceau en émission. C'est une des nouvelles perspectives et voies de conception propre au dispositif MIMO. Par exemple, le vecteur directionnel en émission peut être pondéré de manière adaptative au milieu de propagation pour ne transmettre de l'énergie que dans des directions privilégiées.*

1.2.5 Signal radar MIMO dans le domaine fréquentiel et Matrice de canal

Pour traiter les aspects large bande il est plus commode de se placer dans le domaine de Fourier. Les mêmes notations seront gardées excepté en changeant la dépendance au temps t par celle à la fréquence f . Le passage du domaine temporel au fréquentiel se fait par transformée de Fourier.

Pour rappel, le signal reçu par la cible dans le cas général s'écrit :

$$\begin{aligned} s_{cible}(t) &= \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{+\infty} h_{t,m}(\tau) s_m(t - \tau) d\tau \\ &= \sum_{m=1}^M (h_{t,m} * s_m)(t) \end{aligned} \quad (1.31)$$

Dans le domaine fréquentiel, les produits de convolution deviennent des produits simples. Ainsi le signal reçu par la cible devient :

$$\begin{aligned} s_{cible}(f) &= \sum_{m=1}^M h_{t,m}(f) s_m(f) \\ &= \mathbf{h}_t^T(f) \mathbf{s}(f) \end{aligned} \quad (1.32)$$

Où $\mathbf{h}_t(f) = [h_{t,1}(f), \dots, h_{t,M}(f)]^T \in \mathbf{C}^{M \times 1}$. Le signal reçu par la $n^{ième}$ antenne de réception est donné par :

$$y_n(t) = (h_{r,n} * s_{cible})(t) \quad (1.33)$$

Ce qui peut être réécrit en prenant la transformée de Fourier :

$$y_n(f) = h_{r,n}(f) \mathbf{h}_t^T(f) \mathbf{s}(f) \quad (1.34)$$

De même, avec $\mathbf{h}_r(f) = [h_{r,1}(f), \dots, h_{r,N}(f)]^T \in \mathbf{C}^{N \times 1}$, le vecteur des signaux reçus s'écrit au final dans le domaine fréquentiel sous la forme :

$$\mathbf{y}(f) = \mathbf{h}_r(f) \mathbf{h}_t^T(f) \mathbf{s}(f) \quad (1.35)$$

Il apparait alors la *matrice de canal* $\mathbf{H}(f)$ qui est donnée par la relation suivante :

$$\mathbf{H}(f) = \mathbf{h}_r(f)\mathbf{h}_t^T(f) \quad (1.36)$$

L'avantage de l'écriture des signaux reçus dans le domaine de Fourier réside tout d'abord dans le fait qu'aucune hypothèse n'est faite sur l'environnement de propagation ou sur les formes d'onde émises et permet de représenter le cas des dispositifs ULB. D'autre part, les milieux de propagation complexes sont généralement caractérisés dans le domaine fréquentiel et peuvent ainsi être abordé directement dans les vecteurs $\mathbf{h}_t(f)$ et $\mathbf{h}_r^T(f)$. Enfin, les traitements sont plus aisément mis en œuvre avec des produits matriciels qu'avec des produits de convolution. Ainsi, les notations dans le domaine fréquentiel seront privilégiées.

1.3 CONCEPT DE RÉSEAU D'ANTENNES VIRTUELLES MIMO

L'agencement spatial des différents senseurs constituant un dispositif MIMO donne de nouveaux degrés de liberté dans la conception radar et la notion d'antenne virtuelle MIMO voit le jour. Dans ce qui suit, ce concept va être présenté. Des détails plus approfondis sont fournis dans les travaux [14, 21, 23]. Pour la présentation du concept de réseau virtuel, les capteurs sont supposés omni-directionnels et le milieu de propagation non-dispersif.

En repartant de l'expression de la matrice directionnelle eq.(1.29), les termes de la matrice $\mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible})$ sont donnés par :

$$(\mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible}))_{nm} = e^{-j2\pi f_c(\tau_{r,n}(\mathbf{x}_{cible}) + \tau_{t,m}(\mathbf{x}_{cible}))} \quad (1.37)$$

Les expressions des temps de trajet à la cible sont données par $\tau_{t,m}(\mathbf{x}_{cible}) = |\mathbf{x}_{cible} - \mathbf{x}_{t,m}|/c$ pour l'émission et $\tau_{r,n}(\mathbf{x}_{cible}) = |\mathbf{x}_{cible} - \mathbf{x}_{r,n}|/c$ pour la réception.

La cible est supposée assez éloignée, et \mathbf{x}_0 désigne le centre du repère puis \mathbf{u}_{cible} le vecteur unitaire dirigé du centre du repère vers la cible, cf. fig (1.4).

La distance entre le centre du repère et la cible est $|\mathbf{x}_{cible} - \mathbf{x}_0| = R$ et la distance entre une antenne d'émission et la cible peut être approximée par :

$$\begin{aligned} |\mathbf{x}_{cible} - \mathbf{x}_{t,m}| &= \left(|\mathbf{x}_{cible} - \mathbf{x}_0 + \mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{t,m}|^2 \right)^{1/2} \\ &= \left(|\mathbf{x}_{cible} - \mathbf{x}_0|^2 + |\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{t,m}|^2 + 2(\mathbf{x}_{cible} - \mathbf{x}_0)^T(\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{t,m}) \right)^{1/2} \\ &= R \left(1 + 2\mathbf{u}_{cible}^T(\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{t,m})/R + |\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{t,m}|^2/R^2 \right)^{1/2} \\ &\simeq R + \mathbf{u}_{cible}^T(\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{t,m}) \end{aligned} \quad (1.38)$$

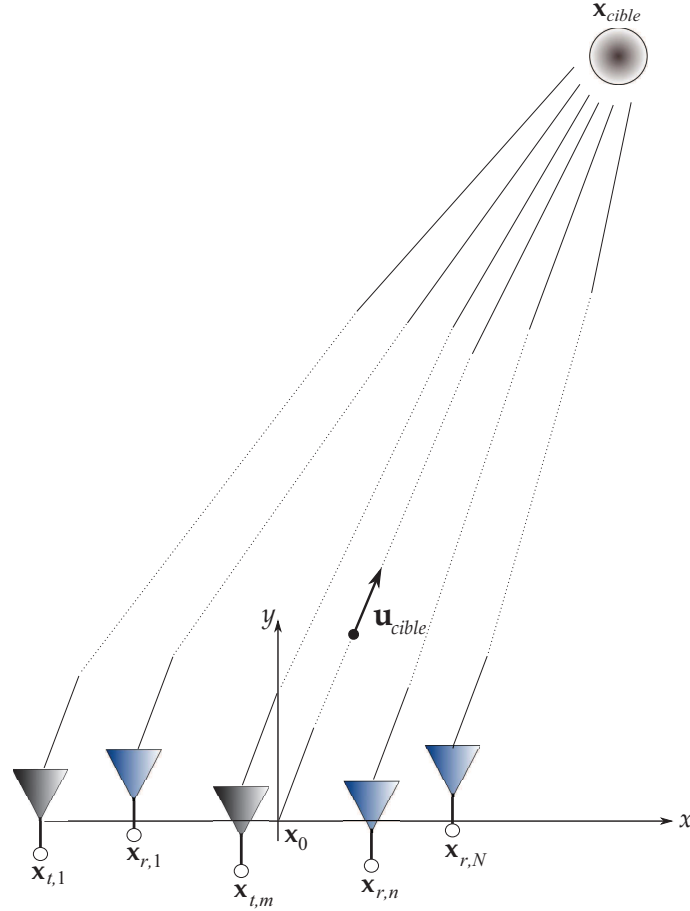


FIGURE 1.4 – Illustration d'un réseau d'antennes MIMO en champ lointain

La même approximation est effectuée pour les antennes de réception de sorte à obtenir :

$$\begin{aligned}\tau_{t,m}(\mathbf{x}_{cible}) &= R/c + \mathbf{u}_{cible}^T(\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{t,m})/c \\ \tau_{r,n}(\mathbf{x}_{cible}) &= R/c + \mathbf{u}_{cible}^T(\mathbf{x}_0 - \mathbf{x}_{r,n})/c\end{aligned}\quad (1.39)$$

En omettant les termes de phase constante en $e^{-j2\pi f_c(R + \mathbf{u}_{cible}^T \mathbf{x}_0)/c}$ et tenant compte du fait que $c/f_c = \lambda_c$, le terme général de la matrice $\mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible})$ devient :

$$(\mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible}))_{nm} = \exp\left(j\frac{2\pi}{\lambda_c}\mathbf{u}_{cible}^T(\mathbf{x}_{t,m} + \mathbf{x}_{r,n})\right)\quad (1.40)$$

La réponse de la cible eq.(1.40) est donc la même que celle obtenue pour un réseau d'antennes en réception constitué de NM éléments dont les senseurs seraient placés en :

$$\{\mathbf{x}_{t,m} + \mathbf{x}_{r,n} \mid n = 1..N \text{ et } m = 1..M\}\quad (1.41)$$

Ce réseau d'antennes à NM éléments constitue l'*antenne virtuelle*. La figure fig.(1.5) illustre le réseau d'antennes équivalent obtenu à partir d'un dispositif MIMO avec $M = 3$ antennes émettrices et $N = 4$ antennes réceptrices. Le vecteur directionnel $\mathbf{h}(\mathbf{x}_{cible})$ associé est alors formé à partir de $\mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible})$ en concaténant les colonnes les une en-dessous des autres :

$$\mathbf{h}(\mathbf{x}_{cible}) = \text{vec}(\mathbf{H}(\mathbf{x}_{cible}))\quad (1.42)$$

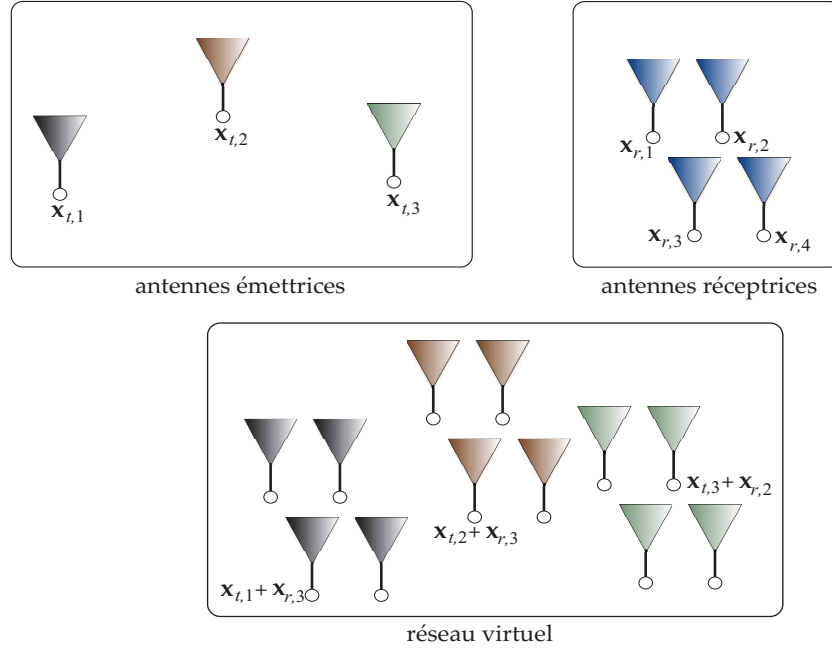


FIGURE 1.5 – Illustration du réseau d'antenne virtuelle MIMO pour $M=3$ et $N=4$

Il est ainsi mis en évidence la capacité du MIMO à réaliser un réseau d'antennes équivalent de NM éléments avec seulement $N + M$ antennes physiques.

Remarque 1.7 Redondance MIMO. Sur l'illustration fig.(1.5), les antennes d'émission sont assez espacées pour qu'il n'y ait pas de chevauchement entre les différents éléments du réseau virtuel. Dans le cas contraire, il est dit qu'il y a recouvrement (*overlapping*) ou redondance dans le réseau virtuel. La redondance peut être utilisée pour diminuer le niveau des lobes secondaires en imagerie et détection d'angle d'arrivée.

La relation entre réseaux d'antennes émetteur, récepteur et virtuel peut être formalisée par des produits de convolution spatiale. Soit p les distributions définissant les emplacements des antennes émettrices et réceptrices :

$$\begin{aligned} p_t(\mathbf{x}) &= \sum_{m=1}^M \delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{t,m}) \\ p_r(\mathbf{x}) &= \sum_{n=1}^N \delta(\mathbf{x} - \mathbf{x}_{r,n}) \end{aligned} \quad (1.43)$$

Compte tenu du fait que les NM éléments du réseau virtuel sont situés en $\{\mathbf{x}_{t,m} + \mathbf{x}_{r,n}\}$, la fonction de répartition spatiale $p_{virtuel}$ suivante est obtenue :

$$p_{virtuel}(\mathbf{x}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \delta(\mathbf{x} - (\mathbf{x}_{t,m} + \mathbf{x}_{r,n})) \quad (1.44)$$

En comparant ces deux dernières équations, il apparaît clairement que :

$$p_{virtuel}(\mathbf{x}) = (p_t * p_r)(\mathbf{x}) \quad (1.45)$$

La figure 1.6 illustre le réseau virtuel obtenu à partir de réseaux d'antennes linéaires uniformes en émission et réception. Il est ainsi obtenu un réseau équivalent plein avec une ouverture antennaire agrandie. L'accroissement de l'ouverture équivalente permet l'amélioration de la résolution azimutale en imagerie et méthode d'estimation d'angle d'arrivée.

La notion de réseau virtuel MIMO est apparentée au concept déjà existant pour les architectures SIMO du *co-réseau* [31]. En terme de géométrie, le *co-réseau somme* de [31] est identiquement le réseau d'antennes virtuel MIMO. Cependant, les deux notions diffèrent de par leur approche. En effet, le vecteur directionnel MIMO présente NM degrés de liberté alors que celui du co-réseau uniquement $N + M$.

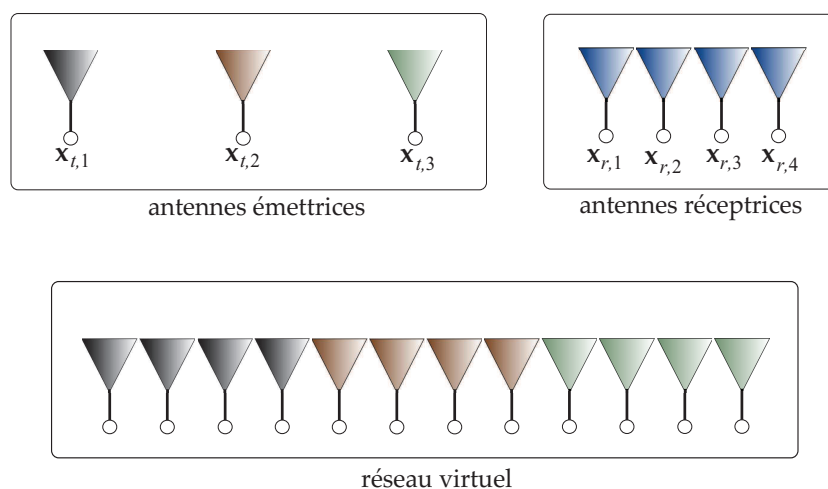


FIGURE 1.6 – Illustration du réseau d'antenne virtuel MIMO pour un réseau linéaire uniforme pour $M=3$ et $N=4$

1.4 LES FORMES D'ONDE RADAR MIMO

L'utilisation de plusieurs voies en émission nécessite la mise en œuvre de mesures pour pouvoir différencier en réception les signaux provenant des divers émetteurs. Il s'agit du *multiplexage*. Trois types de multiplexage sont possibles :

- le multiplexage temporel.
- le multiplexage fréquentiel.
- le multiplexage par code.

Le multiplexage temporel répartit les signaux des différentes voies d'émission dans le temps. Ainsi, chaque senseur transmet successivement un signal sur la totalité de la bande occupée. Le multiplexage fréquentiel partage la bande occupée pour les différentes voies. Chaque antenne d'émission possède ainsi sa propre sous-bande en permanence. Enfin, le multiplexage par code pour lequel chaque senseur utilise la totalité de la bande en permanence. La figure (1.7) représente les occupations temps et fréquence des multiples voies d'émission pour les différents multiplexages.

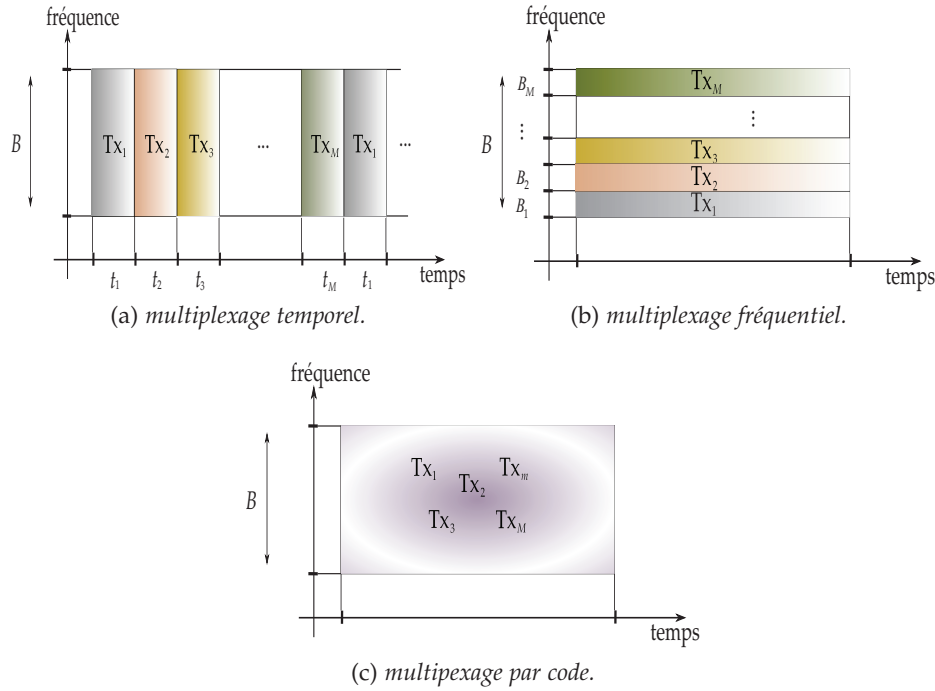


FIGURE 1.7 – Occupation en temps et fréquence pour les différents types de multiplexage

1.4.1 Forme d'onde radar pour multiplexage temporel et fréquentiel

Dans le cas du multiplexage temporel, l'émission par chacune des antennes est séquentielle. Aussi, une seule antenne à la fois émet un signal. Ceci permet d'utiliser les formes d'onde radar classiques déjà existantes. Le multiplexage fréquentiel attribue à chaque émetteur une sous-bande propre. Pareillement, les formes d'onde présentées ici restent applicables pour le multiplexage fréquentiel en s'assurant qu'elles occupent bien la sous-bande adéquate. L'avantage du multiplexage fréquentiel est l'émission simultanée des signaux permettant d'éviter les problèmes de stationnarité de la scène. Il y a alors, d'une part les formes d'onde impulsionnelles, et d'autre part les formes d'onde à émission continue.

Sans être exhaustif, parmi les formes impulsionnelles, les plus courantes sont : l'impulsion rectangulaire, l'impulsion gaussienne, le monocycle ou encore l'ondelette de Ricker. Il est à noter que le monocycle et l'ondelette de Ricker ne sont, respectivement, que les dérivées première et seconde d'une forme d'onde gaussienne. L'impulsion peut naturellement être mise sur porteuse à f_c . Les impulsions ULB ont une durée T de l'ordre $0.25 \leq T \leq 2$ nanosecondes. Les expressions analytiques des différentes formes d'onde sont les suivantes :

$$\begin{aligned} \text{impulsion rectangulaire} \quad s(t) &= 1 \quad \text{si } t \in [0, T] \\ &= 0 \quad \text{sinon} \end{aligned}$$

$$\text{impulsion gaussienne} \quad s(t) = e^{-at^2}$$

$$\text{monocycle} \quad s(t) = -\frac{de^{-at^2}}{dt} = 2ate^{-at^2}$$

$$\text{ondelette de Ricker} \quad s(t) = -\frac{d^2 e^{-at^2}}{dt^2} = 2a(1 - 2at^2)e^{-at^2}$$

La figure (1.8) illustre les allures temporelle et fréquentielle des différentes formes d'onde impulsionnelles ainsi que leur fonction d'ambiguïté [32], donnée par l'expression 1.55 p.36, pour $T = 1\text{ns}$ et une variance gaussienne de $1/\sqrt{a} = 0.2\text{ns}$.

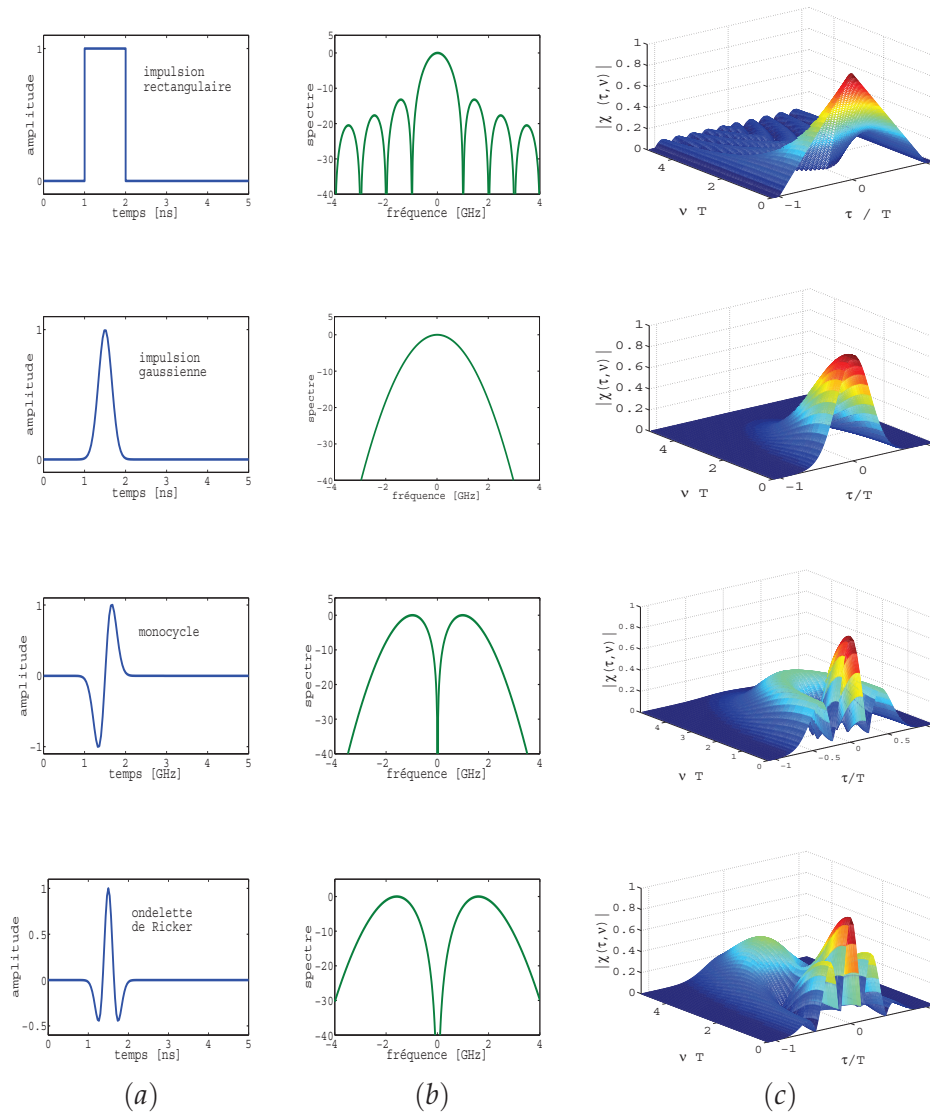


FIGURE 1.8 – Représentation des allures temporelle (a) fréquentielle (b) ainsi que la fonction d'ambiguïté pour différentes impulsions.

Dans le cas des formes d'onde à émission continue, le signal est généralement modulé en fréquence de sorte à occuper la bande souhaitée. Le terme "modulé en fréquence" signifie que la fréquence du signal synthétisé n'est plus constante mais devient une fonction du temps $f = f(t)$, faisant alors apparaître la notion de fréquence instantanée. Le signal émis

se met ainsi sous la forme suivante :

$$s(t) = \exp \left(j2\pi \int_0^t f(\tau) d\tau \right) \quad (1.46)$$

La modulation en fréquence sert à obtenir un signal large bande *et* de longue durée $T \sim 1\text{ms}$ et permet de pallier les problèmes de conception de radar impulsif ULB, cf. p.10. La modulation la plus fréquente reste la modulation linéaire, le signal ainsi formé est connu sous le nom de *chirp*. Cependant, d'autres modulations sont possibles telles que les modulations sinusoïdales $f(t) = \cos(2\pi f_{mod}t)$ ou quadratique $f(t) = \alpha t^2$. Néanmoins ces modulations ne sont pas utilisées en radar.

Dans le cas particulier de la modulation linéaire, la fréquence instantanée est alors une fonction linéaire du temps et s'écrit :

$$f(t) = f_0 + \alpha t \quad (1.47)$$

En supposant alors que le signal balaie la bande B pendant le temps d'émission T , cf. fig. (1.10), les fréquences initiale et finale sont donc :

$$\begin{cases} f(0) = f_0 \\ f(T) = f_0 + B \end{cases} \Rightarrow \alpha = B/T \quad (1.48)$$

Le signal se met alors sous la forme suivante :

$$s(t) = \exp \left(j2\pi \left(f_0 t + \frac{B}{2T} t^2 \right) \right) \quad (1.49)$$

La figure (1.9) illustre l'allure temporelle d'un signal chirp. La représentation fréquentielle ainsi que la fonction d'ambiguïté y sont également montrées pour $BT = 40$.

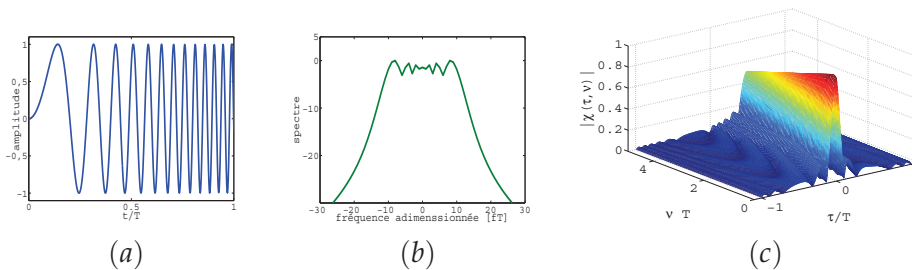


FIGURE 1.9 – Représentation de l'allure temporelle d'un chirp (a). Et représentation fréquentielle (b) ainsi que la fonction d'ambiguïté pour un chirp avec $BT = 40$.

Remarque 1.8 Step Frequency et Frequency Hopping. Le balayage en fréquence peut également se faire de manière discrète. Le signal est alors constitué de sous-impulsions de fréquence fixe. En notant B la bande occupée pendant la durée d'émission T et N_i le nombre de sous-impulsion. La $n_i^{\text{ème}}$ sous-impulsion est une impulsion de fréquence fixe $f_{n_i} = f_0 + n_i \frac{B}{N_i}$ d'une durée $T_i = T/N_i$. Dans ce cas, la fréquence

instantanée est une fonction en escalier, cf. fig.(1.10). Le balayage de la fréquence se fait par pallier avec un pas fréquentiel constant d'où l'appellation **step frequency**. Néanmoins si le balayage se fait avec un pas fréquentiel non constant alors on parle plutôt de **frequency hopping**.

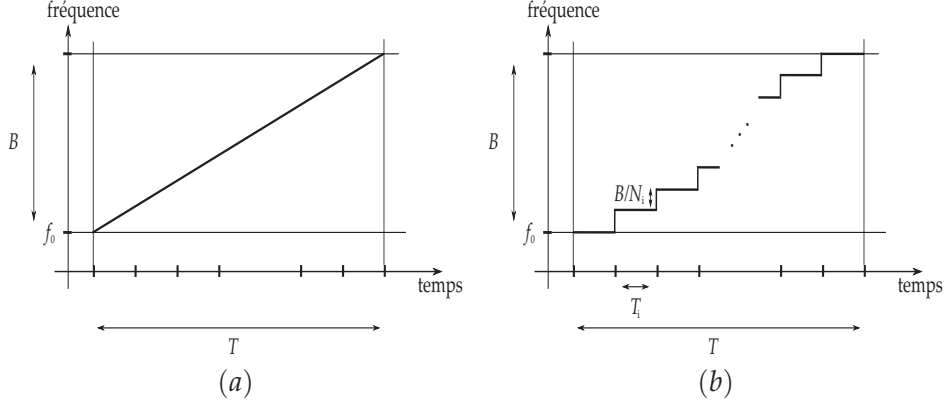


FIGURE 1.10 – Fréquence instantanée d'un chirp (a) et d'un step frequency (b).

1.4.2 Forme d'onde radar pour multiplexage par codes orthogonaux

Le multiplexage par codes permet l'émission simultanée des signaux des différents senseurs. Parmi les formes d'onde radar à code, il y a d'une part les codesphasés et d'autre part les codes fréquentiels.

Une forme d'onde à codephasé est une impulsion constituée de N_i sous-impulsions de même durée $T_i = T/N_i$ auxquelles sont attribuées différentes valeurs de la phase. Le signal ainsi formé, écrit en fonction de l'impulsion rectangulaire notée $\text{rect}(\cdot)$, se met sous la forme :

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_i} e^{j\phi_i} \text{rect}\left(\frac{t - iT_{N_i}}{T_{N_i}}\right) \quad (1.50)$$

La séquence à N_i éléments $\{\phi_1, \dots, \phi_{N_i}\}$ constitue alors le codephasé. Il existe de nombreux codesphasés, cependant les raisons qui font que certains sont privilégiés par rapport à d'autres proviennent généralement de bonnes propriétés des codes en terme de fonction d'ambiguïté, occupation spectrale ou simplicité de mise en œuvre. Les codes les plus connus sont les codes binaires de Barker ou encore les codes complexes de Frank. Une littérature quasiment exhaustive des différentes formes d'onde à codephasé est fournie chap.6 [33]. Dans le cadre d'une architecture radar MIMO, chacune des voies en émission possède alors son propre codephasé $\Phi_m = [e^{j\phi_1^m}, \dots, e^{j\phi_{N_i}^m}]^T \in \mathbb{C}^{N_i}$ comme le montre la figure (1.11). Ces codes sont orthogonaux entre eux. En notant H l'opération transposée conjuguée, cette condition se met sous la forme :

$$\Phi_m^H \Phi_l = \delta(m, l) = \begin{cases} 1 & \text{si } l = m \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \quad (1.51)$$

Les travaux [34] montrent une application des séquences de Gold dans le cadre de la détection MIMO.

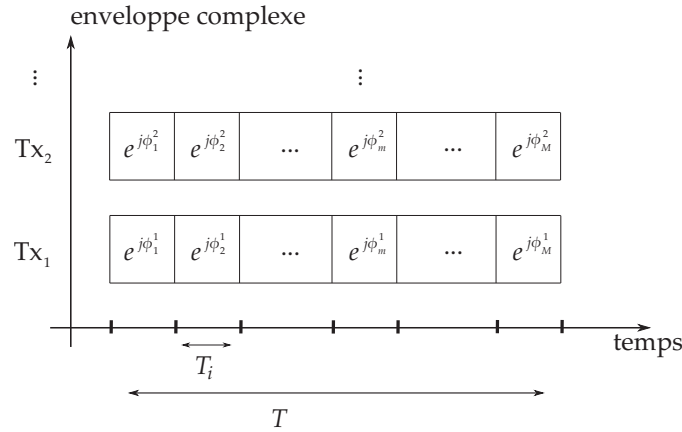


FIGURE 1.11 – Représentation de l'enveloppe complexe d'une forme d'onde à codephasé pour différentes voies d'émission.

Remarque 1.9 Forme d'onde OFDM. La forme d'onde OFDM pour Orthogonal Frequency Division Multiplexing directement issue du domaine des télécommunications peut être utilisée en radar. Cette forme d'onde appartient aux formes d'onde à multiplexage par code. En effet, chaque voie en émission occupe toutes les sous-bandes. De plus, le signal sur chacune des sous-bandes est modulé par un code orthogonal. Le signal formé pour la $m^{\text{ième}}$ antenne d'émission se met sous la forme :

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_i} c_m(i) \text{rect} \left(\frac{t - iT_i}{T_i} \right) e^{j2\pi i \frac{B}{N_i} t} \quad (1.52)$$

Avec $c_m \in \mathbb{C}^{N_i}$ les symboles de données à transmettre. La matrice de données $C = [c_1, \dots, c_M]$ possède des vecteurs orthogonaux entre eux (ie. $c_m^H c_l = \delta(m, l)$). Les travaux [35] illustrent une utilisation opportuniste de la forme d'onde OFDM pour l'imagerie radar passive.

La forme d'onde à code fréquentiel, quant à elle, est également une impulsion constituée de N_i sous-impulsions de durée $T_i = T/N_i$. Chacune des sous-impulsions est en fait, ici, une impulsion à fréquence constante. Le signal ainsi formé s'écrit :

$$s(t) = \sum_{i=1}^{N_i} \text{rect} \left(\frac{t - iT_i}{T_i} \right) e^{j2\pi f_i t} \quad (1.53)$$

Avec f_i la fréquence de la $i^{\text{ème}}$ sous-impulsion donnée par :

$$f_m = f_0 + \Pi(i) \frac{B}{M} \quad (1.54)$$

Où Π est une permutation de l'ensemble d'entiers $\llbracket 1, 2, \dots, N_i \rrbracket$. La permutation définit alors le code. Si la permutation est l'identité (ie. $\Pi(i) = i$) alors le code fréquentiel est tout simplement la forme d'onde en *step frequency*. Sinon, il s'agit d'une forme d'onde en *frequency hopping*.

A titre explicatif, soient par exemple que $N_i = 7$ puis Π_i la permutation identité et Π une permutation autre. Les correspondances entre

permutation et fréquence de la $i^{\text{ème}}$ sous-impulsion émise sont suivantes :

Π_i	fréquence émise	Π	fréquence émise
1 \mapsto 1	$f_1 = f_0 + 1(B/M)$	1 \mapsto 4	$f_1 = f_0 + 4(B/M)$
2 \mapsto 2	$f_2 = f_0 + 2(B/M)$	2 \mapsto 7	$f_2 = f_0 + 7(B/M)$
3 \mapsto 3	$f_3 = f_0 + 3(B/M)$	3 \mapsto 1	$f_3 = f_0 + 1(B/M)$
4 \mapsto 4	$f_4 = f_0 + 4(B/M)$	4 \mapsto 6	$f_4 = f_0 + 6(B/M)$
5 \mapsto 5	$f_5 = f_0 + 5(B/M)$	5 \mapsto 5	$f_5 = f_0 + 5(B/M)$
6 \mapsto 6	$f_6 = f_0 + 6(B/M)$	6 \mapsto 2	$f_6 = f_0 + 2(B/M)$
7 \mapsto 7	$f_7 = f_0 + 7(B/M)$	7 \mapsto 3	$f_7 = f_0 + 3(B/M)$

TABLE 1.2 – Correspondance entre permutations et fréquences associées aux sous-impulsions pour un step frequency (gauche) et un frequency hopping.

Ces permutations représentent les formes d'onde dont l'occupation temps fréquence est donnée figure (1.12).

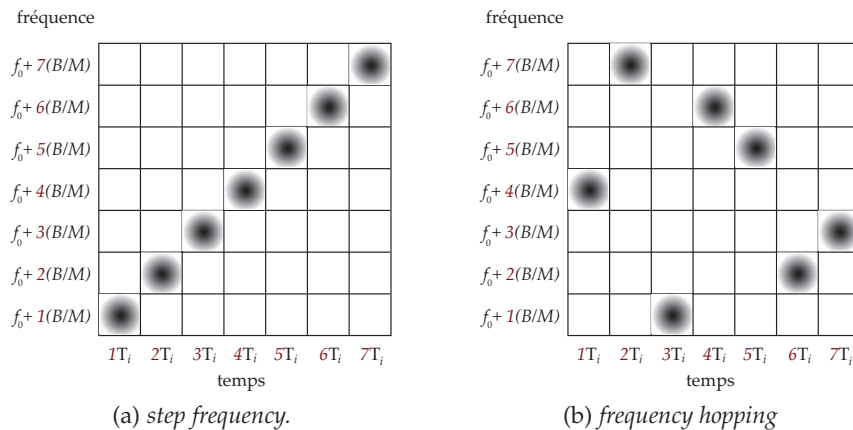


FIGURE 1.12 – Occupation en temps et fréquence pour les différentes permutations

De même que précédemment, dans le cadre d'une architecture radar MIMO, chacune des voies en émission possède son propre code (ie. sa propre permutation) Π_m . Lors de la définition des différentes permutations, il faut naturellement s'assurer qu'il n'y ait pas de chevauchement dans l'espace des fréquences. Concrètement, il s'agit de garantir que deux antennes n'émettent pas la même fréquence en même temps. Le nombre de permutations possibles est $N_i!$. Il est clairement impossible de déterminer et tester toutes les possibilités. Par exemple, pour seulement $N_i = 10$, soit seulement 10 points fréquentiels dans la bande B souhaitée, il y a plus de 3,5 millions de possibilités! L'ordre dans lequel les différentes fréquences sont émises influe grandement sur la fonction d'ambiguïté. Les travaux de Costas proposent une construction des codes permettant d'obtenir de bonnes propriétés en termes d'auto-corrélation cross-corrélation, cf. chap.5 [33]. D'autres travaux proposent de travailler sur le corps $\mathbb{Z}/N_i\mathbb{Z}$ pour construire les codes. Les permutations sont alors définies par une relation de congruence sur ce corps. Les travaux de Titlebaum fournissent les différentes classes de codes frequency hopping [36, 37].

Les codes de Costas ont été utilisés pour l'imagerie radar Range-Doppler à l'aide d'une architecture MIMO [38]. D'autres travaux démontrent l'amélioration des performances d'estimation des paramètres de la cible à l'aide de code frequency hopping [39, 40]. Une formalisation de la fonction d'ambiguïté radar MIMO pour les formes d'onde à codes fréquentiels est présentée dans [41].

1.5 LA FONCTION D'AMBIGUÏTÉ RADAR MIMO

La volonté de réaliser des dispositifs radar de plus en plus performants, précis et complexes a nécessité la définition d'outils permettant de quantifier les performances de tels systèmes. C'est ainsi que fut introduite la *fonction d'ambiguïté* de Woodward [42, 43] :

$$\chi(\tau, \nu) = \left| \int s(t)s^*(t-\tau)e^{-j2\pi\nu t} dt \right|^2 \quad (1.55)$$

Cette fonction informe sur la résolution distance et Doppler et permet donc de déterminer les performances d'estimation de distance et vitesse.

Remarque 1.10 Fonction d'ambiguïté et filtrage adapté. *La fonction d'ambiguïté peut également être interprétée comme l'inter-correlation entre le signal émis et le signal reçu d'une cible distante de $d = c\tau/2$ et de vitesse apparente $v = \lambda f_d/2$. En notant $\varkappa = [d \ v]$ les paramètres de la cible, on note alors de manière équivalente :*

$$\chi(\tau, \nu) = \chi(\varkappa) \quad (1.56)$$

Cette définition de la fonction d'ambiguïté s'est vue modifiée par la suite pour pouvoir prendre en compte les signaux ULB et ainsi que les cas où la cible se déplace à une vitesse de l'ordre de la vitesse de propagation du signal [44, 45]. On parle alors de *fonction d'ambiguïté généralisée*. Avec l'apparition des systèmes radar avec réseaux d'antennes, une nouvelle définition de la fonction d'ambiguïté tenant compte de la répartition géométrique des antennes a été proposée [46, 47]. Dans le domaine de l'imagerie radar, on parle plutôt de *point spread function* [48], qui représente en fait l'image obtenue d'une cible ponctuelle par le système radar imageur. Enfin, dernièrement, la notion de fonction d'ambiguïté a été généralisée pour les dispositifs radar MIMO [49]. Dans ce qui va suivre, une formulation de la fonction d'ambiguïté MIMO basée sur différents travaux [49, 50, 51] sera proposée.

Soit une cible en \mathbf{x}_{cible} se déplaçant à la vitesse \mathbf{v} , paramétrée par le vecteur $\varkappa_{cible} = [\mathbf{x}_{cible} \ \mathbf{v}_{cible}]$ et un système radar MIMO, cf. fig (1.13). Soit aussi, $\mathbf{u}(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{(.)})$ le vecteur unitaire directeur d'une antenne vers la cible et f_d la fréquences Doppler.

$$f_{d,mn} = f_{d,m} + f_{d,n} = \frac{\mathbf{u}(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{t,m})^T \mathbf{v}}{\lambda_c} + \frac{\mathbf{u}(\mathbf{x}_{cible}, \mathbf{x}_{r,n})^T \mathbf{v}}{\lambda_c} \quad (1.57)$$

Le temps $\tau_{mn}(\mathbf{x}_{cible}) = \tau_{t,m}(\mathbf{x}_{cible}) + \tau_{r,n}(\mathbf{x}_{cible})$ désigne le temps de trajet pour aller de la $m^{ième}$ antenne émettrice à la cible et revenir au $n^{ième}$ récepteur. Les signaux provenant des différents senseurs émetteurs, réfléchis par la cible et reçu par la $n^{ième}$ antenne de réception s'écrivent^{2 3} :

$$y_n(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t - \tau_{mn}(\mathbf{x}_{cible})) e^{-j2\pi\tau_{mn}(\mathbf{x}_{cible})(f_c + f_{d,mn})} e^{j2\pi f_{d,mn}t} \quad (1.58)$$

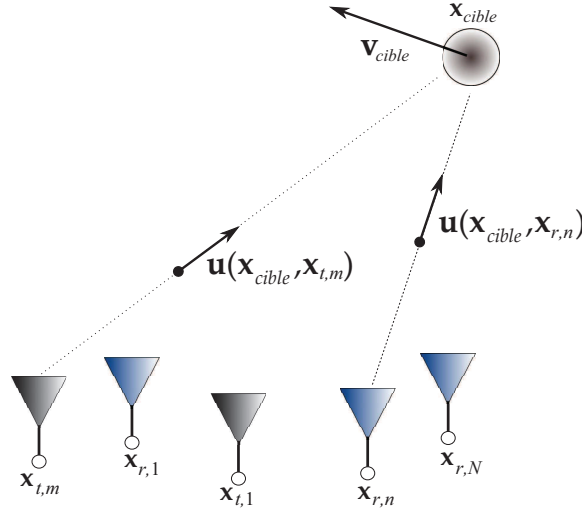


FIGURE 1.13 – Scénario radar MIMO

Il est alors formé M corrélations avec les différentes formes d'onde émises :

$$\chi_{mn}(\boldsymbol{\varkappa}) = \int y_n(t) s_m^*(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (1.59)$$

En développant l'expression :

$$\chi_{mn}(\boldsymbol{\varkappa}) = \sum_{\hat{m}=1}^M \int s_{\hat{m}}(t - \tau_{\hat{m}n}) s_m^*(t) e^{-j2\pi\tau_{\hat{m}n}(f_c + f_{d,\hat{m}n})} e^{j2\pi f_{d,\hat{m}n}t} \quad (1.60)$$

Où $\tau_{\hat{m}n}$ et $f_{d,\hat{m}n}$ les retards et Doppler d'une cible de paramètres quelconques $\boldsymbol{\varkappa} = [\mathbf{x} \ \mathbf{v}]$. La fonction d'ambiguïté MIMO est alors donnée par :

$$\chi(\boldsymbol{\varkappa}) = \left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \chi_{mn}(\boldsymbol{\varkappa}) \right|^2 \quad (1.61)$$

En développant l'expression de la fonction d'ambiguïté MIMO, la forme générale suivante est alors obtenue :

$$\chi(\boldsymbol{\varkappa}) = \left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \sum_{\hat{m}=1}^M \int s_{\hat{m}}(t - \tau_{\hat{m}n}) s_m^*(t) e^{-j2\pi\tau_{\hat{m}n}(f_c + f_{d,\hat{m}n})} e^{j2\pi f_{d,\hat{m}n}t} \right|^2 \quad (1.62)$$

2. la notation en signal analytique est adoptée

3. les amplitudes représentatives de la réflectivité de la cible sont omises pour une meilleure lisibilité

Sauf hypothèses particulières sur les différents signaux émis et/ou la géométrie du réseau d'antennes, l'expression de la fonction d'ambiguïté ne peut pas être simplifiée. Néanmoins, cette fonction fait apparaître les inter-corrélations entre les différents signaux émis. Elle tient également compte de la géométrie du réseau d'antennes par les différents temps de trajets et Doppler apparent liés à chaque couple émetteur récepteur.

Afin de pouvoir différencier les signaux des différents senseurs, les signaux émis $(s_m)_{m=1..M}$ sont généralement supposés avoir des propriétés idéales en terme d'inter-corrélation, à savoir :

$$\text{si } m \neq \hat{m} \text{ alors } \forall(\tau, \nu) \int s_m(t) s_{\hat{m}}(t - \tau) e^{j2\pi\nu t} = 0$$

Sous ces hypothèses idéales, les termes d'inter-corrélation dans l'expression eq. (1.62) peuvent être négligés⁴ et la fonction d'ambiguïté devient alors :

$$\chi(\mathcal{Z}) = \left| \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int s_m(t - \tau_{mn}) s_m^*(t) e^{-j2\pi\tau_{mn}(f_c + f_{d,mn})} e^{j2\pi f_{d,mn} t} \right|^2 \quad (1.63)$$

Tenant compte du fait que la fonction d'ambiguïté est une fonction à nombreuses variables⁵, différentes fonctions d'ambiguïté peuvent être définies en restreignant certains paramètres. Il est ainsi défini la fonction d'ambiguïté en position et celle en vitesse, respectivement, par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \chi(\mathbf{x}) &\triangleq \chi(\mathcal{Z}) |_{\mathbf{v}=0} \\ \chi(\mathbf{v}) &\triangleq \chi(\mathcal{Z}) |_{\mathbf{x}=\mathbf{x}_{cible}} \end{aligned} \quad (1.64)$$

D'autres simplifications de la fonction d'ambiguïté MIMO sont proposées dans [49, 52] et chap.3 [4] pour des signaux orthogonaux à bande étroite et un réseau *coherent MIMO* (ie. des antennes colocalisées) ainsi que dans l'hypothèse "champ lointain".

Pour illustration, soit un scénario avec $M = 4$ émetteurs et $N = 8$ récepteurs. Les formes d'onde émises sont supposées orthogonales entre elles et à bande étroite. Elles occupent une bande de 0.5 MHz ou 1 MHz mis sur porteuse à $f_c = 1.5\text{GHz}$. Les réseaux d'antennes émettrices et réceptrices sont linéaires uniformes centrés par rapport à la scène placé le long de l'axe x . La cible est située $\mathbf{x}_{cible} = [0 \ 20 \ 0]^T \text{m}$. Les tracés ci-dessous donnent la fonction d'ambiguïté en position $\chi(\mathbf{x})$ pour différentes valeurs de l'espacement entre les éléments antennaires.

Les tracés de la fonction d'ambiguïté en position ci-dessus révèlent clairement l'influence de la bande et de la répartition spatiale des antennes sur les performances de détection. Comme il est illustré, la bande agit sur la résolution en distance. En effet, les tracés fig. (1.14) sont plus étalés en distance (axe y) que ceux de fig. (1.15). Tandis que l'étalement spatial des

4. ie. que l'on ait $\int s_m(t) s_{\hat{m}}(t - \tau) e^{j2\pi\nu t} \sim 0$ pour $\hat{m} \neq m$

5. la fonction d'ambiguïté MIMO est une fonction à 6 variables : 3 pour la position et 3 pour la vitesse

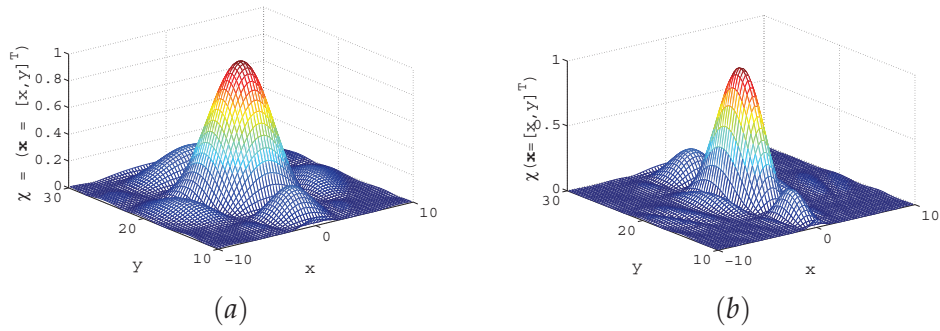


FIGURE 1.14 – Représentation de la fonction d'ambiguïté en position obtenue pour $\mathbf{x}_{cible}=[0 \ 20 \ 0]^T m$ avec $B = 0.5 \text{ MHz}$ à $f_c = 1.5 \text{ GHz}$ et un réseau d'antennes placé le long de l'axe x avec espacement entre antennes de $dx_t = \lambda_c$ pour l'émission et $dx_r = \lambda_c/4$ (a) ou $dx_r = \lambda_c$ (b) pour la réception.

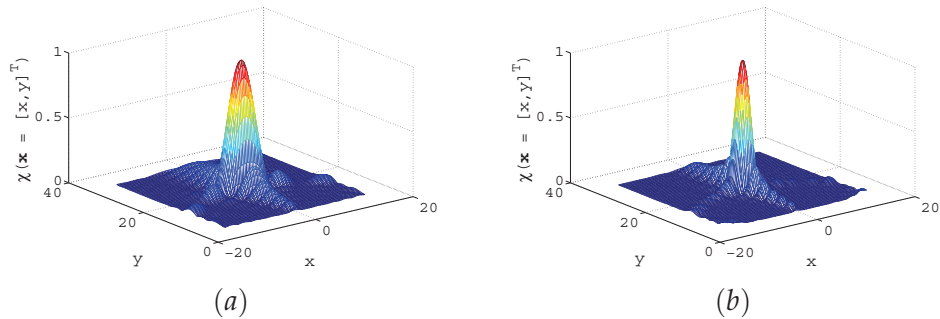


FIGURE 1.15 – Représentation de la fonction d'ambiguïté en position obtenue pour $\mathbf{x}_{cible}=[0 \ 20 \ 0]^T m$ avec $B = 1 \text{ MHz}$ à $f_c = 1.5 \text{ GHz}$ et un réseau d'antennes placé le long de l'axe x avec espacement entre antennes de $dx_t = \lambda_c$ pour l'émission et $dx_r = \lambda_c/4$ (a) ou $dx_r = \lambda_c$ (b) pour la réception.

antennes permet d'obtenir une meilleure résolution sur l'axe longitudinal. Les tracés de droite sont plus étendus en azimut (axe x). Il est alors naturel de penser qu'un design conjoint entre forme d'onde et répartition spatiale des antennes permettrait de réduire les niveaux de lobes secondaires et d'améliorer significativement les performances de détection radar.

CONCLUSION

Ce chapitre a servi à définir clairement ce qu'est le concept MIMO appliqué au radar. L'ensemble des notions propres au radar MIMO y ont ainsi été spécifiées et les notions de radar classiques ont été étendues au cas MIMO. Une formulation générale du signal radar MIMO a également été présentée.

Dans un premier temps, il a été défini les différents type de radar MIMO. Il a ainsi été mis en évidence que selon l'agencement spatiale des antennes, il s'agit de *statistical MIMO* si les antennes sont espacées, ou de *coherent MIMO* si les antennes sont rapprochées. De même, selon le traitement de l'information, la distinction est faite entre le *radar MIMO phasé* qui utilise un traitement cohérent sur les signaux mesurés par les divers senseurs, du *radar multistatique* qui use de traitements incohérents. Une bibliographie a ensuite été proposée, permettant d'appréhender le domaine du radar MIMO et d'avoir une vision globale du concept MIMO.

Dans un second temps, une formulation théorique générale du signal MIMO a été proposée. Un parallèle entre *fonction de Green* et *réponse impulsionnelle* a été mis en avant. Trois formulations différentes de la matrice signal MIMO ont été présentées. Il y a d'une part, la *matrice impulsionnelle* et son équivalent dans le domaine de Fourier, la *matrice de canal*. Et d'autre part, la *matrice directionnelle* qui est en fait une généralisation au cas MIMO du concept de vecteur directionnelle. Cependant, cette représentation n'est valable qu'en champ lointain. La notion de réseau d'antennes virtuelles MIMO a ensuite été définie.

Enfin, dans un dernier temps, les aspects formes d'onde et fonction d'ambiguïté MIMO ont été abordés. Il a été établi qu'un dispositif MIMO nécessite des mesures particulières pour pouvoir différencier en réception les signaux provenant des différents senseurs émetteurs. Ces mesures se traduisent par la mise en place d'un multiplexage à l'émission. Il est identifié alors trois types de multiplexage, le *multiplexage temporel, fréquentiel et à codes*. Certaines formes d'ondes propres à chacun de ces multiplexages ont été présentées. Enfin, une généralisation de la fonction d'ambiguïté de Woodward a été proposée pour le cas MIMO. Cette fonction relativement complexe fait apparaître des produits d'inter-corrélation entre les différents signaux émis. Elle tient également compte de la géométrie du réseau d'antennes en faisant intervenir les différents temps de trajets et les Doppler apparents à chaque nœud <émetteur | récepteur>.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R. K. MEHRA : Optimal input signals for parameter estimation in dynamic system - survey and new results. In *IEEE Trans. Automat. Control*, volume 38, pages 753–768, dec 1974.
- [2] A. B. GERSHMAN et N. D. SIDIROPOULOS : *Space Time Processing for MIMO Communications*. John Wiley & Sons Inc., 2005.
- [3] A. HAIMOVICH, E. FISHLER, R. BLUM, D. CHIZHIK, L. CIMINI et R. VALENZUELA : Mimo radar : an idea whose time has come. In *Radar Conference, 2004. Proceedings of the IEEE*, pages 71–78, april 2004.
- [4] J. LI et P. STOICA : *MIMO Radar Signal Processing*. John Wiley & Sons Inc., 2008.
- [5] E. FISHLER, A. HAIMOVICH, R. BLUM, D. CHIZHIK, L. CIMINI et R. VALENZUELA : Spatial diversity in radars - models and detection performance. In *IEEE Trans. Signal Process.*, volume 54, pages 823–838, mars 2006.
- [6] H.A. ZEBKER et J. VILLASENOR : Decorrelation in interferometric radar echoes. In *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, volume 30, pages 950–959, sept 1992.
- [7] E. FISHLER, A. HAIMOVICH, R. BLUM, R. CIMINI, Chizhik D. et R. VALENZUELA : Performance of mimo radar systems : advantages of angular diversity. In *Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 305–309, 2004.
- [8] In *IEE Proceedings on Bistatic and Multistatic Radar*, dec 1986. Part F.
- [9] J.I. GLASER : Fifty years of bistatic and multistatic radar. In *Communications, Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, volume 133, pages 596–603, dec 1986.
- [10] S.C.A. THOMOPOULOS, R. VISWANATHAN et D.C. BOUGOULIAS : Optimal decision fusion in multiple sensor systems. In *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, numéro 5, pages 644–653, sept 1987.
- [11] L. XU, J. LI et P. STOICA : Adaptive techniques for mimo radar. In *Sensor Array and Multichannel Processing, Fourth IEEE Workshop on*, pages 258–262, juin 2006.
- [12] A. HAIMOVICH, E. FISHLER, R. BLUM, L. CIMINI, D. CHIZHIK et R. VALENZUELA : Statistical mimo radar. In *Proc. ASAP Workshop*, 2003. MIT Lincoln Laboratory.
- [13] J. LI, P. STOICA, L. XU et W. ROBERTS : On parameter identifiability of mimo radar. In *IEEE Signal Processing Letters*, volume 14, pages 968–971, dec. 2007.
- [14] D.J. RABIDEAU et P. PARKER : Ubiquitous mimo multifunction digital array radar. In *Conference on Signals, Systems and Computers Conference*, volume 1, pages 1057–1064, nov. 2003.

- [15] K.W. FORSYTHE, D.W. BLISS et G.S. FAWCETT : Multiple-input multiple-output (mimo) radar : performance issues. *In Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 310–315, nov. 2004.
- [16] J. LI et P. STOICA : Mimo radar - diversity means superiority. *In Proc. 14th Annual Workshop on Adaptive Sensor Array Processing*, juin 2006. MIT Lincoln Laboratory.
- [17] Y. YANG et R.S. BLUM : Waveform design for mimo radar based on mutual information and minimum mean-square error estimation. *In Information Sciences and Systems, 40th Annual Conference on*, pages 111–116, mars 2006.
- [18] N.H. LEHMANN, E. FISHLER, A.M. HAIMOVICH, R.S. BLUM, D. CHIZHIK, L.J. CIMINI et R.A. VALENZUELA : Evaluation of transmit diversity in mimo-radar direction finding. *In IEEE Transactions on Signal Processing*, numéro 5, pages 2215–2225 vol.55, mai 2007.
- [19] Xi-Zeng DAI, Jia XU, Ying-Ning PENG et Xiang-Gen XIA : A new method of improving the weak target detection performance based on the mimo radar. *In International Conference on Radar*, pages 1–4, oct. 2006.
- [20] R.O. LANE et S.D. HAYWARD : Detecting personnel in wooded areas using mimo radar. *In International Conference on Radar Systems*, pages 1–5, oct. 2007.
- [21] D.W. BLISS et K.W. FORSYTHE : Multiple-input multiple-output (mimo) radar and imaging : degrees of freedom and resolution. *In Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, volume 1, pages 54–59, nov. 2003.
- [22] Jian LI et P. STOICA : Mimo radar with colocated antennas : Review of some recent work. *In Signal Processing Magazine, IEEE*, numéro 5, pages 106–114 vol.24, sept. 2007.
- [23] F.C. ROBEY, S. COUTTS, D. WEIKLE, J.C. MCHARG et K. CUOMO : Mimo radar theory and experimental results. *In Signals, Conference Record of the Thirty-Eighth Asilomar Conference on Systems and Computers*, volume 1, pages 300–304, nov. 2004.
- [24] Bo LIU, Zishu HE, Jiankui ZENG et Benyong LIU : Polyphase orthogonal code design for mimo radar systems. *In International Conference on Radar*, pages 1–4, oct. 2006.
- [25] K.W. FORSYTHE et D.W. BLISS : Waveform correlation and optimization issues for mimo radar. *In Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 1306–1310, nov. 2005.
- [26] Luzhou XU, Jian LI, P. STOICA, K.W. FORSYTHE et D.W. BLISS : Waveform optimization for mimo radar : A cramer-rao bound based study. *In IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pages 917–920 vol.2, avril 2007.

- [27] G. SAN ANTONIO et D.R. FUHRMANN : Beam pattern synthesis for wideband mimo radar systems. In *IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing*, pages 105–108, dec. 2005.
- [28] J. DOREY, G. GARNIER et G. AUVRAY : Rias : radar à impulsion et antenne synthétique. In *Colloque International sur le radar*, pages 556–562, avril 1989.
- [29] G.J. FRAZER, Y.I. ABRAMOVICH et B.A. JOHNSON : Multiple-input multiple-output over-the-horizon radar : experimental results. In *IET Radar, Sonar Navigation*, numéro 4, pages 290–303 vol.3, août 2009.
- [30] T.S. RALSTON, G.L. CHARVAT et J.E. PEABODY : Real-time through-wall imaging using an ultrawideband multiple-input multiple-output (mimo) phased array radar system. In *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pages 551–558, oct. 2010.
- [31] R.T. HOCTOR et S.A. KASSAM : The unifying role of the coarray in aperture synthesis for coherent and incoherent imaging. In *Proceedings of the IEEE*, numéro 4, pages 735–752 vol.78, avril 1990.
- [32] J.E. GRAY : An interpretation of woodward’s ambiguity function and its generalization. In *IEEE Radar Conference*, pages 859–864, mai 2010.
- [33] N. LEVANON et E. MOZESON : *Radar Signals*. John Wiley & Sons Inc., 2004.
- [34] Long CAI, Xiaochuan MA et Shasha LI : On orthogonal waveform design for mimo sonar. In *International Conference on Intelligent Control and Information Processing (ICICIP)*, pages 69–72, août 2010.
- [35] C.R. BERGER, Shengli ZHOU, P. WILLETT, B. DEMISSIE et J. HECKENBACH : Compressed sensing for ofdm/mimo radar. In *Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 213–217, oct. 2008.
- [36] E.L. TITLEBAUM : Frequency- and time-hop coded signals for use in radar and sonar systems and multiple access communications systems. In *Conference Record of The Twenty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pages 1096–1100 vol.2, nov. 1993.
- [37] S.V. MARIC et E.L. TITLEBAUM : A class of frequency hop codes with nearly ideal characteristics for use in multiple-access spread-spectrum communications and radar and sonar systems. In *IEEE Transactions on Communications*, numéro 9, pages 1442–1447 vol.40, sep 1992.
- [38] B.J. DONNET et I.D. TITLEBAUM : MIMO radar - waveforms and applications. In *Proceedings of DTC conference*, 2010.
- [39] S. GOGINENI et A. NEHORAI : Frequency-hopping code design for mimo radar estimation using sparse modeling. In *IEEE Transactions on Signal Processing*, numéro 6, pages 3022–3035 vol.60, juin 2012.

- [40] B.J. DONNET et I.D. LONGSTAFF : Mimo radar, techniques and opportunities. In *European Radar Conference*, pages 112–115, sept. 2006.
- [41] A. SRINIVAS, S. BADRINATH et V.U. REDDY : Frequency-hopping code optimization for mimo radar using the hit-matrix formalism. In *IEEE Radar Conference*, pages 631–636, mai 2010.
- [42] P. M. WOODWARD : *Probability and information theory : with applications to radar*. Electron. Waves. Pergamon, London, 1953.
- [43] P. M. WOODWARD : Radar ambiguity analysis. In *Technical note*, numéro 731, 1967.
- [44] E. J. KELLY et R. P. WISHNER : Matched-filter theory for high-velocity, accelerating targets. In *IEEE Transactions on Military Electronics*, numéro 1, pages 56–69 vol.9, jan. 1965.
- [45] A. W. RIHACZEK : Delay-doppler ambiguity function for wideband signals. In *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, numéro 4, pages 705–711, juillet 1967.
- [46] H. URKOWITZ, C.A. HAUER et J.F. KOVAL : Generalized resolution in radar systems. In *Proceedings of the IRE*, numéro 10, pages 2093–2105 vol.50, oct. 1962.
- [47] T. DERHAM, S. DOUGHTY, C. BAKER et K. WOODBRIDGE : Ambiguity functions for spatially coherent and incoherent multistatic radar. In *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, numéro 1, pages 230–245 vol.46, jan. 2010.
- [48] M. SOUMEKH : *Synthetic Aperture Radar Signal Processing*. John Wiley & Sons Inc., New York, 1999.
- [49] G. SAN ANTONIO, D. R. FUHRMANN et F. C. ROBEY : Mimo radar ambiguity functions. In *IEEE Journal Selected Topics in Signal Processing*, numéro 1, pages 167–177 vol.1, juin 2007.
- [50] Chun-Yang CHEN et P.P. VAIDYANATHAN : Properties of the mimo radar ambiguity function. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, pages 2309–2312, avril 2008.
- [51] Qu Jin YOU, Zhang JIANYUN et Liu CHUNQUAN : The ambiguity function of mimo radar. In *International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pages 265–268, août 2007.
- [52] D.R. FUHRMANN, J.P. BROWNING et M. RANGASWAMY : Ambiguity function analysis for the hybrid mimo phased-array radar. In *Radar Conference, 2009 IEEE*, pages 1–6, mai 2009.

PROPAGATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE À TRAVERS LES MURS

SOMMAIRE

2.1	LES ÉQUATIONS DE PROPAGATION À TRAVERS LES MURS	46
2.1.1	Les Équations de Maxwell à Travers les Murs	47
2.1.2	Les Équations de propagation des champs	47
2.2	PROPAGATION À TRAVERS LES MURS	49
2.2.1	Phénomènes de Propagation subits	49
2.2.2	Propagation à travers les milieux diélectriques	50
2.2.3	Atténuation dans les murs et profondeur de pénétration	53
2.2.4	Vitesse de propagation dans les murs	54
2.2.5	Réflexion due au mur et réfraction	55
2.2.6	Diffusion et Hétérogénéités des Murs	58
2.3	TECHNIQUES DE CARACTÉRISATION DES MURS	60
2.3.1	Mesure Directe de l'Atténuation et de la Dispersion	60
2.3.2	Réponse impulsionnelle du mur	61
2.3.3	Mesure des Propriétés Diélectriques	62
2.3.4	Modélisation Probabiliste	63
2.4	CARACTÉRISATION DES MURS SUR MESURES EXPÉRIMENTALES	66
2.4.1	Matériel de mesure	66
2.4.2	Configuration de mesure	66
2.4.3	Méthologie de caractérisation des murs	67
2.4.4	Mesure de la transmission d'un mur en moellon	68
2.4.5	Mesure de la transmission d'un mur en béton	71
2.5	SIMULATION DE LA PROPAGATION À TRAVERS LES MURS	73
2.6	LES AVANCÉES SUR LA PROPAGATION À TRAVERS LES MURS	76
	CONCLUSION	77
	BIBLIOGRAPHIE	79

La traversée des ondes électromagnétiques dans un milieu complexe entraîne atténuations et distorsions sur celles-ci. La compréhension des différentes interactions mises en jeu dans la propagation des ondes ainsi que leur modélisation sont nécessaires pour en tenir compte dans les applications visées. Notamment, dans le contexte de la détection radar [1] à travers les murs, l'identification des phénomènes de propagation intervenant à la traversée du mur permet d'adapter les traitements de détection et/ou localisation pour de meilleures performances. De même, dans le cadre des télécommunications, la bonne estimation de l'atténuation à la traversée des murs permet l'établissement de bilans de liaison adéquats [2]. La diversité des matériaux constituant les murs ainsi que leur structure interne complexifie une caractérisation globale paramétrique des murs. Ainsi plusieurs approches sont envisagées, on distingue alors les modélisations *déterministes* des modélisations *statistiques* pour caractériser la propagation de l'onde à travers un mur.

2.1 LES ÉQUATIONS DE PROPAGATION À TRAVERS LES MURS

Cette section présente les équations de Maxwell dans les milieux diélectriques. À l'aide des relations constitutives du milieu et des équations de Maxwell, les équations de propagation des champs sont formulées.

Les notations ainsi que les unités des différentes grandeurs sont présentées ci-dessous.

\vec{E}	champ d'excitation électrique	$V.m^{-1}$
\vec{B}	champ d'induction magnétique	T
\vec{D}	champ d'induction électrique	$C.m^{-2}$
\vec{H}	champ d'excitation magnétique	$A.m^{-1}$
\vec{j}_c	courant de conduction	$A.m^{-2}$
ρ_s	densité de charge	$C.m^{-3}$
σ_s	conductivité du milieu	$S.m^{-1}$
ϵ'	permittivité absolue du milieu	$C^2.N^{-1}.m^{-2}$
ϵ_r	permittivité relative du milieu	<i>adimensionnel</i>
ϵ_0	permittivité absolue du vide	$8.85e^{-12} C^2.N^{-1}.m^{-2}$
$\underline{\epsilon}$	permittivité complexe du milieu	$C^2.N^{-1}.m^{-2}$
μ	perméabilité magnétique absolue du milieu	$H.m^{-1}$
μ_r	perméabilité magnétique relative du milieu	<i>adimensionnel</i>
μ_0	perméabilité magnétique absolue du vide	$4\pi e^{-7} H.m^{-1}$
rot	opérateur différentiel rotationnel	
div	opérateur différentiel divergence	
grad	opérateur différentiel gradient	
Δ	opérateur différentiel laplacien	

2.1.1 Les Équations de Maxwell à Travers les Murs

Les équations différentielles de Maxwell reliant le champ électrique au champ magnétique sont données par les quatre équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \text{Équation de Maxwell-Faraday} \quad \text{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\
 \text{Équation de Maxwell-Ampère} \quad \text{rot} \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{j}_c \\
 \text{Équation Flux Magnétique} \quad \text{div} \vec{B} &= 0 \\
 \text{Équation de Maxwell-Gauss} \quad \text{div} \vec{D} &= \rho_s
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Les différents champs intervenant dans ces équations dépendent du temps et de l'espace¹. Les équations (2.1) constituent la forme locale des équations de Maxwell. À la traversée d'un milieu hétérogène, ces équations peuvent être réécrites sous forme d'intégrales et permettent alors de spécifier les conditions de passage aux interfaces. Une interprétation rapide de ces quatre équations consiste à dire que les équations de Faraday et du flux traduisent les comportements intrinsèques des champs électrique et magnétique indépendamment des densités de courant et de charges qui les créent. D'autre part, les équations d'Ampère et de Gauss relient les champs magnétiques et électriques aux densités de courant et de charge dans le milieu.

Les équations de Maxwell doivent être complétées par les relations constitutives du milieu qui traduisent les réponses d'un matériau. Dans le cas d'un milieu linéaire isotrope, ces relations sont formées par la loi d'Ohm locale $\vec{j}_c = \sigma_s \vec{E}$ ainsi que les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 \vec{D} &= \epsilon' \vec{E} \\
 \vec{B} &= \mu \vec{H}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

2.1.2 Équations de propagation des champs électrique et magnétique

À partir des équations de Maxwell et des relations constitutives du milieu, les équations de propagation des champs peuvent être obtenues.

Par exemple, pour le champ électrique, en appliquant le rotationnel de l'équation de Faraday :

$$\text{rot} \left(\text{rot} \vec{E} \right) = \text{grad} \left(\text{div} \vec{E} \right) - \Delta \vec{E} \tag{2.3}$$

1. la notation de ces dépendances a été omise pour la lisibilité

En utilisant les équations de Maxwell et les relations constitutives, le développement du membre de gauche s'écrit :

$$\begin{aligned} \text{rot}(\text{rot}\vec{E}) &= -\mu \text{rot}\left(\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}\right) \\ &= -\mu \frac{\partial(\text{rot}\vec{B})}{\partial t} \\ &= -\mu \epsilon' \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} - \mu \frac{\partial \vec{j}_c}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.4)$$

De plus, en utilisant l'équation de Gauss, la première partie du membre de droite de l'équation (2.3) s'écrit également :

$$\text{grad}(\text{div}\vec{E}) = \text{grad}\left(\frac{\rho_s}{\epsilon'}\right) \quad (2.5)$$

D'où, l'équation d'onde pour le champ électrique :

$$\Delta \vec{E} - \mu \epsilon' \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \text{grad}\left(\frac{\rho_s}{\epsilon'}\right) + \mu \frac{\partial \vec{j}_c}{\partial t} \quad (2.6)$$

Cette équation (2.6) constitue l'*équation de propagation du champ électrique*. Un raisonnement similaire, non détaillé ici, permet d'obtenir l'équation de propagation du champ magnétique.

En l'absence de charge ($\rho_s = 0$) et compte tenu la loi d'Ohm, l'équation (2.6) se réécrit sous la forme :

$$\Delta \vec{E} - \mu \sigma_s \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} - \mu \epsilon' \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.7)$$

Et l'équivalent pour le champ magnétique :

$$\Delta \vec{H} - \mu \sigma_s \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} - \mu \epsilon' \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.8)$$

En régime harmonique de pulsation ω (ie. $\vec{E} = \vec{E}_0 e^{j\omega t}$), l'équation de propagation se met sous la forme :

$$\Delta \vec{E} = j\omega \mu \sigma_s \vec{E} - \omega^2 \mu \epsilon' \vec{E} = \gamma^2 \vec{E} \quad (2.9)$$

Où γ désigne la constante de propagation et s'exprime en fonction de la permittivité effective ϵ_e ² :

$$\begin{aligned} \gamma &= \sqrt{-\omega^2 \mu (\epsilon' - j \frac{\sigma_s}{\omega})} \\ &= \sqrt{-\omega^2 \mu \epsilon} \\ &= \alpha + j\beta \end{aligned} \quad (2.10)$$

2. cf. eq.(2.19) p. 53

Les paramètres α et β sont plus communément appelés *coefficient d'atténuation* et *constante de propagation* respectivement. En notant $c = 1/\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}$ la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques dans le vide, le coefficient d'atténuation se met sous la forme :

$$\begin{aligned}\alpha &= \omega \sqrt{\frac{\mu \left(\sqrt{\varepsilon_e'^2 + \varepsilon_e''^2} - \varepsilon_e' \right)}{2}} \\ &= \omega \sqrt{\frac{\mu \varepsilon_0 \varepsilon_r'}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\varepsilon_r''^2}{\varepsilon_r'^2}} - 1 \right)} \\ &= \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\mu_r \varepsilon_r'}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\varepsilon_r''^2}{\varepsilon_r'^2}} - 1 \right)}\end{aligned}\quad (2.11)$$

En notant que $\alpha^2 - \beta^2 = -\omega^2 \mu \varepsilon'$, la constante de propagation est obtenue par la relation suivante :

$$\beta = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\mu_r \varepsilon_r'}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\varepsilon_r''^2}{\varepsilon_r'^2}} + 1 \right)}\quad (2.12)$$

Les discussions faisant intervenir ces paramètres sont données p.53 pour le coefficient d'atténuation et p.54 pour la constante de propagation.

2.2 PROPAGATION À TRAVERS LES MURS

Les principaux phénomènes auxquels est soumise une onde électromagnétique à sa traversée d'un mur sont une importante *atténuation*, la *dispersion* ainsi que la *destruction partielle des fronts d'onde*. Ces effets sont critiques en radar et compliquent la détection ainsi que la localisation. En effet, si l'atténuation est telle que le retour de la cible est inférieur au bruit de mesure et clutter ambiant alors la détection s'avère impossible. D'autre part, en cas de destruction des fronts d'onde, les traitements cohérents et l'imagerie radar sont sévèrement dégradés.

Cette section présente dans un premier temps les différents phénomènes impliqués lors de la traversée des murs. Après quoi, la propagation dans les milieux diélectriques est présentée avec quelques interprétations physiques. Les différents phénomènes de propagation sont ensuite repris dans le détail pour apporter une compréhension plus approfondie des mécanismes de propagation.

2.2.1 Phénomènes de Propagation subits

Les effets d'atténuation et de distorsions mis en avant précédemment sont en fait liés à d'autres phénomènes de propagation [1] et cf. fig. (2.1) :

- le changement de vitesse de propagation de l'onde EM dans le mur
- la réfraction, ie. le changement de chemin optique à la traversée
- l'absorption, une partie de l'énergie est absorbée par le mur
- la réflexion, l'énergie est en grande partie réfléchi par le mur
- les réflexions multiples à l'intérieur du mur
- la diffraction sur les bords et les hétérogénéités du mur

Les phénomènes de réflexion déterminent en grande partie l'atténuation à la traversée du mur, tout au moins en première approximation. Les phénomènes d'absorption agissent sur la dispersion de l'onde, cependant ils peuvent apporter une atténuation non négligeable en haute fréquence et selon l'humidité du mur. Tandis que les phénomènes de diffraction et réflexions multiples à l'intérieur du mur, eux, déforment les fronts d'onde et engendrent des interférences. La réfraction et le changement de vitesse de propagation à la traversée peuvent être pris en compte au premier ordre à l'aide des lois de Snell Descartes. Les matériaux constituant le mur déterminent globalement les aspects de propagation à travers les murs, bien que la structure interne des murs a elle aussi son influence.

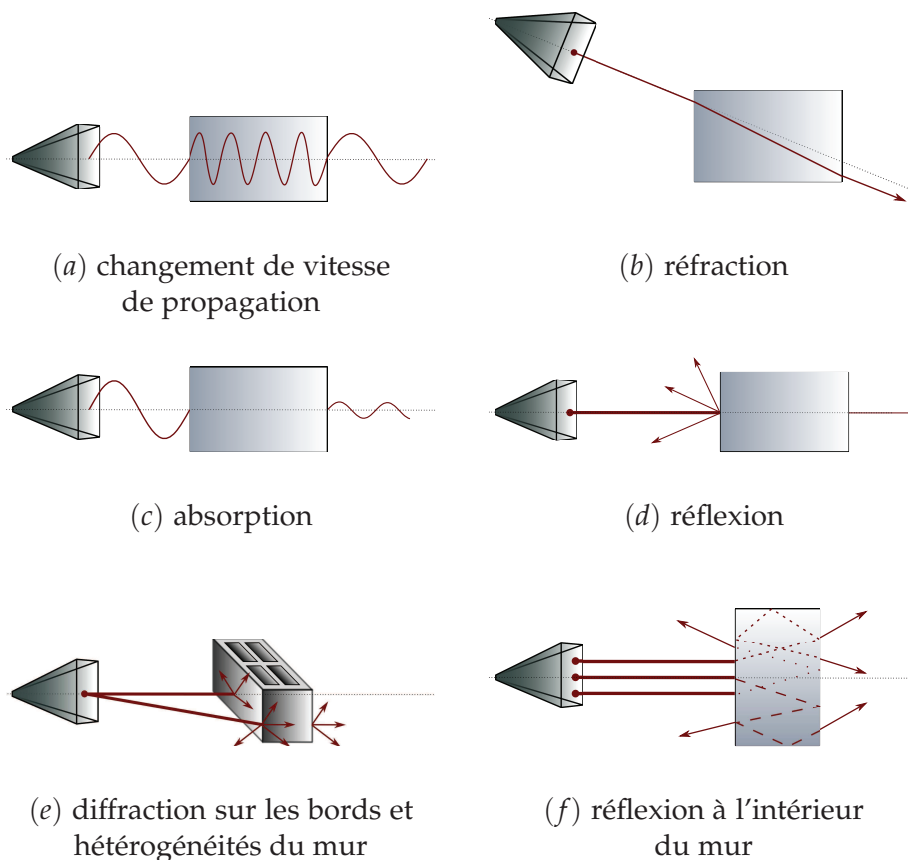


FIGURE 2.1 – Les différents phénomènes de propagation à la traversée d'un mur

2.2.2 Propagation à travers les milieux diélectriques

Les matériaux de construction des murs sont considérés comme étant isolants, bien qu'ils soient à pertes car ils contiennent toujours un peu d'eau

(béton, ciment, ...). Les caractéristiques physiques déterminant la propagation électromagnétique dans un matériau sont les propriétés diélectriques et conductrices de celui-ci. En effet, ces grandeurs permettent d'une part de préciser le changement de vitesse et la modification du chemin optique de l'onde à la traversée du matériau. D'autre part, elles permettent également de déterminer l'absorption et l'atténuation de l'onde passante.

La réponse d'un matériau à une sollicitation électromagnétique fait intervenir les trois paramètres suivants :

- ▶ la permittivité diélectrique ε , traduisant les phénomènes de polarisation au sein du matériau
- ▶ la perméabilité magnétique μ , décrivant la modification des lignes de champ magnétique
- ▶ la conductivité électrique σ exprimée en Siemens par mètre [S.m^{-1}], reliant les courants de conduction au champ électrique

Les valeurs des permittivité et perméabilité sont communément rapportées à celle dans le vide (ε_0, μ_0). On parle alors de permittivité relative $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$ et perméabilité relative $\mu = \mu_r \mu_0$.

Les matériaux de construction des murs sont généralement des milieux diélectriques et non magnétiques. Ainsi, le champ magnétique se trouve peu (voire pas) modifié à la traversée et la perméabilité relative est considérée comme constante $\mu_r = 1$. Cependant, comme toute matière, ces milieux sont formés de molécules avec des charges positives et négatives soumis à l'influence du champ électrique traversant. Pour certaines molécules constituant le matériau, tel que l'eau, les centres de gravité des charges négatives diffèrent naturellement de celui des charges positives et forme ainsi un dipôle électrique qualifié de permanent. D'autres dipôles, dits induits, sont créés au sein du matériau par l'application d'un champ électrique qui entraîne le déplacement des charges présentes dans les molécules. Par nature, les dipôles induits sont alignés sur le champ électrique qui les crée. Les dipôles permanents, quant à eux, s'alignent sur les lignes de champ en fonction de leur moment dipolaire. L'orientation des dipôles suivant une direction privilégiée entraîne la polarisation du milieu. La densité volumique totale de moments dipolaires observée dans le matériau définit la polarisation électrique du milieu, notée P . Cet état de polarisation du matériau retient une partie de l'énergie de l'onde traversante qui sera par la suite restituée après disparition de l'excitation électromagnétique. La *capacité de polarisation* d'un matériau traduit donc son *potentiel à stocker de l'énergie*.

L'induction électrique D faisant intervenir l'effet du champ électrique sur la matière est définie par :

$$D = \varepsilon_0 E + P \quad (2.13)$$

Avec E le champ électrique présent. Le rapport de l'induction électrique en présence du matériau à celle dans le vide forme la permittivité relative

aussi appelé *constante diélectrique* du matériau :

$$\varepsilon_r = 1 + \frac{P}{\varepsilon_0 E} \quad (2.14)$$

La permittivité relative quantifie donc cette capacité de stockage d'énergie électromagnétique du mur. Le tableau cf. fig. (2.2) donne les valeurs de la permittivité relative à très basse fréquence pour des matériaux de construction typiques des murs.

Matériaux	Permittivité Diélectrique	Tangente de Perte
béton	5 à 7	1.10^{-1} à 7.10^{-1}
bois	1.2 à 4.5	1.10^{-2}
verre	4 à 9	1.10^{-3}
contreplaqué	1.7 à 2.9	2.10^{-1}

FIGURE 2.2 – Permittivité diélectrique relative et tangente de perte pour des matériaux typiques de construction de mur

La rotation des dipôles pour s'aligner parallèlement au champ doit s'opposer à des forces de frottements et de rappel ainsi qu'à l'agitation de molécules due à la température ambiante [3]. L'existence de ces forces s'opposant à l'orientation des dipôles a une double conséquence, en particulier lorsque le champ électrique appliqué est *variable* et à *haute fréquence*. Le travail développé pour contrecarrer les forces de frottement consomme de l'énergie prélevée au champ électrique. Cette énergie se dissipe dans le matériau sous forme de chaleur. Un diélectrique absorbant de l'énergie par ce mécanisme est qualifié de diélectrique à perte. D'autre part, l'orientation des dipôles se fait avec un certain retard. Ce retard est négligeable lorsque le champ varie lentement, l'induction électrique est alors en phase avec le champ électrique. Néanmoins, lorsque la fréquence augmente, le retard devient significatif causant ainsi un déphasage entre champs et induction. En régime harmonique de pulsation ω , l'équation 2.13 est alors modifiée :

$$D = \underline{\varepsilon} E \quad (2.15)$$

où $\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon''$

Avec $\underline{\varepsilon}_r$ la permittivité complexe. Le déphasage introduit dépend de la fréquence et induit alors la dispersion et déforme les formes d'ondes traversantes. Dans l'écriture d'une permittivité complexe, la partie réelle représente la capacité de stockage de l'énergie du matériau. Puis, la partie imaginaire rend compte des pertes d'énergie dues au déplacement des dipôles précédemment citées ainsi que de la dispersion de l'onde.

Les matériaux de construction des murs ne sont pas parfaitement isolants et leur conductivité électrique est donc non nulle. L'application d'un champ électrique variable à ce type de milieu engendre donc un courant de conduction ainsi qu'un courant de déplacement. Aux pertes diélectriques évoquées s'ajoutent alors des pertes ohmiques par effet Joule. La

conductivité du matériau peut être redéfinie pour prendre en compte les deux phénomènes de perte. Il s'agit de la *conductivité effective* σ_e exprimée par :

$$\sigma_e = \sigma_s + \sigma_d = \sigma_s + \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r'' \quad (2.16)$$

Avec σ_s la conductivité du matériau prenant en compte les pertes par effet Joule dans le matériau. Et σ_d , la conductivité dynamique représentant les pertes due aux réorientations des dipôles. Le rapport entre la perte d'énergie totale et l'énergie stockée à la traversée permet de définir l'*angle de perte* δ :

$$\tan \delta = \frac{\sigma_s + \sigma_d}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r'} = \frac{\sigma_s}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r'} + \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (2.17)$$

En pratique, pour des matériaux de mur, les pertes par effet Joule sont négligeables devant les pertes diélectriques et l'équation précédente se simplifie :

$$\tan \delta \simeq \frac{\varepsilon_r''}{\varepsilon_r'} \quad (2.18)$$

De la même manière, on peut définir la *permittivité effective* ε_e donnée par :

$$\begin{aligned} \varepsilon_e &= \underline{\varepsilon} - j \frac{\sigma}{\omega} \\ &= \varepsilon' - j \left(\varepsilon_r'' + \frac{\sigma_s}{\omega} \right) \\ &= \varepsilon_e' - j \varepsilon_e'' \\ &= \varepsilon_0 (\varepsilon_r' - j \varepsilon_r'') \end{aligned} \quad (2.19)$$

Permittivité et conductivité électriques décrivent deux phénomènes physiques de perte d'énergie distincts. Dans un diélectrique et conducteur non parfait, il est impossible de distinguer les contributions respectives des phénomènes de conduction et de polarisation pour la gamme de fréquence radar à détection à travers les murs généralement comprise entre 500 à 5000 MHz. Toutefois, les matériaux de construction des murs sont considérés comme diélectriques ayant une permittivité effective complexe. La conductivité du matériau est alors prise en compte par la partie imaginaire de la permittivité.

2.2.3 Atténuation dans les murs et profondeur de pénétration

Le coefficient d'atténuation permet de déterminer l'atténuation caractéristique d'une onde plane progressive de pulsation ω se propageant dans le mur, cf. remarque (2.1). Pour rappel celui est obtenu par la relation :

$$\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{\frac{\mu_r \varepsilon_r'}{2} \left(\sqrt{1 + \frac{\varepsilon_r''^2}{\varepsilon_r'^2}} - 1 \right)} \quad (2.20)$$

Pour une distance parcourue dans le mur de $1/\alpha$, l'onde se voit atténuée du facteur $e = 2.718$. À partir du coefficient d'atténuation, la profondeur

de pénétration e_p est alors définie par :

$$\begin{aligned} e_p &= \frac{1}{\alpha} \\ &= \frac{\sqrt{2}c}{\omega} \frac{1}{\sqrt{\mu_r (\sqrt{\epsilon_r'^2 + \epsilon_r''^2} - \epsilon_r)}} \end{aligned} \quad (2.21)$$

La profondeur de pénétration diminue quand la fréquence augmente. Ceci signifie que plus la fréquence est importante plus l'onde sera atténuée à la traversée du mur. Dans le cas d'un matériau diélectrique non magnétique ($\mu_r = 1$) de faible conductivité, comme les matériaux constituant les murs, la simplification suivante peut être réalisée :

$$\alpha \simeq \frac{\omega \epsilon_r''}{2c} \sqrt{\left(\frac{1}{\epsilon_r'}\right)} \quad (2.22)$$

Remarque 2.1 Propagation d'une Onde Plane Progressive à Travers les Murs. Une onde plane progressive monochromatique (OPPM) est une onde monochromatique se propageant dans une seule direction et dont les propriétés des champs électromagnétiques sont les mêmes sur tout plan perpendiculaire à la direction de propagation. L'intérêt d'étudier la propagation d'une OPPM tient du caractère linéaire des équations de Maxwell ainsi que le principe de superposition qui permettent de reconstituer à partir d'ondes planes n'importe quelle onde électromagnétique.

Une OPPM est caractérisée par une direction de propagation ainsi qu'une fréquence f déterminant alors la pulsation $\omega = 2\pi f$ et la longueur d'onde $\lambda = v/f$ avec v la vitesse de propagation de l'onde.

La solution aux équations de Maxwell sous forme d'une OPPM se propageant par exemple selon un axe x perpendiculaire au mur, sans perte de généralité, se met sous la forme :

$$\begin{aligned} \vec{E}(x, t) &= \vec{E}_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma x} \\ &= \vec{E}_0 e^{-\alpha x} e^{j\omega t - \beta x} \end{aligned} \quad (2.23)$$

Ainsi une OPPM est atténuée en amplitude d'un facteur $e^{-\alpha x}$ en fonction de la distance parcourue dans le milieu. Par exemple, une atténuation caractéristique de valeur $e = 2.718$ a lieu pour une distance parcourue de $1/\alpha$.

2.2.4 Vitesse de propagation dans les murs

La vitesse de propagation d'une impulsion électromagnétique est déterminée par la *vitesse de groupe* v_g , qui correspond en fait à la vitesse de déplacement de l'énergie électromagnétique :

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} \quad (2.24)$$

Si on admet que le milieu que le milieu est non dispersif, alors la vitesse de groupe est égale à la *vitesse de phase* $v_\phi = \frac{\omega}{\beta}$ ³. Si l'on considère également le matériau comme non magnétique et de faible conductivité, la simplification suivante est généralement admise :

$$\beta \simeq \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon'_e} \quad (2.25)$$

On obtient donc l'expression de la vitesse de propagation de l'impulsion $v = v_\phi$ dans le matériau :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon'_r \epsilon_0 \mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon'_e}} \quad (2.26)$$

Ainsi, on montre que dans le cas d'un diélectrique à faibles pertes, la vitesse de propagation ne dépend plus de la fréquence et dépend alors uniquement de la constante diélectrique du matériau.

En revanche, si le milieu est considéré comme dispersif, alors le modèle de Debye donne l'expression de la permittivité complexe du matériau en fonction de la pulsation :

$$\underline{\epsilon}_r = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_{rs} - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad (2.27)$$

Avec, ϵ_{rs} la constante diélectrique du matériau à très basse fréquence. Puis ϵ_∞ , la permittivité relative à très haute fréquence. Et τ le temps de relaxation du matériau. Ce modèle est en accord avec la discussion portée sur le comportement des dipôles p.52. En effet, lorsque le champ varie lentement, ie. $\omega \rightarrow 0$, les dipôles suivent les variations du champ entraînant une polarisation importante et une permittivité réelle. Cependant, quand le champ varie de manière importante, ie. $\omega \rightarrow \infty$, les dipôles n'arrivent plus à suivre impliquant une polarisation moins importante et un déphasage impliquant une permittivité complexe.

Remarque 2.2 *Vitesse de phase. La vitesse de phase d'une onde est la vitesse de déplacement d'un plan équi-phase et correspond donc en fait à la vitesse de déplacement d'un front d'onde. La remarque 2.1 donne l'expression de la phase ϕ sur un plan d'onde :*

$$\phi = \omega t - \beta x \quad (2.28)$$

Ce qui permet de donner l'expression de la vitesse de phase :

$$\begin{aligned} v_\phi &= \left(\frac{dx}{dt} \right)_{\phi=\text{constante}} \\ &= \frac{\omega}{\beta} \end{aligned} \quad (2.29)$$

2.2.5 Réflexion due au mur et réfraction

Lors de l'arrivée de l'onde EM à l'interface du mur, une partie de l'onde est réfléchiée et une autre traverse l'interface puis est réfractée, comme le montre la figure (2.3) ci-dessous.

3. cf. remarque (2.2)

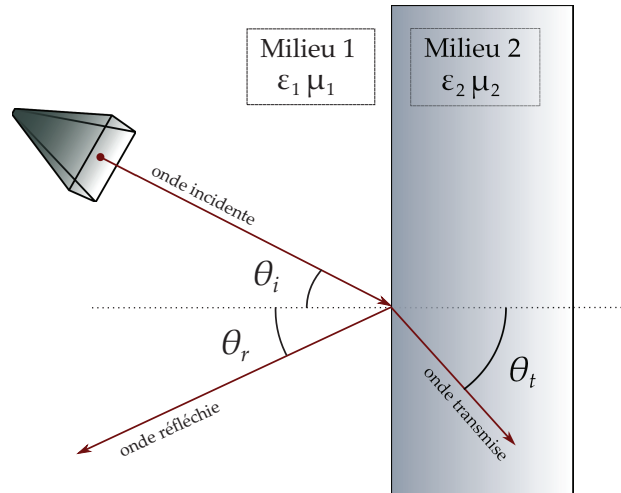


FIGURE 2.3 – Illustration de la réflexion et réfraction d'une onde incidente à l'interface de deux milieux diélectriques

Le phénomène de réfraction est en fait la modification de la direction de propagation de l'onde qui passe d'un milieu à un autre et dépend des propriétés diélectriques des différents milieux. Les lois de Snell-Descartes permettent d'exprimer le changement de direction en fonction de l'*indice de réfraction* des milieux.

L'indice de réfraction n d'un milieu mesure le facteur de réduction de la vitesse de phase de l'onde dans le milieu par rapport à la vitesse qu'elle aurait dans le vide pour une pulsation donnée :

$$n = \frac{c}{v_\phi} \quad (2.30)$$

Dans le cas général, la vitesse de phase est donnée par la relation :

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{\mu \epsilon'}} = \frac{1}{\sqrt{\epsilon'_r \epsilon_0 \mu_r \mu_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon'_r \mu_r}} \quad (2.31)$$

D'où la relation pour l'indice de réfraction :

$$n = \sqrt{\epsilon'_r \mu_r} \quad (2.32)$$

Pour les matériaux de construction des murs $\mu_r = 1$ et l'expression de l'indice devient $n = \sqrt{\epsilon'_r}$.

Considérons un cas général avec un premier milieu de permittivité diélectrique ϵ_1 et une perméabilité magnétique μ_1 et un second milieu de propriétés diélectriques (ϵ_2, μ_2) . À la rencontre de l'interface entre les deux milieux, une onde incidente se propageant dans le milieu 1 donne naissance à une onde réfléchie se propageant dans le milieu 1 et une onde transmise ou réfractée se propageant dans le milieu 2, cf. fig.(2.3). Les lois de Snell-Descartes établissent que les ondes incidente, réfléchie et réfractée sont dans un même plan. Notons alors θ_i , θ_r et θ_t les directions des ondes incidente, réfléchie et transmise. Ces lois permettent également

d'obtenir les relations reliant ces différents angles :

$$\begin{aligned}\theta_r &= \theta_i \\ n_2 \sin \theta_t &= n_1 \sin \theta_i\end{aligned}\quad (2.33)$$

Les relations de Fresnel permettent de donner les amplitudes des ondes réfléchi et transmise par rapport à l'onde émise, il s'agit des coefficients de réflexion r et de transmission t respectivement. L'expression de ces coefficients dépend du mode de propagation :

- ▶ mode transverse électrique (TE), les champs électriques sont normaux au plan d'incidence
- ▶ mode transverse magnétique (TM), les champs électriques sont parallèles au plan d'incidence

L'état de polarisation de l'onde pouvant être quelconque, l'onde doit d'abord être projetée dans une base orthogonale faisant intervenir ces deux états canoniques. Pour les différents composantes des champs projetés correspondant aux différents modes cités, les coefficients de transmission et de réflexions sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}r_{TE} &= \frac{n_1 \cos \theta_i - n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} & t_{TE} &= \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_1 \cos \theta_i + n_2 \cos \theta_t} \\ r_{TM} &= \frac{n_1 \cos \theta_t - n_2 \cos \theta_i}{n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_t} & t_{TM} &= \frac{2n_1 \cos \theta_i}{n_2 \cos \theta_i + n_1 \cos \theta_t}\end{aligned}\quad (2.34)$$

D'autres facteurs traduisant la réflexion et transmission de l'énergie sont utilisés dans l'étude de la propagation des ondes en milieu complexe :

$$R = r^2 \quad T = t^2 \quad (2.35)$$

Avec R le facteur de réflexion en intensité et T le facteur de transmission en intensité. La conservation de l'énergie⁴ impose la relation $R + \frac{n_2 \cos \theta_t}{n_1 \cos \theta_i} T = 1$.

Remarque 2.3 Cas de l'incidence normale. Dans le cas de l'incidence normale les coefficients de réflexion et de transmission ne dépendent plus du mode de propagation, en effet $\theta_i = \theta_r = \theta_t = 0$. Compte tenu de la relation $n = \sqrt{\epsilon'_r \mu_r}$ et $\mu_r \simeq 1$, les coefficients s'écrivent :

$$r = \frac{\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad t = \frac{2\sqrt{\epsilon_1}}{\sqrt{\epsilon_1} + \sqrt{\epsilon_2}} \quad (2.36)$$

Ces coefficients sont généralement utilisés en première approximation pour la propagation à travers le mur quelle que soit l'incidence de l'onde arrivante.

4. Rappel : La conservation de l'énergie impose la conservation du flux l'intensité sur une surface fermée. La projection des vecteurs d'onde fait apparaître $\cos \theta_i$ et $\cos \theta_t$ et l'intensité I est proportionnelle à nE^2 .

Remarque 2.4 Angle d'incidence limite. La deuxième loi de Snell-Descartes eq.(2.33) révèle l'existence d'une incidence limite au-delà de laquelle l'onde ne pénètre plus le second milieu. En effet supposons $n_1 > n_2$, l'angle d'incidence de l'onde arrivante est limité à :

$$\theta_{i,max} = \arcsin \frac{n_2}{n_1} \quad (2.37)$$

La limitation de l'angle d'incidence à la première interface du mur n'a pas lieu étant donné que $n_{mur} > n_{air}$, cependant la limitation a lieu à la seconde interface. Ainsi l'angle de réfraction dans le mur est limité ce qui limite alors l'incidence de l'onde arrivante. Au delà de cette incidence, l'onde ne traverse plus le mur.

2.2.6 Diffusion et Hétérogénéités des Murs

La présence d'hétérogénéités dans le milieu de propagation, tels que les grains, aspérités et micro-fissures ou même cavités, peut entraîner la dispersion des ondes passantes. On parle alors de *diffusion* par dispersion [4]. Ce phénomène de diffusion est en réalité causé par les multiples interférences et/ou diffractions suite aux réflexions et réfractions des ondes sur ces hétérogénéités. Une partie de l'énergie est alors diffractée dans toutes les directions de l'espace et les fronts d'onde sont également déformés, cf. fig. (2.4) ci dessous.

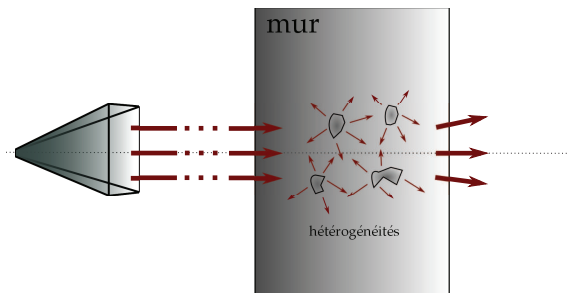


FIGURE 2.4 – Illustration de la diffraction sur les hétérogénéités à l'intérieur du mur

Les théories sur la multidiffusion permettent de relier l'importance de ces phénomènes à la taille caractéristique des hétérogénéités, notée a , par rapport à la longueur d'onde considérée λ . On distingue trois domaines :

domaine de Rayleigh	$a \ll \lambda$	(2.38)
domaine transitoire ou résonance	$a \sim \lambda$	
domaine géométrique	$a \gg \lambda$	

Dans le domaine de Rayleigh, les pertes par diffusion sont négligeables. Ainsi, lorsque la dimension des plus grandes hétérogénéités reste très inférieure à la longueur d'onde, le milieu apparaît comme homogène vis-à-vis de la propagation de l'onde électromagnétique. À l'inverse, quand les hétérogénéités sont très grandes devant la longueur d'onde, les approximations de l'optique géométrique sont applicables pour la propagation des ondes électromagnétiques.

Dans le domaine transitoire, les interactions sont complexes et difficilement prédictibles c'est pourquoi ce domaine est également appelé domaine stochastique. Dans ce domaine, les pertes deviennent significatives et doivent être prises en compte. Les interactions entre les différentes ondes réfléchies, réfractées et diffractées se traduisent par de la dispersion sur la permittivité du milieu de propagation appelé *dispersion par multidiffusion*. Une lecture plus approfondie sur la modélisation de la multidiffusion pour la propagation des ondes est fournie en [5, 6] ainsi qu'en [7, 8]. Une modélisation simplificatrice souvent utilisée pour les applications radar visent à modéliser le matériau par un matériau homogène au propriété diélectrique équivalent, il s'agit de modélisation par "homogénéisation" [9].

Il restera surtout à retenir que dans le domaine stochastique, les effets du mur sur la propagation d'une onde traversante sont difficilement prédictibles. Il est également important de noter qu'une perte de cohérence sur les fronts d'onde a lieu. Les travaux en [7] affirment que la perte totale de la cohérence se produit pour une distance parcourue dans le mur de plusieurs fois le libre parcours moyen. Cependant, la valeur du libre parcours moyen reste à définir pour les matériaux considérés. Il conviendra donc de dire qualitativement qu'une partie de la cohérence est perdue bien qu'une description quantitative reste à à fournir.

Remarque 2.5 Quel domaine de fréquence pour les radars à travers les murs? *Les applications radar à travers les murs utilisent généralement des fréquences allant de 500 MHz à 5000 MHz donnant ainsi des longueurs d'onde dans la tranche des 10 cm. Les matériaux conventionnels tels que les briques et les moellons, présentent des cavités d'une taille de l'ordre de 5 cm. Ainsi, les applications radar à travers les murs aux fréquences $f \sim 1$ GHz se trouvent dans le domaine stochastique. Ceci complique alors grandement la détection et la localisation.*

L'atténuation d'une onde à la traversée d'un mur est, somme toute, généralement attribuée aux pertes de conductivité effective, à la réflexion sur la première interface du mur ainsi qu'aux réflexions multiples à l'intérieur du mur provoquant la dispersion. Les pertes par conductivité équivalente sont d'autant plus grandes que le matériau est humide et la fréquence importante. Tout de même, pour des murs secs les pertes par conductivité sont relativement faibles. Les pertes à la réflexion dépendent du contraste entre la permittivité du mur et de l'air mais aussi de l'angle d'incidence. En effet, au-delà de l'incidence maximum tolérée par les lois de Snell-Descartes, l'onde ne pénètre même plus dans le mur. Les pertes dues aux réflexions multiples à l'intérieur du mur deviennent plus compliquées pour des murs hétérogènes avec des cavités, c'est par exemple le cas des murs en moellon ou en brique. Ces pertes sont alors difficilement prédictibles et la diversité de fréquence et/ou d'incidence sera nécessaire pour y pallier. La cohérence des fronts d'onde est partiellement perdue compliquant ainsi la mise en œuvre de traitements cohérents.

2.3 TECHNIQUES DE CARACTÉRISATION DES MURS

Les principaux phénomènes compliquant la détection radar sont l'atténuation et la dispersion. Ainsi, il est nécessaire de pouvoir le mesurer. Les méthodes de mesures directes seront donc présentées dans cette section. De plus, il a été dit précédemment que ces principaux phénomènes intervenant à la traversée des murs dépendent de la permittivité effective du matériau. Pour permettre une modélisation de ces phénomènes, il faut donc développer des techniques permettant de déterminer la permittivité à partir de ces mesures. Ces techniques seront donc également présentées. Enfin une modélisation paramétrique déterministe ainsi qu'une modélisation probabiliste d'un mur seront proposées.

2.3.1 Mesure Directe de l'Atténuation et de la Dispersion

La caractérisation des matériaux de construction pour la propagation d'onde peut être réalisée à partir des mesures directes de l'atténuation et de la dispersion pour le mur considéré. Elle permet d'établir des tables d'atténuation en référence au matériau et la fréquence considérée. On distingue alors les techniques de mesure dans le domaine temporel et celle dans le domaine fréquentiel.

Mesure dans le Domaine Temporel

Dans le domaine temporel, une série d'impulsions ultracourtes d'une durée de l'ordre de la nanoseconde sont émises. Les antennes d'émission et de réception doivent être ultra-large bande pour ne pas apporter de distorsions supplémentaires sur les signaux émis et reçus. Des amplificateurs linéaires peuvent être ajoutés sur chacune des voies. L'oscilloscope doit être capable d'assurer un échantillonnage au delà du gigahertz. Des procédés de calibration en amplitude et temps d'arrivée permettent d'améliorer la précision de la mesure. La connaissance du signal émis permet ensuite de retrouver la réponse impulsionnelle du mur par des procédés de déconvolution sur les données de mesure, cf. p.62. La phase et le gain de la fonction de transfert complexe estimée fournissent alors l'atténuation et la dispersion. Un schéma descriptif de l'opération est fourni ci-dessous.

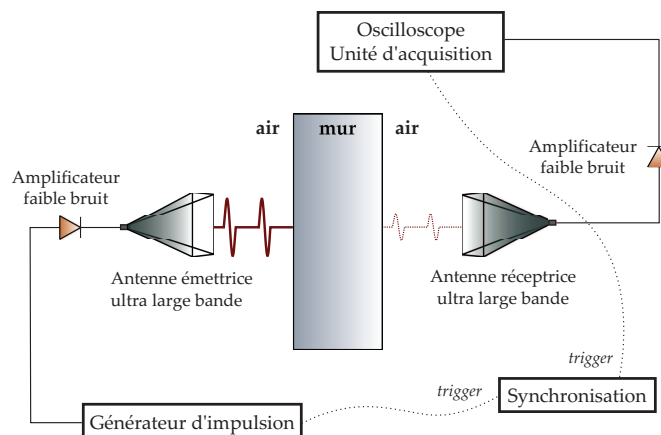


FIGURE 2.5 – Montage pour mesures d'atténuation et dispersion en temporel.

Mesure dans le Domaine Fréquentiel

Dans le domaine fréquentiel, les mesures se font par un balayage en fréquence sur la bande d'intérêt. Le montage est constitué d'antennes d'émission et de réception ultra-large bande et d'un analyseur de réseau vectoriel. Les mesures sont alors réalisées à l'analyseur vectoriel afin de pouvoir accéder à l'amplitude et la phase complexe de la fonction de transfert du mur. Généralement, le balayage en fréquence est linéaire dans le temps, si les chemins optiques pour la mesure à travers les murs deviennent importants, il se peut que la fréquence en réception diffère de celle en émission induisant des aberrations dans la mesure de la phase. Pour s'affranchir du problème, le balayage en fréquence peut être réalisé par pallier. L'avantage de la mesure en fréquentiel comparativement à celle en temporel, réside dans une meilleure dynamique de numérisation pour les mesures.

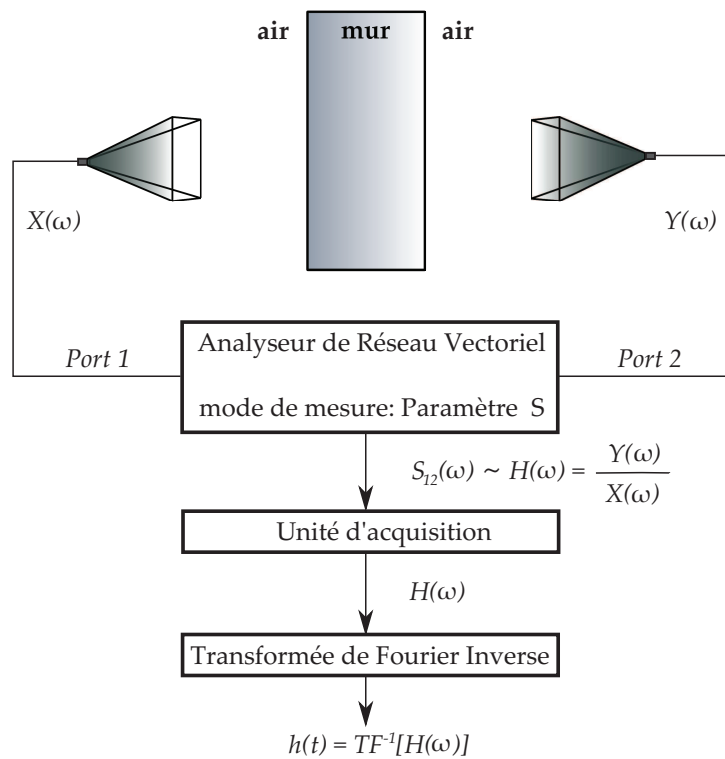


FIGURE 2.6 – Montage pour mesures d'atténuation et dispersion en fréquentiel.

2.3.2 Réponse impulsionnelle du mur

La fonction de transfert du mur représente en fait la réponse impulsionnelle du mur, cf. p.19. Par la mesure temporelle ou fréquentielle, il est obtenu une fonction de transfert comprenant bien évidemment la propagation à travers le mur, notée h_{mur} , mais également d'autres phénomènes de propagation, notée h_{autre} . Ces phénomènes comprennent par exemple les effets des antennes ainsi que de l'environnement de mesure et les réflexions sur sols, parois et autres réflecteurs. Cette fonction de transfert, notée h_{mesure} , est donc donnée par :

$$h_{mesure}(t) = (h_{mur} * h_{autre})(t) \quad (2.39)$$

Pour estimer les paramètres du mur, il faut s'affranchir des autres effets de propagation pour ne garder que l'effet du mur. Pour cela, une configuration de mesure sans le mur, **identique au maximum** à la configuration avec mur, doit être réalisée de sorte à ce qu'uniquement les effets autres soient mesurés. Idéalement, cette mesure dite en **espace libre**, notée h_{libre} , permet donc d'obtenir $h_{libre} = h_{autre}$. La déconvolution de h_{mesure} par h_{libre} permet alors d'extraire h_{mur} . Généralement, la déconvolution se fait dans le domaine fréquentiel⁵, les équations ci-dessous explicite le procédé :

$$\begin{aligned}
 h_{mesure}(t) &= (h_{mur} * h_{autre})(t) & h_{libre}(t) &= h_{autre}(t) \\
 \downarrow TF & & \downarrow TF & \\
 H_{mesure}(\omega) &= H_{mur}(\omega)H_{autre}(\omega) & H_{libre}(\omega) &= H_{autre}(\omega) \\
 \searrow & & \swarrow & \\
 H_{mur}(\omega) &= \frac{H_{mesure}(\omega)}{H_{libre}(\omega)} & & \\
 \downarrow TF^{-1} & & & \quad (2.40) \\
 h_{mur} &= TF^{-1}[H_{mur}(\omega)] & &
 \end{aligned}$$

L'estimation de h_{mur} est d'autant plus précise que la configuration de mesure est propre. Une configuration idéale serait, par exemple, des mesures effectuées en chambre anéchoïque avec des antennes placées en champ lointain et un mur suffisamment grand pour pouvoir supposer un mur infiniment grand. Cependant, ce genre de configuration est compliquée à mettre en œuvre ainsi en pratique, on veillera surtout à produire des configurations de mesure en espace libre et à travers un mur identique dans la mesure du possible.

2.3.3 Mesure des Propriétés Diélectriques

À partir de la mesure de la fonction de transfert du mur, les grandeurs diélectriques du matériau peuvent être estimées [10]. L'estimation des paramètres diélectriques est d'autant plus valide que l'estimation de h_{mur} est correcte.

Soit alors $H_{mur}(f) = |H_{mur}(f)| e^{j\Phi_{mur}(f)}$ la fonction de transfert du mur. Dans le cas où le mur est supposé homogène et à faible perte, la constante diélectrique est obtenue [10]⁶ par :

$$\varepsilon'_r(f) \simeq \left[1 + \frac{\Delta\tau(f)}{\tau_0} \right]^2 = \left[1 - \frac{\Phi_{mur}(f)}{2\pi f \tau_0} \right]^2 \quad (2.41)$$

Où $\tau_0 = e_{mur}/c$ représente le temps de parcours nécessaire à l'onde pour traverser une couche d'épaisseur du mur e_{mur} . Il est important de noter

5. on utilisera de manière équivalent la notation en pulsation $H(\omega)$ et en fréquence $H(f)$, sachant que $\omega = 2\pi f$

6. équations (11) et (12) de la référence citée.

que la phase Φ_{mur} doit être continue, les discontinuités de 2π doivent être corrigées. Si la phase est supposée dépendre linéairement de la fréquence, le terme $\Phi_{mur}(f)/f$ de eq.(2.41) devient $d\Phi_{mur}(f)/df$. L'utilisation la dérivée de la phase est privilégiée car cela permet d'éviter les problèmes de discontinuités de la phase. L'angle de perte peut ensuite être déduit [10] de la relation suivante :

$$\tan \delta \simeq -\frac{1}{\pi f \tau_0 \sqrt{\epsilon'_r(f)}} \ln \left[\frac{[1 + \sqrt{\epsilon'_r(f)}]^2}{4\sqrt{\epsilon'_r(f)}} |H_{mur}(f)| \right] \quad (2.42)$$

Si le mur n'est pas homogène, alors les grandeurs diélectriques estimées sont les paramètres équivalents en considérant un mur homogénéisé [9].

Remarque 2.6 Mur homogène ou hétérogène? *Les matériaux de construction des murs peuvent être classés en deux catégories. Il y a d'une part les matériaux homogènes : c'est par exemple le cas du placo-plâtre, bois, verre, béton. Et d'autre part, il y a les matériaux hétérogènes : c'est par exemple le cas de la brique et du moellon. En fonction du constituant du mur, celui-ci sera dit homogène ou hétérogène.*

En ultra-large bande, en général la constante diélectrique diminue quand la fréquence augmente pour les murs homogènes. Cependant, pour des murs hétérogènes, les variations de ces paramètres sont bien plus complexes et diffèrent grandement avec la structure interne des murs [11]. Des pics d'atténuation ont lieu à des fréquences particulières provenant probablement de phénomènes de résonance dans les cavités du mur. La position en fréquence de ces pics d'atténuation sont difficilement prévisibles et varient également selon l'incidence. Ces paramètres mesurés autour de 5 GHz pour différents types de matériaux sont présentés en [12].

2.3.4 Modélisation Probabiliste

La modélisation déterministe de la fonction de transfert d'un mur est relativement bien représentative de la réalité pour les murs homogènes. Cependant, cette modélisation trouve ces limites pour les murs hétérogènes. En effet, les multiples réflexions dans les cavités ainsi que la diffusion précédemment présentées ne sont pas pris en compte par cette modélisation malgré le procédé d'homogénéisation du mur. De plus, pour les murs hétérogènes, l'apparition de pics d'atténuation à certaines fréquences difficilement prévisibles suggère une modélisation probabiliste.

La prise en compte de la réflexion d'une partie de l'onde sur les hétérogénéités et/ou une paroi de cavité, quelle qu'elle soit, à l'intérieur du mur et qui traverse ensuite tout de même le mur, peut être décrite par une réponse impulsionnelle temps invariante du type :

$$h(t) = a\delta(t - \tau)e^{j\theta} \quad (2.43)$$

Avec a l'amplitude de la portion qui retransmet le mur, τ le retard induit pour la retransmission, θ le déphasage introduit et δ la fonction Dirac.

Compte tenu des multiples diffracteurs et cavités à l'intérieur du mur, la fonction de transfert du mur est donnée par :

$$h_{mur}(t) = \sum_{k=1}^{N_{\tau}} a_k \delta(t - \tau_k) e^{j\theta_k} \quad (2.44)$$

Où N_{τ} représente le nombre de chemins optiques traversant le mur. Les séquences (a_k, τ_k, θ_k) représentent alors respectivement les amplitudes, retards et phases considérés comme aléatoires. Pour modéliser la réponse impulsionnelle du mur, il s'agit donc de déterminer N_{τ} ainsi que de caractériser ces variables aléatoires par une densité de probabilité adéquate.

La détermination du nombre de trajets traversant le mur N_{τ} , se fait expérimentalement. Les différentes densités de probabilités sont pour les instants d'arrivée (τ_k), amplitude (a_k) et déphasage (θ_k) utilisé pour la modélisation de canal sont présentées en [13]. Les densités les plus courantes sont présentées dans ce qui suit.

Distribution de Poisson pour les temps d'arrivée

Pour une mesure donnée, l'ensemble des instants d'arrivée (t_k) forme un ensemble d'événements discrets. Le processus de Poisson défini sur cette ensemble d'événements, est un processus de comptage d'occurrences des instants t_k . Ce processus est caractérisé par son facteur d'intensité ζ , qui représente le nombre d'instants moyens par unité de temps. En notant N_{τ} le nombre d'instants d'arrivée pendant la durée T , un processus de Poisson exprime la probabilité Pr d'avoir $N_{\tau} = l$:

$$Pr(N_{\tau} = l) = e^{-\zeta T} \frac{(\zeta T)^l}{l!} \quad (2.45)$$

L'aspect strictement aléatoire du processus peut ne pas correspondre pour la modélisation du canal de propagation à travers les murs ainsi le modèle de Poisson s'est vu étendre pour prendre en compte l'aspect d'arrivée par "paquet" des instants d'arrivée [13].

Distribution de Rayleigh pour les amplitudes

En absence de grands réflecteurs, un modèle convenant aux fluctuations aléatoires d'amplitude (a_k) est le modèle de Rayleigh. La densité de probabilité de Rayleigh, caractérisé par le paramètre de Rayleigh σ , est définie par :

$$Pr(a_k = r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} \quad (2.46)$$

En présence de forts réflecteurs, il convient mieux d'utiliser une loi de Rice. D'autres densités telle que la log-normal peut également convenir pour la modélisation de canal [13].

Distribution uniforme pour les déphasages

La modélisation des déphasages introduits est nettement plus compliquée. Bien que l'importance de celle-ci est évidente très peu de travaux

se sont véritablement penchés sur la question [14]. En général, les déphasages sont supposés suivre une loi uniforme sur 0 et 2π : $\theta_k \sim \mathcal{U}([0, 2\pi])$. Cette modélisation est d'autant plus vraie que le nombre chemins parvenant est important et que les différences entre temps d'arrivée ($\tau_k - \tau_{k-1}$) sont importantes. Cependant, cette modélisation ne permet pas de garder la cohérence qui pourrait exister entre les trajets très rapprochés $d_m = c(\tau_k - \tau_{k-1}) \ll \lambda$. Ainsi, pour garder cette cohérence, il a été proposé le modèle de phase à incrément [14] :

$$\theta_k = \theta_{k-1} + \uparrow\theta(d_m/\lambda) \quad (2.47)$$

Avec $\uparrow\theta(d_m/\lambda)$, l'incrément de phase aléatoire. La densité de probabilité de $\uparrow\theta$ dépend alors de l'écart en distance d_m/λ et doit retransmettre le fait que pour $d_m \ll \lambda$ l'incrément est très petit. Une loi normale de variance $\sigma = (d_m/\lambda)^2$ peut par exemple convenir : $\uparrow\theta(d_m/\lambda) \sim \mathcal{N}(0, \sigma)$.

Remarque 2.7 Réponse impulsionnelle temps variant. *En réalité, une cible mobile n'expérimente pas les mêmes effets de diffraction et réflexions multiples au cours de son déplacement. Ainsi la réponse impulsionnelle varie en fonction de la position et du temps de sorte à ce que la réponse impulsionnelle devient plutôt :*

$$h_{mur}(t, \tau) = \sum_{k=1}^{N_\tau(t)} a_k(t) \delta(t - \tau_k(t)) e^{j\theta_k(t)} \quad (2.48)$$

Néanmoins, la dépendance au temps de la fonction de transfert sera omise et supposée compensée par les itérations du tirage aléatoire.

2.4 CARACTÉRISATION DES MURS SUR MESURES EXPÉRIMENTALES

2.4.1 Matériel de mesure

Le matériel de mesure est constitué de deux antennes cornet SATIMO® Dual Ridge ultra large bande 0.8GHz - 12GHz, d'un analyseur vectoriel de réseau Rhode&Schwarz® ZVL mesurant sur la bande 0.9kHz - 13.6GHz et de câbles coaxiaux micro-coax UTIFLEX® UFA147B couvrant une bande DC - 15GHz.

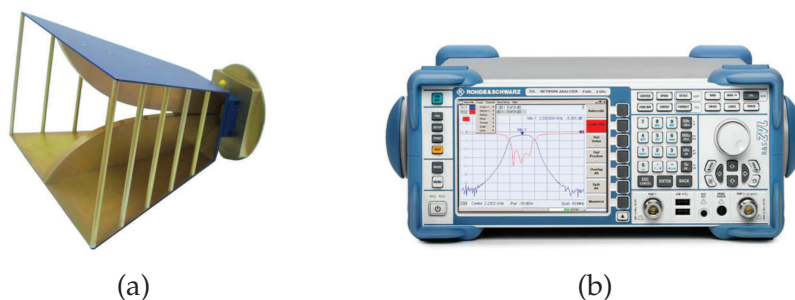


FIGURE 2.7 – Matériel de mesure : antenne SATIMO ultra large bande (a), analyseur vectoriel de réseau Rhode&Schwarz ZVL (b)

2.4.2 Configuration de mesure

Les scénarii de mesure consistent à placer les antennes émettrice et réceptrice de part et d'autre du mur. Les antennes ne sont pas plaquées contre le mur mais distantes de 50 cm pour éviter d'être dans la zone de champ réactif et éliminer les effets de résonances et couplages antenne/murs. Les mesures se font en polarisation verticale en émission et en réception (polarisation VV). Les antennes émettrice et réceptrice sont ensuite translattées le long du mur tout en s'assurant qu'elles restent en face l'une de l'autre, cf. fig.(2.8.a). Pour observer les effets de l'incidence, d'autres mesures de transmission ont été réalisées en décalant l'antenne réceptrice le long du mur tout en gardant fixe l'antenne émettrice. Cependant, les mesures ont été menées de sorte à ce que l'antenne réceptrice demeure dans l'ouverture principale de l'antenne émettrice, cf. fig.(2.8.b).

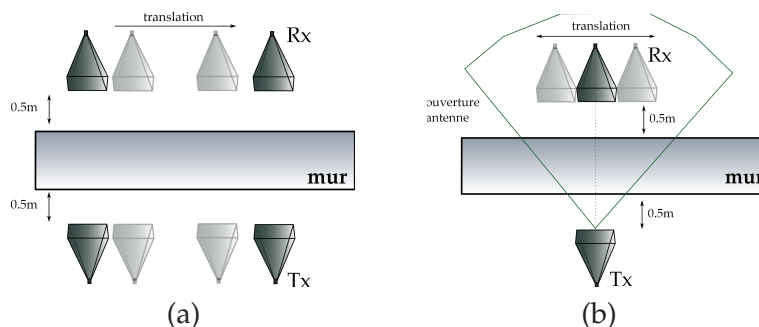


FIGURE 2.8 – Configuration des mesures de transmission du mur en incidence normale (a) et pour plusieurs incidences (b).

Les mesures de calibration n'ont pas été faites en chambre anéchoïque mais elles ont été réalisées en espace libre en évitant au maximum les perturbations extérieures. Les mesures ont été réalisées dans le domaine fréquentiel sur une bande allant de 1 GHz à 4 GHz avec 2000 points de mesures sur cette bande. Concernant les réponses impulsionnelles, pour faciliter l'interprétation, l'abscisse est donnée en distance et non en temps d'arrivée par la relation $d = ct$. Les réponses impulsionnelles ont été obtenues par transformée de Fourier inverse en appliquant une pondération de Hamming sur les fréquences pour limiter les lobes secondaires et un zero padding de facteur multiplicatif 10 sur le nombre d'échantillons. La résolution en temps Δt des tracés impulsionnels est donc de :

$$\Delta t = \frac{1}{B} = \frac{1}{3e^9} = 3.33e^{-10} \Leftrightarrow \Delta distance = 0.1m \quad (2.49)$$

2.4.3 Méthologie de caractérisation des murs

Compte tenu d'une résolution distance de $\Delta distance = 10$ cm dans les tracés impulsionnels alors que les murs ont une épaisseur de la vingtaine de centimètres, la modélisation statistique présentée précédemment ne peut pas être implémentée. Dans un premier temps, une modélisation déterministe sera mise en œuvre. Tout de même, il est à noter sur les tracés impulsionnels donnés par la suite, l'apparition de pics à des instants d'arrivée de l'ordre de multiples de l'épaisseur du mur. Les positions des pics sont donc déterministes (et dépendent de l'incidence) cependant c'est dans l'étalement de ces pics que se trouvent les instants d'arrivée aléatoires décrits précédemment.

La mesure du temps d'arrivée du premier pic τ_{cross} de la réponse impulsionnelle, représentant le temps de traversée du mur, permet d'obtenir l'ordre de grandeur de la constante diélectrique du matériau. En effet d'après l'équation (2.41) p.62, la constante diélectrique peut être approximée par :

$$\epsilon'_r \sim \left[1 + \frac{\Delta\tau}{e_{mur}/c} \right]^2 \quad (2.50)$$

Avec $\Delta\tau$ l'écart de temps de parcours de l'épaisseur du mur dans le vide et à travers le matériau $\Delta\tau = \tau_{cross} - e_{mur}/c = \tau_{cross} - \tau_{vide}$. La relation (2.41) p.62 peut être retrouvée simplement en notant que $\tau_{cross} \sim e_{mur}\sqrt{\epsilon'_r}/c$ et $\tau_{vide} = e_{mur}/c$ d'où $\Delta\tau = e_{mur}(\sqrt{\epsilon'_r} - 1)/c$ et la déduction de la relation (2.50) ci-dessus.

Comme il est constaté sur les mesures de transmission qui suivent, selon le type de mur et surtout pour les murs hétérogènes, l'atténuation présente un aspect quasi-aléatoire en fonction de la fréquence et du décalage en azimuth. La transmission du mur sera donc modélisée par un processus aléatoire dont il faut déterminer la loi. Les aspects déterministes de la propagation seront donc compris dans la mesure de la constante diélectrique ϵ'_r et les aspects non maîtrisés de permittivité complexe, multiples réflexions et diffusion seront abordés par une modélisation par un processus aléatoire de l'atténuation du mur.

L'atténuation peut prendre ponctuellement des valeurs très importantes loin de sa valeur moyenne ainsi une modélisation par une loi normale n'est pas appropriée. Une modélisation par un processus aléatoire de densité de probabilité du type Gamma ou Weibull s'est avérée plus adéquate.

Remarque 2.8 Densité de probabilité Weibull et Gamma. *La densité de probabilité de Weibull est caractérisée par ses paramètres d'échelle a et de forme b . Ses densités de probabilité et fonction de répartition sont données par :*

densité de probabilité	fonction de répartition
$f(x a, b) = \left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{x}{a}\right)^{(b-1)} e^{-\left(\frac{x}{a}\right)^b}$	$F(x a, b) = 1 - e^{-\left(\frac{x}{a}\right)^b}$

La loi de Weibull recouvre en fait toute une famille de lois, en particulier, les lois exponentielles ($b = 1$) et Rayleigh ($b = 2$). La loi Gamma est également caractérisée par deux paramètres. Ses densités de probabilité et fonction de répartition sont données par :

densité de probabilité	fonction de répartition
$f(x a, b) = \frac{1}{b^a \Gamma(a)} x^{a-1} e^{-\left(\frac{x}{b}\right)} e^{-\left(\frac{x}{b}\right)^a}$	$F(x a, b) = \frac{1}{b^a \Gamma(a)} \int_0^x t^{a-1} e^{-\left(\frac{t}{b}\right)} dt$

Avec Γ la fonction gamma de Euler. Les distributions Gamma inclut également entre autres les lois exponentielles ainsi que les loi χ^2 .

2.4.4 Mesure de la transmission d'un mur en moellon

Photographie de la mesure



(a)



(b)

FIGURE 2.9 – Configuration de mesure de la transmission d'un mur en moellon : mesure de calibration (a) et antennes de part et d'autre du mur

Transmission du mur en fonction de la fréquence

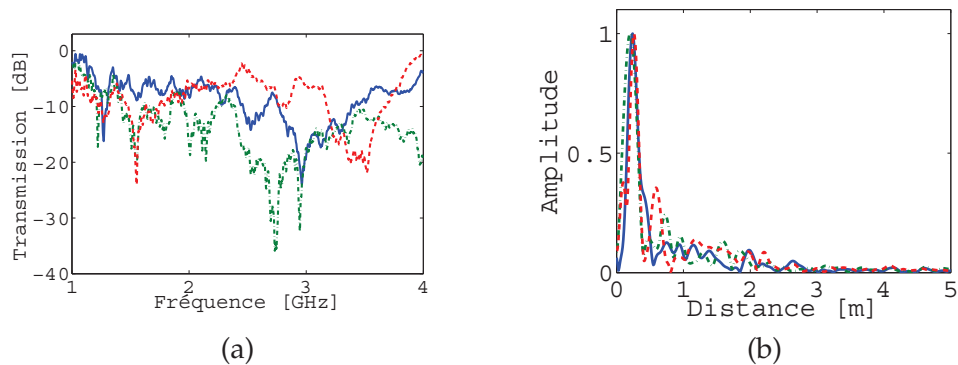


FIGURE 2.10 – Transmission du mur en incidence normale pour plusieurs positions le long du mur (a) et réponses impulsionnelles associées (b).

Influence de l'incidence : transmission du mur pour différents décalages en azimuth

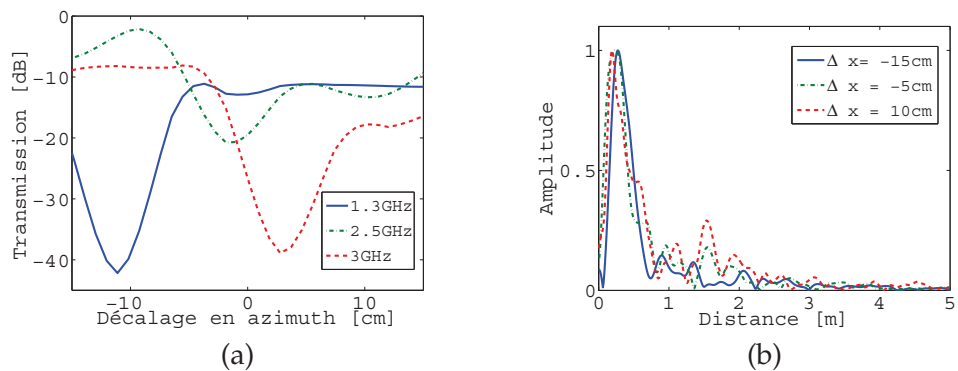


FIGURE 2.11 – Transmission du mur en fonction du déplacement azimuthal pour diverses fréquences (a) et réponses impulsionnelles pour différents décalages en azimuth (b).

Caractérisation du matériau

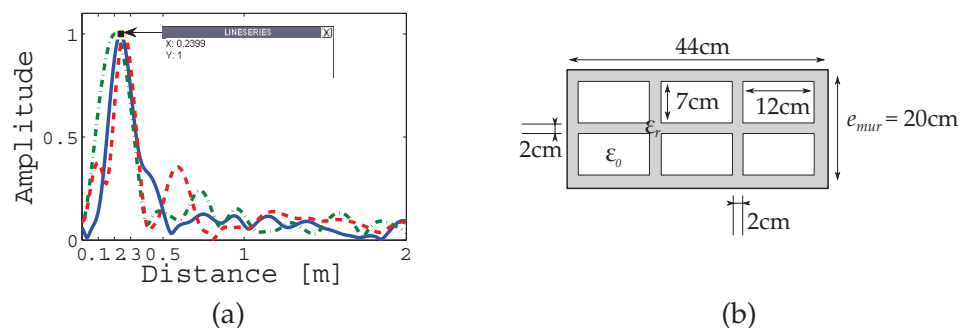


FIGURE 2.12 – Estimation de la constante diélectrique du moellon par la mesure du retard du premier pic de la réponse impulsionnelle (a) et représentation d'un moellon (b).

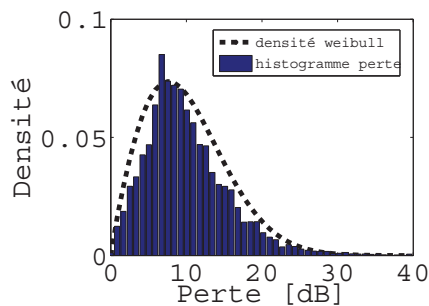
Les mesures effectuées fournissent en moyenne $\langle c\tau_{cross} \rangle_{moyen} = 0.24m$ comme l'illustre la figure (2.12.a). L'épaisseur du mur étant de $e_{mur} = 0.2m$, une constante diélectrique moyenne de $\langle \epsilon'_r \rangle_{moyen} = 1.4$ en est déduite. En considérant que la constante diélectrique mesurée est celle du mur homogénéisé [9], la constante diélectrique moyenne du matériau moellon peut être retrouvée en respectant les proportions de vide et de matériau plein cf. p.90. À l'aide de la représentation fig.(2.12.b) qui donne les dimensions réelles du moellon utilisé, la relation suivante est vérifiée :

$$\langle \epsilon_r \rangle_{moyen} \simeq \frac{2 \times 0.07}{0.2} [\epsilon_r]_{vide} + \left(\frac{3 \times 0.02}{0.2} \right) \langle [\epsilon'_r]_{moellon} \rangle_{moyen} \quad (2.51)$$

Avec $[\epsilon_r]_{vide} = 1$ la permittivité relative du vide et $\langle [\epsilon'_r]_{moellon} \rangle_{moyen}$ la constante diélectrique moyenne du matériau moellon. L'application numérique donne $\langle [\epsilon'_r]_{moellon} \rangle_{moyen} = 2.5$.

La valeur moyenne des pertes à la traversée du mur est de $\langle L_{mur} \rangle_{moyen} = 10$ dB tandis que l'atténuation peut prendre ponctuellement des valeurs de 35 dB à 40 dB et très occasionnellement au dessus de 50 dB. Selon le décalage en azimuth, les variations de la transmission sont assez importantes même pour de légers décalages de la dizaine de centimètres. En effet, comme le montre la figure (2.11.a), un décalage d'à peine 10 cm peut entraîner des variations de 30 dB pour certaines fréquences.

L'estimation des paramètres des densités de probabilité pour la modélisation de l'atténuation d'un mur en moellon a été réalisée par maximum de vraisemblance avec un jeu de 21 mesures soit $21 \times 2000 = 42000$ échantillons de mesure. Pour la modélisation de l'atténuation, un processus aléatoire de type Weibull a donné une meilleure adéquation qu'un processus Gamma. Les paramètres d'échelle et de forme déterminés expérimentalement valent respectivement $a = 11.3$ et $b = 1.9$. Ci-dessous une représentation du fitting des pertes du mur avec la loi Weibull ainsi qu'un résumé des valeurs statistiques caractéristiques :



atténuation moyenne	10dB
paramètre d'échelle	11.3
paramètre de forme	1.9

2.4.5 Mesure de la transmission d'un mur en béton

Photographie de la mesure

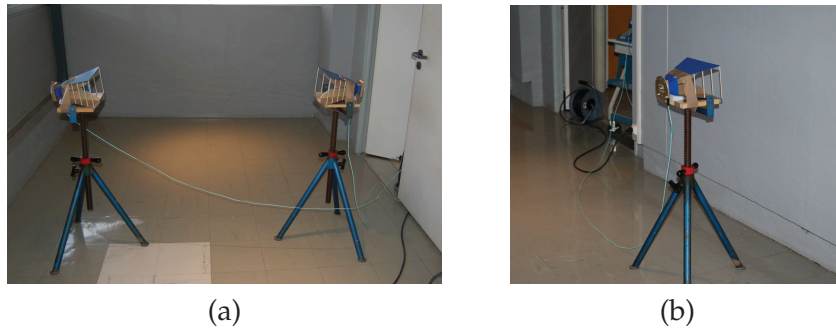


FIGURE 2.13 – Configuration de mesure de la transmission d'un mur en béton : mesure de calibration (a) et antennes de part et d'autre du mur

Transmission en fonction de la fréquence

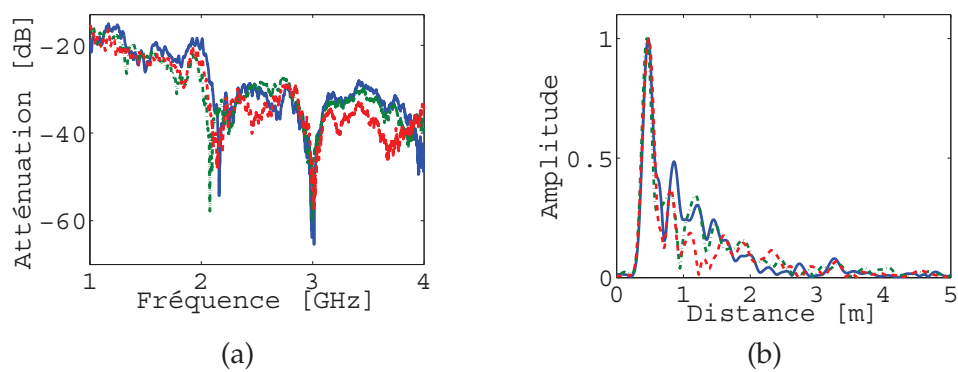


FIGURE 2.14 – Transmission du mur en incidence normale pour plusieurs positions le long du mur (a) et réponses impulsionnelles associées (b).

Transmission en fonction de l'incidence

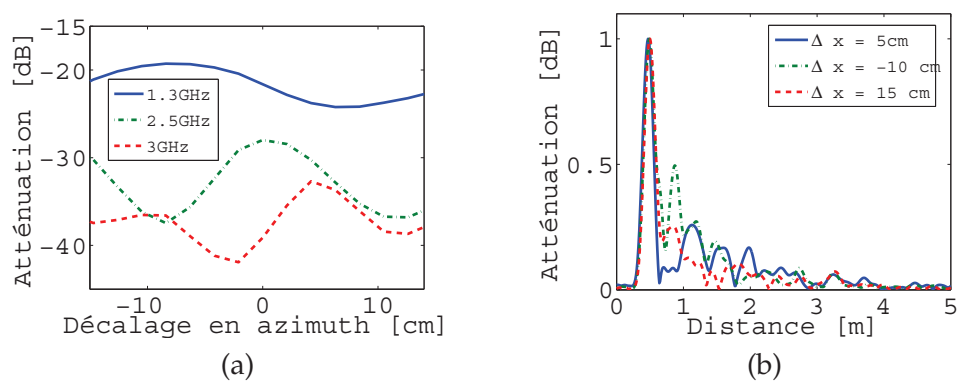


FIGURE 2.15 – Transmission du mur en fonction du déplacement azimuthal pour diverses fréquences (a) et réponses impulsionnelles pour différents décalages en azimuth (b).

Caractérisation du matériau

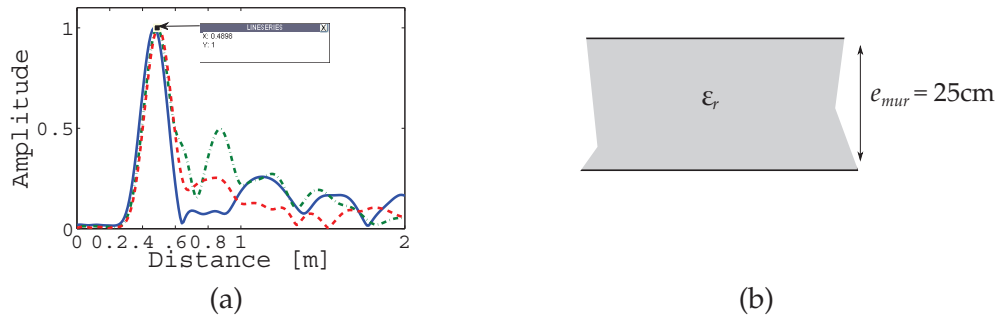


FIGURE 2.16 – Estimation de la constante diélectrique du moellon par la mesure du retard du premier pic de la réponse impulsionnelle (a) et représentation du mur en béton (b).

Les mesures effectuées fournissent en moyenne $\langle c\tau_{cross} \rangle_{moyen} = 0.49$ m comme l'illustre la figure (2.12.a). L'épaisseur du mur étant de $e_{mur} = 0.25$ m, une constante diélectrique moyenne de $\langle \epsilon'_r \rangle_{moyen} = 3.85$ en est déduite.

La valeur moyenne des pertes à la traversée du mur est de $\langle L_{mur} \rangle_{moyen} = 25$ dB bien que l'atténuation prend très ponctuellement des valeurs en dessous de 50 dB. Contrairement au cas du moellon, l'atténuation du mur homogène en béton est nettement moins sensible au décalage en azimuth. En effet ces variations d'atténuation sont de l'ordre de 5 à 10 dB comme le montre la figure (2.15.a).

Le comportement quasi-aléatoire de la transmission n'est pas vraiment justifié pour un mur homogène. Les mesures présentées figures (2.14.a) montrent qu'en translatant l'émetteur et le récepteur le long du mur tout en les gardant face à face, la transmission garde les mêmes caractéristiques contrairement au moellon. L'atténuation semble même prédictible et suivre une décroissance linéaire de pente d'environ -7dB/GHz, exception faite de l'apparition de fréquences de résonance à 2 GHz puis 3 GHz et 4 GHz. L'histogramme de la transmission sur la bande 1GHz à 4GHz est donnée par la figure ci-dessous :

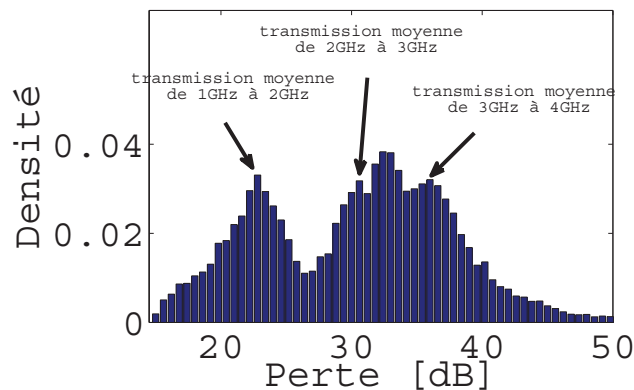


FIGURE 2.17 – Histogramme de la transmission d'un mur en béton

En observant les mesures de transmission données par la figure (2.14.a), l'histogramme ci-dessus révèle clairement les trois atténuations moyennes de -22 dB puis -30 dB et -36 dB des sous-bandes 1-2 GHz puis 2-3 GHz et 3-4 GHz, respectivement. Une modélisation aléatoire de la transmission du mur dans le cas d'un mur homogène n'est donc pas vraiment pertinente. Au contraire, une modélisation déterministe par une droite affine comme présenté dans les travaux [15] serait plus adéquate. La transmission se mettrait alors sous la forme suivante :

$$|H(\omega)| = 20 \log_{10}(e_{mur}) - af \quad (2.52)$$

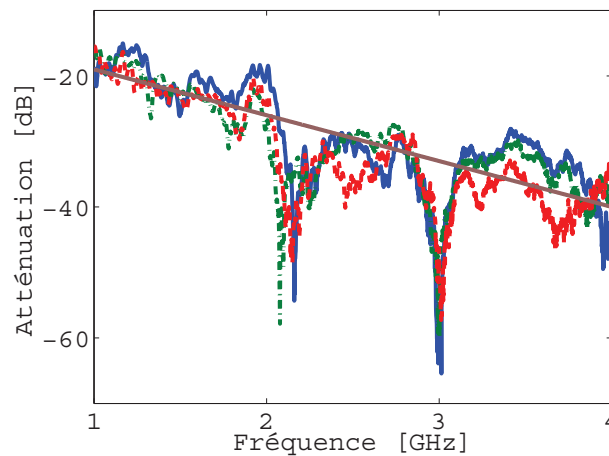


FIGURE 2.18 – Modélisation de l'atténuation d'un mur homogène par une droite affine

Pour les mesures réalisés, $20 \log_{10}(e_{mur}) = -12$ dB et $a = 7$ dB/GHz. La pente négative coïncide avec le fait la transmission diminue quand la fréquence augmente. Il est tout de même important de noter l'apparition de pics d'atténuation à certaines fréquences particulières sur les mesures réalisées. Les mesures n'ayant pas été faites dans des conditions optimales (en chambre anéchoïque), ces pics seraient probablement dus à de la réverbération sur les murs environnants.

2.5 OUTIL DE SIMULATION POUR LA PROPAGATION D'ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE À TRAVERS LES MURS

En parallèle des dispositifs de mesure à mettre en place pour caractériser l'environnement de propagation à travers les mur, il est nécessaire de développer des moyens de simulation réalistes. Ces moyens permettent par exemple d'étudier indépendamment certains aspects de la propagation électromagnétique à travers les murs. Ils permettent également de pouvoir facilement tester différentes configurations spatiales des antennes et/ou cible radar au sein de la scène. La réalisation de simulateur est essentielle pour les études amont et un outil d'intérêt afin d'avoir un ordre d'idée des performances attendues des systèmes à réaliser. Compte tenu de la complexité des différents phénomènes de propagation mise en

évidence jusqu'à présent, les simulateurs se doivent d'être réalistes autant que faire se peut. Cette partie présente les moyens de simulation mis en œuvre.

Les équations de propagation électromagnétique peuvent être formulées de différentes manières suivant les hypothèses auxquelles elles sont soumises et ne sont donc pas strictement équivalentes en terme d'approximation. On distingue en général les formulations intégrales et différentielles des équations de Maxwell alors exprimées soit dans le domaine temporel ou fréquentiel. À chacune de ces représentations correspond une technique particulière de résolution des équations. Quelle que soit la méthode utilisée, l'idée directrice est de résoudre les valeurs de champs électromagnétiques en temps et espace en discrétisant les opérateurs différentiels et le milieu de propagation. Les trois méthodes de résolution utilisées en modélisation électromagnétique sont sommairement présentées.

Lancer de rayons

La méthode par lancer de rayons consiste en une généralisation des lois d'optique afin de résoudre une formulation différentielle des équations de propagation électromagnétique. L'idée directrice de cette méthode réside dans la décomposition d'un ensemble de fronts d'onde successifs en un réseau de lignes, normales à chaque instant à ces fronts.

L'outil de simulation par lancer de rayons utilisé pour la propagation à travers les murs a été développé par l'entreprise Oktal SE. La figure (2.19) représente un scénario de simulation sans cible à l'intérieur de la pièce. Cette première modélisation avec un mur à lame à faces parallèles a l'avantage d'être peu coûteuse en temps de calcul. Cependant, elle ne permet pas la modélisation de murs hétérogènes constitués de moellons ou de briques. De plus, la méthode de résolution par lancer de rayons est une méthode de résolution approchée et les approximations faites ne permettent pas de prendre en compte les phénomènes de propagation précédemment cités. En effet, la prise en compte de phénomènes dispersifs complexes et de la diffraction reste prohibitive. Ainsi, la simulation de propagation à travers les murs par lancer de rayon a été mise de côté.

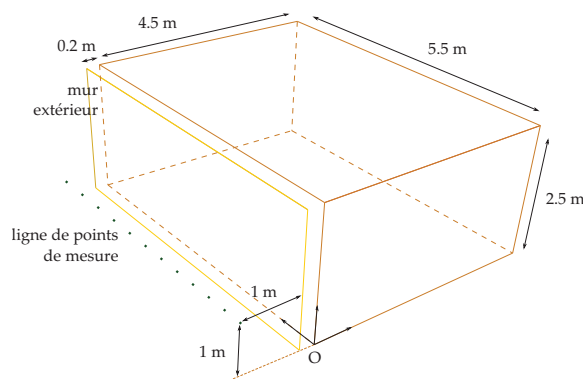


FIGURE 2.19 – Illustration scénario de propagation à travers les mur par lancer de rayon

Méthode des Moments

La méthode des moments correspond à la résolution de la formulation intégrale des équations de Maxwell. Elle consiste en l'application du principe d'équivalence (surfactive ou volumique), principe grâce auquel la réponse d'un corps caractérisé par ses propriétés diélectriques, peut être assimilée à une distribution de courants équivalents dans le volume ou à la surface de l'hétérogénéité en question (ce qui revient par ailleurs à l'application du principe de Huygens). Dans les travaux effectués aucun outil de simulation utilisant la méthode des moments n'a été mis en œuvre.

Méthode des éléments finis

Pour la méthode des éléments finis, l'approche consiste en la discrétisation en temps et en espace des équations différentielles de propagation. La première étape consiste à mailler le domaine de calcul en des éléments géométriques adaptés. Les équations différentielles discrétisées en temps et en espace forment un système d'équations matricielles qui sont ensuite résolues de proche en proche. Ces méthodes de résolution, qualifiées d'exactes, permettent d'une part une modélisation plus réaliste de la structure interne du mur et d'autre part la prise en compte en grande partie des phénomènes de propagation cités.

Au cours des travaux, il a été utilisé, dans un premier temps, le logiciel commercial CST® pour la modélisation de la scène ainsi que la résolution des champs. L'avantage certain de ce logiciel réside dans la génération du maillage qui est faite automatiquement à partir de l'assemblage d'éléments géométriques définissant la scène. Cependant, l'utilisation faite ne permet pas de monter à des fréquences au delà de 1.5 GHz c'est pourquoi un autre outil a été utilisé par la suite. Cet outil est développé en interne à l'ONERA, le maillage de la scène est nettement plus compliqué à effectuer et est réalisé par un programme en fortran. La résolution des équations des champs est alors réalisée par le logiciel ALICE développé à l'ONERA. Ci-dessous les images de la modélisation de la scène.

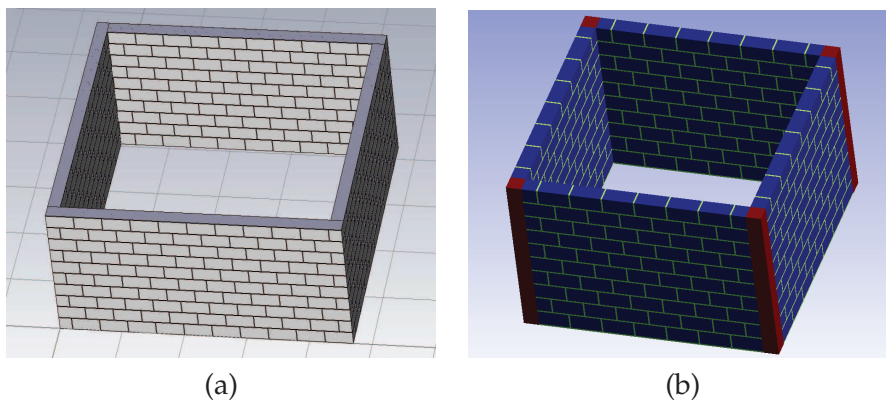


FIGURE 2.20 – Illustration modélisation de la scène avec briques ou moellons avec le logiciel CST® (a) et celui réalisé manuellement en fortran (b)

2.6 LES AVANCÉES DES RECHERCHES SUR LA PROPAGATION D'ONDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE À TRAVERS LES MURS

La révolution des transmissions sans fil et de la communication mobile de ces deux dernières décennies fut un réel moteur pour les travaux de recherche en modélisation et caractérisation de la propagation d'ondes électromagnétiques à travers les murs. Cette partie propose une classification des différents travaux de recherches en propagation à travers les murs issue de [16]. Naturellement, la liste n'est pas exhaustive, cependant elle permet d'avoir une vision d'ensemble sur les différentes approches abordées pour la caractérisation des murs et la modélisation de la propagation à travers. En particulier, les travaux référencés sont regroupés par type de matériau, condition et structure interne des matériaux, méthode de détermination des grandeurs diélectriques puis bande fréquence.

Matériau de Construction		
<u>Type</u>	<u>Condition</u>	<u>Structure</u>
verre : [11], [17], [18], [19], [20] bois : [11], [19], [20] béton : [21], [11] béton armé : [22] brique : [17], [21], [22] contreplaqué : [21], [11] placoplâtre : [17], [21], [19] moellons : [23], [19]	mouillé : [24] humide : [25] sec : [21]	homogène : [22], [26], [19] multi-couche : [12] mono-couche : [11], [19], [20] rugosité : [27]

Méthodologie		
<u>Expérimentation</u>	<u>Théorie</u>	<u>Incidence normale</u>
temporel : [11], [20], [28] fréquentiel : [17], [11], [19], [23], [29], [20], [18] transmission : [30], [29], [19] réflexion : [30], [27]	[31], [32], [22], [19]	[11], [29], [23]
	<u>Simulation</u>	<u>Incidence oblique</u>
	[21], [31], [30], [24], [17]	[17], [22], [19], [27]

Fréquence	Application
ultra-large bande : [31], [11], [21], [20], [28], [26], [18] bande S : [30] 1 à 16 GHz : [23],[19] bande X : [29]	télécommunications : [22] imagerie : [33], [34] détection et localisation : [35], [36]

Report de paramètres		
constante diélectrique : [11], [29], [22], [19], [28]	angle de perte : [17], [11], [23]	conductivité : [17], [21], [19], [22]
coefficient transmission : [30], [23], [22], [19]	coefficient réflexion : [30], [23], [29], [22]	perte d'insertion : [11], [13], [18], [19]
fonction de transfert : [11]	retard : [29], [28], [18]	

CONCLUSION

Ce chapitre a exposé les aspects de la propagation électromagnétique à travers les murs dans son ensemble. Tant les aspects théoriques que expérimentaux y ont été abordés et les outils de simulation utilisés y ont également été présentés.

Tout d'abord, en partant des équations de Maxwell dans les milieux diélectriques complétées par les relations constitutives du milieu, les *équations de propagation* des champs électrique et magnétique ont été formulées. Ensuite, l'ensemble des phénomènes de propagation intervenant à la traversée des murs ont été mis en évidence. Entre autres, il a été dit que les phénomènes compliquant grandement la détection et localisation radar, sont l'*atténuation* de l'onde ainsi que la *destruction partielle des fronts d'onde*. L'atténuation est généralement attribuée aux pertes de conductivité effective, à la réflexion sur la première interface du mur ainsi qu'aux réflexions multiples à l'intérieur du mur causant la dispersion.

L'influence d'un milieu diélectrique sur la propagation électromagnétique a ensuite été décrite. Il a ainsi été défini la *profondeur de pénétration*, longueur de parcours dans le mur pour une atténuation caractéristique. La modification de la vitesse de propagation dans ces milieux y a également été mis en évidence et les lois exprimant *réflexion* et *réfraction* ont été revues. Enfin la *diffraction* due aux hétérogénéités du mur, aspérités et micro-fissures et cavités, fut abordée.

Les effets de propagation pouvant être reliés à la *permittivité diélectrique effective*, les moyens de mesure expérimentale de celle-ci ont été présentés. Partant de cette grandeur, il a été proposé un *modèle déterministe* de la *fonction de transfert du mur*. Cette modélisation, bien que pertinente pour les murs homogènes, trouve ses limites pour modéliser la propaga-

tion à travers les murs hétérogènes tel que ceux constitués de moellons et briques. Ainsi un *modèle probabiliste* de la fonction de transfert du mur fut présenté. Des caractérisations de mur sur *mesures expérimentales* ont alors été effectuées.

Enfin, ce chapitre se clôture par un état de l'art de l'avancée des recherches, fournissant une liste de références permettant d'avoir une vision globale sur théories, méthodes, expérimentations et modélisations de la propagation à travers les murs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Lawrence M. Frazier. Radar surveillance through solid materials. In *Command, Control, Communications, and Intelligence Systems for Law Enforcement*, number 1, pages 139–146 vol.2938. SPIE, feb. 1997.
- [2] W.K. Tam and V.N. Tran. Propagation modelling for indoor wireless communication. In *Electronics Communication Engineering Journal*, number 5, pages 221–228 vol.7, oct. 1995.
- [3] C. A. Balanis. *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons Inc., 1989.
- [4] V. Garnier, J. F. Chaix, M. Rossat, and C. Payan. Improvement in the analysis of the waves propagation in concrete. In *9th European NDT Conference*, 2006.
- [5] M. Lax. Multiple scattering of waves - ii. the effective field in dense systems. In *Physical Review*, pages 621–629 vol.85, 1952.
- [6] L. Foldy. The multiple scattering of waves. In *Physical Review*, number 3-4, pages 107–119 vol.67, 1945.
- [7] A. Tourin. *Diffusion multiple et renversement du temps des ondes ultrasonores*. Thèse de Doctorat, Université de Paris VII, 1999.
- [8] Manou. *Caractérisation ultrasonore d'échantillons hétérogènes multiplement diffuseurs*. Thèse de Doctorat, Université de Paris VII, 2005.
- [9] C. L. Holloway, P. L. Perini, R. R. DeLyser, and K. C. Allen. Analysis of composite walls and their effects on short path propagation modeling. In *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, number 3, pages 730–738 vol.46, august 1997.
- [10] F.J. Aurand. Measurements of transient electromagnetic propagation through concrete and sand. In *Sandia National Laboratories, Sandia Report SAND96-2254*, 1996.
- [11] A. H. Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Bayram, A. M. Attiya, and S. M. Riad. Ultrawideband through-the-wall propagation. In *IEE Proceedings on Microwave Antennas Propagation*, number 6, pages 581–588 vol.152, dec. 2005.
- [12] A. H. Muqaibel. *Characterization of ultrawide band communication channels*. Thèse de Doctorat, Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Bradley, Blacksburg, dec. 2003.
- [13] H. Hashemi. The indoor propagation channel. In *Proceedings of the IEEE*, number 7, pages 943–968 vol.81, june 1993.
- [14] H. Hashemi. Simulation of the urban radio propagation channel. In *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, number 3, pages 213–225 vol.28, august 1979.

- [15] Ali Muqaibel and Ahmad Safaai-Jazi. Characterization of wall dispersive and attenuative effects on uwb radar signals. In *Journal of the Franklin Institute*, number 6, pages 640–658 vol.345, 2008.
- [16] M. G. Amin. *Through-The-Wall Radar Imaging*. CRC Press, 2010.
- [17] I. Cuinas and M.G. Sanchez. Measuring, modeling, and characterizing of indoor radio channel at 5.8 ghz. In *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, number 2, pages 526–535 vol.50, march 2001.
- [18] P. Jaturatussanai, M. Chamchoy, and S. Promwong. Characteristics of uwb propagation through building materials. In *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology*, pages 987–990 vol.2, oct. 2005.
- [19] G. Tesserault, N. Malhouroux, and P. Pajusco. Multi-frequencies characterization of buildings materials : Angular and polarization analysis. In *The Second European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, nov. 2007.
- [20] J. Y. Lee and S. Choi. Through-material propagation characteristic and time resolution of uwb signal. In *International Conference on Ultrawideband Systems and Technologies*, pages 71–75, may 2004.
- [21] C. L. Liu, c. H. Huang, and C. C. Chiu. Channel capacity for various materials of partitions in indoor ultra wideband communication system with multiple input multiple output. In *3rd IEEE International Conference in Central Asia on Internet*, pages 1–5, sept. 2007.
- [22] D. Pena, R. Feick, H.D. Hristov, and W. Grote. Measurement and modeling of propagation losses in brick and concrete walls for the 900-mhz band. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, number 1, pages 31–39 vol.51, jan. 2003.
- [23] R. Wilson. Propagation losses through common building materials : 2.4 ghz vs 5 ghz. In *Report prepared for CTO Magis Networks, San Antonio*, august 2002.
- [24] P. Ali-Rantala, L. Ukkonen, L. Sydanheimo, M. Keskilammi, and M. Kivikoski. Different kinds of walls and their effect on the attenuation of radiowaves indoors. In *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1020–1023 vol.3, june 2003.
- [25] O. Schimmer, A. Gulck, F. Daschner, J.K. Piotrowski, and R.H. Knochel. Noncontacting determination of moisture content in bulk materials using sub-nanosecond uwb pulses. In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, number 6, pages 2107–2113 vol.53, june 2005.
- [26] A. Gulck, T. Lehmann, and R. Knochel. Characterisation of dielectric obstacles using ultra-wideband techniques. In *European Microwave Conference*, page vol.3, oct. 2005.

- [27] I. Vilovic, R. Nad, Z. Sipus, and N. Burum. A non-destructive approach for extracting the complex dielectric constant of the walls in building. In *50th International Symposium ELMAR*, pages 609–612, sept. 2008.
- [28] V. Schejbal, P. Bezousek, D. Cermac, Z. Nemek, O. fiser, and M. Hajek. Uwb propagation through walls. In *The Radio Engineering Journal*, number 1 vol.15, april 2006.
- [29] F. Sagnard and G. E. Zein. In situ characterization of building materials for propagation modeling : frequency and time responses. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, number 10, pages 3166–3173 vol.53, oct. 2005.
- [30] B. Akuthota, R. Zoughi, and K. E. Kurtis. Determination of dielectric property profile in cement-based materials using microwave reflection and transmission properties. In *Proceedings of the 21st IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, pages 327–332 vol.1, may 2004.
- [31] K.Y. Yazdandoost and R. Kohno. Complex permittivity determination of material for indoor propagation in ultra-wideband communication frequency. In *IEEE International Symposium on Communications and Information Technology*, pages 1224–1227 vol.2, oct. 2004.
- [32] A. H. Muqaibel and A. Safaai-Jazi. A new formulation for characterization of materials based on measure insertion transfert function. In *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, number 8, pages 581–588 vol.51, august 2003.
- [33] Yi Huang and D. Parsons. A time domain approach for measuring the dielectric properties and thickness of walls of a building. In *IEE Colloquium on Propagation Aspects of Future Mobile Systems*, pages 1–7, oct. 1996.
- [34] M. Aftanas. 9th scientific conference of young researchers. In *IEEE Transactions on Image Processing*, pages 14–17, may 2009.
- [35] R. Chandra, A. N. Gaikwad, D. Singh, and M. J. Nigam. An approach to remove the clutter and detect the target for ultra-wideband through-wall imaging. In *Journal of Geophysics and Engineering*, number 4, pages 412–419 vol.5, 2008.
- [36] J. Sachs, M. Aftanas, and al. Detection and tracking of moving or trapped people hidden by obstacles using ultra-wideband pseudo-noise radar. In *Radar Conference, 2008. EuRAD 2008. European*, pages 408–411, oct. 2008.

DÉTECTION ET LOCALISATION À TRAVERS LES MURS PAR IMAGERIE RADAR

SOMMAIRE

3.1	MIMO ET DÉTECTION À TRAVERS LES MURS	84
3.1.1	Difficultés de la détection radar à travers les murs	84
3.1.2	Diversité Spatiale du MIMO pour la Détection TTW	85
3.2	PRISE EN COMPTE DES EFFETS DE PROPAGATION DU MUR	86
3.2.1	Modèle de Signal	87
3.2.2	Modèle de Signal Approché	88
3.2.3	Cas de Murs Hétérogènes : Homogénéisation des Murs	90
3.3	PRÉ-TRAITEMENT	90
3.3.1	Mitigation de la Réponse en Amplitude du Mur	91
3.3.2	Technique de Suppression de Fouillis (clutter)	92
3.4	PRINCIPE DE L'IMAGERIE RADAR À TRAVERS LES MURS	92
3.5	IMAGERIE PAR TRILATÉRATION	94
3.6	IMAGERIE PAR MIGRATION	98
3.6.1	Rétro-projection : Migration sans reconstruction d'onde	98
3.6.2	Rétro-propagation : Migration avec reconstruction d'onde	99
3.7	IMAGERIE PAR FORMATION DE FAISCEAU CONVENTIONNELLE	101
3.8	IMAGERIE PAR FORMATION DE FAISCEAU DE CAPON	103
3.9	IMAGERIE PAR MUSIC - TIME REVERSAL	106
3.10	LES AVANCÉES EN DÉTECTION À TRAVERS LES MURS	109
	CONCLUSION	110
	BIBLIOGRAPHIE	111

LES besoins accrus en sécurité pour les forces de l'ordre militaires et civiles dans les situations de prises d'otages et/ou de secours de personnes dans des décombres, justifient l'intérêt certain de la détection à travers les obstacles [1]. La capacité des ondes électromagnétiques à traverser les murs a permis d'envisager la possibilité d'y "voir" à travers. Les principes du radar utilisant justement la propagation des ondes pour détecter la présence de cible et indiquer leur position et/ou vitesse, sont de ce fait naturellement privilégiés. La détection et la localisation de cibles à travers les murs sont alors effectuées par de l'imagerie radar. Les efforts réalisés par la communauté scientifique pour caractériser la propagation des ondes à travers les murs alliés aux méthodes d'imagerie radar développées en traitement du signal ont conduit à la réalisation des premiers dispositifs opérationnels, cf. préambule [2].

3.1 MIMO ET DÉTECTION À TRAVERS LES MURS

3.1.1 Difficultés de la détection radar à travers les murs

L'environnement de détection à travers les murs est généralement qualifié d'environnement complexe par les difficultés rencontrées pour la détection radar en de tels milieux. Cet environnement regroupe à la fois les aspects dit "*intra-muros*" (*indoor*) puis "*à travers les murs*" (*through the wall*).

D'une part, le qualificatif d'environnement "through the wall" (TTW), traduit les problèmes apportés lors de la traversée du mur par les ondes électromagnétiques. Il s'agit donc de la forte atténuation subie par l'onde qui traverse, atténuation aux variations importantes en fonction de la fréquence et de la position des cibles et capteurs, comme l'illustre la figure 3.1. De plus, la réflexion sur le mur qui parvient en réception masque le faible retour de la cible et soulève le problème de la dynamique en détection. Il y a également la destruction partielle des fronts d'onde qui vient compliquer la mise en œuvre de traitements cohérents imageurs.

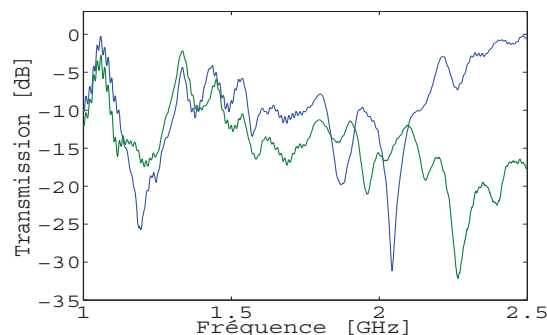


FIGURE 3.1 – Mesure de transmission à travers un mur en moellons en fonction de la fréquence pour deux incidences proches.

D'autre part, le qualificatif "indoor", exprime les difficultés rencontrées pour la détection dans un milieu confiné. Il s'agit tout d'abord, des effets de multi-trajets dus aux réflexions sur les murs constituant la pièce à

analyser, pouvant entraîner l'apparition de cibles fantômes, cf. fig.(3.2.a). Il s'agit également des multiples réflexions sur le mobilier présent dans la scène qui induisent un fort clutter et augmentent les probabilités de fausse alarme. De plus, le mobilier pourrait cacher la cible, celle-ci se trouverait alors dans une zone d'ombre et ne serait pas détectée, cf. fig.(3.2.b).

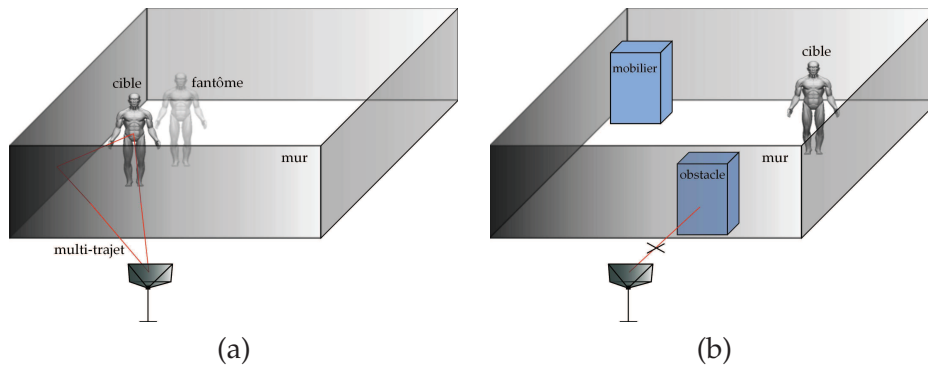


FIGURE 3.2 – Illustration des effets en "indoor", multi-trajet (a) et zone d'ombre (b).

3.1.2 Apport d'un dispositif MIMO pour la Détection à Travers les Murs : la Diversité Spatiale

La répartition spatiale des antennes permise par une architecture MIMO permet de modérer les problèmes de la détection intervenant en environnement indoor et TTW.

La répartition des antennes d'émission permet la couverture des zones d'ombre et améliore la probabilité de détection de la cible. En effet, même si la cible est cachée par un meuble pour une antenne d'émission, il est probable qu'elle ne le soit pas pour une autre position d'antenne émettrice. De plus, concernant les effets des multi-trajets, la position des cibles fantômes change selon les différents émetteur/récepteur tandis que la vraie cible reste fixe ce qui permet donc de réduire ces artefacts [3]. L'accroissement de l'ouverture radar grâce au réseau d'antennes virtuelle équivalent MIMO p.29 permet d'augmenter la résolution azimutale en imagerie.

Outre les aspects précédemment cités qui sont bien évidemment d'un intérêt certain pour la détection radar. Il est important, et novateur dans le domaine de la détection à travers les murs, de considérer le MIMO comme l'apport de la *diversité spatiale* nécessaire face à un canal de propagation potentiellement critique. En effet, pour les murs hétérogènes, tels que ceux en moellon ou en brique, l'atténuation dépend de l'incidence et de la fréquence. Les valeurs de l'atténuation en module peuvent être très importante, jusqu'à -50 dB. Avec la répartition spatiale des antennes, certains trajets émetteur-cible-récepteur favorables pour la détection sont attendus quand d'autres sont défavorables. Cette multiplicité des trajets à la cible permettant d'obtenir des chemins favorables face à un milieu de propagation complexe constitue la *diversité spatiale* offerte par un dispositif MIMO pour la détection à travers les murs, comme le montre la

figure ci-dessous.

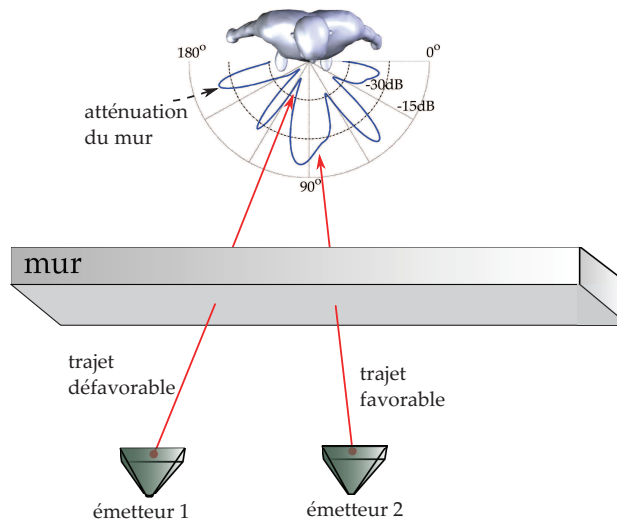


FIGURE 3.3 – Illustration de la diversité spatiale d'un radar MIMO pour la détection à travers les murs

Les apports d'un radar MIMO face à un milieu de propagation complexe et non maîtrisé seront présentés dans le chapitre 4 p.125. En outre, les avantages d'un dispositif MIMO pour une détection par imagerie radar tient aussi de l'amélioration de la résolution azimutale permise la formation d'un réseau virtuel à grande ouverture. Ces aspects seront également illustrés p.125

3.2 PRISE EN COMPTE DES EFFETS DE PROPAGATION DU MUR

La prise en compte des effets de propagation à la traversée des murs est essentielle pour garantir les bonnes performances de détection et de localisation. Cependant, compte tenu de la diversité et aussi de la complexité des phénomènes de propagation intervenant à la traversée des murs, ces effets ne sont adressés qu'en partie. De plus, du fait que déphasage et atténuation sont très difficilement prévisibles pour les murs hétérogènes, la compensation complète des effets du mur ne serait pas réaliste. Cette partie présente donc dans un premier temps un modèle de signal complet. Ensuite, le modèle de signal approché utilisé en imagerie radar sera exposé. Les modèles de signal présentés considèrent des champs scalaires représentant une polarisation particulière en émission et réception.

Considérons une scène constituée d'une antenne d'émission située en $\mathbf{x}_T = [x_T, y_T]^T$ et une antenne de réception en $\mathbf{x}_R = [x_R, y_R]^T$ ainsi qu'une cible de SER σ_c en $\mathbf{x}_c = [x_c, y_c]^T$ derrière un mur, cf. fig.(3.4).

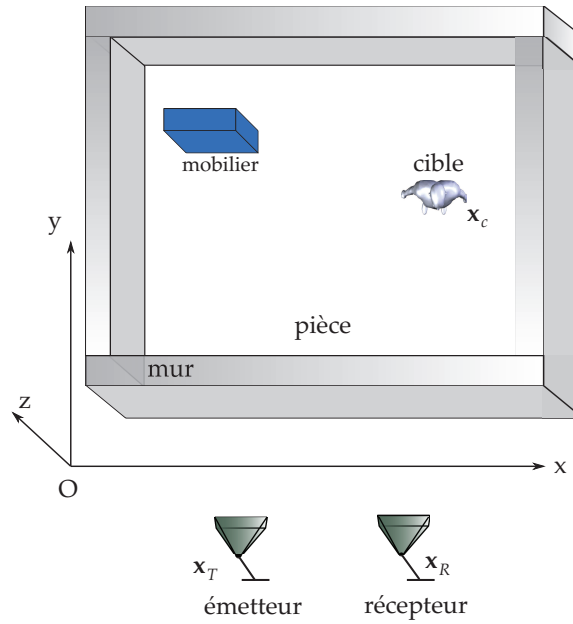


FIGURE 3.4 – Scénario typique de détection à travers les murs

3.2.1 Modèle de Signal

Soit s_t le signal émis, en espace libre et champ proche, le signal en réception s_r se met sous la forme :

$$s_r(t) = \frac{\sqrt{\sigma_c(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R)}}{16\pi^2 \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_T\| \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_R\|} s_t(t - \tau_c) + b(t) \quad (3.1)$$

$$\tau_c = \frac{\|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_T\|}{c} + \frac{\|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_R\|}{c}$$

Avec τ_c le temps nécessaire pour aller de l'antenne d'émission à la cible et revenir à l'antenne de réception. Le bruit additif de mesure est noté b et la dépendance de σ_c aux positions des senseurs et cible traduit la dépendance de la réflectivité de la cible à l'incidence de l'onde arrivante et partante.

Dans le cas de la détection à travers les murs, d'autres signaux viennent s'ajouter, les réponses impulsionnelles du mur interviennent dans le signal écho de la cible :

$$s_r(t) = \frac{\sqrt{\sigma_c(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R)}}{16\pi^2 \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_T\| \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_R\|} h_{mur}(t, \mathbf{x}_c, \mathbf{x}_T) * h_{mur}(t, \mathbf{x}_c, \mathbf{x}_R) * s_t(t - \tau_c) + s_{mur}(t) + s_{clutter}(t) + b(t) \quad (3.2)$$

Le signal s_{mur} représente le signal réfléchi par le mur. Ce signal est de forte amplitude comparativement au retour de la cible et masque alors la cible. Les multiples réflexions sur le mobilier perçues en réception sont comprises dans $s_{clutter}$. Le clutter est non-désiré et entraîne des artefacts d'imagerie et une augmentation des probabilités de fausse alarme. La réponse

impulsionnelle du mur h_{mur} dépend également des incidences¹ ainsi que de l'état de polarisation de l'onde. En fréquentiel, l'équation précédente se met sous la forme :

$$S_r(f) = \frac{\sqrt{\sigma_c(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_T, \mathbf{x}_R)}}{16\pi^2 \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_T\| \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_R\|} H_{mur}(f, \mathbf{x}_c, \mathbf{x}_T) H_{mur}(f, \mathbf{x}_c, \mathbf{x}_R) S_t(f) e^{-j2\pi f \tau_c} + S_{mur}(f) + S_{clutter}(f) + B(f) \quad (3.3)$$

La fonction de transfert du mur H_{mur} tient compte de tous les phénomènes de propagation précédemment présentés, à savoir l'atténuation de l'onde, les déphasages introduits ainsi que la diffraction et la dispersion de l'onde. Après pré-traitement pour s'affranchir de la réflexion du mur et du clutter, la connaissance parfaite de la fonction de transfert permettrait de la compenser et de pouvoir utiliser les méthodes d'imagerie en espace libre. Cependant, cette fonction de transfert reste souvent indéterminée, en particulier pour des incidences obliques. Cette indétermination est d'autant plus grande dans le cas de murs hétérogènes. La modélisation déterministe des murs présentée au chapitre précédent peut tout de même être utilisée pour les corrections en amplitude.

3.2.2 Modèle de Signal Approché

Les efforts réalisés dans la caractérisation de la propagation à travers les murs permet la prise en compte d'une partie des phénomènes cités au chapitre précédent. En effet, l'atténuation à la traversée ainsi que la réfraction et la modification de vitesse dans le mur peuvent être adressées. Cependant, la connaissance encore insuffisante des déphasages introduits ne permet d'en tenir compte dans les modèles de signal. Ainsi, la perte de cohérence partielle sur les fronts d'onde ainsi que les déphasages ne sont pas considérées car ils restent imprédictibles. La non prise en compte de ces effets entraîne la dégradation des performances d'imagerie. Tout de même, la localisation des cibles en radar repose sur la bonne estimation des temps d'arrivée. Or, la prise en compte de la modification des chemins optiques permet de corriger les temps d'arrivée et ainsi de mieux déterminer la position de la cible malgré la dégradation de l'image formée.

Considérons un mur homogène d'épaisseur e_{mur} et de permittivité ϵ_{mur} . Le temps d'arrivée τ_T d'une onde émise d'une antenne en \mathbf{x}_T pour arriver à la cible en \mathbf{x}_c est à déterminer. En constatant que le temps d'arrivée est invariant en translatant le mur selon l'axe y , la détermination du temps nécessaire au parcours peut se faire sur la configuration équivalente figure (3.5.b) avec $h = h_1 + h_2$. En notant que dans le mur l'onde se déplace à vitesse $v = c/\sqrt{\epsilon_{mur}}$, le calcul du temps de trajet revient à déterminer la position du point d'inflexion \mathbf{x}_2 sur la figure (3.5.b).

Le calcul de la position \mathbf{x}_2 est en théorie réalisé en résolvant un problème de minimisation de temps parcours imposé par le principe de

1. Rappel : * désigne l'opération de convolution et la dépendance aux positions des senseurs et cible traduit la dépendance de la réponse impulsionnelle à l'incidence de l'onde.

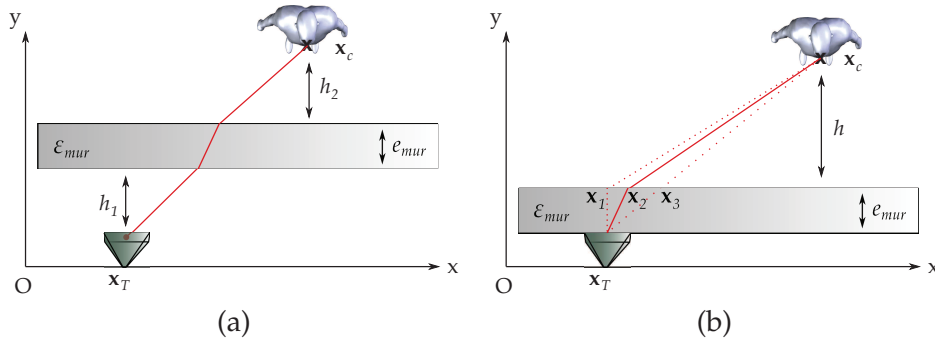


FIGURE 3.5 – Prise en compte de la modification du chemin optique due à la réfraction à la traversée du mur (a) et sa configuration équivalente (b).

Fermat². Les travaux en [4] présente une méthode coûteuse en temps de calcul et en complexité pour obtenir le vrai temps de parcours. Cependant, en travaillant sur la configuration équivalente, la relation suivante est vérifiée $\mathbf{x}_2 = [x_2, y_2]^T = [x_2, y_T + e_{mur}]^T$ [5], ce qui permet donc d'écrire :

$$\mathbf{x}_2 = \mathbf{x}_1 + \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{mur}}}(\mathbf{x}_3 - \mathbf{x}_1) = \mathbf{x}_T + \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{mur}}} \frac{e_{mur}}{h + e_{mur}} (\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_T) \quad (3.4)$$

avec $h = h_1 + h_2$

En notant alors d_{mur} la distance parcourue dans le mur et d_{air} celle est en espace libre, le temps de trajet se met donc sous la forme :

$$\begin{aligned} \tau_T &= \frac{d_{mur}}{v} + \frac{d_{air}}{c} \\ &= \frac{\sqrt{\epsilon_{mur}} \|\mathbf{x}_2 - \mathbf{x}_T\|}{c} + \frac{\|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_2\|}{c} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Enfin, en procédant de la même manière pour le trajet de la cible à l'antenne de réception τ_R , le temps de trajet total est obtenue par la somme $\tau_c = \tau_T + \tau_R$. Le modèle de signal alors retenu est le suivant :

$$\begin{aligned} S_r(f) &= \frac{\sqrt{\sigma_c}}{16\pi^2 \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_T\| \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_R\|} L_{mur} S_t(f) e^{-j2\pi f \tau_c} + \\ &S_{mur}(f) + S_{clutter}(f) + B(f) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Avec L_{mur} les pertes en transmission du mur. Les pertes à la propagation à travers le mur fait intervenir deux termes de pertes. D'une part, les pertes dues à la réflexion de l'onde à l'interface du mur $L_{air/mur}$. Et d'autre part, les pertes dues à la propagation à l'intérieur du mur $L_{intérieur}$. En décibel, ces pertes sont estimées par les relations suivantes [6] :

$$L_{air/mur} = 20 \log_{10} \left(\frac{2\sqrt{\epsilon_{mur} - \sin^2 \theta_i}}{\epsilon_{mur} \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon_{mur} - \sin^2 \theta_i}} \right) \quad (3.7)$$

$$L_{intérieur} = 20 \log_{10} (\exp(-\alpha e_{mur}))$$

2. Rappel du principe de Fermat : « La lumière se propage d'un point à un autre sur des trajectoires telles que la durée du parcours soit localement minimale. »

Avec α le coefficient d'atténuation cf. p.53 et e_{mur} l'épaisseur du mur :

$$\alpha = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\frac{\epsilon_r'}{2} \left(\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1 \right)} \quad \text{et} \quad \tan \delta \simeq \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad (3.8)$$

3.2.3 Cas de Murs Hétérogènes : Homogénéisation des Murs

La prise en compte de la modification de chemin optique pour les murs hétérogènes peut également être approchée en modélisant celui-ci par un mur homogène de même épaisseur et d'une permittivité équivalente [7]. On parle alors de *homogénéisation* du mur. Cette approximation est d'autant plus correcte que la longueur d'onde est grande devant la taille des cavités présentes. Les grandeurs diélectriques équivalentes pour différents types de matériaux de construction sont fournies en [7].

Le procédé d'homogénéisation utilise les développements asymptotiques des champs électromagnétiques ainsi que le concept multi-échelle pour décomposer les champs en des termes à variations faibles et à variations fortes [8]. En retenant uniquement les termes à variations faibles, le concept d'homogénéisation permet de déterminer les champs moyens et permettent de déduire par la suite les grandeurs diélectriques équivalentes du matériaux [7]. Une lecture plus détaillée sur le procédé d'homogénéisation est fournie en [8, 9, 10] et ainsi que références incluses. Selon l'agencement géométrique particulier des constituants du mur, le tenseur de permittivité diélectrique $\bar{\epsilon}$ peut être relativement compliqué. Cependant, on retiendra qu'en première approximation la permittivité diélectrique équivalente est la moyenne des permittivités pondérées par les quantités correspondantes :

$$\epsilon_{\acute{e}q} = g\epsilon_r + (1 - g)\epsilon_0 \quad (3.9)$$

Avec g le ratio de matière de permittivité ϵ_r par rapport au vide dans la géométrie de mur, nommé *fill parameter* dans la littérature. Par exemple, la figure (3.6) explicite le procédé d'homogénéisation dans le cas d'un mur en moellon à deux trous dans le sens de la largeur.

3.3 PRÉ-TRAITEMENT

La dynamique d'un dispositif radar représente le rapport entre la plus grande amplitude de signal reçu sur la plus petite amplitude de cible à détecter. En détection à travers les murs, une grande partie de la puissance émise est réfléchiée par la première interface du mur et est perçue en réception alors qu'un très faible écho ne parvient de la cible après les divers atténuations dues aux deux traversées du mur. Il est alors évident que le signal provenant du mur masque le retour de la cible et des traitements doivent être mis en œuvre pour détecter la cible. De même, la présence de mobilier à l'intérieur de la pièce entraîne la détection de réflecteurs qui ne sont pas d'intérêt. Ces derniers constituent les fausses alarmes qu'il faudrait supprimer.

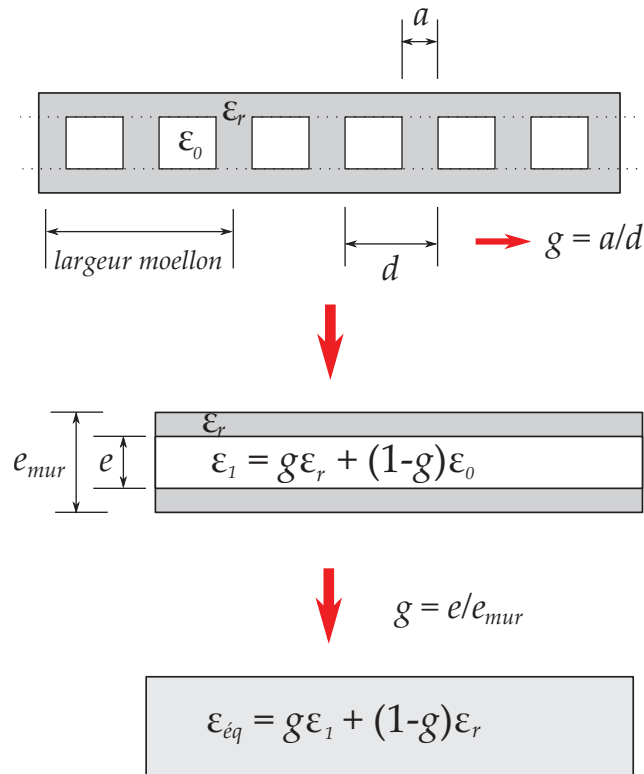


FIGURE 3.6 – Homogénéisation du mur

3.3.1 Mitigation de la Réponse en Amplitude du Mur

Une première technique consiste en un *fenêtrage temporel*, dit *time gating*. Cette technique consiste à ne conserver que la partie du signal intervenant après un temps τ_{mur} représentant le temps de trajet aller-retour jusqu'au mur. Connaissant les dispositions géométriques des antennes et du mur, le calcul de τ_{mur} est aisé. Dans ce cas, uniquement les réponses de ce qui se situe derrière le mur sont considérées. Cette technique présente l'avantage d'être extrêmement simple d'implémentation, cependant l'étalement temporel de la réponse impulsionnelle du mur ne permet pas un emploi efficace de cette technique. De plus, les cibles à proximité du mur se verraient supprimées.

Une seconde technique d'*imagerie différentielle* consiste à soustraire la mesure actuelle à celle précédente. Ce procédé, dit de *soustraction des échos fixes*, permet d'enlever (quasi-) entièrement la réponse du mur et par la même occasion atténue fortement le clutter ambiant. L'imagerie différentielle peut se faire soit sur les signaux bruts ou soit après formation d'image. L'opération se met sous la forme générique :

$$Z(n) = X(n) - X(n - 1) \quad (3.10)$$

Selon que la différence se fait avant ou après formation de l'image, $X(n)$ représente soit la $n^{\text{ième}}$ donnée de mesure brute ou la $n^{\text{ième}}$ image respectivement. Idéalement, l'imagerie différentielle devrait être réalisée avec

un jeu de mesures de la scène sans cibles qui serait ensuite soustrait à la mesure de sorte à ce que uniquement les retours des cibles d'intérêt ne soient conservés. Cependant, ce n'est possible que dans le cadre de la simulation. Sur données expérimentales, ce procédé³ ne révèle alors que les cibles mobiles, ce qui constitue la principale limitation de cette technique. Cependant les travaux en [2] montrent la localisation de cible à travers les murs par leur respiration et ne se déplaçant pas. Il est tout de même important de savoir si l'information de la scène est bien contenue dans la différence des signaux. Les travaux en [11] chapitre 2 théorème 1, démontrent mathématiquement l'assertion sous certaines hypothèses.

D'autres travaux utilisent les échos du mur sous différentes polarisations pour soustraire la réflexion du mur [12, 13]. Une disposition particulière des antennes en radar SAR appliquée à la détection à travers les murs permet la soustraction du mur en une seule mesure [14]. Avec cette même disposition des antennes par rapport au mur, une technique de filtrage spatial [15], issue des radars à pénétration de sol, permet également d'atténuer la réponse du mur.

Remarque 3.1 Atténuation de la réponse du mur pour radar FMCW. *En radar FMCW, le retour d'une cible est une sinusoïde dont la fréquence est d'autant plus grande que la cible est lointaine. Ainsi la réponse du mur peut être atténuée en plaçant un filtre passe haut dont la fréquence de coupure serait supérieur à la fréquence de battement du mur.*

3.3.2 Technique de Suppression de Fouillis (clutter)

Comme il a été dit, la technique de suppression des échos fixes permet de supprimer efficacement le fouillis statique et constitue la principale méthode pour s'affranchir des réflecteurs non désirés.

D'autres techniques issus du traitement du signal statistique permettent la mitigation du clutter [16]⁴. Notamment la *décomposition en éléments simples* peut être utilisée en complément de l'imagerie différentielle pour réduire les artefacts d'imagerie. Ce procédé permet de séparer les données de mesure en deux sous-espaces complémentaires dits : sous-espace signal et sous-espace bruit. La reconstruction des données en ne conservant que le sous-espace-signal permet alors de se défaire des petits réflecteurs non-souhaités. D'autres techniques de réduction du clutter telles que l'*analyse de composant principal* ou l'*analyse de composant indépendant* ont été étudiées en [16].

3.4 PRINCIPE DE L'IMAGERIE RADAR À TRAVERS LES MURS

La méthode retenue pour la détection et la localisation de cibles à travers les murs est l'imagerie radar. Le principe consiste en la subdivision

3. Le procédé d'imagerie différentielle est l'équivalent du « simple delay line canceler » implémenté en radar MTI pour la suppression de clutter.

4. Les procédés de réduction de clutter se font par des traitements matriciels sur une matrice 2D extraite de la matrice de signal MIMO 3D

de la scène en pixels et en l'attribution à chacun de ces pixels d'une intensité. Selon le calcul de l'intensité, les méthodes d'imagerie diffèrent. Un schéma descriptif de l'opération est représenté figure 3.7. Dans ce qui

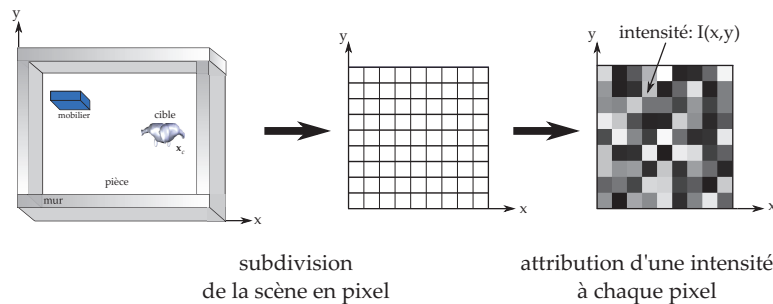


FIGURE 3.7 – Principe de l'imagerie radar à travers les murs

va suivre, il sera considéré un dispositif radar MIMO constitué de M antennes d'émission situées en $(x_{tm})_{m=1..M}$ et de N antennes de réception située en $(x_{rn})_{n=1..N}$. L'implémentation des différentes méthodes d'imagerie sera effectuée sur des données de simulation en espace libre et à travers les murs pour une configuration représentée figure 3.8. Le scénario de simulation est constitué de 3 cibles situées en $[-1 -1]$, $[0 0]$ et $[1 1]$ et les antennes sont disposées le long d'une ligne en $y=-3$. La pièce est formée par des murs homogènes d'épaisseur $0.2m$ de permittivité relative de $\epsilon_r = 6.8^5$ et les données de simulation sont obtenues par calcul FDTD. L'état de polarisation utilisé pour l'obtention des signaux synthétiques est verticale en émission et en réception. Les signaux d'émission sont gaussien avec une bande de $1GHz$ centré sur une porteuse à $f_c = 2GHz$.

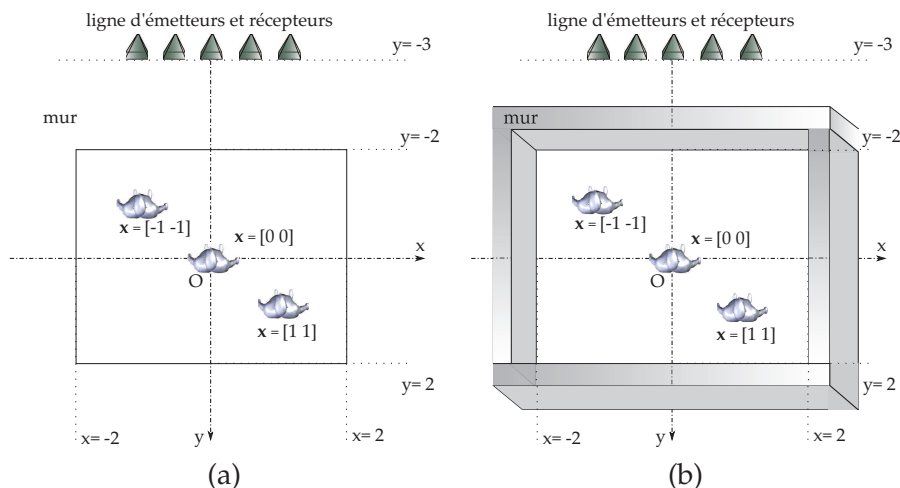


FIGURE 3.8 – Représentation des scénarii de simulation en espace libre (a) et à travers les murs (b).

5. la partie imaginaire de la permittivité n'est pas prise en compte ainsi, les pertes dues à une permittivité complexe sont incluses dans la valeur numérique de la conductivité, cf. 4.1.1 p.118 pour plus d'explication.

3.5 IMAGERIE PAR TRILATÉRATION

L'imagerie par trilatération est une méthode d'imagerie non cohérente qui découle directement des méthodes d'estimation des temps d'arrivée en radar [17, 18]. Partant du signal reçu par la $n^{\text{ième}}$ antenne de réception provenant de la $m^{\text{ième}}$ d'émission en espace libre :

$$s_{nm}(t) = \sqrt{\sigma_c} s_m(t - \tau_c) \quad (3.11)$$

Le temps de trajet à la cible est alors estimé par :

$$\hat{\tau}_c = \arg \max_{\tau} I_{nm}(\tau) = \arg \max_{\tau} \left| \int s_{nm}(t) s_m^*(t - \tau) dt \right| = \arg \max_{\tau} \Gamma_{s_m}(\tau - \tau_c) \quad (3.12)$$

Avec Γ_{s_m} la fonction d'auto-corrélation de s_m signal émis par la $m^{\text{ième}}$ antenne. Compte tenu des propriétés de la fonction d'auto-corrélation le maximum est bien atteint en $\tau = \tau_c$. Le procédé d'imagerie consiste à attribuer à un pixel en $\mathbf{x}=[x,y]^T$ une valeur de l'intensité $I_{nm}(\tau)$ pour un temps τ_x correspondant au temps de trajet d'une cible située en \mathbf{x} . Concrètement, cela s'écrit :

$$\mathbf{I}_{nm}(\mathbf{x}) = I_{nm}(\tau) \Big|_{\tau=\tau_{nm}(\mathbf{x})} \quad (3.13)$$

avec $\tau_{nm}(\mathbf{x}) = \frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{x}_{t,m}\|}{c} + \frac{\|\mathbf{x} - \mathbf{x}_{r,n}\|}{c}$

Ainsi, le pixel dont la position est celle de la cible, correspondant à $\tau_{nm}(\mathbf{x}) = \tau_{x_c}$, se voit attribuer l'intensité maximale $I_{nm}(\tau_c)$. Cependant, tout autre pixel dont le temps d'arrivée vérifie $\tau_{nm}(\mathbf{x}) = \tau_{x_c}$ se verra également attribué une intensité maximale. Il est aisé de montrer que l'ensemble des points vérifiant cette relation se situent sur l'ellipse passant par la cible et dont les deux foyers sont l'antenne d'émission et celle de réception, comme l'illustre la figure (3.9).

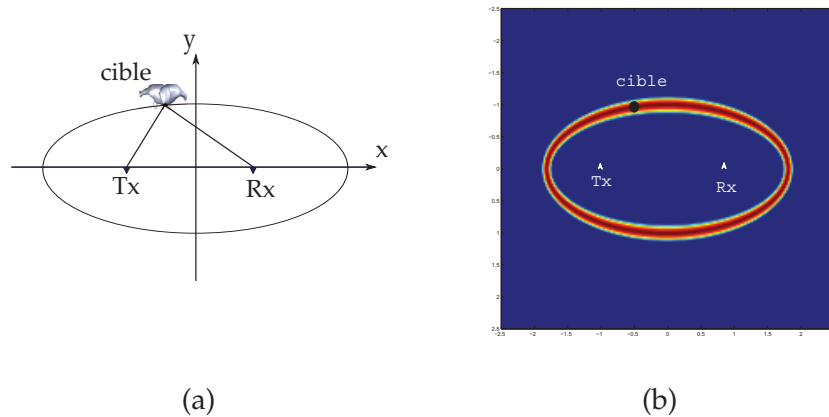


FIGURE 3.9 – Représentation de la localisation de la cible sur l'ellipse dont les foyers sont les antennes émettrice et réceptrice, la configuration schématique (a) et l'implémentation de la méthode d'imagerie (b).

Dans le cas de la détection à travers les murs, le temps au pixel τ_x considéré tient compte de la modification de chemin optique et du changement de vitesse dans le mur. Ce temps de parcours est déterminé comme il a été indiqué p.89.

La localisation par trilatération est alors obtenue par l'intersection des différentes ellipses associées au multiples émetteurs et récepteurs constituant le dispositif radar, cf. fig.(3.10). L'intensité de chaque pixel est donnée par :

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \mathbf{I}_{nm}(\mathbf{x}) \quad (3.14)$$

Le procédé d'imagerie est un traitement incohérent multistatique et la fusion d'image se fait par sommation des différentes images obtenues. Un autre procédé de fusion d'images consiste à ne garder que le minimum des intensités :

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = \min_{m,n} \mathbf{I}_{nm}(\mathbf{x}) \quad (3.15)$$

De telle sorte à ce que si le pixel contient effectivement une cible alors $\mathbf{I}(\mathbf{x})$ a une forte amplitude. En effet, chacune des intensités $\mathbf{I}_{mn}(\tau_c)$ est importante même la plus petite d'entre elles. Alors que si le pixel ne contient pas de cible, il se peut qu'il appartienne à une ellipse et pas à une autre, ainsi en attribuant le minimum des intensités la valeur associée au pixel sera plus faible et la localisation est rendue plus aisée. Le calcul de l'intensité

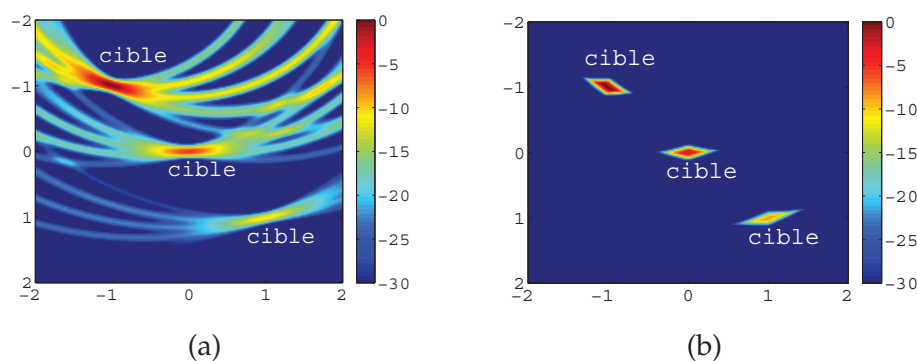


FIGURE 3.10 – Implémentation des méthodes d'imagerie par trilatération avec méthode de fusion d'image par sommation (a) et association du minimum des images (b) pour une configuration MIMO avec $M = 2$ et $N = 4$ sur données de simulation en espace libre.

$I_{nm}(\tau)$ fait intervenir le filtrage adapté du signal reçu s_{nm} par celui émis s_m . Cette opération est généralement réalisée dans le domaine de Fourier en utilisant l'égalité de Parseval⁶. Ainsi le calcul de l'intensité se met sous la forme :

$$I_{nm}(\tau) = \left| \int s_{nm}(t) s_m^*(t - \tau) dt \right| = \left| \int S_{nm}(f) [S_m(f) e^{-j2\pi f \tau}]^* df \right| \quad (3.16)$$

6. Soit $x(t)$ et $y(t)$ deux signaux de représentation fréquentiel $X(f)$ et $Y(f)$. L'égalité suivante est vérifiée $\int x(t)y^*(t)dt = \int X(f)Y^*(f)df$

Il est à noter que le signal retardé $s_{nm}(t) \propto s_m(t - \tau_c)$ s'écrit en fréquentiel :

$$S_{nm}(f) \propto S_m(f)e^{-j2\pi f\tau_c} \quad (3.17)$$

Ainsi après déconvolution dans le domaine fréquentiel de $S_{nm}(f)$ par $S_m(f)$, le signal \tilde{S}_{nm} formé s'écrit :

$$\tilde{S}_{nm}(f) = e^{-j2\pi f\tau_c} \quad (3.18)$$

Le signal \tilde{S}_{nm} dans le domaine des fréquences est alors un signal de fréquence τ_c . Les méthodes d'estimation spectrale [19] peuvent donc être appliquées au signal \tilde{S}_{nm} pour estimer le retard τ_c . L'équivalent de la méthode d'estimation du temps d'arrivée décrite précédemment et retraduit en fréquentiel par l'équation (3.16) s'écrit simplement par :

$$I_{nm}(\tau) = \int \tilde{S}_{nm}(f)[e^{-j2\pi f\tau}]^* df = \int \tilde{S}_{nm}(f)e^{j2\pi f\tau} df = \mathcal{TF}^{-1}\{\tilde{S}_{nm}\} \quad (3.19)$$

Avec \mathcal{TF}^{-1} , la transformée de Fourier inverse aussi nommée méthode conventionnelle. Cette dernière connue pour son manque de résolution peut être changée par d'autres méthodes dites haute résolution telles que les méthodes MUSIC, Capon ou ARMA [19]. Ces techniques appliquées pour l'estimation des temps d'arrivée peuvent donc être mise en œuvre pour effectuer l'imagerie par trilatération.

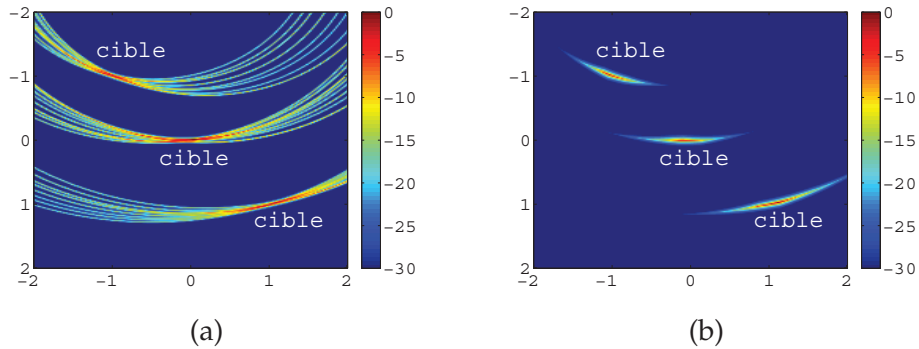


FIGURE 3.11 – Implémentation des méthodes d'imagerie par trilatération avec la méthode MUSIC pour une fusion d'image par sommation (a) et association du minimum des images (b) sur données de simulation en espace libre avec $M = 2$ et $N = 4$.

La figure (3.11) illustre l'imagerie par trilatération réalisée avec la méthode MUSIC pour l'estimation des temps d'arrivée. Il apparaît clairement que la résolution en distance est nettement améliorée sur l'image formée. Cependant, un étalement de la cible en azimuth est observé par rapport à la méthode conventionnelle. Les images obtenues pour des données de simulations à travers les murs sont données figures (3.12) et (3.13).

Les vraies positions des cibles sont représentées par des ronds sur les images formées. La figure (3.12) présente l'imagerie sans compensation des retards de trajet dus à la traversée du mur. Les intersections des ellipses fournissent des positions de cibles assez biaisées avec des écarts de l'ordre de 40 cm en distance (*downrange*). De plus, la non-prise en

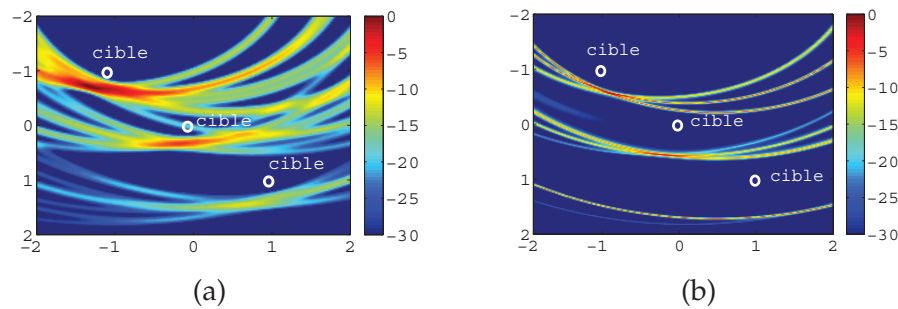


FIGURE 3.12 – Implémentation des méthodes d'imagerie sans compensation des effets du mur par, trilatération avec méthode de fusion d'image par sommation classique (a) et trilatération avec la méthode MUSIC (b) sur données de simulation à travers les murs.

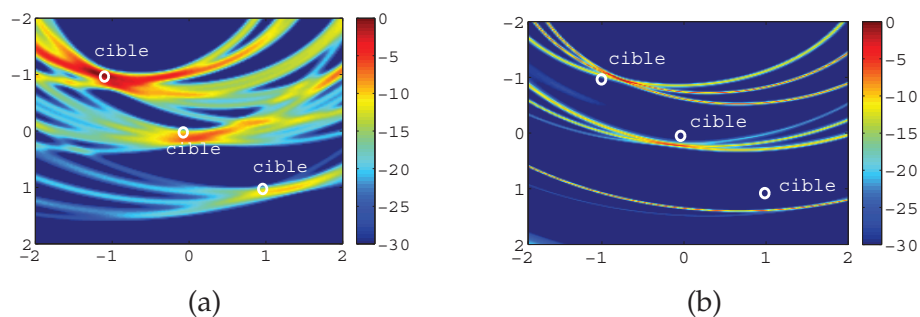


FIGURE 3.13 – Implémentation des méthodes d'imagerie avec compensation des effets du mur par, trilatération avec méthode de fusion d'image par sommation classique (a) et trilatération avec la méthode MUSIC (b) sur données de simulation à travers les murs avec $M = 2$ et $N = 4$.

compte des modifications des temps de trajet fait que les ellipses ne se croisent plus en un point unique mais en plusieurs lieux donnant des représentations de cibles assez diffuses comparées à l'imagerie en espace libre. La compensation des retards dus à la traversée du mur permet d'obtenir les positions de cibles plus justes.

L'imagerie par trilatération avec la méthode MUSIC pour l'estimation des temps d'arrivée donnent des images plus nettes, cependant le traitement ne met en évidence que deux cibles. Ceci s'explique par le fait que la méthode MUSIC est une méthode d'estimation spectrale paramétrique qui nécessite un choix judicieux de la dimension du sous espace signal. La surestimation de la dimension du sous-espace signal n'est pas une solution pour estimer les composantes du signal car les pôles liés au bruit perturbent l'analyse spectrale. Les critères AIC (Akaike Information Criterion) ou MDL (Minimum Description Length) permettraient de déterminer la dimension du sous espace signal de chacun des MN signaux, cependant dans le cadre de ces travaux ces technique n'ont pas été plus investies.

Les techniques d'imagerie basées sur la trilatération sont des méthodes non cohérentes qui sont assez robustes à la propagation à travers les murs. Les principales limitations de ces techniques sont l'absence de résolution

azimutale et la difficulté d'interprétation de l'image. En effet, certains croisements d'ellipses peuvent être pris comme des cibles fantômes. Des procédés particuliers de fusions d'images et d'agencement d'antennes pourraient modérer ces limitations.

3.6 IMAGERIE PAR MIGRATION

Les traitements d'imagerie radar par migration dérivent des procédés d'imagerie utilisés en sismologie [20]. Ces techniques furent utilisées pour améliorer la résolution spatiale et augmenter le rapport signal à bruit sur les images formées. La migration vise à focaliser les échos des réflecteurs à leur position spatiale en fonction des temps d'arrivée et voire même à retrouver la forme physique de la cible.

L'imagerie par migration est réalisée en deux étapes :

- ▶ la reconstruction de l'onde réfléchi par la cible à partir des champs mesurés
- ▶ l'application d'une condition d'imagerie sur les champs reconstruits pour former l'image

Tous les algorithmes de migration sont basés sur la linéarisation du problème de résolution des équations d'onde. Cela signifie que l'interaction entre les différents champs diffusés par les cibles présentes dans la scène est négligée. Il s'agit de l'approximation de Born [21].

3.6.1 Rétro-projection : Migration sans reconstruction d'onde

Compte tenu de la difficulté à reconstruire les champs, les tous premiers procédés de migration ne réalisaient pas la reconstruction des ondes réfléchies à partir des signaux mesurés. La condition d'imagerie est alors appliquée directement sur les mesures effectuées. Ainsi, l'imagerie consiste en l'attribution à un pixel en \mathbf{x} , d'une intensité égale à la valeur du champ à un instant correspondant au temps de trajet au pixel. Ceci s'écrit :

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N s_{mn}(t)|_{t=\tau_{nm}(\mathbf{x})} \quad (3.20)$$

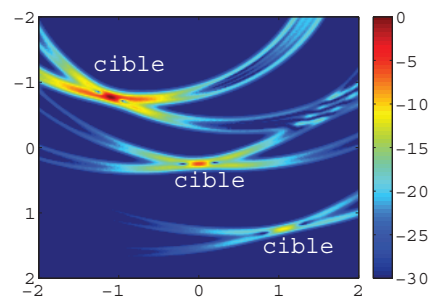


FIGURE 3.14 – Implémentation de la méthodes d'imagerie par stack diffraction sommation sur données de simulation en espace libre avec $M = 2$ et $N = 4$.

Les résultats d'imagerie avec données de simulation à travers les murs

sont présentées figure (3.15). En l'absence de correction des retards dus à la traversée du mur, les trois cibles sont identifiés à des positions décalées en distance. Avec correction, les positions des cibles sont retrouvées à peu de choses près. L'imagerie est légèrement dégradée comparativement à celle en espace libre ainsi les traitements sont assez robustes. Une limitation du procédé réside dans le fait que la fonction d'ambiguïté dépend fortement de la forme géométrique de la forme d'onde émise. Ainsi des formes d'ondes impulsionnelles avec très peu voire pas d'oscillation, type gaussiennes, sont privilégiées. En général, la sommation est faite sur des amplitudes de signaux réels et les traitements sont donc incohérents, ce qui fournit une certaine robustesse.

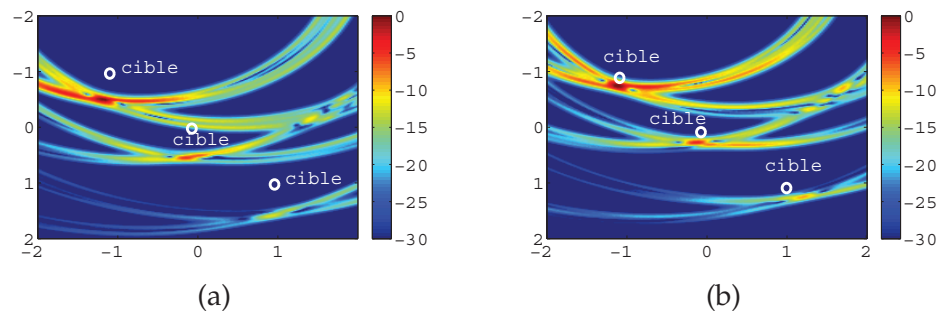


FIGURE 3.15 – Implémentation de la méthodes d'imagerie par stack diffraction sommation sur données de simulation à travers les murs sans compensation (a) et avec compensation (b) des effet du mur avec $M = 2$ et $N = 4$.

Ce type de procédé plutôt instinctif, connu sous le nom de « stack diffraction summation » ou encore « back-projection » [20, 22], fut parmi les premières méthodes d'imagerie implémentée en sismologie. La simplicité d'implémentation a permis de l'appliquer pour d'autres dispositifs imageurs tels que les radars à pénétration de sol [22] et de généraliser le procédé pour n'importe quelle répartition spatiale des antennes. Afin de tenir compte de certains effets de propagation en champ proche, le procédé d'imagerie peut être modifiée en corrigeant l'atténuation en amplitude en $1/r$ et en ajoutant le facteur d'obliquité [23]. Cependant, la non prise en compte de la physique de propagation des ondes limite les performances d'imagerie atteignables.

3.6.2 Rétro-propagation : Migration avec reconstruction d'onde

Les méthodes d'imagerie de migration sans reconstruction d'onde se basent en fait uniquement sur des conditions géométriques (ie. temps d'arrivée) et ne prennent pas en compte la théorie physique de la propagation d'onde. Ainsi d'autres approches pour la migration, se basant sur les équations théoriques de propagation des ondes, ont été développées. Ces procédés commencent par reconstruire les champs rayonnés par la cible et appliquent ensuite la condition d'imagerie. Parmi les méthodes de reconstruction des champs, trois approches sont communément admises bien que de nombreuses variantes sont apparues par la suite. La méthode d'intégrale de Kirchhoff permet de reconstruire une onde dans un volume à partir des champs mesurés sur son contour [24]. Tandis que

les méthodes de migration telles que les traitements " ω - k " de Stolt [25] ou "phase shift method" de Gadzag [26] utilisent des déphasages dans les domaines de fréquence en temps et fréquence en espace pour reconstruire les champs. Les algorithmes d'imagerie pour les différentes méthodes de migration sont décrits en détails dans les travaux [27]. L'implémentation de certaines de ces méthodes pour la détection radar à travers les murs sont présentées en [28].

Initialement, les algorithmes d'imagerie ont été développés pour des architectures antennaires de type SAR, à savoir pour des paires <émetteur/récepteur> colocalisées. La reformulation des algorithmes existants pour convenir à une architecture MIMO n'est pas chose facile. Les travaux chap. 6 [29] proposent déjà une reformulation de la migration de Kirchhoff et de Stolt dans le cas d'une architecture radar MIMO. Ainsi, une reformulation de la méthode dite "phase shift method" est reformulée dans le cas MIMO. Parmi les différentes techniques de migration, l'avantage du procédé par phase shift method réside dans le fait que les variations de vitesse en fonction de la profondeur sont plus aisément prises en compte. Cette reformulation se base sur les travaux [30, 31].

Soit $\mathbf{x}_t=[x_t, y_t]^T$ et $\mathbf{x}_r=[x_r, y_r]^T$. En pratique, les senseurs sont généralement placés sur une même ligne parallèle au mur ainsi $y_r=y_t=y_{\text{senseur}}$. Pour l'imagerie en 2D, les champs électromagnétiques sont supposés être indépendants de la hauteur z . Soit e le champ partant de \mathbf{x}_t et reçu en \mathbf{x}_r , l'équation de propagation du champ électrique en espace libre s'écrit :

$$\frac{\partial^2 e}{\partial t^2} = c^2 \left[\frac{\partial^2 e}{\partial x_r^2} + \frac{\partial^2 e}{\partial y_r^2} \right] \quad (3.21)$$

Le principe de réciprocité permet d'interchanger émetteur et récepteur, ainsi le champ électrique est également solution de l'équation :

$$\frac{\partial^2 e}{\partial t^2} = c^2 \left[\frac{\partial^2 e}{\partial x_t^2} + \frac{\partial^2 e}{\partial y_t^2} \right] \quad (3.22)$$

En prenant les transformées de Fourier temporelle et spatiale de ces équations, notant k_r la fréquence spatiale associée à x_r , puis k_t celle à x_t et $\omega = 2\pi f$, les relations suivantes sont obtenues :

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 E}{\partial y_r^2} &= - \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \left[1 - \left(k_r \frac{c}{\omega} \right)^2 \right] E \\ \frac{\partial^2 E}{\partial y_t^2} &= - \left(\frac{\omega}{c} \right)^2 \left[1 - \left(k_t \frac{c}{\omega} \right)^2 \right] E \end{aligned} \quad (3.23)$$

Chacune de ces équations possède 2 solutions, l'onde progressive et l'onde régressive. En ne conservant uniquement que les ondes progressives :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial y_r} &= j \frac{\omega}{c} [1 - \kappa_r^2]^{1/2} E \quad \text{avec} \quad \kappa_r = \frac{k_r c}{\omega} \\ \frac{\partial E}{\partial y_t} &= j \frac{\omega}{c} [1 - \kappa_t^2]^{1/2} E \quad \text{avec} \quad \kappa_t = \frac{k_t c}{\omega} \end{aligned} \quad (3.24)$$

En notant que $y_r = y_s = y$, l'équation suivante, dite *double-square-root equation* [31], est obtenue⁷ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial y} &= \frac{\partial E}{\partial y_r} + \frac{\partial E}{\partial y_t} \\ &= j \frac{\omega}{c} \left[(1 - \kappa_r^2)^{1/2} + (1 - \kappa_t^2)^{1/2} \right] E \end{aligned} \quad (3.25)$$

La solution à l'équation (3.25) est obtenue de proche en proche, et le champ à différentes profondeurs est obtenu récursivement par la relation :

$$E(y + \Delta y) = E(y) \exp \left(j \frac{\omega}{c} \left[(1 - \kappa_r^2)^{1/2} + (1 - \kappa_t^2)^{1/2} \right] \Delta y \right) \quad (3.26)$$

En sismologie, les points médian x' et demi-écart x'' , aussi dit *midpoint* et *half-offset*, sont généralement introduits :

$$x' = \frac{x_r + x_t}{2} \quad \text{et} \quad x'' = \frac{x_r - x_t}{2} \quad (3.27)$$

Et les relations vérifiées par les fréquences spatiales sont alors exprimées par :

$$\kappa_r = (k_{x'} + k_{x''}) \frac{c}{2\omega} \quad \text{et} \quad \kappa_t = (k_{x'} - k_{x''}) \frac{c}{2\omega} \quad (3.28)$$

Une fois le champ reconstruit avec la relation 3.26, la condition d'imagerie est réalisée en associant au pixel en \mathbf{x} la valeur du champ à $t = 0$ et $x'' = 0$. Ainsi, le calcul de l'intensité du pixel est obtenu par la transformée de Fourier inverse :

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = \int \int \int_{k_{x''}, k_{x'}, \omega} E(k_{x'}, k_{x''}, \omega, z) e^{jk_{x'}x} dk_{x'} dk_{x''} d\omega \quad (3.29)$$

3.7 IMAGERIE PAR FORMATION DE FAISCEAU CONVENTIONNELLE

La formation de faisceau conventionnelle cherche à focaliser les signaux provenant du réseau d'antennes émettrices et réceptrices aux lieux du pixel en \mathbf{x} afin d'estimer la réflectivité d'une cible qui y serait située. Le principe consiste en fait à compenser le déphasage induit par la propagation vers la cible en \mathbf{x} avant de sommer de façon cohérente. Ce procédé est fortement utilisé en imagerie et possède ainsi beaucoup de dénomination. Ainsi les termes suivants représentent en fait le même procédé d'imagerie : formateur de faisceau « delay and sum », « retournement temporel » ou encore « filtrage adapté spatio-temporel ». En effet, les travaux [32] font le lien entre filtre adapté et retournement temporel. Dans le domaine fréquentiel, le procédé d'imagerie se met sous la forme suivante :

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \int W_{nm}(f) S_{nm}(f) \left[S_m(f) e^{-j2\pi f \tau_{nm}(\mathbf{x})} \right]^* df \quad (3.30)$$

7. En effet $\frac{\partial E}{\partial y} = \frac{\partial E}{\partial y_r} \frac{\partial y_r}{\partial y} + \frac{\partial E}{\partial y_t} \frac{\partial y_t}{\partial y} = \frac{\partial E}{\partial y_r} + \frac{\partial E}{\partial y_t}$

La pondération $W_{nm}(f)$ intègre les pertes de transmission dans le mur et la divergence en $1/r$ due à la propagation en champ proche. La pondération peut également moduler l'importance attribuée à chaque nœud $m^{ième}$ Tx - $n^{ième}$ Rx pour améliorer les niveaux de lobes secondaires. De plus, le filtrage adapté est également considéré comme une méthode d'estimation de la réflectivité d'une cible placée en \mathbf{x} , ce qui la rend de ce fait consistante pour l'imagerie radar [33].

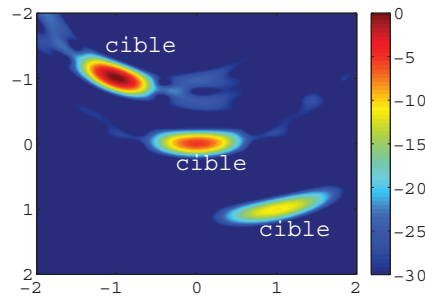


FIGURE 3.16 – Implémentation des méthodes d'imagerie par filtrage adapté spatio-temporel sur données de simulation en espace libre avec $M=3$ et $N=7$.

Remarque 3.2 Filtrage adapté spatio-temporel. En omettant la pondération W_{nm} , le terme de sommation dans l'équation (3.30) s'écrit :

$$\int S_{nm}(f) \left[S_m(f) e^{-j2\pi f \tau_{nm}(\mathbf{x})} \right]^* df = \int s_{nm}(t) [s_m(t - \tau_{nm}(\mathbf{x}))]^* dt \quad (3.31)$$

Il s'agit donc d'un filtrage adapté au signal qui serait reçu d'une cible se situant en \mathbf{x} . Ainsi dans la dénomination de « filtrage adapté spatio-temporel », l'aspect filtre adapté en temps vient de la sommation de filtres adaptés temporels et l'aspect filtre adapté en espace vient de la sommation sur un réseau d'antennes émettrices et réceptrices réparties dans l'espace.

Remarque 3.3 Lien entre retournement temporel et filtrage adapté Dans la littérature en traitement du signal, le filtre adapté h est celui qui maximise le rapport signal à bruit. Considérons le problème de détection classique pour lequel il faut estimer le temps d'arrivée de la cible. Soit le signal s_{nm} revenant de la cible auquel s'ajoute un bruit n :

$$s_{nm}(t) \propto s_m(t - \tau_c) + n(t) \quad (3.32)$$

Le problème de détection optimale consiste à déterminer la valeur de τ_c à partir de l'observation s_{nm} . Pour ceci, il s'agit de déterminer le filtre tel que la puissance en sortie à l'instant $t = \tau_c$ soit maximal. Autrement dit, il faut maximiser le rapport signal à bruit (SNR) à l'instant $t = \tau_c$. Le SNR défini par le rapport de la puissance en sortie de filtre par la puissance du bruit :

$$\text{SNR}(t) = \frac{\left| \int h(u) s_{nm}(u - t) du \right|^2}{\int |n(u)|^2 du} \quad (3.33)$$

Il est aisé de montrer que $h(t) = s_m^*(\tau_c - t)$. Le filtre adapté est le signal reçu excepté retourné en temps, $s_m(t - \tau_c) \mapsto s_m(\tau_c - t)$ d'où le retournement temporel. Les travaux en [34] utilisent le formalisme de Green pour démontrer rigoureusement l'équivalence entre filtrage adapté et retournement temporel.

Les résultats d'imagerie sur données de simulation à travers les murs sont fournis figure (3.17). En l'absence de correction des retards de propaga-

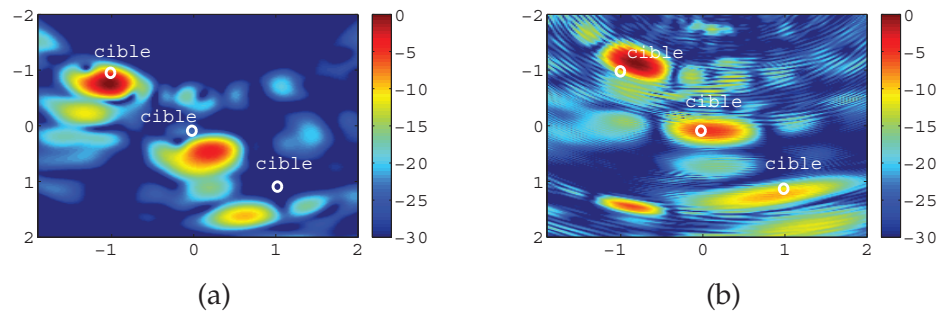


FIGURE 3.17 – Implémentation des méthodes d'imagerie par filtrage adapté spatio-temporel sur données de simulation à travers les murs sans compensation (a) et avec compensation (b) des retards dus à la traversée du mur avec $M=3$ et $N=7$.

tion, l'imagerie est détériorée et les positions des cibles sont biaisées. Cependant, la correction des temps de trajet permet de retrouver les cibles à leur position. Le filtre adapté en temps et en espace est un traitement cohérent qui permet d'obtenir une résolution azimuthale intéressante pour la détection d'être humain à travers le mur. L'imagerie est tout de même dégradée comparativement à celle en espace libre. En effet, il y a, d'une part, les artefacts d'imagerie dus aux niveaux des lobes secondaires, et d'autre part, ceux apparus après compensation des temps de trajet. Les artefacts dus aux lobes secondaires peuvent être atténués par des positionnements d'antennes particuliers et l'utilisation de pondération sur les voies de réception.

3.8 IMAGERIE PAR FORMATION DE FAISCEAU DE CAPON

La formation de faisceau de Capon est une technique adaptative d'estimation dite « haute résolution » [35]. Appliquée à l'imagerie radar, elle permet d'augmenter significativement la résolution des images formées comparée à la formation de faisceau conventionnelle [36, 37]. L'imagerie est alors considérée comme un problème d'estimation pour lequel il faut estimer la réflectivité de chacun des pixels [38]. Le formateur de faisceau de Capon, ou MVDR, détermine un filtrage qui vise à minimiser la puissance en sortie de filtre de tous les autres contributeurs autre que celui provenant d'une cible \mathbf{x} , sous la contrainte de conserver la réponse de cette cible.

Soit le signal reçu par la $n^{\text{ième}}$ antenne de réception provenant de la $m^{\text{ième}}$ antenne d'émission :

$$s_{nm}(t) = \sqrt{\sigma_c(\mathbf{x})} s_m(t - \tau_{nm}(\mathbf{x})) \quad (3.34)$$

Dans le domaine fréquentiel, cette équation s'écrit :

$$S_{nm}(f) = S_m(f)e^{-j2\pi f\tau_{nm}(\mathbf{x})} \quad (3.35)$$

Soit alors le vecteur $\mathbf{S}(f)$ obtenu en concaténant verticalement les éléments $(S_{nm}(f))_{n=1..N, m=1..M}$:

$$\mathbf{S}(f) = [S_{11}(f), \dots, S_{N1}(f), S_{12}(f), \dots, S_{N(M-1)}(f), S_{1M}(f), \dots, S_{NM}(f)]^T \quad (3.36)$$

La formation de faisceau pour chacun des pixels en \mathbf{x} s'écrit :

$$I = \sum_{l=1}^{NM} \mathbf{w}_l^*(f) S_l(f) = \mathbf{w}^H(f) \mathbf{S}(f) \quad (3.37)$$

Le formateur de faisceau de Capon minimise la puissance des signaux en sortie du filtrage $\mathbf{w}_{capon}(\mathbf{x})$ ⁸ tout en gardant un gain unité de l'écho d'une cible en \mathbf{x} . L'intensité attribuée au pixel est alors déterminée par la puissance en sortie de ce filtre :

$$\begin{aligned} \mathbf{I}(\mathbf{x}) &= E[|I_{capon}(\mathbf{x})|^2] \\ &= E[|\mathbf{w}_{capon}^H(\mathbf{x}) \mathbf{S}(f)|^2] \\ &= E[\mathbf{w}_{capon}^H(\mathbf{x}) \mathbf{S}(f) \mathbf{S}^H(f) \mathbf{w}_{capon}(\mathbf{x})] \\ &= \mathbf{w}_{capon}^H(\mathbf{x}) \mathbf{R}(f) \mathbf{w}_{capon}(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (3.38)$$

Avec $E[\cdot]$ l'espérance et \mathbf{R} la matrice de covariance. En termes mathématiques, le formateur de Capon est solution du problème d'optimisation sous contrainte suivant :

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (3.39)$$

$$\text{avec la contrainte } \mathbf{w}^H \mathbf{e}(\mathbf{x}) = 1$$

Où $\mathbf{e}(\mathbf{x})$ représente le vecteur directionnel (plus communément nommé steering vector), qui caractérise le retour d'une cible en \mathbf{x} . En omettant les facteurs d'amplitude le steering vector se met sous la forme :

$$\mathbf{e}(\mathbf{x}) = [e^{-j2\pi f\tau_{11}(\mathbf{x})}, \dots, e^{-j2\pi f\tau_{N1}(\mathbf{x})}, e^{-j2\pi f\tau_{12}(\mathbf{x})}, \dots, e^{-j2\pi f\tau_{N(M-1)}(\mathbf{x})}, \dots, e^{-j2\pi f\tau_{1M}(\mathbf{x})}, \dots, e^{-j2\pi f\tau_{NM}(\mathbf{x})}]^T \quad (3.40)$$

Pour le cas de la détection à travers les murs, le steering vector prend en compte les modifications des chemins optiques ainsi que le ralentissement de l'onde dans le mur dans l'expression de τ_{mn} . Sous réserve que la matrice $\mathbf{R}(f)$ soit inversible, le problème d'optimisation (3.45) peut être résolu analytiquement par la méthode des multiplicateurs de Lagrange. L'expression de la pondération se met alors sous la forme [35, 39] :

$$\mathbf{w}_{capon}(\mathbf{x}) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(f) \mathbf{e}(\mathbf{x})}{\mathbf{e}^H(\mathbf{x}) \mathbf{R}^{-1}(f) \mathbf{e}(\mathbf{x})} \quad (3.41)$$

8. En fait \mathbf{w}_{capon} dépend également de la fréquence et devrait s'écrire $\mathbf{w}_{capon}(\mathbf{x}, f)$ mais cette dépendance est omise pour plus de lisibilité

L'imagerie se fait alors en attribuant au pixel \mathbf{x} l'intensité :

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = |\mathbf{w}_{\text{capon}}^H(\mathbf{x})\mathbf{S}(f)| \quad (3.42)$$

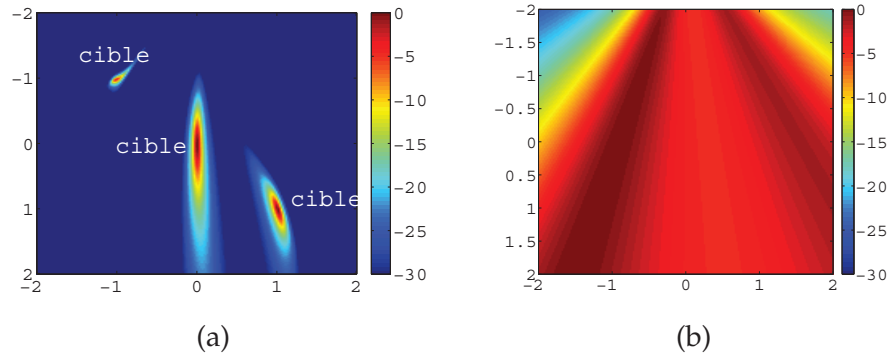


FIGURE 3.18 – Implémentation des méthodes d'imagerie par filtrage adaptatif de Capon sur données de simulation en espace libre (a) et à travers les murs (b) avec $M = 2$ et $N = 8$.

Il apparaît que le formateur de faisceau de Capon ne donne aucun résultat pour le traitement des signaux à travers les murs. Ceci vient du fait que le formateur de faisceau n'est pas assez robuste pour compenser les erreurs de modèle de signal. En effet, le modèle de signal retenu à travers les murs prend en compte les effets d'atténuation et de réfraction mais n'adresse pas les déphasages pouvant intervenir suite aux multiples réflexions et/ou diffusions à la traversée. Le steering vector $\mathbf{e}(\mathbf{x})$ est donc faussé et la contrainte spécifiée $\mathbf{w}^H \mathbf{e}(\mathbf{x})=1$ qui vise à garder un gain unité de la réponse d'une cible en \mathbf{x} est incorrecte. Ainsi le formateur de faisceau de Capon minimise la puissance en sortie de tout ce qui arrive et l'image est totalement aberrante. Le formateur de Capon robustifié, considérant l'inverse de la matrice $[\mathbf{R}(f) + \zeta \mathbf{I}]$ au lieu de $\mathbf{R}(f)$, n'a donné aucun résultat.

Dans la pratique, la matrice de covariance est inconnue et doit être estimée. Afin de pouvoir estimer cette matrice plusieurs réalisations de la même mesure sont nécessaires cependant dans le cas de la détection à travers les murs ceci n'est pas réalisable. La technique de *coherent subspace method* permettent d'estimer la matrice de covariance par un procédé de moyennage de matrices de covariance à diverses fréquences [40, 41]. En effet, il est montré qu'il est possible d'exprimer la matrice de covariance à la fréquence f_0 en fonction de celle à la fréquence f à l'aide de matrices de passage notées $\mathbf{T}(f, f_0)$ nommées *focusing matrices* [40, 41]. L'estimation de la matrice de covariance est alors réalisée par le moyennage de matrice à différentes fréquences :

$$\mathbf{R}(f_0) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{T}(f_k, f_0) \mathbf{S}(f_k) \mathbf{S}^H(f_k) \mathbf{T}^H(f_k, f_0) \quad (3.43)$$

Avec K le nombre de points fréquentiels utilisés pour l'estimation de la matrice de covariance. La procédure détaillée du calcul de la matrice de

covariance par moyennage fréquentiel aussi appelée *frequency averaging* est fournie en [41, 42]. La transformation consiste à déterminer la matrice $\mathbf{T}(f, f_0)$ telle que :

$$\mathbf{S}(f_0) = \mathbf{T}(f, f_0)\mathbf{S}(f) \quad (3.44)$$

Les travaux [40] montrent que la matrice de passage doit être unitaire. Ainsi, $\mathbf{T}(f, f_0)$ est déterminée par la résolution du problème d'optimisation avec contrainte suivant :

$$\min_{\mathbf{T}(f, f_0)} \|\mathbf{S}(f_0) - \mathbf{T}(f, f_0)\mathbf{S}(f)\| \quad (3.45)$$

$$\text{avec la contrainte } \mathbf{T}(f, f_0)^H \mathbf{T}(f, f_0) = \mathbf{I}$$

Avec \mathbf{I} la matrice identité. La solution de ce problème est donnée par :

$$\mathbf{T}(f, f_0) = \mathbf{V}(f, f_0)\mathbf{U}(f, f_0)^H \quad (3.46)$$

Avec $\mathbf{V}(f, f_0)$ et $\mathbf{U}(f, f_0)$ les matrices issues de la décomposition en valeurs singulières (SVD) de la matrice $\mathbf{S}(f)\mathbf{S}(f_0)^H$. En fait, la matrice de passage déterminée permet d'obtenir le vecteur directionnel à une fréquence particulière f_0 à partir du vecteur directionnel à une fréquence quelconque :

$$\mathbf{e}(\mathbf{x}, f_0) = \mathbf{T}(f, f_0)\mathbf{e}(\mathbf{x}, f) \quad (3.47)$$

3.9 IMAGERIE PAR MUSIC - TIME REVERSAL

Aussi connus sous le nom de méthodes du goniomètre adaptatif, les traitements haute résolution MULTIPLE SIGNAL CLASSIFICATION (MUSIC) font partie des méthodes à sous-espaces [43]. En effet, ces traitements usent de la décomposition des signaux reçus en deux sous-espaces orthogonaux. Idéalement, le *sous-espace signal* contient les signaux d'intérêt revenant des cibles et le *sous-espace bruit* contient le bruit et autres fouillis indésirés.

Utilisée en sonar [44] et pour la détection radar d'objets enfouis [45], l'application de traitement type MUSIC pour l'imagerie radar multistatiques fut introduite en [46]. La formulation du traitement se base sur les équations de propagation des ondes dans le domaine fréquentiel ainsi que sur la théorie des fonctions de Green [46]. Avec les notations de Green, cf. p.21, après déconvolution par la forme d'onde émise, le signal reçu en fréquentiel par la $n^{\text{ième}}$ antenne de réception provenant de la $m^{\text{ième}}$ antenne d'émission se met sous la forme :

$$\tilde{S}_{nm}(f) = \sigma_c G(f, \mathbf{x}_{r,n}, \mathbf{x}_c) G(f, \mathbf{x}_{t,m}, \mathbf{x}_c) \quad (3.48)$$

Avec G la fonction de Green du milieu. On forme ainsi la matrice de transfert $\mathbf{K} \in \mathbb{C}^{N \times M}$:

$$\mathbf{K}(f) = \begin{bmatrix} \tilde{S}_{11}(f) & \cdots & \tilde{S}_{1M}(f) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{S}_{N1}(f) & \cdots & \tilde{S}_{NM}(f) \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

Dans la terminologie des traitements par retournement temporel, \mathbf{K} est aussi connu sous le nom de *matrice de diffusion* ou *scattering matrix*. En

écriture matricielle, les vecteurs de Green en émission $\mathbf{G}_t(f)$ et en réception $\mathbf{G}_r(f)$ permettent d'écrire la matrice de diffusion :

$$\begin{aligned}\mathbf{G}_t(f, \mathbf{x}_c) &= [G(f, \mathbf{x}_{t,1}, \mathbf{x}_c), \dots, G(f, \mathbf{x}_{t,M}, \mathbf{x}_c)]^T \\ \mathbf{G}_r(f, \mathbf{x}_c) &= [G(f, \mathbf{x}_{r,1}, \mathbf{x}_c), \dots, G(f, \mathbf{x}_{r,N}, \mathbf{x}_c)]^T\end{aligned}\quad (3.50)$$

$$\mathbf{K}(f) = \sigma_c \mathbf{G}_r(f, \mathbf{x}_c) \mathbf{G}_t^T(f, \mathbf{x}_c)$$

À partir de la matrice de diffusion, l'opérateur de retournement temporel (ORT) est formé par la relation :

$$\mathbf{T}(f) = \mathbf{K}(f) \mathbf{K}^H(f) \quad (3.51)$$

La matrice $\mathbf{T}(f) \in \mathcal{M}_N(\mathbb{C})$ à la propriété d'être auto-adjoint, ie. $\mathbf{T}^H(f) = \mathbf{T}(f)$. De ce fait, $\mathbf{T}(f)$ est diagonalisable dans une base orthogonale de vecteurs propres. Soit, $(\mathbf{v}_n)_{n=1..N}$ les vecteurs propres ordonnés par ordre décroissant de la valeur propre positive associée $(\lambda_n)_{n=1..N}$:

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_N \geq 0 \quad (3.52)$$

L'espace engendré par les $(\mathbf{v}_n)_{n=1..N}$ peut être décomposé en deux sous-espaces orthogonaux, dits sous-espace signal et sous-espace bruit. Le sous-espace bruit alors est déterminé par l'espace engendré par les vecteurs propres ayant des valeurs propres inférieure ou égal à un seuil σ_{seuil} . En général, le seuil choisi est le niveau de puissance du bruit de mesure de sorte à ce que l'espace signal contiennent uniquement les réflecteurs d'intérêt. Pour exemple, si λ_{n_s} est la première valeur propre en dessous du seuil alors les différents sous-espaces sont déterminés :

$$\begin{array}{ll} \text{sous-espace signal} & \text{sous-espace bruit} \\ \text{span}(\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_{n_s-1}) & \text{span}(\mathbf{v}_{n_s}, \dots, \mathbf{v}_N) \end{array} \quad (3.53)$$

Avec $\text{span}(\cdot)$ l'espace vectoriel engendré par les vecteurs concernés. Le pseudo-spectre de MUSIC est alors déterminé par :

$$P_{music}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sum_{\lambda_n \leq \sigma_{seuil}} |\mathbf{v}_n^H \mathbf{G}_r(f, \mathbf{x})|^2} \quad (3.54)$$

Il est à noter que les opérations effectuées sur la matrice $\mathbf{T}(f) = \mathbf{K}(f) \mathbf{K}^T(f)$ pourraient être appliquées à la matrice $\mathbf{T}(f) = \mathbf{K}^T(f) \mathbf{K}(f) \in \mathcal{M}_M(\mathbb{C})$. La matrice $\mathbf{T}_r(f) = \mathbf{K}(f) \mathbf{K}^T(f)$ est en fait considérée comme l'ORT en réception et $\mathbf{T}_t(f) = \mathbf{K}^T(f) \mathbf{K}(f)$ comme l'ORT en émission [46]. Soit alors, $(\mathbf{u}_m)_{m=1..M}$ les vecteurs propres associées à la matrice $\mathbf{T}_t(f)$, par le même raisonnement, le pseudo-spectre en émission est exprimé par :

$$P_{music}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sum_{\lambda_m \leq \sigma_{seuil}} |\mathbf{u}_m^H \mathbf{G}_t(f, \mathbf{x})|^2} \quad (3.55)$$

Dans le cadre d'une architecture radar MIMO, l'intensité attribuée au pixel par la méthode MUSIC Time-Reversal est alors obtenue par :

$$\mathbf{I}(\mathbf{x}) = \frac{1}{\sum_{\lambda_m \leq \sigma_{seuil}} |\mathbf{u}_m^H \mathbf{G}_t(f, \mathbf{x})|^2 + \sum_{\lambda_n \leq \sigma_{seuil}} |\mathbf{v}_n^H \mathbf{G}_r(f, \mathbf{x})|^2} \quad (3.56)$$

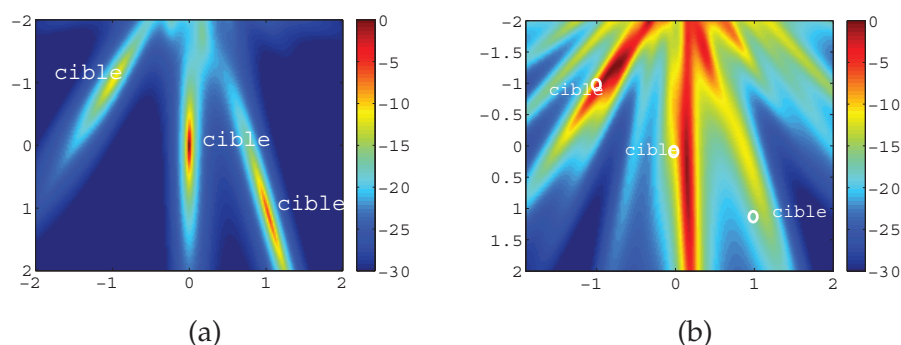


FIGURE 3.19 – Implémentation des méthodes d'imagerie par MUSIC Time Reversal sur données de simulation en espace libre (a) et à travers les murs (b) avec $M = 5$ et $N = 7$.

Les résultats d'imagerie sur données de simulation à travers les murs sont fournis figure (3.19.b). La compensation ou non des retards liés à la propagation à travers le mur n'apporte pas de grand changement à l'imagerie par MUSIC Time Reversal (TR). Ceci s'explique par le fait que la méthode ne possède pas une très bonne résolution distance. Une attention tout particulière est à accorder à la dimension du sous-espace bruit auquel cas la détection n'est plus opérationnelle. Pour les résultats présentés ici avec données à travers les murs, la dimension du sous-espace signal choisie a été de 5 ($=\text{nombre de cible}+2$). De plus, les effets de multi-trajets dans la pièce introduit des *faisceaux* dans l'image compliquant l'interprétation de celle-ci. L'imagerie permet de déterminer les régions de la scène contenant des cibles mais une localisation précise est difficile. Du fait de sa très bonne résolution azimutale, cette méthode d'imagerie fut utilisée en [47] couplée avec une méthode d'estimation des temps d'arrivée, similaire à celles basées sur la trilatération présentées précédemment, pour une détection par fusion d'images. Cependant, la méthode TR MUSIC toute seule, n'est appropriée pour la détection à travers les murs que pour des scénarii avec très peu de cibles 1 ou voire 2 au maximum, au delà les vecteurs propres du sous espace signal ne représentent plus un seul réflecteur mais plutôt une partie de plusieurs réflecteurs. La projection d'un vecteur propre signal sur le sous espace bruit donne plusieurs maxima au lieu d'un seul à la position de la cible. L'image est alors sévèrement dégradée et la détection devient difficile.

Parmi les différentes techniques d'imagerie présentées, plusieurs catégories de traitement ont été abordées :

- ▶ des méthodes incohérentes basées sur de la multilatération ou la sommation incohérentes d'amplitudes
- ▶ des méthodes cohérentes obtenues par filtrage adapté spatio-temporel
- ▶ des méthodes dites haute résolution avec le formateur de faisceau de Capon et l'imagerie par MUSIC Time Reversal

Les techniques incohérentes présentent l'intérêt d'être robustes à la propagation à travers les murs, cependant elles ne possèdent pas de résolution azimutale. L'imagerie par filtrage adapté permet d'obtenir une résolution azimutale intéressante pour la détection à travers les murs et est assez robuste mais présentent des artefacts d'imagerie. Le formateur de faisceau de Capon n'est pas assez robuste face aux erreurs de modèle de signal et ne fournit aucun résultat. La technique TR MUSIC possède l'avantage d'une très bonne résolution azimutale cependant elle n'est efficace que pour des scénarii avec très peu de réflecteurs (≤ 2). Des procédés de fusion d'images issues de différentes techniques d'imagerie permettraient de tirer partie des avantages de chacune et d'obtenir des images plus faciles à interpréter.

3.10 LES AVANCÉES EN DÉTECTION ET LOCALISATION À TRAVERS LES MURS

L'imagerie radar à travers les murs est un domaine de recherche multidisciplinaire faisant intervenir à la fois des connaissances en propagation électromagnétique à travers les murs afin de pouvoir compenser des effets de la traversée, la conception d'antenne ULB ainsi que le choix de formes d'onde pertinentes, le traitement du signal ainsi que l'imagerie.

Les aspects formes d'onde et propagation à travers les murs ayant déjà été abordés aux premier et second chapitre, respectivement. Cette partie fera donc référence aux différents travaux menés par la communauté scientifique dans les méthodes d'imagerie et traitements associés pour la détection et la localisation à travers les murs. Une fois encore, l'étude bibliographique proposée n'est naturellement pas exhaustive mais elle permet d'avoir une vision d'ensemble du sujet.

Les éditions spéciales sur la détection à travers les murs dans *IEEE Geoscience and Remote Sensing* [48] ainsi que le *Journal of Franklin Institute* [49] éditées par M. G. Amin présentent une collection d'articles (ainsi que les références incluses) qui permettent de rapidement appréhender le domaine.

En terme de traitement, bien que formulé différemment selon les travaux, le procédé le plus souvent utilisé reste le filtre adapté [4, 50, 51] malgré une connaissance imparfaite du milieu de propagation. Des traitements type SAR ont été mis en œuvre dans [52, 53]. Tandis que l'imagerie à travers les murs traitée dans le cadre d'un problème inverse est présentée en [54]. La détection TTW par tomographie est illustrée en [54, 55]. L'imagerie par migration est présentée dans [28]. En terme de traitement haute résolution, les techniques dérivées dite beamspace MUSIC [56] et beamspace MVDR [57] appliquées après formation d'image ont été utilisées.

CONCLUSION DU CHAPITRE

Ce chapitre a présenté différentes techniques d'imagerie radar à travers les murs pour une architecture MIMO. D'autres procédés à mettre en œuvre en complément, tels que les pré-traitements nécessaires pour révéler la cible, ont également été abordés.

Tout d'abord, les difficultés dans la détection liées à la propagation à travers les murs ont été exposées. Il a alors été expliqué que l'apport important d'un dispositif MIMO réside dans la *diversité spatiale* offerte par la répartition des antennes d'émission. Cette diversité permet de mitiger l'atténuation du mur, d'augmenter les probabilités de détection et d'améliorer la résolution azimutale des images.

Ensuite, le *modèle de signal* a été présenté. D'une part, un modèle théorique dans le domaine fréquentiel complet a été exposé, cependant le manque de connaissance des fonctions de transfert des murs ne permettent pas son utilisation pour des traitements imageurs. Ainsi, un *modèle de signal approché* adressant la modification des chemins optiques et l'atténuation du mur fut présenté. Le procédé d'*homogénéisation du mur* a été décrit pour la prise en compte de la propagation à travers murs hétérogènes dans les traitements.

Les procédés permettant de diminuer la réflexion du mur en réception pour pouvoir détecter la cible ont été abordés après quoi différentes méthodes d'imagerie furent décrites. Parmi les traitements incohérents, l'imagerie par *trilatération* fut explicitée ainsi que deux méthodes de *fusion d'image* ont été décrites. Puis, l'imagerie par *migration* a été exposée. Le traitement cohérent par *filtrage adapté spatio-temporel* a été présenté. Pour les méthodes d'imagerie haute résolution, le *formateur de faisceau de Capon* a été mis en place pour l'imagerie, cependant il s'est avéré qu'il ne donne aucun résultat dans la détection à travers les murs à cause des erreurs de modèle dans le signal approché. Puis, le traitement *MUSIC Time Reversal* pour l'imagerie a été décrit. Une discussion des différentes méthodes d'imagerie appliquées sur différents scénarii a été menée.

Enfin, le chapitre se termine par la présentation d'une collection de référence sur les traitements d'imagerie radar à travers les murs. Ce synthétique recueil de références bibliographiques permet de rapidement se familiariser avec les différents traitements utilisés pour la détection et localisation à travers les murs.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] L.M. Frazier. Surveillance through walls and other opaque materials. In *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, number 10, pages 6–9 vol.11, oct. 1996.
- [2] N. Maaref. *Étude d'un concept de radar de détection de personnes à travers les murs et les obstacles*. Thèse de Doctorat, Université de Nice Sophia Antipolis, dec. 2009.
- [3] W. Rowe, J. Karlsson, Luzhou Xu, and J. Li. Untangling multipath returns in mimo radar via waveform diversity. In *IEEE 7th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, pages 29–32, june 2012.
- [4] F. Ahmad, M.G. Amin, and S.A. Kassam. Synthetic aperture beam-former for imaging through a dielectric wall. In *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, number 1, pages 271–283 vol.41, jan. 2005.
- [5] E. M. Johansson and J. E. Mast. Three-dimensional ground-penetrating radar imaging using synthetic aperture time-domain focusing. In *Proceedings of SPIE*, pages 205–214, 1994.
- [6] B. Yang, A. Yarovoy, T. Savelyev, and L. Ligthart. Estimated path loss for through wall imaging. In *Internal Radiotect intermediate report on workpackage 2, IRCTRS01807*, may 2007.
- [7] C.L. Holloway, P.L. Perini, R.R. DeLyser, and K.C. Allen. Analysis of composite walls and their effects on short-path propagation modeling. In *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, number 3, pages 730–738 vol.46, august 1997.
- [8] E.F. Kuester and C.L. Holloway. A low-frequency model for wedge or pyramid absorber arrays-i : theory. In *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, number 4, pages 300–306 vol.36, nov. 1994.
- [9] T. Ellam. On the design and synthesis of compact absorber for emc chamber applications. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 408–412, august 1994.
- [10] C.L. Holloway, P. Mckenna, and R. DeLyser. A numerical investigation on the accuracy of the use of homogenization for analyzing periodic absorbing arrays. In *Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Theory*, pages 163–135, may 1995.
- [11] Y. Grisel. *Localisation des défauts et applications pour les milieux inhomogènes en propagation d'ondes acoustiques*. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse III Paul Sabatier, dec. 2011.
- [12] K.M. Yemelyanov, J.A. McVay, N. Engheta, and A. Hoorfar. Adaptive polarization-difference imaging algorithms for through-the-wall microwave imaging scenarios. In *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pages 114–117 vol.4B, july 2005.

- [13] K.M. Yemelyanov, J.A. McVay, N. Engheta, and A. Hoorfar. Polarization-contrast sensing in complex environment for through-the-wall microwave imaging applications. In *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pages 1473–1476, june 2007.
- [14] M. Dehmollaian, M. Thiel, and K. Sarabandi. Through-the-wall imaging using differential sar. In *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, number 5, pages 1289–1296 vol.47, may 2009.
- [15] Yeo-Sun Yoon and M.G. Amin. Spatial filtering for wall-clutter mitigation in through-the-wall radar imaging. In *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, number 9, pages 3192–3208 vol.47, sept. 2009.
- [16] A.N. Gaikwad, D. Singh, and M.J. Nigam. Application of clutter reduction techniques for detection of metallic and low dielectric target behind the brick wall by stepped frequency continuous wave radar in ultra-wideband range. In *IET Radar, Sonar Navigation*, number 4, pages 416–425 vol.5, april 2011.
- [17] Xinrong Li and K. Pahlavan. Super-resolution toa estimation with diversity for indoor geolocation. In *IEEE Transactions on Wireless Communications*, number 1, pages 224–234 vol.3, jan. 2004.
- [18] M. Mirbach and W. Menzel. A simple surface estimation algorithm for uwb pulse radars based on trilateration. In *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pages 273–277, sept. 2011.
- [19] P. Stoica and R. L. Moses. *Introduction to Spectral Analysis*. Prentice-Hall, New Jersey, 1997.
- [20] Jon F. Claerbout. *Imaging the earth's interior*. Blackwell Scientific Publications, Inc., Cambridge, MA, USA, 1985.
- [21] S. Caorsi, G. L. Gagnani, and M. Pastorino. Microwave imaging by three-dimensional born linearization of electromagnetic scattering. In *Radio Science*, pages 1221–1229 vol.25, dec. 1990.
- [22] W. Lertniphonphun and J.H. McClellan. Migration of underground targets in uwb-sar systems. In *Proceedings of International Conference on Image Processing*, pages 713–716 vol.1, 2000.
- [23] Y. Zhang, M. Karazincir, C. Notfors, J. Sun, and B. Hung. Amplitude preserving $v(z)$ prestack kirchhoff migration, demigration and modeling. In *European Association of Geoscientist & Engineers (EAGE) Conference*, number 1, pages 1–4, may 2002.
- [24] W. A. Schneider. Integral formulation for migration in two and three dimensions. In *Geophysics*, pages 49–76 vol.43, feb. 1978.
- [25] R. H. Stolt. Migration by fourier transform. In *Geophysics*, pages 23–48 vol.43, feb. 1978.
- [26] J. Gazdag. Wave equation migration with the phase-shift method. In *Geophysics*, pages 1342–1351 vol.43, dec. 1978.

- [27] G. F. Margrave. *Numerical methods of exploration seismology with algorithms in matlab*. Thèse, Department of Geology and Geophysics, Université of Calgary, jan. 2001.
- [28] N.T. Thanh, L. van Kempen, and al. Comparison of basic inversion techniques for through-wall imaging using uwb radar. In *European Radar Conference*, pages 140–143, oct. 2008.
- [29] Xiaodong Zhuge. *Short-Range Ultra-Wideband Imaging with Multiple-Input Multiple-Output Arrays*. Thèse de Doctorat, Delft University of Technology, Pays-Bas, 2010.
- [30] J. Gazdag and P. Sguazzero. Migration of seismic data. In *Proceedings of the IEEE*, number 10, pages 1302–1315 vol.72, oct. 1984.
- [31] O. Yilmaz. *Pre-stack partial migration*. Thèse de Doctorat, Université de Stanford, feb. 1979.
- [32] M. Tanter, J.-L. Thomas, and M. Fink. Time reversal and the inverse filter. In *Acoustical Society of America Journal*, pages 223–234 vol.108, july 2000.
- [33] D.L. Snyder, J.A. O’Sullivan, and M.I. Miller. The use of maximum likelihood estimation for forming images of diffuse radar targets from delay-doppler data. In *IEEE Transactions on Information Theory*, number 3, pages 536–548 vol.35, may 1989.
- [34] D. H. Chambers, J. V. Candy, S. K. Lehman, J. S. Kallman, and al. Time reversal and the spatio-temporal matched filter. In *The Journal of the Acoustical Society of America*, number 3, pages 1348–1350 vol.116. ASA, 2004.
- [35] J. Capon. High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis. In *Proceedings of the IEEE*, number 8, pages 1408–1418 vol.57, august 1969.
- [36] Z.-S. Liu, H. Li, and J. Li. Efficient implementation of capon and apes for spectral estimation. In *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, number 4, pages 1314–1319 vol.34, oct. 1998.
- [37] D. Nion and N.D. Sidiropoulos. A parafac-based technique for detection and localization of multiple targets in a mimo radar system. In *AIEEE International Conference on coustics, Speech and Signal Processing*, pages 2077–2080, april 2009.
- [38] I.K. Holfort, F. Gran, and J.A. Jensen. Broadband minimum variance beamforming for ultrasound imaging. In *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, number 2, pages 314–325 vol.56, feb. 2009.
- [39] Shi Jie, Liu Bosheng, Song Haiyan, Zhao Longlong, and Li Ming. Radiated noise sources location based on mvdr near-field focused beamforming. In *IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pages 849–852, june 2008.

- [40] H. Wang and M. Kaveh. Coherent signal-subspace processing for the detection and estimation of angles of arrival of multiple wide-band sources. In *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, number 4, pages 823–831 vol.33, august 1985.
- [41] L. Chang. Signal subspace transformation for direction-of-arrival estimation of wideband sources in near field. In *Journal of Marine Science and Technology*, number 6, pages 830–836 vol.18, 2010.
- [42] W. Zhi, F. Chin, and M.Y.-W. Chia. Near field imaging for breast cancer detection by uwb minimum variance beamforming. In *The IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, pages 593–597, sept. 2006.
- [43] R. Schmidt. Multiple emitter location and signal parameter estimation. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, number 3, pages 276–280 vol.34, march 1986.
- [44] C. Prada, Manneville S., Spoliansky D., and Fink M. Decomposition of the time reversal operator : Detection and selective focusing on two scatterers. In *The Journal of the Acoustical Society of America*, pages 2067–2076 vol. 99, 1996.
- [45] G. Micolau, M. Saillard, and P. Borderies. Dort method as applied to ultrawideband signals for detection of buried objects. In *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, number 8, pages 1813–1820 vol. 41, aug. 2003.
- [46] E. A. Marengo and F. K. Gruber. Subspace-based localization and inverse scattering of multiply scattering point targets. In *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, number 1, pages 109–112, dec. 2007.
- [47] R. Dubroca, N. Fortino, J.-Y. Dauvignac, and al. Time reversal-based processing for human targets detection in realistic through-the-wall scenarios. In *European Radar Conference (EuRAD)*, pages 1–4, oct. 2011.
- [48] Special issue on remote sensing of building interior. In *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, number 5 vol.47, may 2009.
- [49] Advances in indoor radar imaging. In *Journal of the Franklin Institute*, number 6 vol.345, 2008.
- [50] Y. Yang and A.E. Fathy. See-through-wall imaging using ultra wideband short-pulse radar system. In *IEEE International Symposium Antennas and Propagation Society*, pages 334–337 vol. 3B, july 2005.
- [51] F. Ahmad and M.G. Amin. Multi-location wideband synthetic aperture imaging for urban sensing applications. In *Journal of the Franklin Institute*, number 6, pages 618–639 vol.345, 2008.
- [52] M. Dehmollaian and K. Sarabandi. Refocusing through building walls using synthetic aperture radar. In *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, number 6, pages 1589–1599 vol.46, june 2008.

- [53] W. Zhang, A. Hoorfar, and C. Thajudeen. Building layout and interior target imaging with sar using an efficient beamformer. In *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pages 2087–2090, july 2011.
- [54] R. Solimene, F. Soldovieri, and G. Prisco. A multiarray tomographic approach for through-wall imaging. In *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, number 4, pages 1192–1199 vol.46, april 2008.
- [55] Ling Huang and Yilong Lu. Through-the-wall tomographic imaging using chirp signals. In *IEEE International Symposium on Antennas and Propagation*, pages 2091–2094, july 2011.
- [56] Y.S. Yoon and M.G. Amin. High-resolution through-the-wall radar imaging using beamspace music. In *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, number 6, pages 1763–1774 vol.56, june 2008.
- [57] Y.S. Yoon, M.G. Amin, and F. Ahmad. Mvdr beamforming for through-the-wall radar imaging. In *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, number 1, pages 347–366 vol.47, jan. 2011.

DÉTECTION À TRAVERS LES MURS PAR RADAR MIMO : SIMULATEUR ET DISPOSITIF EXPÉRIMENTAL

SOMMAIRE

4.1	SIMULATION DE SCÉNARI DE DÉTECTION À TRAVERS LES MURS	118
4.1.1	Simulateur FDTD	118
4.1.2	Simulateur comportemental	123
4.2	AVANTAGES DU MIMO PAR RAPPORT AU SIMO POUR LA DÉTECTION TTW	125
4.2.1	Résolution azimutale	125
4.2.2	Robustesse face au canal de propagation complexe	127
4.2.3	Dégradation en imagerie en fonction du type de mur	130
4.3	PROPOSITION D'UN CONCEPT RADAR MIMO	133
4.3.1	Source d'émission ultra-large bande	133
4.3.2	Chaîne de réception : homodyne vs hétérodyne	134
4.3.3	Émission simultanée des formes d'onde radar modulées linéairement en fréquence	136
4.3.4	Émission séquentielle des formes d'onde radar modulées linéairement en fréquence	138
4.3.5	Concept d'architecture radar MIMO pour différents types de multiplexage	138
4.4	CONSIDÉRATIONS TECHNIQUES POUR LA CONCEPTION	140
4.4.1	Portée du radar et puissance émise	140
4.4.2	Résolution requise pour la détection TTW	142
4.4.3	Temps d'observation et Choix du nombre d'antennes	143
4.5	POSITIONNEMENT DES ANTENNES MIMO	144
4.6	PROTOTYPE DE RADAR MIMO MIS EN PLACE	149
4.7	TRAITEMENTS SUR DONNÉES EXPÉRIMENTALES	156
4.7.1	Détails d'implémentation des traitements	157
4.7.2	Résultats expérimentaux	159
4.8	ÉTAT DE L'ART DES DISPOSITIFS EXISTANTS	162
	CONCLUSION	164

La détection à travers les murs demeure toujours un challenge malgré plus d'une décennie de travaux de recherche d'une communauté scientifique et technique répartie aux quatre coins du globe. En effet, l'importance des perturbations des murs hétérogènes ainsi que la diversité des structures internes et matériaux mettent à défaut la garantie d'une opérabilité des dispositifs réalisés. Face aux enjeux civils et militaires de la détection à travers les murs, les apports d'une architecture radar MIMO éveillèrent l'intérêt de l'ONERA, par ses potentiels déjà connus d'amélioration de la détection. C'est ainsi que l'étude réalisée présente les apports du MIMO pour la détection à travers les murs. Cette étude s'appuie d'une part sur des travaux de simulation mais également sur la mise en œuvre d'un prototype expérimental de radar MIMO avec traitement sur données de mesure.

4.1 SIMULATION DE SCÉNARIII DE DÉTECTION À TRAVERS LES MURS

Dans le domaine de la recherche et du développement de capteurs innovants, la simulation tient une part de plus en plus importante. En effet, elle permet d'anticiper les performances et fournit une souplesse appréciable pour le test de différentes configurations. Dans ce qui va suivre, seront présentés un simulateur réaliste de scénarii à travers les murs ainsi qu'un simulateur "comportemental". Dans la problématique étudiée, la réalisation d'un simulateur de scénarii à travers les murs a servi entre autres à pouvoir évaluer différentes configurations d'agencement spatial des antennes d'un radar MIMO. Les données de simulation ont également été utilisées pour analyser les performances des techniques d'imagerie dans le cas de la détection à travers les murs présentées au chapitre 3.

4.1.1 Simulateur FDTD

La complexité des phénomènes de propagation mis en jeu lors de la traversée du mur ainsi que la réverbération des murs de la pièce nécessite la mise en œuvre d'un outil de simulation adressant au mieux tous ces aspects. C'est ainsi que le choix de la méthode permettant l'obtention des signaux synthétiques a abouti sur la méthode FDTD, méthode du type différences finis cf. chapitre 2 p.75, qui est une méthode de résolution exacte des équations de Maxwell. L'outil utilisé est le solveur FDTD ALICE développé à l'ONERA et présente l'intérêt d'avoir une grande liberté dans le choix des formes d'onde et constituant de la scène. Le maillage de la scène a été réalisé en Fortran. Les valeurs numériques des permittivités et conductivités sont celles présentées dans les travaux de Dogaru et al.¹. Il est important de mentionner qu'une modélisation complète devrait prendre en compte la partie imaginaire de la permittivité. Cependant, les calculs FDTD réalisés utilisent des matériaux dont les propriétés diélectriques ne dépendent pas de la fréquence. Ainsi, les pertes dues à

1. *SAR Images of Rooms and Buildings Based on FDTD Computer Models*, Traian Dogaru et Calvin Le, mai 2009.

une permittivité complexe seront incluses dans la valeur numérique de la conductivité.

Les murs et la pièce constitutifs de la scène

Pour prendre en compte les effets d'interférences multiples et de destruction partielle des fronts d'onde intervenant lors de la traversée des murs hétérogènes tels que les moellons ou les briques, la modélisation de la structure interne du mur a été respectée. Ainsi, le simulateur réalisé permet de choisir plusieurs types de mur :

- ▶ mur homogène
- ▶ mur de brique pleine : briques et des jointures
- ▶ mur de brique creuse : briques avec cavités et jointures
- ▶ mur en moellon : moellons avec cavité et des jointures

Les constantes diélectriques choisies pour les constituants du mur sont :

matériau	brique	béton	parpaing
permittivité	3.8	6.8	3
conductivité	0.03	0.1	0.1

L'épaisseur du mur a été fixée à $e_{mur} = 20$ cm. Quel que soit le type de mur, la modélisation de la pièce est constituée de piliers en béton aux quatre coins de la pièce. Les représentations des différents constituants brique et moellon ainsi que les pièces entières associées sont fournies figures (4.1-4.3).

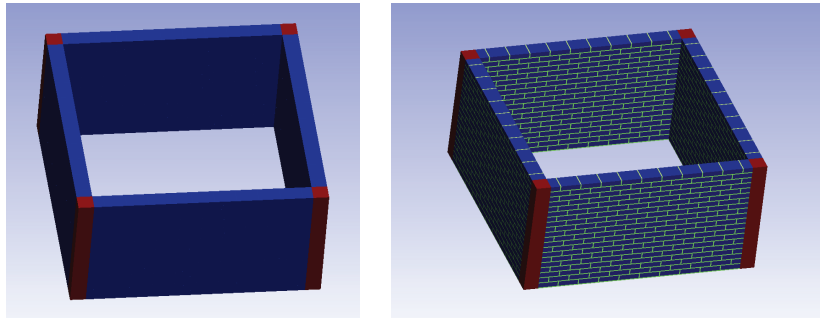


FIGURE 4.1 – Maillage d'une pièce avec des murs homogènes en béton plein (a) et avec des murs formés de briques pleines et des jointures (b).

Modélisation de l'être humain

Toujours dans une optique de réaliser un simulateur réaliste plusieurs modélisations de l'être humain sont disponibles :

- ▶ un modèle simplifiée formé par un cylindre de diamètre 30cm et de hauteur 1.7m
- ▶ un modèle complexe de forme humaine de taille 1.7m

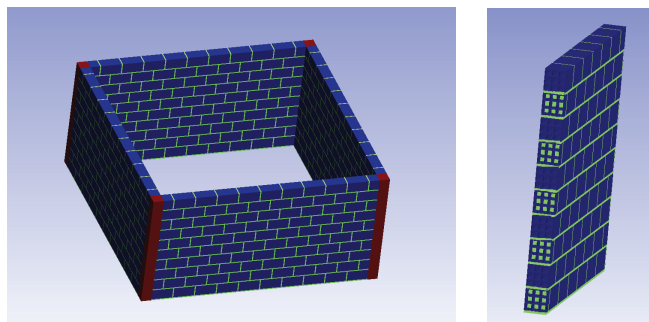


FIGURE 4.2 – Maillage d'une pièce avec des murs hétérogènes constitués de briques creuses et jointures (a) et une coupe transverse du mur (b).

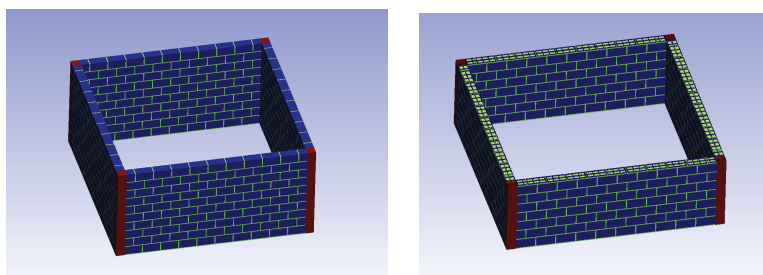


FIGURE 4.3 – Maillage d'une pièce avec des murs hétérogènes constitués de moellons et jointures (a) et une coupe transverse du mur (b).

Les propriétés diélectriques des cibles utilisées sont proches de celles d'un être humain à savoir $\epsilon_r = 50$ et $\sigma = 1\text{S.m}^{-1}$.

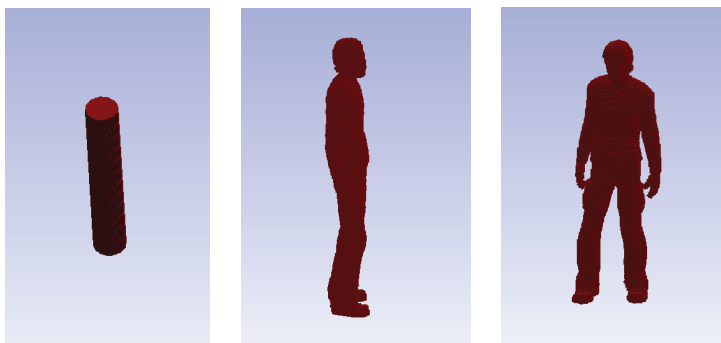


FIGURE 4.4 – Maillage pour la modélisation des cibles radar humaines par un cylindre et par un être humain.

Le mobilier et autres constituants de la scène

Enfin, du mobilier de base peut être ajouté à l'intérieur de la pièce. Différents types de mobilier sont disponibles :

- ▶ une armoire en métal
- ▶ une table en bois
- ▶ une chaise en bois

La constante diélectrique du bois utilisée est $\varepsilon = 2.5$ et la conductivité électrique $\sigma = 0.004$. Le matériau métal est considéré comme un matériau parfaitement conducteur.

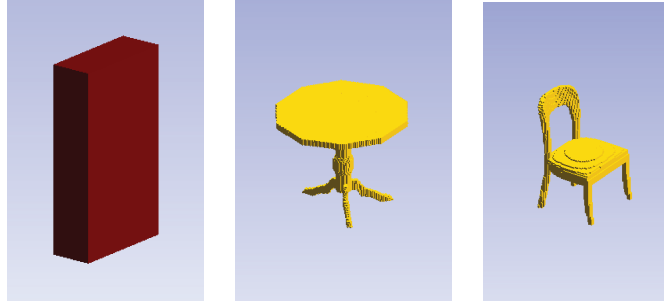


FIGURE 4.5 – Maillage du mobilier armoire table et chaise.

L'outil utilisé permet, en outre, d'incorporer aisément d'autres types d'éléments à partir des maillages d'objets complexes issus de logiciels de modélisation en 3D.

Émission et réception des champs

L'émission est modélisée par une source ponctuelle. L'émission peut se faire en polarisation verticale ou horizontale. La réception consiste à définir des points de sortie qui fournissent des points de mesure des champs vectoriels électriques et magnétiques selon toutes les polarisations. La forme d'onde choisie à l'émission est une forme d'onde gaussienne centrée sur une fréquence porteuse f_0 :

$$s_{mis}(t) = \exp\left(-\left[\frac{t-t_0}{T_0}\right]^2\right) \cos(2\pi f_0 t) \quad (4.1)$$

Avec t_0 le paramètre réglant le décalage dans le temps de la gaussienne et T_0 le paramètre déterminant la bande occupée par la gaussienne. Pour les simulations réalisées, les valeurs numériques prises pour ces paramètres sont $t_0 = 2.6\text{ns}$, $T_0 = 1\text{ns}$ et $f_0 = 2\text{GHz}$. Un module d'ajout de formes d'onde permet également de synthétiser toutes autres formes d'onde arbitraire.

L'utilisation du simulateur

L'utilisation du simulateur consiste tout d'abord à fixer la fréquence maximum de sondage f_{max} . Cette fréquence détermine alors le pas de maillage qui est choisi comme étant le dixième de la longueur d'onde minimale : $dx=c/10f_{max}$. Après quoi, en fonction du type de mur et de la taille de la pièce qui sont entrés en paramètres, une pièce vide est générée. Cette pièce vide n'est générée qu'une seule fois et peut ensuite être utilisée pour plusieurs scénarii. Ensuite, les autres éléments constituant la scène, tels que les cibles humaines et le mobilier sont rajoutés. La position de l'antenne émettrice et des diverses antennes réceptrices sont ensuite à fournir. Une

fois tout cet assemblage de scène réalisé, l'obtention des signaux synthétiques est effectuée par calcul parallèle sur le super ordinateur STELVIO de l'ONERA situé à Châtillon. La récupération des données et leur mise en forme sont réalisées par des programmes Fortran fournissant des fichiers de données numériques pouvant être exploités avec Matlab®. Un exemple de scène complexe est représenté figure (4.6).

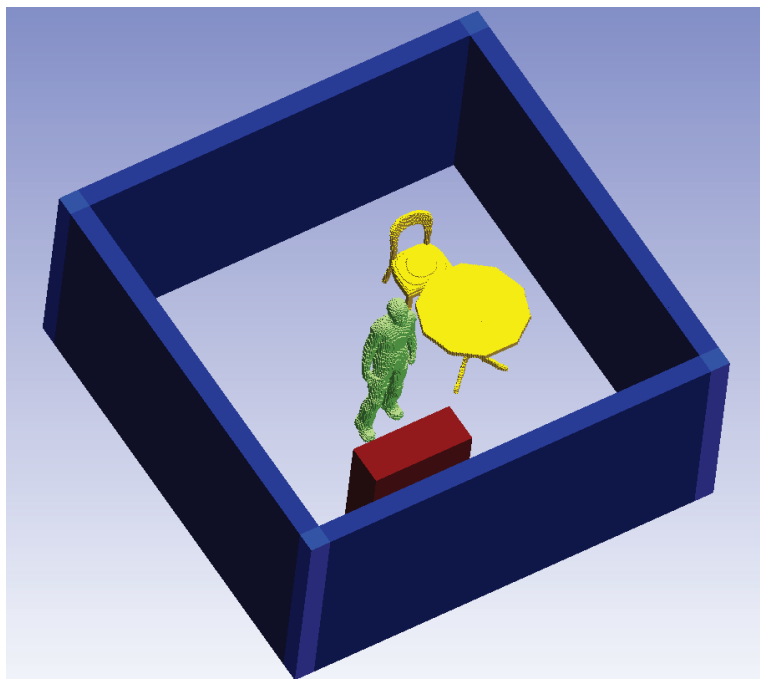


FIGURE 4.6 – Scénario de simulation avec mobilier et cible

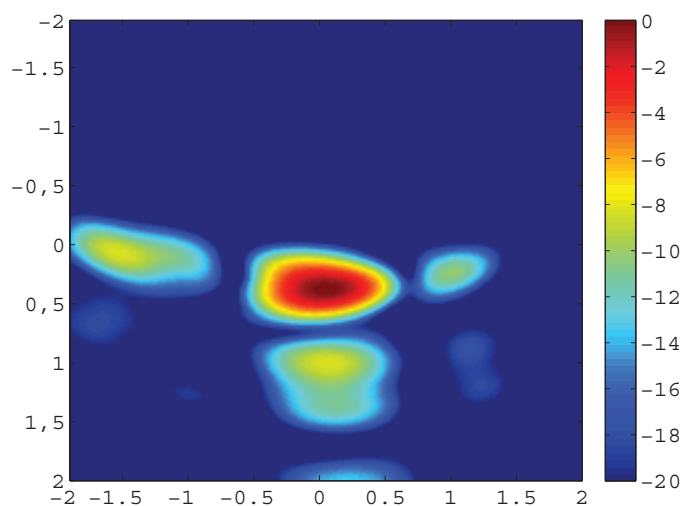


FIGURE 4.7 – Exemple d'image obtenue par formation de faisceau conventionnelle avec un scénario de simulation formé de mobilier et d'une cible

La figure (4.7) présente par exemple un résultat d'imagerie obtenue par formation de faisceau conventionnelle avec une scène complexe comme

représentée figure (4.6) après soustraction de données de simulation sans la cible. La détection est toujours possible, cependant, des artefacts d'imagerie apparaissent et peuvent être prises pour des cibles fantômes.

Les scénarii d'intérêts

Les scénarii de simulation représentent des scènes avec une pièce de dimension 4 m en longueur sur 4 m en largeur et 2 m de hauteur. La configuration générique de la scène consiste en une pièce à l'intérieur de laquelle divers éléments ont été rajoutés et une ligne de senseurs placés à l'extérieur à 1m du mur, comme l'illustre la figure (4.8).

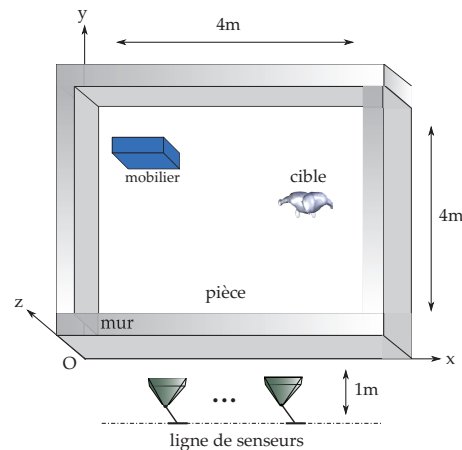


FIGURE 4.8 – Scénario de simulation générique

Les données de simulation FDTD ont servi à tester différentes méthodes d'imagerie au chapitre précédent. D'autres résultats utilisant des données de simulation FDTD sont présentés p.130 pour mettre en évidence la dégradation d'imagerie selon le type de mur homogène ou hétérogène ainsi que l'intérêt du MIMO par rapport au SIMO.

4.1.2 Simulateur comportemental

Le terme de "simulateur comportemental" ici traduit le fait de mettre en place un simulateur qui, bien que simplifié en complexité et/ou lourdeur de calcul, conserve les phénomènes importants et critiques pour la détection et localisation radar. Le signal synthétisé est scalaire et se base sur les mesures de transmission réalisées en polarisation VV présentées au chapitre 2. Ainsi, le simulateur comportemental fournit des données synthétiques sur cette même polarisation.

Les points complexifiant la détection sont principalement la *destruction partielle des fronts d'onde* et la *distorsion* de l'onde. La destruction partielle des fronts d'onde sera modélisée par une erreur aléatoire $\delta\tau$ sur le temps de trajet à la cible. La distorsion sera abordée en introduisant un déphasage aléatoire $\Delta\varphi(f)$ et une atténuation aléatoire qui dépendent de la fréquence. La densité de probabilité de la variable aléatoire $\delta\tau$ est supposée uniforme sur un support de largeur $2\Delta\tau$: $\delta\tau \sim \mathcal{U}(-\Delta\tau, \Delta\tau)$. La

densité de probabilité de $\Delta\varphi$ est supposée normale centrée de variance σ_φ : $\Delta\varphi \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\varphi)$. L'atténuation du mur L en décibel suivra soit une loi Gamma ou soit une loi Weibull dont il faudra spécifier les paramètres (a, b) , cf. chap.2 p.68. Le signal reçu s'écrit dans le domaine fréquentiel :

$$S_r(f) = \alpha \frac{L_1 L_2}{\|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_t\| \|\mathbf{x}_c - \mathbf{x}_r\|} S_e(f) e^{-j(2\pi f[\tau(\mathbf{x}_c) + \delta\tau] + \Delta\varphi)} \quad (4.2)$$

Où α est une amplitude représentative de la SER de la cible. Puis, $(\mathbf{x}_c, \mathbf{x}_t, \mathbf{x}_r)$ les positions de la cible, de l'émetteur et du récepteur, respectivement. Les pertes du mur aux trajets aller et retour sont notées L_1 et L_2 . En résumé :

Grandeurs	Notations	Détails
SER	α	$\alpha \in [0, 1]$
retard aléatoire	$\delta\tau$	$\delta\tau \sim \mathcal{U}(-\Delta\tau, \Delta\tau)$
déphasage aléatoire	$\Delta\varphi$	$\Delta\varphi \sim \mathcal{N}(0, \sigma_\varphi)$
transmission du mur	L	$-20\log_{10}(L) \sim \mathcal{L}_{\text{gamma}}(a, b)$ $-20\log_{10}(L) \sim \mathcal{L}_{\text{weibull}}(a, b)$

Le simulateur comportemental fut réalisé à l'aide de Matlab® et consiste en une fonction `compsim` qui renvoie en sortie les signaux des différentes antennes de réception dans le domaine fréquentiel. Cette fonction prend en entrée plusieurs paramètres tels que les positions des senseurs et des cibles, la bande, les variances et paramètres des lois aléatoires. La fonction se met sous la forme :

```
[Sr] = compsim(alfa, x_c, x_tx, x_rx, delta_tau, ...
              sigma_phi, 'dsty_fctn', a, b, B, Ns, Se)

% Sorties:
% Sr: matrice des signaux reçus
%   taille [ Ns, Ntx x Nrx ]
%   chaque bloc [ Ns, Nrx ] constitue les signaux
%   reçus sur les Nrx récepteurs provenant d'un seul
%   émetteur
%
%
%           | tx1 | | tx2 | | tx3 | | ...
%           Nrx   Nrx   Nrx
%
% -----
% Sr = | + - - + + - - + + - - + + ... + |
%      | + - - + + - - + + - - + + ... + | Ns
%      | + - - + + - - + + - - + + ... + |
%      -----
%
% Entrées:
%   alfa: vecteur ligne de taille N_c contenant
%         les amplitudes représentatives de la SER
%   x_c: vecteur de taille [ 2, N_c ] contenant
```

```

%           la position des cibles x_c = |x1,x2,...|
%                                     |y1,y2,...|
%   x_tx: vecteur de taille [ 2, Ntx ] contenant
%         les positions des émetteurs
%   x_rx: vecteur de taille [ 2, Nrx ] contenant
%         les positions des récepteurs
%   delta_tau: demi-support des retards additionnels
%   sigma_phi: variance des déphasages additionnels
% 'dsty_fctn': chaîne de caractères valant 'weibull'
%             ou 'gamma'
%   a: premier paramètre de la densité gamma
%     ou weibull
%   b: second paramètre de la densité gamma
%     ou weibull
%   B: vecteur [fmin fmax] indiquant la bande
%   Ns: nombre d'échantillons
%   Se: signal fréquentiel émis (optionnel)

```

L'ordre de grandeur pour la variance $\sigma_\tau \sim 2e^{-10}$ correspondant en fait à des écarts en distance de l'ordre de $\Delta distance \sim 5\text{cm}$. Et pour le déphasage, une variance $\sigma_\phi \sim 0.4$ correspondant à des écarts angulaires de l'ordre de $\pi/8$. Les paramètres de la loi Weibull peuvent par exemple prendre des valeurs identiques à celle déterminées au chapitre 2, à savoir $a = 11.3$ et $b = 1.9$.

4.2 AVANTAGES DU MIMO PAR RAPPORT AU SIMO POUR LA DÉTECTION TTW

Cette section présente dans un premier temps les potentiels du MIMO pour l'amélioration de la résolution azimutale d'un dispositif radar imageur. Dans un second temps, la robustesse permise par la *diversité spatiale* d'un dispositif MIMO face à un milieu de propagation non correctement caractérisé sera abordée.

4.2.1 Résolution azimutale

La résolution azimutale est l'écart minimum selon l'axe azimut (*cross-range*) pour lequel le radar imageur reste capable de distinguer deux cibles se présentant à la même distance (*down-range*). Cette résolution est déterminée par la largeur à 3dB du lobe principal localisant la cible, cf. introduction p.9. En notant R la distance de la cible au dispositif et λ la longueur d'onde de sondage, la résolution azimutale Δa est de l'ordre :

$$\Delta a \sim \frac{\lambda R}{L} \quad (4.3)$$

Avec L l'ouverture effective de l'antenne. Cette relation montre d'abord qu'à configuration d'antenne donnée, la résolution azimutale devient moins bonne quand la cible s'éloigne. Cependant, la relation met également en évidence qu'une ouverture effective importante améliore cette

résolution. C'est donc sur cet aspect d'ouverture qu'une architecture MIMO offre un avantage face au SIMO, grâce au réseau virtuel équivalent formé par l'agencement spatial des antennes émettrices et réceptrices, cf. chapitre 1 p.26. Le réseau virtuel possède alors une ouverture effective plus importante et permet un gain en résolution.

Les figures ci-dessous illustrent le gain en résolution azimuthale en considérant un nombre de senseurs identiques $N_{ant} = 10$ mais une architecture SIMO avec $M = 1$ émetteurs et $N = 9$ récepteurs espacés d'une demi-longueur d'onde, et une architecture MIMO avec $M = 3$ espacés à deux fois la longueur d'onde et $N = 7$ récepteurs également espacés à demi-longueur d'onde. La scène est considérée en espace libre avec 3 cibles placées respectivement à 2 m, 3 m et 4 m du réseau d'antenne pour observer la perte de résolution en fonction de l'éloignement. Un autre scénario a également été testé avec les mêmes configurations d'antennes mais deux cibles placées à la même distance sauf espacées de 50 cm en azimuth.

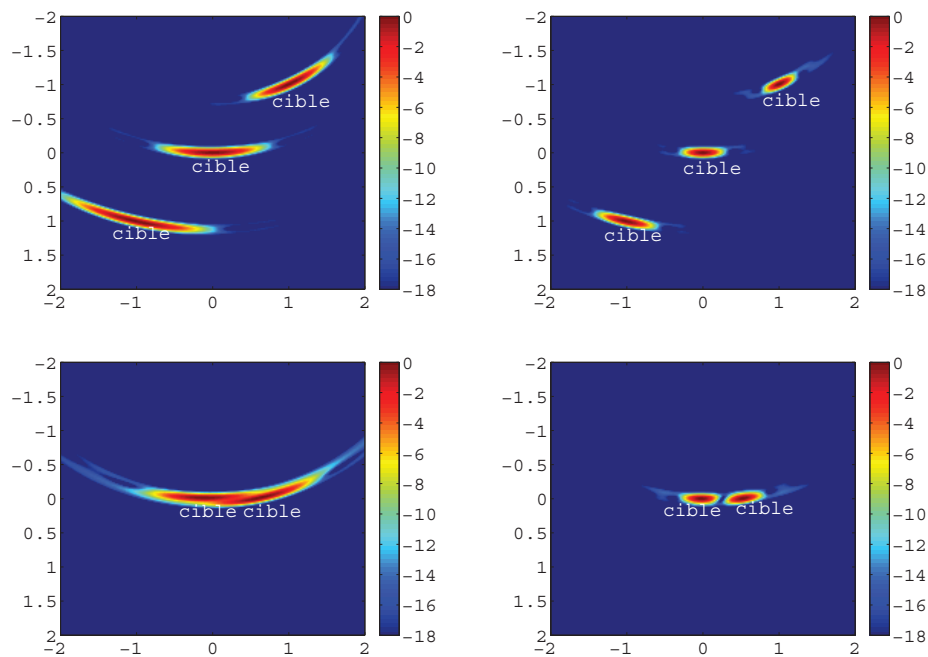


FIGURE 4.9 – Illustration de l'amélioration de la résolution azimuthale. À gauche, l'image obtenue en SIMO avec $M = 1$ émetteur et $N = 9$ récepteurs. À droite l'image obtenue en MIMO avec $M = 3$ émetteurs et $N = 7$ récepteurs

Selon l'agencement des antennes émettrices, les résolutions azimuthales obtenues avec un radar MIMO peuvent être diminuées de moitié. Il apparaît même que les cibles ne soit plus distinguables en SIMO alors qu'elles le sont en MIMO. Il est donc clair qu'une architecture MIMO présente un avantage certain face à une architecture SIMO dans le cas où la détection

se fait par imagerie radar².

Pour les applications de détection à travers les murs, la résolution azimutale souhaitée est au moins de la taille d'un tronc humain à savoir au moins de 40 cm.

4.2.2 Robustesse face au canal de propagation complexe

Dans le cas des murs homogènes, les effets du mur restent relativement prédictibles³ et malgré l'ignorance des épaisseurs et de la permittivité du mur, les procédés d'auto-focalisation permettent de corriger les dégradations d'imagerie. Pour les murs hétérogènes (briques, moellons), la présence de cavités d'air entraîne deux aspects critiques pour l'imagerie par traitements cohérents. Le premier aspect est lié aux réflexions multiples à l'intérieur du mur qui entraîne des interférences multiples. Cet effet est adressé par le simulateur comportemental en ajoutant un déphasage aléatoire. Le second aspect est lié au temps de parcours de l'onde. Celui-ci peut varier de manière erratique d'une antenne à l'autre du fait que certains trajets expérimentent des volumes pleins alors que d'autres traverse en grande partie du vide (cavité) et peu de matière. Cette variation des temps de trajet est modélisée par le simulateur comportemental en ajoutant un temps de trajet additionnel. Ces deux effets entraînent principalement une focalisation dégradée (voire détruite) en imagerie et des écarts sur le positionnement. La répartition spatiale des antennes d'émission et de réception d'une architecture MIMO offrirait une certaine statistique d'observation qui permettrait d'obtenir une bonne robustesse.

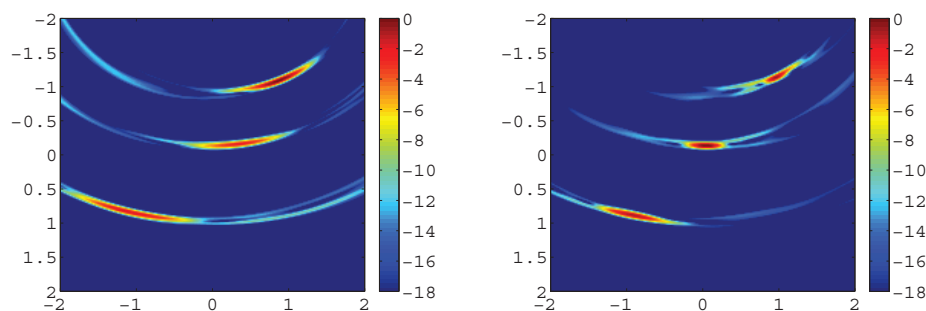


FIGURE 4.10 – Illustration de la dégradation de l'imagerie. À gauche, l'image obtenue en SIMO avec $M = 1$ émetteur et $N = 9$ récepteurs. À droite l'image obtenue en MIMO avec $M = 3$ émetteurs et $N = 7$ récepteurs.

Les figures ci-dessus illustrent des résultats d'imagerie dans le cas SIMO et MIMO en utilisant les signaux synthétiques adressant des déphasages de variance $\Delta\varphi = 0.4$ et un demi-support des décalages en temps de trajet $\Delta\tau = 1e^{-10}$ correspondant à des erreurs sur les distances de trajet de 3cm.

2. Il ne faut cependant pas omettre la remontée des lobes secondaires, cette discussion sera menée plus tard cf. 4.5

3. cf. chap.3 p.93 du livre "Through The Wall Radar Imaging"

La bande de fréquence utilisée est de 1.5GHz centrée autour de 2GHz et les paramètres de la loi de Weibull sont $a = 11.3$ et $b = 1.9$. La scène simulée est la même que précédemment avec les 10 senseurs et les 3 cibles.

Les dégradations de l'imagerie en SIMO et MIMO ne peuvent pas être comparées directement. En effet, comme il a été dit précédemment les performances d'imagerie, en termes de résolution et lobes secondaires, sont meilleures pour le MIMO que celle pour le SIMO. Ainsi, pour pouvoir quantifier la dégradation, les images obtenues par un système imageur (SIMO ou MIMO), doivent être rapportées à leurs performances en espace libre. La mesure utilisée pour quantifier la dégradation de l'imagerie est l'entropie d'image. Pour pouvoir comparer les résultats, l'entropie relative de l'image est utilisée : l'entropie de l'image dégradée est alors rapportée à celle de l'image en espace libre. Plus l'entropie relative est grande, plus la dégradation est importante.

Le calcul de l'entropie est en fait effectué sur l'image en niveau de gris (*grayscale image*). Soit $(u_i)_{i=1..U}$ les différents niveau de gris, U le nombre de niveaux. Soit alors $p(u_i)$ la fréquence d'occurrence du niveau de gris u_i dans l'image considérée, l'entropie de l'image H est définie par :

$$H = - \sum p(u_i) \log_2(p(u_i)) \quad (4.4)$$

L'entropie relative est ensuite définie par le rapport de l'entropie de l'image obtenue à travers les murs sur l'entropie de l'image en espace libre dans les mêmes configurations géométriques de la scène.

Pour les scénarii présentés, les entropies et entropies relatives sont :

Entropie	SIMO	MIMO
Entropie image en espace libre	0.7085	0.3627
Entropie image dégradée	1.5088	0.5780
Entropie relative	2.1	1.6

Les résultats du tableau ci-dessus montrent que l'entropie relative en MIMO est plus faible qu'en SIMO. Ceci révèle d'une part que la dégradation en imagerie est moins importante dans le cas MIMO que dans le cas SIMO. Et d'autre part, ces résultats justifient que le MIMO est plus robuste que le SIMO face à l'environnement de propagation complexe et non maîtrisé dû à la traversée du mur.

Une des raisons de la dégradation de l'imagerie est la perte de focalisation à l'endroit de la cible. En effet, la sommation de contributions à des temps d'arrivée biaisés entraîne des intensités importantes autour de la cible lors de la formation de l'image. La perte de focalisation peut donc en partie être reliée à la variance des écarts $\delta\tau$ expérimentés sur les différents nœuds <émetteur/récepteur> du système imageur. De ce fait, la robustesse du MIMO face au SIMO peut être en partie abordée quantitativement en étudiant la variance globale σ_τ des décalages en retard pour le système imageur et en montrant que cette variance est inférieure en MIMO qu'en SIMO.

Soit un système imageur constitué de N_{ant} antennes et parmi ces antennes M antennes sont prises pour l'émission et $N = N_{ant} - M$ antennes sont prises en réception. En SIMO, une mesure radar est assimilée à un tirage aléatoire de $N = N_{ant} - 1$ variables uniformes sur $[-\Delta\tau, \Delta\tau]$ représentant le décalage en retard en réception. Soit alors la variable $X_\tau^{(1)}$ définie par :

$$X_\tau^{(1)} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \delta\tau_{(n)} \quad (4.5)$$

$X_\tau^{(1)}$ représente en fait le décalage moyen sur les temps de retard à la cible sur une mesure SIMO. De la même façon, dans le cas d'un dispositif MIMO avec M antennes en émission et $N = N_{ant} - M$ en réception, le décalage moyen sur les temps de retards $X_\tau^{(M)}$ se met sous la forme :

$$\begin{aligned} X_\tau^{(M)} &= \frac{1}{NM} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \delta\tau_{(n,m)} \\ &= \frac{1}{M(N_{ant} - M)} \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_{ant}-M} \delta\tau_{(n,m)} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Avec $\delta\tau_{(m,n)}$ le décalage en retard sur la pair $m^{ième}$ émission et $n^{ième}$ réception. Pour justifier de façon quantitative une meilleure robustesse du MIMO face au SIMO, il s'agit de montrer que la variance de $X_\tau^{(M)}$ diminue quand $M > 1$.

Les variables aléatoires $\delta\tau_{(m,n)}$ intervenantes dans $X_\tau^{(M)}$ sont supposées deux à deux indépendantes entre elles et suivent chacune une même loi uniforme centrée, $\delta\tau \sim \mathcal{U}(-\Delta\tau, \Delta\tau)$. La variance de $\delta\tau$ est donc $\Delta\tau^2/3$. Il est aisé de montrer que $X_\tau^{(M)}$ est de moyenne nulle quelle que soit la valeur de M . En utilisant l'indépendance entre les variables aléatoires, le calcul de la variance $\text{var}(X_\tau^{(M)})$ donne :

$$\text{var}(X_\tau^{(M)}) = \frac{(\Delta\tau)^2}{3MN} = \frac{(\Delta\tau)^2}{3M(N_{ant} - M)} \quad (4.7)$$

Le rapport des variances en MIMO par rapport au SIMO se met donc sous la forme :

$$\frac{\text{var}(X_\tau^{MIMO})}{\text{var}(X_\tau^{SIMO})} = \frac{N_{ant} - 1}{M(N_{ant} - M)} \quad (4.8)$$

Le rapport des variances est toujours inférieur ou égal à l'unité ce qui justifie donc que le MIMO est plus robuste que le SIMO. Ce rapport diminue quand M augmente avec $1 \leq M \leq N_{ant}/2$ et atteint son minimum quand $M = N = \lfloor N_{ant}/2 \rfloor^4$. La figure 4.11 représente la variance en fonction de M pour $N_{ant} = 10$.

Ainsi, outre les avantages évidents du MIMO (cf. chapitre 3 p.85) pour la détection en milieu complexe caché, à savoir une amélioration de la détectabilité de la cible par la couverture des zones d'ombre et masquage de

4. [.] désigne la partie entière.

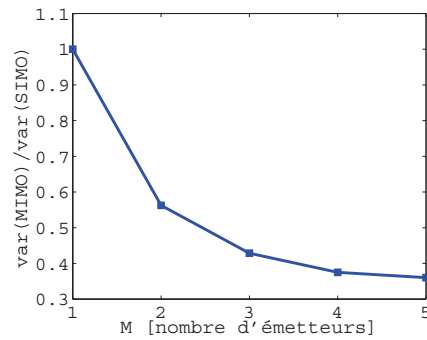


FIGURE 4.11 – Rapport des variances de X_τ MIMO par rapport à SIMO pour $N_{ant} = 10$.

cible par le mobilier, le MIMO apporte d'autres points positifs. En effet, les autres avantages majeurs du MIMO face au SIMO pour la détection par imagerie radar reposent également sur les deux aspects de résolution azimutale et robustesse. La discussion précédente explicite que le MIMO possède une meilleure résolution et robustesse qu'un dispositif SIMO, pour l'imagerie et la détection à travers les murs. De ce fait, l'utilisation d'un dispositif MIMO pour la détection à travers les murs est préconisée.

4.2.3 Dégradation en imagerie en fonction du type de mur

Cette partie compare la dégradation de l'imagerie en fonction du type de mur constituant la scène à partir de données de simulation FDTD. Le nombre d'antennes utilisés est $N_{ant} = 10$, ainsi dans le cas SIMO $M = 1$ et $N = 9$ et dans le cas MIMO $M = 3$ et $N = 7$. Le scénario consiste en une unique cible dans une pièce vide. La cible occupe la position $[0,0]$ (scénario 1) ou $[-1,-1]$ (scénario 2). Les différents environnements de propagation sont l'espace libre, une pièce avec des murs homogènes en béton, des murs hétérogènes constitués de briques trouées ou constitués de moellons, cf. p.119. Les positionnements relatifs des antennes dans le cas SIMO et MIMO sont représentés figure (4.12).

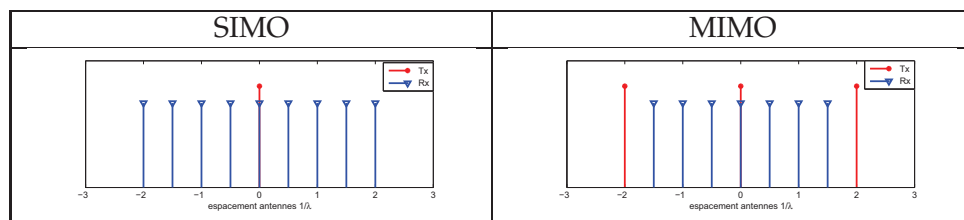
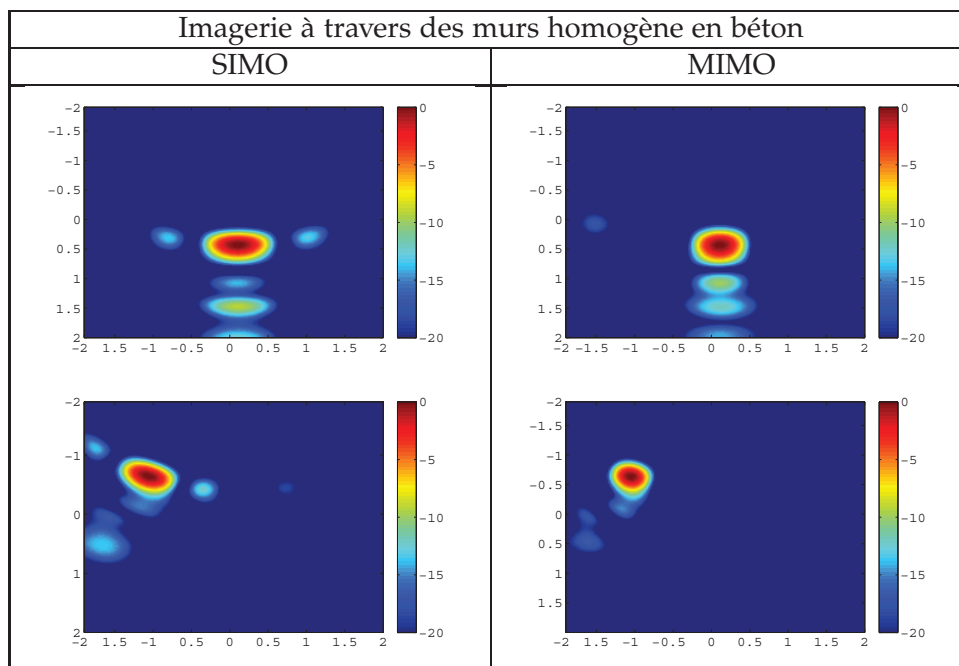
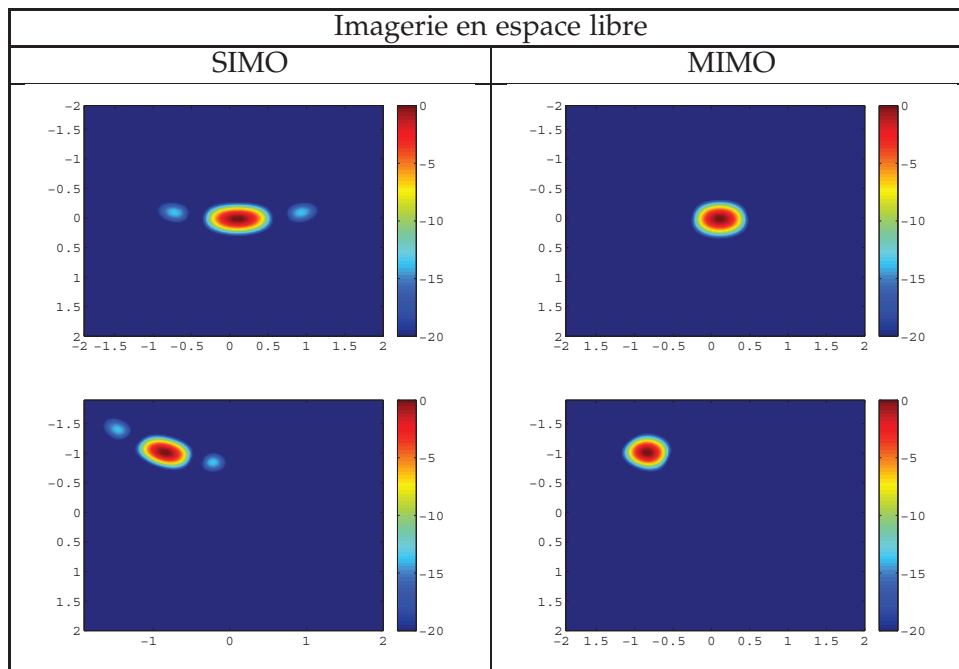
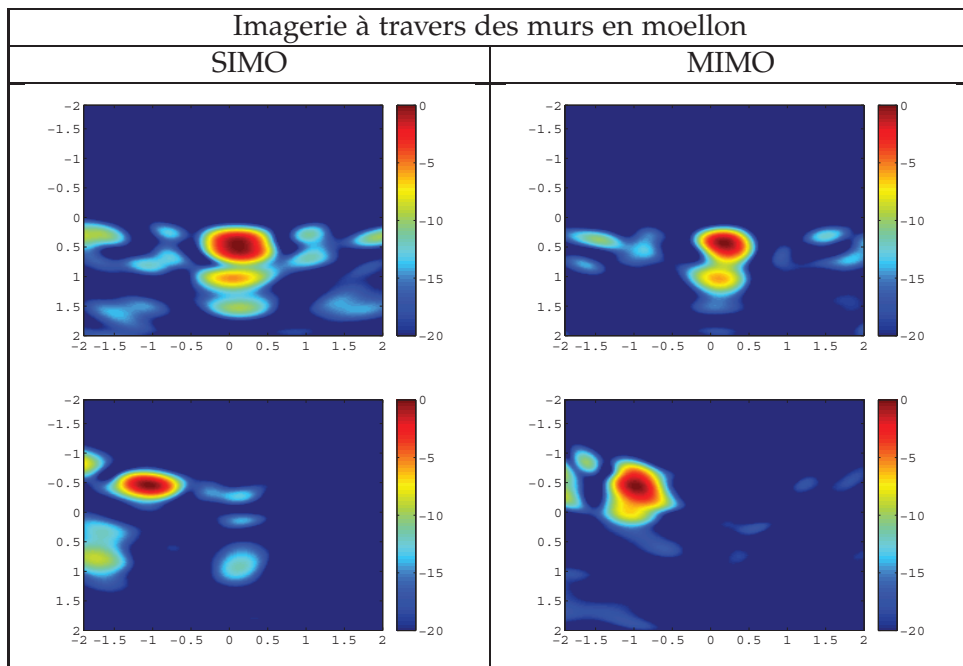
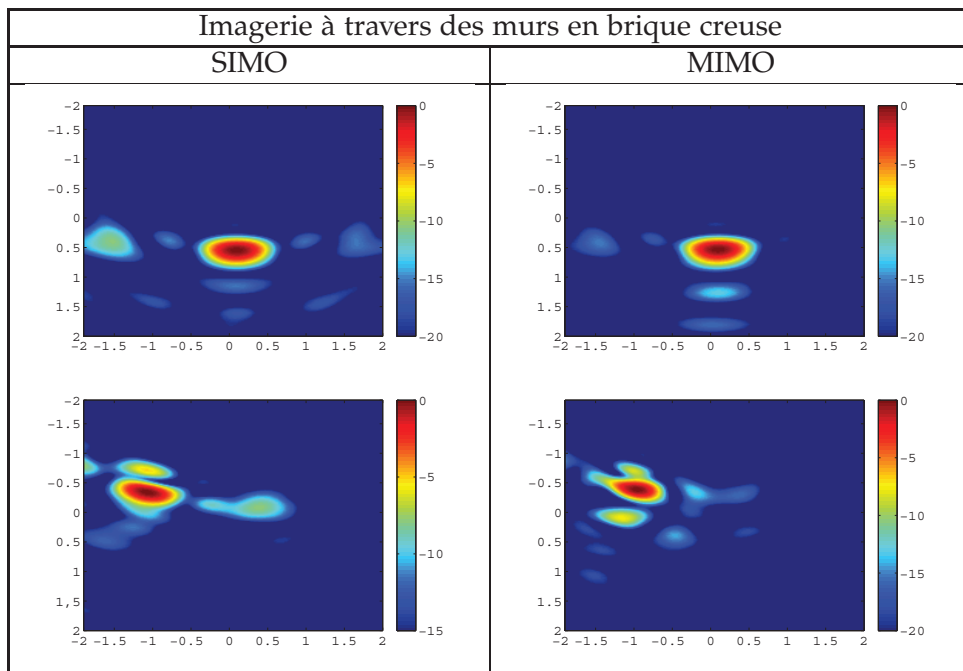


FIGURE 4.12 – Positionnement des antennes dans le cas du SIMO et de MIMO pour les scénarii d'imagerie à travers les murs

Les gains en imagerie du MIMO par rapport au SIMO pour la détection en milieu complexe seront également mis en évidence par une discussion sur l'entropie de l'image formée.





Imagerie	scénario	SIMO	MIMO
en espace libre	scénario 1	0.526	0.341
	scénario 2	0.435	0.277
à travers un mur en béton	scénario 1	1.312	1.123
	scénario 2	1.039	0.544
à travers un mur en brique	scénario 1	1.508	1.035
	scénario 2	1.416	1.265
à travers un mur en moellon	scénario 1	3.092	1.928
	scénario 2	1.831	1.819

Le tableau ci-dessus représente les entropies des images formées à partir des données FDTD pour les différents types de murs. Les valeurs numériques des entropies confirment que le MIMO est plus robuste que le SIMO et que l'imagerie est meilleure en MIMO. En effet, quel que soit le type de mur ou le scénario canonique considéré, l'entropie d'image en MIMO est plus faible qu'en SIMO. D'autre part, il apparaît que l'imagerie est plus dégradée à travers des murs hétérogènes que des murs homogènes. En effet, les entropies des images sont plus importantes pour un mur en moellon ou en brique creuse que pour un mur homogène. Cette dégradation est liée aux phénomènes de réflexions multiples ainsi qu'à la destruction partielle des fronts d'onde plus accentués dans le cas des murs hétérogènes (brique ou moellon) que pour des murs homogènes.

4.3 PROPOSITION D'UN CONCEPT RADAR MIMO

La réalisation pratique d'un dispositif MIMO soulève le problème de la différenciation des signaux. Comme il a été dit au chapitre 1, plusieurs solutions sont envisageables parmi les multiplexages temporels, fréquentiels ou par codes orthogonaux. Le radar à mettre en place se veut large bande pour mitiger les atténuations à la traversée des murs. Or, la réalisation de codes orthogonaux en large bande reste encore problématique. Ainsi uniquement deux concepts radar MIMO seront proposés avec pour l'un un multiplexage fréquentiel et l'autre un multiplexage temporel. Cette section présentera donc des moyens de réalisation d'un radar MIMO. Les aspects émission large bande et chaîne de réception seront abordés.

4.3.1 Source d'émission ultra-large bande

La production d'une forme d'onde ultra large bande peut être réalisée, soit par une impulsion ultra-courte de l'ordre de la nanoseconde, ou soit par modulation de fréquence. Du fait des désavantages connus

des formes d'ondes impulsionnelles, tels que de fortes puissances crête d'émission pour garantir un SNR et les problèmes de numérisation, cette solution n'a pas été approfondie. En modulation de fréquence, il y a la modulation de fréquence continue et la modulation de fréquence discrète (cf. chapitre 1 p.32).

La modulation de fréquence continue est relativement aisée à réaliser grâce à des sources commandées en tension disponibles sur étagère commercialement. La tension de commande dicte directement la fréquence émise et la plage en tension donne alors la bande occupée par la forme d'onde. Les systèmes électroniques réalisant cette opération sont soit l'*oscillateur contrôlé en tension* (voltage controlled oscillator) dit VCO ou soit l'*oscillateur yttrium-iron-garnet* dit YIG. L'oscillateur YIG, par rapport au VCO, présente de meilleures performances en terme de linéarité de la réponse à la commande et un très faible bruit de phase entraînant un très faible jitter. Cependant, le YIG est généralement plus lent que le VCO et consomme plus d'énergie.

La modulation de fréquence discrète est le *saut de fréquence* (*frequency hopping*) et consiste à émettre des impulsions (*step*) de fréquence constante. L'aspect large bande est obtenu en émettant des fréquences sur une bande importante. Ce type de modulation peut également être réalisé grâce à la mise à disposition de *synthétiseur numérique* (*direct digital synthesizer*) dit DDS qui peut servir à la création de forme d'onde arbitraire. La commande est effectuée numériquement par FPGA. Une autre méthode pour la réalisation du frequency hopping utilise un oscillateur YIG en fournissant une tension de commande en escalier. Cependant, ce procédé est nettement moins précis que l'utilisation d'un DDS à cause du temps de réponse du YIG. Les DDS actuels ne permettent d'obtenir une bande que de l'ordre de $B \sim 300$ MHz fournissant une résolution distance $\Delta distance \sim 60$ cm. Ce qui reste insuffisant pour l'application visée.

Ainsi, la synthèse ultra large bande retenue en émission pour le prototype réalisé a été celle utilisant un oscillateur YIG.

4.3.2 Chaîne de réception : homodyne vs hétérodyne

En détection radar, deux types de chaînes en réception peuvent être mises en place :

- ▶ chaîne de réception hétérodyne
- ▶ chaîne de réception homodyne

En détection hétérodyne, le signal reçu (RF) est d'abord filtré par un passe-bande autour de la bande du signal d'intérêt puis amplifié par des amplificateurs faible bruit (low noise amplifier) LNA. Ensuite le signal est translaté en fréquence sur une fréquence intermédiaire (IF). Le signal IF est alors filtré par un passe-bande très sélectif pour ne garder que l'information recherchée. Le signal (IF) est ensuite amplifié et ramené en bande de base.

La chaîne de réception homodyne, aussi dit zero-offset hétérodyne, n'utilise pas de fréquence intermédiaire. Comme précédemment, le signal reçu est d'abord filtré par un passe-bande et amplifié. Après quoi, le signal RF est directement rapporté en bande de base. En général, un passe-bas est rajouté en fin de chaîne pour réduire les signaux parasites.

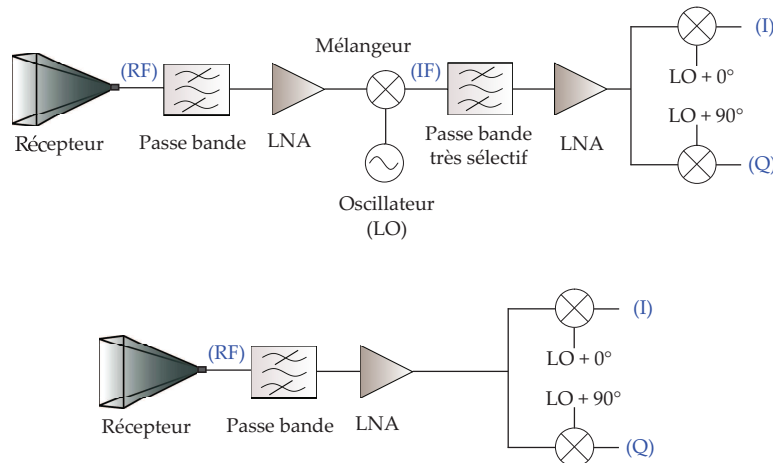


FIGURE 4.13 – Illustration des chaînes de réception hétérodyne (haut) et homodyne (bas).

La figure (4.13) donne un schéma descriptif des chaînes hétérodyne et homodyne. La chaîne hétérodyne présente les avantages d'avoir une très bonne réjection de fouillis et une meilleure sensibilité. En effet, le passage par une bande intermédiaire IF permet de supprimer l'influence d'interférences et autre clutter. Cependant, sans compter les coûts et encombrement dus à l'électronique supplémentaires, ces qualités se font au détriment de non linéarités entraînant la distorsion des signaux et de suppression d'harmoniques pouvant contenir de l'information.

C'est pourquoi, pour l'application de détection à travers le mur, une chaîne de réception homodyne a été retenue.

Remarque 4.1 Mesure de distance avec un dispositif à émission continue. Dans le cas d'une modulation en fréquence, la mesure de la distance est réalisée en observant le décalage en fréquence entre le signal émis et le signal reçu, cf. fig. 4.14.

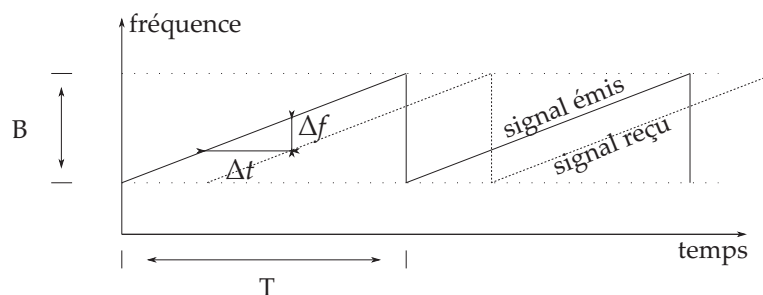


FIGURE 4.14 – Principe du calcul de la distance à la cible pour une modulation de fréquence linéaire

Soit un signal émis consistant en une modulation de fréquence linéaire balayant une bande B pendant une durée T , comme l'illustre la figure (4.14). Le signal reçu, décalé en temps de Δt le temps de trajet à la cible, est alors décalé en fréquence de Δf . Les décalages en temps et fréquence sont reliés par la relation :

$$\Delta f = \frac{B}{T} \Delta t \quad (4.9)$$

Pour exemple, dans le cas d'une architecture monostatique, $\Delta t = 2R/c$ avec R la distance de la cible. La distance à la cible est alors obtenue par $R = 2c\Delta f T/B$.

La mesure de Δf est réalisée en multipliant le signal reçu par le signal émis, opération dite de mélange. Le signal résultant est alors un signal purement fréquentiel de fréquence $f = \Delta f$, cette fréquence est aussi dite fréquence de battement. Un filtrage passe bas/bande/haut permet alors aisément de ne conserver que l'information provenant de certaines distances d'intérêt. Plus de détails sur les traitements sont fournis p. 157.

4.3.3 Émission simultanée des formes d'onde radar modulées linéairement en fréquence

L'aspect large bande pose le problème de croisement dans le *plan temps-fréquence* des signaux émis par le radar MIMO. Or, le principe de mesure de distance d'un radar à onde continue, cf. remarque 4.1, impose des espacements temps-fréquence suffisants entre les différents émetteurs. En effet, dans le cas contraire le signal provenant d'une antenne d'émission sera pris pour une cible après "mélange" par le signal provenant d'une autre antenne d'émission.

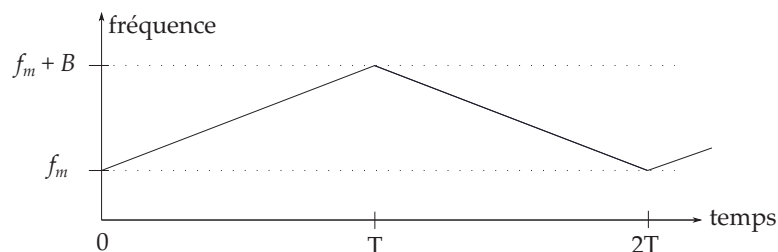
Soit $s_m(t)$ le signal modulé linéairement en fréquence (LFM) émis par la $m^{\text{ème}}$ antenne :

$$s_m(t) = \exp(j2\pi f_m t + \frac{B_m}{2T} t^2) \quad (4.10)$$

Avec f_m la fréquence minimale et B_m la bande balayée associées. En pratique, $B_m = B$ est la même quelle que soit l'antenne d'émission. Plusieurs agencements des émissions LFM constituant l'émission MIMO :

- ▶ décalage en temps des signaux LFM
- ▶ décalage en fréquence des signaux LFM

Pour des soucis de non linéarité des composants électroniques, la synthèse de la forme d'onde LFM est en fait réalisée en balayant la fréquence de $f_m \rightarrow (f_m + B)$ puis de suite après de $(f_m + B) \rightarrow f_m$:



$$\begin{aligned}
 s_m(t) &= \exp \left[j2\pi f_m t + \frac{B}{2T} t^2 \right] && \text{sur } [0, T] \\
 &= \exp \left[j2\pi (f_m + B)(t - T) - \frac{B}{2T} (t - T)^2 \right] && \text{sur } [T, 2T]
 \end{aligned}$$

Quel que soit le décalage en temps dans l'émission d'un signal LFM par rapport à un autre, ceux-ci se recoupent dans le plan temps-fréquence en des points dits de croisement, cf. figure (4.15). Autour de ces points, le signal provenant d'une antenne d'émission sera pris pour une cible par mélange avec le signal d'émission de l'autre antenne. Ceci introduira des artefacts sur l'imagerie. Ainsi, l'émission simultanée de signaux LFM décalés en temps est exclu.

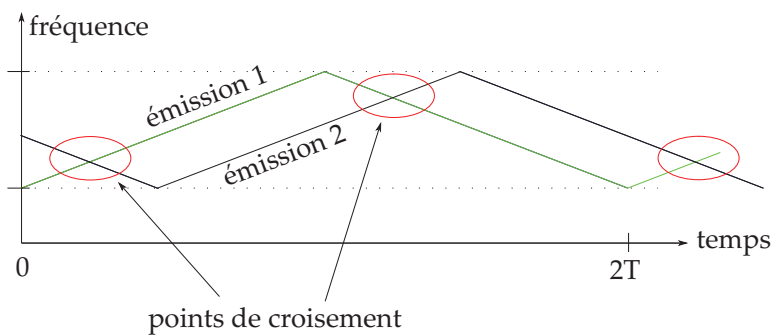


FIGURE 4.15 – Émission simultanée de LFM décalée en temps

L'émission simultanée de LFM devra donc se faire en décalant en fréquence les différents signaux émis. Comme il a été noté remarque (4.1), les signaux reçus sont des signaux purement sinusoïdaux dont la fréquence, dite *fréquence de battement*, est d'autant plus grande que le temps de trajet à la cible est grand. Ainsi en fixant une distance maximale d_{max} de sondage, une fréquence de battement maximale est déterminée f_{bat}^{max} par la relation $f_{bat}^{max} = d_{max}B/cT$. En établissant un décalage en fréquence supérieur à f_{bat}^{max} entre les différentes émissions, $\Delta f > f_{bat}^{max}$ cf. fig. 4.16), un espacement temps-fréquence entre les différents signaux est assuré et permet de différencier les signaux d'émission.

Dans le cas où la réalisation d'une forme d'onde en frequency hopping serait réalisable. Il est à noter que les travaux de Titlebaum⁵ fournissent une classe de code orthogonaux *hyperbolic frequency hop code*, permettant de d'obtenir les séquences des fréquences émises par les différentes antennes d'émission avec de très bonnes propriétés d'auto/cross-corrélation. Pour déterminer les séquences, ces travaux présentent des permutations obtenues par des relations de congruence dans le corps $\mathbb{Z}/N_f\mathbb{Z}$, avec N_f le nombre de fréquences discrètes émises.

5. *Frequency- and time-hop coded signals for use in radar and sonar systems and multiple access communications systems*, E. L. Titlebaum, novembre 1993.

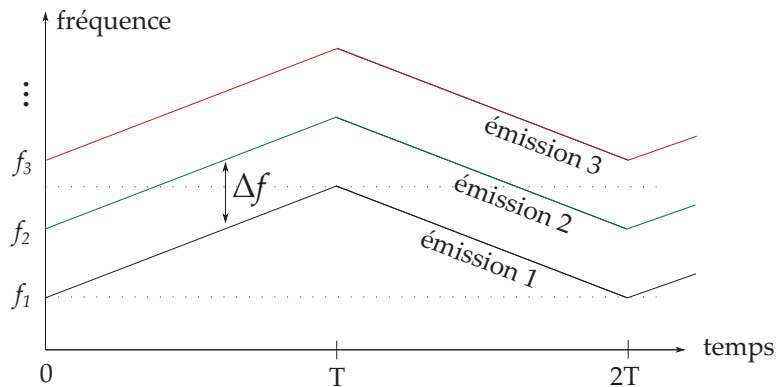


FIGURE 4.16 – Émission simultanée de LFM décalée en fréquence

4.3.4 Émission séquentielle des formes d'onde radar modulées linéairement en fréquence

Pour l'émission successive de formes d'onde LFM, chacune des antennes émet l'une après l'autre son signal. Il faut cependant s'assurer que la scène puisse être considérée comme statique sur le temps total de scan.

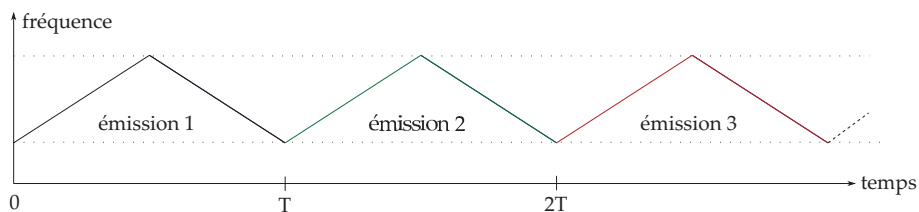


FIGURE 4.17 – Émission séquentielle de LFM

4.3.5 Concept d'architecture radar MIMO pour différents types de multiplexage

Compte tenu des différents multiplexages présentés, deux concepts d'architecture radar sont présentés. Un premier concept de radar MIMO nommé "Frequency Shifted UltraWide Band FMCW MIMO radar" utilise le multiplexage fréquentiel en émission. Un second concept nommé "Time Multiplexed UltraWide Band FMCW MIMO radar" utilise le multiplexage temporel en émission. Les architectures présentées reprennent les choix justifiés précédemment d'une chaîne de réception homodyne et d'une synthèse de forme d'onde UWB réalisé par un oscillateur YIG.

La figure (4.18) présente le concept d'architecture MIMO avec multiplexage fréquentiel pour l'émission simultanée des LFM. Chacune des M voies d'émission décale en fréquence de $(m\Delta f)_{m=1..M}$ le signal provenant du YIG. Ces signaux passent ensuite par un coupleur séparateur avant de parvenir aux différentes antennes d'émission. Les autres sorties des M coupleurs séparateurs sont ensuite réutilisées en réception pour l'opération de mélange. En réception, chacune des N voies fait intervenir M chaînes de réception homodyne. Il y a donc NM voies de réception nécessitant une multiplicité de NM sur les composants électroniques.

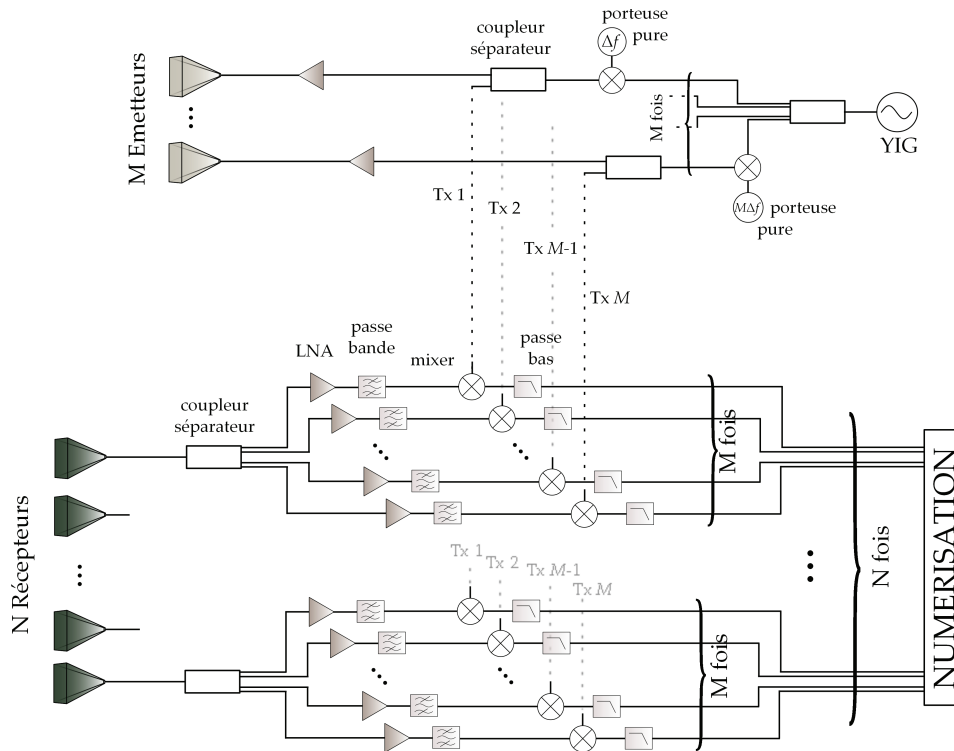


FIGURE 4.18 – Architecture MIMO pour émission simultanée de LFM

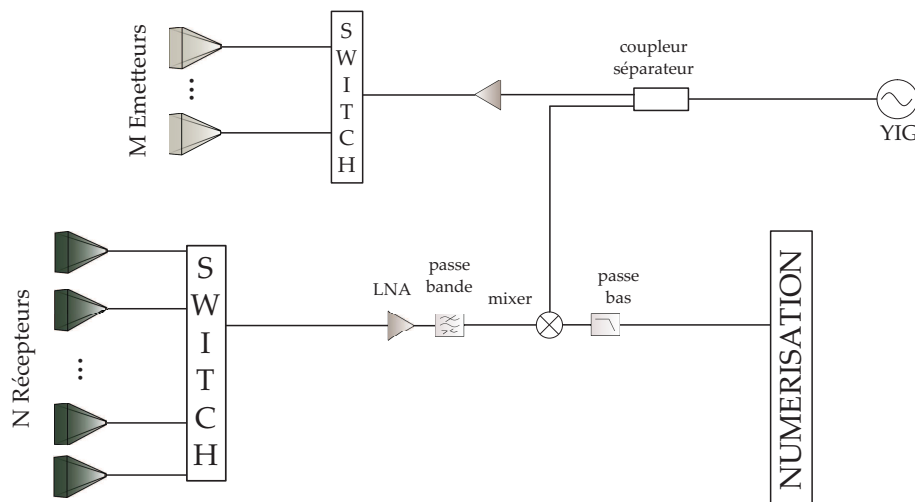


FIGURE 4.19 – Architecture MIMO pour émission séquentielle de LFM

La figure (4.19) présente le concept d'architecture MIMO avec multiplexage temporel pour l'émission séquentielle des LFM. Cette fois, le signal provenant de la source n'est plus décalé en fréquence directement transmis à un commutateur après passage par le coupler séparateur. Le composant commutateur est alors chargé d'adresser le signal aux différentes antennes d'émission. De même, en réception un commutateur adresse les différentes antennes de réception et fait l'intermédiaire à la chaîne de réception homodyne.

Pour pouvoir justifier de la diversité spatiale du radar MIMO au moins deux positions d'antenne différentes sont à mettre en œuvre. Concernant la réception, une ouverture de l'ordre du mètre est nécessaire pour la résolution azimutale. Or une émission dans une bande typiquement entre 1 GHz à 5 GHz, impose un espacement des antennes de réception de l'ordre de $\lambda \sim c/2f_{min} = 15$ cm. D'où un nombre d'émetteurs de l'ordre de huit. Dans ces configurations minimalistes, l'architecture MIMO avec émission simultanée nécessiterait alors 18 mélangeurs, au moins 10 coupleurs et une vingtaine de filtres passe-bande, passe-bas et amplificateurs. Face à une telle complexité en composants, le choix de l'architecture se porte sur un multiplexage temporel pour la réalisation d'un prototype en laboratoire. L'architecture retenue ne nécessite alors plus que 1 mélangeur et 1 coupleur et 2 commutateurs ainsi que les filtres passe-bande et passe-bas. Il est alors important de noter que le nombre de senseurs sera alors limité par le temps total d'adressage à toutes les antennes. En effet, le temps total de balayage doit rester inférieur au temps de stationnarité de la scène.

4.4 CONSIDÉRATIONS TECHNIQUES POUR LA CONCEPTION DU RADAR MIMO POUR LA DÉTECTION À TRAVERS LES MURS

4.4.1 Portée du radar et puissance émise

Pour pouvoir être détectées par le radar, les cibles doivent produire des signaux assez forts par rétrodiffusion du signal transmis. Le qualificatif de "assez fort" est généralement rapporté au niveau de puissance du bruit. La cible est alors supposée détectable si la puissance du signal reçu de la cible est supérieure à la puissance du bruit. Le rapport des deux puissances est nommé rapport signal à bruit (SNR). Pour assurer la détection le SNR doit être supérieur à un seuil noté SNR_0 . Ce seuil est déterminé par le taux de fausse alarme et la probabilité de détection imposés par l'utilisateur. En général, pour garantir une bonne détection, ce seuil vaut : $SNR_0 \sim 10 - 15$ dB.

Avant de commencer la discussion, il est important de noter que l'imagerie et donc la détection est effectuée sur un seul scan. Dans le cas où la détection se ferait sur un jeu de plusieurs prises de vue (snapshots), le gain d'un réseau MIMO serait à relativiser avec le temps d'observation⁶. Un raisonnement sur l'énergie, et non sur la puissance, permettrait alors de former l'équation du radar dans le cas MIMO.

L'équation du radar permet de déterminer la puissance en réception en fonction de la puissance rayonnée, des pertes de propagation et de la distance de la cible. En supposant que les signaux émis sont orthogonaux, la puissance reçue par une cible, distante de R (*down-range*) et de SER σ , est simplement la somme des puissances reçues par chacun des M

6. les détails sont fournis p.69-70 du livre *MIMO Radar Signal Processing*

émetteurs :

$$P_r = MP_t \frac{G_t \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^2} \quad (4.11)$$

Avec P_t la puissance émise, G le gain d'antenne et λ la longueur d'onde. Dans les cas, où les signaux sont entièrement corrélés, la puissance reçue par la cible se met sous la forme :

$$P_r = M^2 P_t \frac{G_t \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^2} \quad (4.12)$$

Ainsi, selon le cas degré de corrélation des formes d'onde émises, la puissance P_r , rayonnée par la cible et perçue par un récepteur, vérifie l'inégalité suivante :

$$MP_t \frac{G_r G_t \sigma \lambda^2 L}{(4\pi)^3 R^4} \leq P_r \leq M^2 P_t \frac{G_r G_t \sigma \lambda^2 L}{(4\pi)^3 R^4} \quad (4.13)$$

Les pertes générales sont englobées dans le facteur L . De même, avec N récepteurs, selon le type de traitement implémenté en réception, le gain du réseau en réception vaut N^2 pour les traitements cohérents et N pour les traitements incohérents. Ainsi, le gain du réseau d'antennes G_R vérifie :

$$N \leq G_R \leq N^2 \quad (4.14)$$

La puissance reçue par le réseau MIMO P_{mimo} revenant de la cible vérifie donc :

$$(NM)P_t \frac{G_r G_t \sigma \lambda^2 L}{(4\pi)^3 R^4} \leq P_{mimo} \leq (NM)^2 P_t \frac{G_r G_t \sigma \lambda^2 L}{(4\pi)^3 R^4} \quad (4.15)$$

Le gain du réseau MIMO G_{mimo} est alors compris dans l'intervalle suivant :

$$NM \leq G_{mimo} \leq (NM)^2 \quad (4.16)$$

En général, les signaux émis sont supposés décorrélés ainsi l'inégalité peut être précisée et devient $NM \leq G_{mimo} \leq N^2 M$.

D'autre part, les radars opèrent en présence de bruit. Dans les dispositifs électroniques, la source principale de bruit est le bruit thermique qui est dû à l'agitation des électrons causée par la chaleur. En supposant que le bruit thermique est blanc spectralement, la puissance du bruit P_b est donnée par la relation :

$$P_b = k_b T F B_e \quad (4.17)$$

Avec k_b la constante de Boltzmann, T la température ambiante en Kelvin et F le facteur de bruit du dispositif électronique. La bande B_e est la bande effective⁷. Elle représente la bande utilisée dans le traitement et peut donc être différente de la bande du signal émis.

Une cible est détectable tant que la puissance reçue est supérieure au

7. Bien que la bande balayée est de 2 GHz en $T = 2$ ms, après l'opération de mélange, la fréquence de battement associée à des distances aller-retour allant jusqu'à 20 m est inférieure ou égale à 65 kHz. Ainsi, la bande effective de traitement est bien de 100 kHz.

seuil fixé. La portée maximale, notée R_{max} est donc atteinte quand la puissance reçue est égale à la puissance seuil $SNR_0 P_b$:

$$G_{mimo} P_t \frac{G_r G_t \sigma \lambda^2 L}{(4\pi)^3 R^4} = SNR_0 k_b TFB_e \Rightarrow R_{max} = \sqrt[4]{\frac{G_{mimo} P_t G_r G_t \sigma \lambda^2 L}{(4\pi)^3 SNR_0 k_b TFB_e}} \quad (4.18)$$

En imposant la portée du radar, la puissance minimale à émettre peut donc être déduite.

Pour l'application numérique de la puissance à émettre, le gain du réseau MIMO n'a pas été pris en compte. En effet, ce gain additionnel sert à compenser les pertes, qui pour certaines fréquences vont jusqu'à -40 dB pour une seule traversée du mur et qui ne sont pas représentées dans la valeur moyenne de l'atténuation. À titre indicatif, pour $M = 4$ et $N = 8$, le gain du réseau MIMO $G_{mimo} > 10 \log_{10}(MN) = 15$ dB. Soit les valeurs numériques suivantes pour les différents paramètres :

Paramètres	Valeurs numériques
gain antenne, $G_t = G_r$	5dB
pertes systèmes, L_s	15dB
pertes du mur, L_{mur}	[10 20]dB
SNR minimal, SNR_0	12dB
facteur bruit, F	7dB
bande effective, B_e	100kHz
SER de la cible, σ	[-5 0]dBm ²
longueur d'onde, λ	0.15m

Pour la détection TTW, une portée de l'ordre de cinq mètres derrière le mur est souhaitée avec un retrait en distance des antennes par rapport au mur pouvant aller jusqu'à deux mètres. La portée désirée choisie est de $R_{max} = 8$ m et une SER de la cible critique à -5dBm². Les pertes du mur interviennent deux fois, à l'aller et au retour. Les puissances à émettre pour différentes valeurs de pertes du mur sont données ci-dessous :

Perte du mur L_{mur}	Puissance émise P_t
10dB	12dBm
15dB	21dBm
20dB	31dBm

4.4.2 Résolution requise pour la détection TTW

Le pouvoir séparateur entre deux cibles à l'intérieur d'une pièce est déterminé par la résolution du système radar, cf. intro. p.9. La résolution angulaire décrit la capacité du radar à différencier deux cibles proches en azimut (*cross-range*). La résolution en profondeur décrit quant à elle la capacité du radar à distinguer deux cibles proches selon l'axe de visée du radar (*down-range*). Pour rappel, les résolutions en profondeur Δr et en azimut sont données par :

$$\Delta r \sim \frac{c}{2B} \quad \Delta a_r \sim \frac{\lambda R}{D} \quad (4.19)$$

Avec B la bande effective, D l'ouverture équivalente du réseau d'antenne et R la distance de la cible (*down-range*). Les résolutions distance et azimut requises pour la détection à travers les murs sont typiquement de l'ordre de $\Delta = 40\text{cm}$. Ainsi, la bande à utiliser doit donc au moins être de l'ordre de 0.5GHz . Pour mitiger les effets de propagation à travers les murs, la diversité en fréquence est suggérée ainsi la bande utilisée expérimentalement est de $B = 2\text{GHz}$. Pour garantir la résolution azimutale pour une cible distance de $R = 5\text{m}$, une ouverture équivalente supérieur à 2m ($D > 2\text{m}$) est nécessaire⁸. L'avantage du MIMO est ici évident de par l'ouverture équivalente obtenue par la répartition des antennes d'émission qui permet de garantir la résolution à moindre coût en nombre d'antennes.

4.4.3 Temps d'observation de la scène et choix du nombre d'antennes

Les mouvements d'un être humain peuvent être classés selon deux catégories différentes :

- ▶ les mouvements qui donnent lieu à un déplacement supérieur à la taille d'une cellule de résolution : ces mouvements sont typiquement liés à la marche d'une personne ou une personne immobile bougeant une partie de son corps tels que la tête ou un bras
- ▶ les mouvements confinés à l'intérieur d'une cellule de résolution : la personne est stationnaire, cependant une partie de son corps est en mouvement tels que le thorax pour la respiration ou le changement de posture, etc..

D'un point de vue de l'imagerie radar, les mouvements appartenant à la première catégorie ont pour conséquence de limiter le temps d'observation de la scène. Or, plus le temps d'observation est long, meilleur est le rapport signal à bruit. Un compromis est donc à réaliser sur le temps d'observation. La limite supérieure du temps d'observation est donnée par le temps pendant lequel la cible reste dans une même fraction $\eta \in [0, 1]$ de la cellule de résolution pour le cas d'une personne se déplaçant (marche ou course selon le type de cible à détecter).

Soit la vitesse maximale d'une personne se déplaçant en marchant dans une pièce $v \sim 3\text{m.s}^{-1}$ et une cellule de résolution toujours $\Delta = 40\text{cm}$, le temps d'observation maximal T_{obs} est alors obtenu :

$$T_{obs} = \frac{\eta\Delta}{v} \quad (4.20)$$

En prenant $\eta = 1/2$, signifiant que la personne doit rester dans la moitié de la cellule de résolution pendant le temps d'observation, on obtient un temps d'observation maximal $T_{obs} \sim 70\text{ms}$.

Un second critère lié à l'effet Doppler peut limiter le temps d'observation. Il s'agit des mouvements des parties du corps humain. Ces mouvements peuvent entraîner le brouillage de la phase rétrodiffusée et l'élévation des

8. calcul effectué pour $\lambda = 15\text{cm}$.

niveaux de lobes secondaires de la cible. Afin de n'avoir aucune perturbation, la cible humaine ne doit pas se mouvoir d'une distance supérieure à un quart de la longueur d'onde pendant la durée T_{obs} (critère de phase). Supposons dans ce cas que la vitesse maximale d'une partie du corps est du même ordre $v_{mouv} = 3\text{m.s}^{-1}$ et que la fréquence moyenne du système est de $f = 2\text{GHz}$, le temps d'observation maximal est alors :

$$T_{obs} = \frac{c}{4fv_{mouv}} \sim 13\text{ms} \quad (4.21)$$

La discussion sur les temps d'observation de la scène influe directement sur le nombre d'antennes utilisées pour le dispositif MIMO. En effet, l'oscillateur YIG utilisé permet de balayer une bande de 2 GHz en 2 ms. La tenue de la contrainte sur l'effet Doppler ne peut clairement pas être respectée ainsi elle n'a pas été prise en compte. Cependant, la contrainte de stationnarité de la scène limitant le temps d'observation à $T_{obs} = 70$ ms devra être respectée. Cette limitation permet $70\text{ms}/2\text{ms} = 35$ nœuds pour le dispositif MIMO. Il s'agit donc de choisir M et N , les nombres d'émetteurs et de récepteurs tel que $MN < 35$. Afin d'obtenir la diversité spatiale, il est intéressant d'avoir $M > 2$. En imposant $N > M$, plusieurs configurations sont possibles :

$$\begin{aligned} M &= 3 \quad \text{et} \quad N = 11 \\ M &= 4 \quad \text{et} \quad N = 8 \\ M &= 5 \quad \text{et} \quad N = 7 \end{aligned}$$

La seconde configuration a semblé être un bon compromis entre diversité spatiale et ouverture du réseau de réception, ainsi le dispositif réalisé comprend $M = 4$ antennes d'émission et $N = 8$ antennes de réception.

4.5 POSITIONNEMENT DES ANTENNES MIMO

Le positionnement des antennes influe directement sur la *fonction d'ambiguïté* (*point spread function* ou PSF) du système imageur MIMO. L'agencement spatial des antennes doit donc être choisi de sorte à fournir des performances d'imagerie optimales en termes de niveau de lobes secondaires et de résolution azimutale. La localisation d'être humain en champ proche induit une dépendance de la PSF à la position de la cible outre celle au positionnement des senseurs compliquant grandement la détermination d'une configuration optimale pour tous les types de scénarii. Ainsi, la démarche mise en œuvre pour déterminer un agencement des antennes correct fut de déterminer un agencement optimal pour une position particulière de la cible et de vérifier ensuite que les performances restaient acceptables pour d'autres positions de la cible.

Les critères d'intérêt sont la résolution azimutale et le niveau des lobes secondaires. Il s'agit donc de déterminer une configuration d'antenne qui minimise ces deux critères. Or, ces deux critères sont antagonistes. En effet, à nombre d'antennes fixé, il est facile de s'apercevoir que pour obtenir une meilleure résolution azimutale il faut espacer les antennes afin d'obtenir une plus grande ouverture. Cependant, cet espacement amène de la lacunarité dans le réseau qui entraîne la remontée des lobes

secondaires. Une optimisation conjointe sur les deux critères doit donc être effectuée.

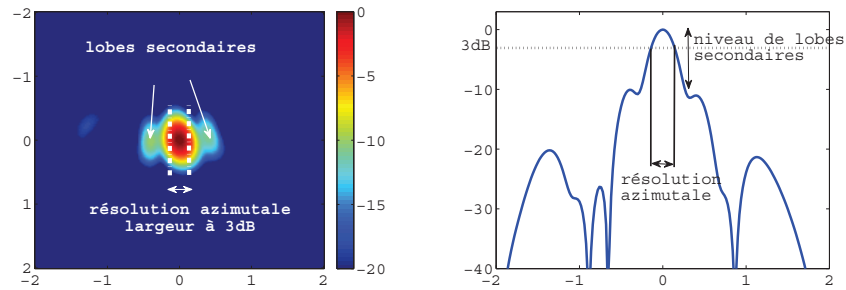


FIGURE 4.20 – Illustration résolution azimutale et lobes secondaires

Soit δ_{az} la résolution azimutale et Δ_{sll} le niveau de lobe secondaire. La largeur à 3dB⁹ du lobe principal détermine la résolution azimutale. La fonction coût à optimiser se met alors sous la forme :

$$\mathbf{J} = \gamma \frac{\delta_{az}}{\delta_0} + (1 - \gamma) \frac{1}{\frac{\Delta_{sll}}{\Delta_0}} \quad (4.22)$$

Avec δ_0 et Δ_0 une résolution et un niveau de lobe secondaire de référence. Il est à noter que le niveau de lobe secondaire est à augmenter d'où l'utilisation de l'inverse $1/\Delta_{sll}$. Le paramètre γ pondère les priorités accordées aux différents critères d'intérêt. Cette fonction coût dépend de la configuration d'antenne du dispositif MIMO et de la position de la cible. Les expressions analytiques des gradients de la fonction \mathbf{J} par rapport aux positions des senseurs et de la cible ne sont pas disponibles. Ainsi, l'optimisation de la fonction coût a été réalisée par algorithme génétique.

Principe de l'Optimisation par Algorithme Génétique

L'optimisation par algorithme génétique (AG) est une méthode d'optimisation globale stochastique qui imite le procédé d'évolution biologique. L'AG opère sur un ensemble (*population*) de solutions potentielles (*individus*) en appliquant le principe de survie aux meilleurs individus pour produire (avec bon espoir) des solutions encore meilleures. À chaque nouvelle génération, une population d'individus est créée par des processus de mutation et/ou croisement à partir de la génération précédente selon les aptitudes (*fonction à optimiser*) des anciens individus. Ce processus d'évolution mène à la formation de populations d'individus encore meilleurs. L'AG peut être arrêté lorsque la population n'évolue plus ou plus suffisamment rapidement. Généralement, une solution correcte au problème d'optimisation est alors obtenue, cependant cette solution peut ne pas être optimale.

9. cf. les travaux de thèse de X. Zhuge, chap.2 p.43 *Short-Range Ultra-Wideband Imaging with Multiple-Input Multiple-Output Arrays*.

Cette technique d'optimisation permet la résolution de problèmes impliquant des objectifs antagonistes multiples dans des espaces de recherche vastes et complexes (continus et discrets).

Positionnement des antennes par algorithme génétique

Le scénario particulier d'optimisation consiste en une cible placée au centre de la scène à analyser en espace libre ainsi que d'un réseau d'émetteurs et un réseau de récepteurs. Les éléments antennaires sont supposés isotropes et la bande utilisée est de 1.5GHz centrée autour de 2GHz. L'état de polarisation considéré est vertical en émission et en réception. Pour éviter une reconstruction d'image ambiguë, le réseau de réception est fixé à un réseau de $N = 8$ antennes uniformément espacées à $\lambda/2$ centré en azimut par rapport à la scène. Il s'agit donc de placer les antennes émettrices. Les réseaux d'antennes sont distantes de 1 m de la scène à analyser. Les différentes positions possibles sont représentées par un ensemble discret de positions placées sur une grille espacées de $\lambda/2$. Une antenne d'émission est donc référencée par un numéro indiquant sa position sur cette grille. Ainsi, un réseau de $M = 4$ émetteurs est représenté par un 4-tuplet $[i_1, i_2, i_3, i_4]$ avec $i_m \in \llbracket 1, N_{pos} \rrbracket$ l'index de position du $m^{ième}$ émetteur et N_{pos} le nombre total de positions possibles dans la grille.

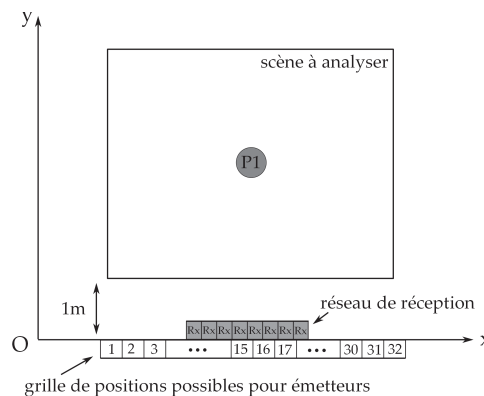


FIGURE 4.21 – Configuration de la scène pour l'optimisation

Les correspondances entre la terminologie d'optimisation par AG et le cas d'application de positionnement des antennes est le suivant :

- ▶ un *individu* est un agencement particulier des antennes émettrices
- ▶ le *phénotype* est une matrice ligne à M éléments donnant les positions des émetteurs dans la grille de l'individu
- ▶ le *génotype* est l'encodage bijectif de la matrice constituant le phénotype en un mot binaire formé par une matrice de 0 et 1
- ▶ une *population* est un ensemble d'individus
- ▶ la *fitness* est la fonction coût à minimiser

Ces différents concepts sont représentés schématiquement figure 4.22.

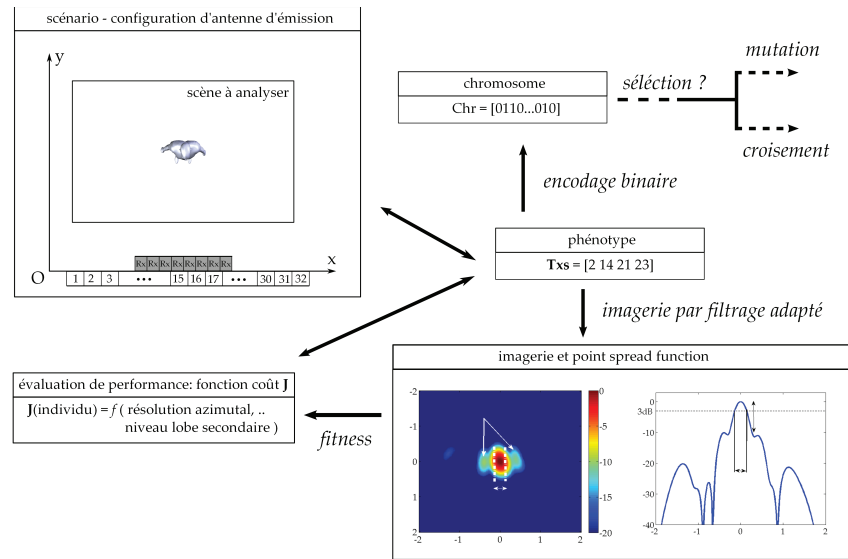


FIGURE 4.22 – Représentation schématique de correspondances avec la terminologie d'optimisation par Algorithme Génétique

Le procédé d'optimisation initialise aléatoirement une population et produit une nouvelle génération en conservant et/ou faisant évoluer certains individus. Le processus est arrêté quand la performance du meilleur individu de la population stagne sur une dizaine de générations.

Résultats de l'optimisation

Les mesures réalisées en laboratoire sont effectuées sur des scènes s'étendant sur 3 m en azimuth. Ainsi, la procédure d'optimisation aura pour contrainte une ouverture maximale de $L = 3$ m. Une seconde contrainte est que le réseau doit être symétrique par rapport au centre de la scène. La grille donnant les différentes positions d'antennes possibles possède 64 éléments avec un espacement uniforme de 5 cm¹⁰. Le procédé d'optimisation par AG a permis d'obtenir une configuration intéressante avec un niveau de lobe secondaire de -19 dB et une largeur à 3 dB du lobe principal en azimuth de 24 cm. En considérant que l'ordonnée est centrée en azimuth par rapport à la scène à analyser, les coordonnées des 4 éléments émetteurs sont [-1.05 -0.3 0.3 1.05]m. Ces configurations sont comparées avec d'autres configurations d'antennes connues dans la littérature telles qu'un réseau d'émission uniformément espacé sur l'ouverture totale ou encore un réseau avec les antennes d'émission placées en bord de scène. La configuration d'antennes en réception ainsi que les différentes configurations en émission sont représentées figure (4.23). Les performances d'imagerie des différentes configurations d'antennes, configuration issue de l'optimisation (config. n°1), antennes uniformément espacées (config. n°2) et antennes en bord de scène (config. n°3), sont données par le tableau (4.24). La résolution azimuthale à 3dB est notée δ_{az} et le niveau de lobe secondaire Δ_{sl} .

10. $\lambda/2$ à 3 GHz

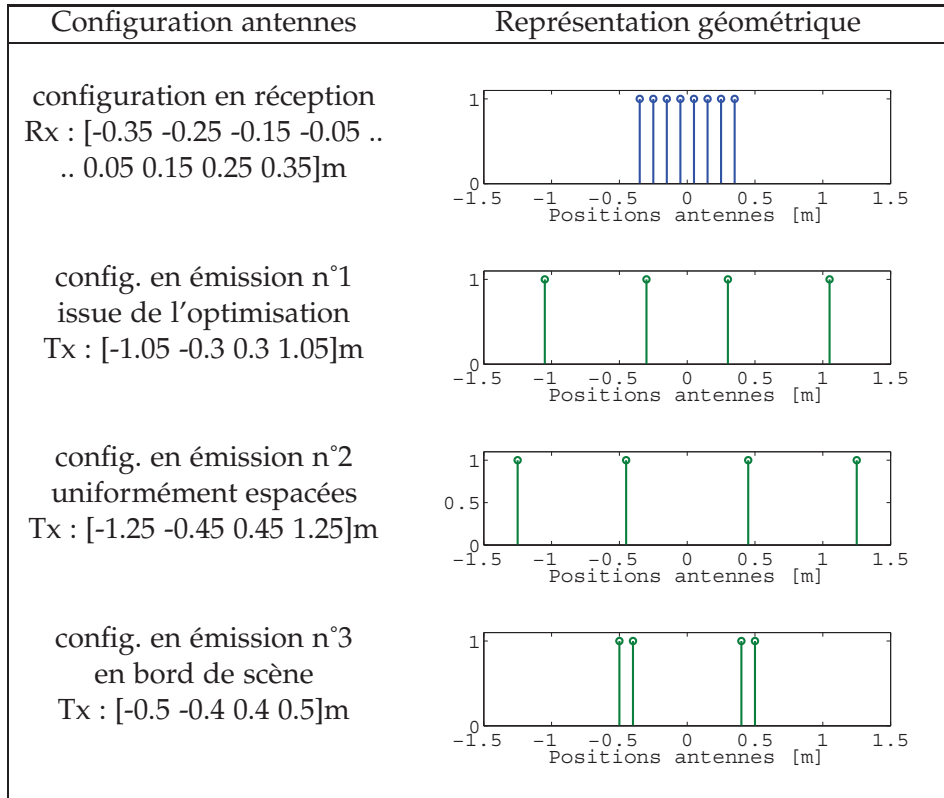


FIGURE 4.23 – Configuration des antennes en émission et en réception.

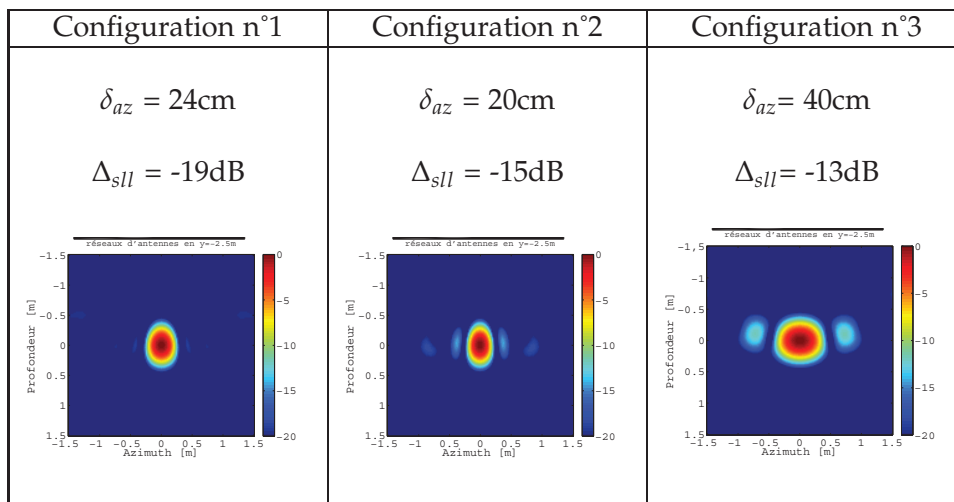


FIGURE 4.24 – Performances d'imagerie des différentes configurations d'antenne.

Il peut ainsi être observé que la configuration mise en évidence par l'algorithme génétique permet d'obtenir un niveau de lobe secondaire proche de -20dB avec une résolution d'à peu près 20cm tandis que d'autres configurations classiques fournissent des lobes secondaires plus importants, d'au moins 5dB, compliquant l'interprétation de l'image. Il s'agit ensuite de vérifier que la configuration déterminée possède des performances acceptables pour d'autres positions de la cible. Pour cela l'imagerie est effectuée avec différentes positions de la cible. Les résultats pour des

positions canoniques de cibles : proche désaxée et lointaine désaxée sont représentées figure (4.25). La configuration déterminée par AG permet de garantir des niveaux de lobe secondaire de l'ordre de -15dB et des résolutions azimutales de 30cm pour des cibles proches, 20cm pour des cibles moyennement distantes et 45cm pour des cibles distantes.

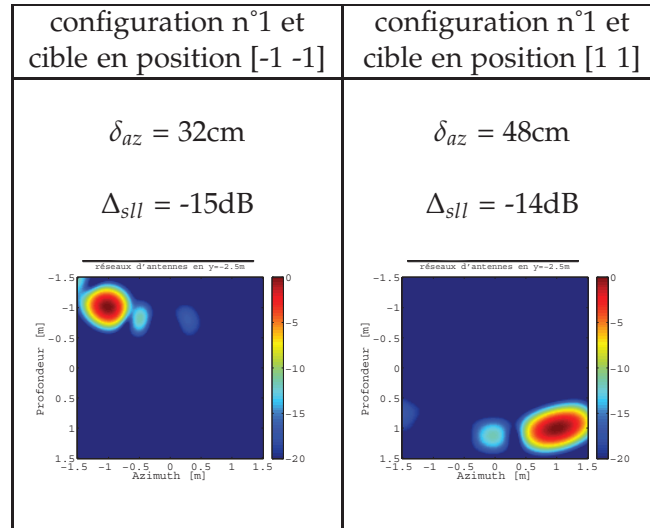


FIGURE 4.25 – Performances d'imagerie pour différentes positions de cibles.

4.6 PROTOTYPE DE RADAR MIMO MIS EN PLACE

Synoptique du dispositif

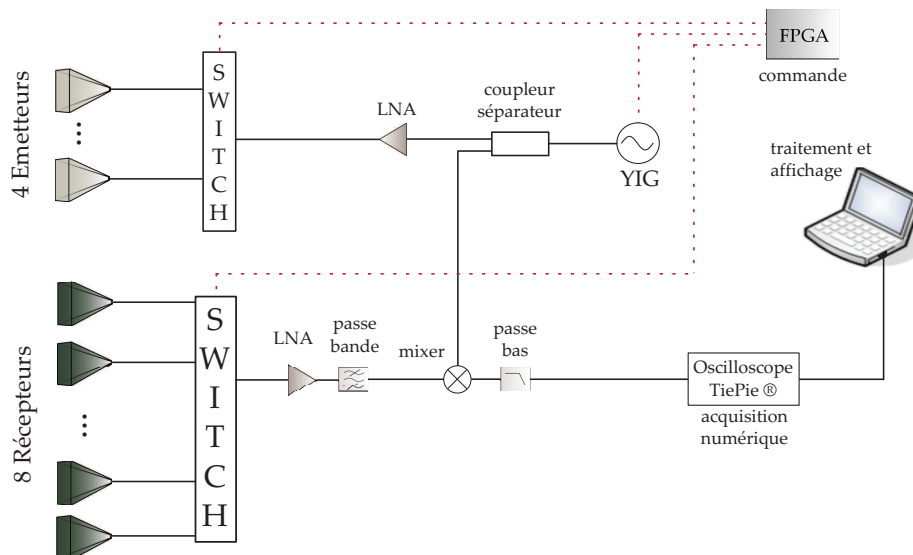


FIGURE 4.26 – Schéma synoptique du prototype radar réalisé

Un schéma présentant le synoptique du montage mis en place est donné figure (4.26). Le système est formé d'une chaîne de réception

homodyne, de deux commutateurs ainsi que l'électronique de filtrage et amplification. La commande en tension de l'oscillateur YIG et des commutateurs est réalisée par FPGA. Enfin, un boîtier de numérisation, chargé de la conversion analogique/numérique, est relié directement à un ordinateur portable qui effectue le traitement et l'affichage. La commutation entre les différentes antennes d'émission se fait toutes les 16 ms tandis que celle entre les antennes de réception toutes les 2 ms. Le résumé des caractéristiques du prototype radar MIMO réalisé sont les suivantes :

Caractéristiques	
nombre d'émetteurs	4
nombre de récepteurs	8
forme d'onde	FMCW de 2 à 4 GHz
bande de fréquence	2 GHz
puissance émise	17 dBm
multiplexage	<i>temporel</i>
temps de scan	64 ms

Les antennes

Le choix des antennes est crucial pour la détection TTW. En effet, il s'agit d'avoir des antennes capables d'émettre des ondes électromagnétiques sur une large bande de fréquences allant de 500 MHz à 5 GHz avec des bonnes caractéristiques en terme de diagramme de rayonnement, de réponse impulsionnelle et de maîtrise de la polarisation. De plus, les antennes émettrices doivent posséder une ouverture importante afin de pouvoir éclairer la scène même en étant décentrées. Les antennes émettrices comme réceptrices doivent avoir un gain assez important, idéalement autour de 10 dB, pour garantir les rapports signal à bruit. Les antennes ULB les plus connues sont les antennes omnidirectionnelles bi-conique et monopole, les antennes spirales, les antennes log-périodiques puis les antennes cornets ainsi que les antennes Vivaldi.

Les antennes spirales comprennent trois sous-catégories : les spirales *logarithmiques*, *coniques* ou *Archimède*. Ces antennes possèdent une polarisation circulaire ou elliptique et permettent de couvrir une bande allant de 0.4 GHz à 4 GHz avec un $ROS < 2$. Les antennes spirales présentent cependant de fortes variations du centre de phase en fonction de la fréquence et entraîne donc de la dispersion.

Les antennes bi-conique et monopole sont des antennes omnidirectionnelles qui émettent généralement en polarisation linéaire. Certaines conceptions permettent de couvrir une bande allant 3 GHz à 12 GHz avec un $ROS < 2$. En tant que antennes omnidirectionnelles, les gains d'antenne restent assez faibles, en dessous de 4 dB.

Les antennes log-périodique comprennent également trois sous-catégories : les antennes de forme *circulaire*, celles de forme *trapézoïdale* et

les antennes *dipolaire*. Les antennes circulaires et trapézoïdales possèdent une polarisation linéaire mais un rayonnement bidirectionnel inappropriée pour la détection TTW. À cela, s'ajoute également une réalisation de l'antenne difficile. Les antennes dipolaire log-périodique, dites *LPDA*, ont un rayonnement unidirectionnel. Cependant, pour des raisons d'encombrement, elles sont inadaptées à la détection TTW. De plus, les fortes variations du centre de phase en fonction de la fréquence entraînent de la dispersion.

Parmi les antennes directives, il y a les antennes cornet ainsi que les antennes Vivaldi. Les antennes ULB directives peuvent être décrites comme des systèmes de transition entre un guide d'onde et l'espace libre. Les lignes de transmission de l'antenne s'évasent graduellement pour amener la structure à l'impédance du vide et jusqu'à laisser l'onde rayonner. Les cornets corrugués (*ridged horn*) peuvent couvrir une très large bande de fréquence allant 1 GHz à 18 GHz avec un $ROS < 2$. Les antennes cornet peuvent avoir un gain très important allant jusqu'à 17 dB et présentent une grande pureté de polarisation. Ce sont en principe des antennes peu dispersives, le centre de phase de ces antennes variant peu avec la fréquence. Les antennes à fente à transition progressive (TSA Tapered Slot Antenna) constituent une autre catégorie importante d'antennes ULB directives. La particularité de ces antennes réside dans le fait que la transition du guide d'onde est imprimée sur une plaque permettant la réalisation d'antenne plate. De plus, le couplage en zone d'émission dipolaire est relativement faible, typiquement -15 dB, du fait que l'onde reste à peu près confinée dans le guide imprimé. La géométrie plate des antennes TSA ainsi que leur faible couplage sont intéressants pour la mise en réseau. Selon le type de profil effectuant l'ouverture du guide, il est distingué quatre types d'antennes TSA : le profil linéaire (*LTSA*), profil constant (*CWSA*), profil linéaire par morceau (*BLTSA*) et le profil exponentiel (*ETSA*). Le diagramme de rayonnement est unidirectionnel et présente un faible niveau de polarisation croisée. La bande couverte est typiquement de 1 GHz à 10 GHz avec un $ROS < 2$ et les gains atteints par ces antennes sont de l'ordre de 10 dB.

Compte tenu de la discussion menée, le choix des antennes s'est portée sur des cornets corrugués pour l'émission et des antennes Vivaldi pour la réception. En effet, ces antennes sont directives et présentent l'avantage d'être peu dispersives avec un gain assez élevé. De plus, l'ouverture d'antenne importante des antennes cornets est intéressante pour l'émission, et la géométrie 2D (antenne plate) des antennes Vivaldi facilite la mise en œuvre d'un réseau. Cependant, le diagramme des antennes Vivaldi dépend assez de la fréquence et nécessite une attention particulière lors de la conception.

Le diagramme de rayonnement et le gain des antennes cornets fournis par le constructeur sont donnés figure (4.28). Les antennes Vivaldi de dimension $27 \times 28 \times 1.5$ cm ont été conçues et réalisées par le *Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications* (LEAT) de l'Université de Nice Sophia Antipolis. Des mesures de caractérisation d'antenne, réalisées sur les antennes Vivaldi, ont fourni des gains de 5 dB à 2 GHz, 8 dB à

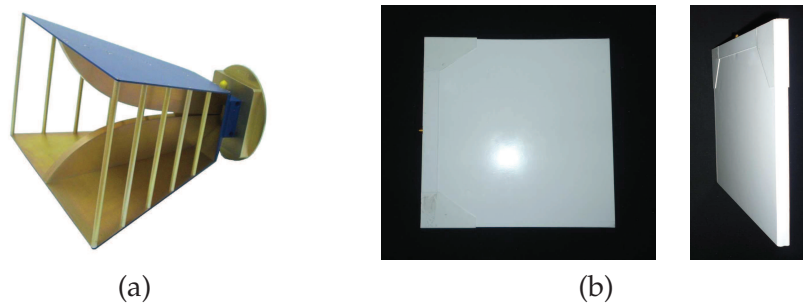


FIGURE 4.27 – Antenne du dispositif expérimental : antenne cornet ridged horn SATIMO pour l'émission (a) et antenne Vivaldi pour la réception (b).

3 GHz et 7 dB à 4 GHz. Le diagramme de rayonnement possède une ouverture supérieure à 60° sur la bande de 2 GHz à 4 GHz.

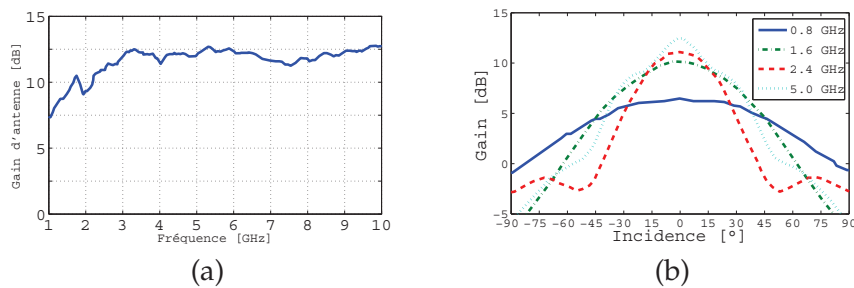


FIGURE 4.28 – Gain des antennes cornet à l'émission (a) et directivité à différentes fréquences (b).

La source d'émission

Le module utilisé pour l'émission est l'oscillateur YIG de référence OM-NIYIG YOM1317FD. Le module est vendu avec un convertisseur tension/courant permettant de simplifier la commande du module via un générateur de tension. Cet oscillateur YIG permet de couvrir la bande de 2 GHz à 8 GHz avec une puissance moyenne générée de 17 dBm.



FIGURE 4.29 – Oscillateur YIG

Les commutateurs

Le multiplexage temporel est réalisé par l'utilisation de commutateur en émission et en réception. Le module de commutation en émission est le SP4T de PULSAR Microwave et comporte 4 voies. En réception, le module utilisé est le SP8T du même constructeur. Ces multiplexeurs 4 et 8 voies possèdent des temps de commutation de 100 ns et fonctionnent sur

la bande de 1 GHz à 8 GHz. L'adressage successif des 32 voies peut introduire des déphasages, des mesures de calibration sont donc à prévoir pour les traitements cohérents.



FIGURE 4.30 – Commutateurs pour les voies de réception SP8T (gauche) et pour les voies d'émission SP4T (droite).

La commande

Le système de commande a pour objectif de fournir les commandes en tension du module permettant la génération du signal (YIG) ainsi que des modules d'adressage des antennes (commutateurs) et ceci de manière synchrone. Dans le prototype réalisé, ce système est constitué par une unique carte FPGA SPARTAN 3AN commercialisé par Xilinx. L'utilisation d'une carte FPGA a permis la synchronisation des 3 commandes en tension de manière précise et une maniabilité permettant de faciliter les calibrations. De plus, le système est reconfigurable afin de pouvoir modifier la bande d'émission, les temps de commutation des antennes et aussi le temps de balayage de la bande.



FIGURE 4.31 – Représentation du module de commande formé par une carte FPGA Spartan 3AN de Xilinx.

L'acquisition

Le module d'acquisition utilisé est un boîtier de numérisation TiePie® USB Handyscope 4 (HS4). Cet oscilloscope permet un taux d'échantillonnage pouvant aller jusqu'à de 50Méch/sec sur 12 bits. Un avantage du boîtier est qu'il est alimenté via un port USB.

L'acquisition des signaux est faite directement depuis Matlab® par l'intermédiaire de bibliothèques dynamiques *dll* (*Dynamic Link Library*) fournies par le constructeur et la fonction matlab *calllib*. Ceci permet un



FIGURE 4.32 – Boîtier d'acquisition numérique TiePie® HS4

gain de temps appréciable pour l'interfaçage entre la mesure réelle et le traitement des données réalisé également sous Matlab®. La fréquence d'échantillonnage utilisée est $f_s = 1\text{Méch/sec}$ sur 16 bits. Le temps d'observation étant de 64ms, le bloc de données contient donc 64000 échantillons pour les 32 nœuds du dispositif MIMO. Ainsi, pour chaque pair Tx/Rx, un bloc de données de 2000 échantillons est fourni. Enfin, sur ce bloc de 2000 échantillons, uniquement la moitié est gardée pour ne conserver que la partie "montante" des *chirps* générés. Ainsi le bloc de données radar MIMO à traiter est un jeu de données de 32×1000 échantillons.

Un autre aspect important du TiePie® HS4 est qu'il permet une numérisation sur 3 voies. Ces 3 voies de numérisation ont été utilisées : une première voie acquiert les signaux provenant des antennes, une seconde acquiert la commande du commutateur des voies d'émission et une troisième la commande du commutateur des voies de réception. Les acquisitions des commandes de commutation permettent de s'assurer que la récupération d'un bloc de 2000 échantillons correspond bien aux données de mesure des $m^{\text{ième}}$ Tx / $n^{\text{ième}}$ Rx considérés.

Autres composants électroniques

Coupleur

Le coupleur est un composant électronique passif permettant de prélever une partie du signal. Le module utilisé est le coupleur CS06-09 commercialisé par PULSAR Microwave. Ce coupleur couvre la bande de fréquence 2 GHz à 8 GHz avec un couplage de 6 dB et une faible perte d'insertion de 0.5 dB. De plus, la directivité de 20 dB permet de limiter les effets de désadaptation sur la chaîne d'émission dus à l'aspect large bande.



FIGURE 4.33 – Coupleur

Amplificateur faible bruit

L'amplificateur de puissance faible bruit utilisé est le modèle Miteq AMF-4D-01000800-30-29P. Le composant opère sur la bande de 1 GHz à 8 GHz avec un gain moyen de 30 dBm et un facteur bruit de 3 dB.

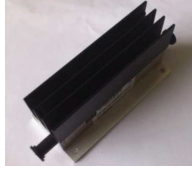


FIGURE 4.34 – Amplificateur faible bruit

Mélangeur

Le mélangeur permet d'effectuer l'opération de mélange entre le signal émis et le signal reçu. Le modèle utilisé est le Miteq DB0118LA2. Ce mélangeur couvre une bande allant 100 MHz à 8 GHz. Il est important de noter qu'un filtre passe-bas a été intégré par le constructeur. Le mélangeur accepte en entrée une puissance maximale allant jusqu'à 15 dBm (*high IP3*) permettant ainsi les écarts de dynamique entre les signaux réfléchis par le mur et ceux retrodiffusés par les cibles derrière le mur, dynamique pouvant dépasser les 40 dB.

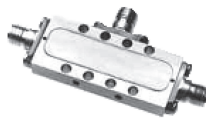


FIGURE 4.35 – Mélangeur

Quelques représentations du dispositif assemblé

Le choix des composants électroniques constituant le système radar fut effectué par discussion avec le personnel d'encadrement et selon les moyens du laboratoire. L'assemblage électronique du dispositif a été réalisé par Guillaume Gourves, stagiaire ingénieur au sein du laboratoire, avec le soutien de l'encadrement et de Joël Besson, personnel du laboratoire ainsi que de l'auteur.



FIGURE 4.36 – Représentation de l'assemblage radar (gauche) et du module de commande (droite)



FIGURE 4.37 – Représentation complète du prototype radar réalisé.

4.7 TRAITEMENTS SUR DONNÉES EXPÉRIMENTALES

La technique d'imagerie radar utilisée pour un traitement temps réel des données de mesure doit être rapide et fournir une image facile à interpréter sans artefact de traitement. Le tableau ci-dessous présente brièvement les avantages et inconvénients des traitements imageurs proposés au chapitre précédent :

méthode d'imagerie	avantages et inconvénients
traitements incohérents (basés sur la trilatération)	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ robuste car assez peu sensible aux erreurs de modèle de signal ⊕ rapide à implémenter ⊖ pas de résolution azimutale
filtre adapté spatio-temporel	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ relativement robuste ⊕ bonne résolution azimutale ⊖ imagerie dégradée par les erreurs de phase du mur ⊖ assez coûteux en temps de calcul
formateur de Capon	<ul style="list-style-type: none"> ⊖ n'a fourni aucun résultat pour la détection TTW
MUSIC Time Reversal	<ul style="list-style-type: none"> ⊕ bonne résolution azimutale ⊕ relativement robuste ⊖ résolution distance perdue ⊖ efficace pour des scénarii avec peu de réflecteurs ⊖ coûteux en temps de calcul

Pour le traitement visant la détection en temps réel des données de mesure, les traitements incohérents (sans fusion d'image) sont exclus du fait de l'absence de résolution azimutale lors de l'imagerie. Les traitements par MUSIC time reversal étant lourds en temps de calcul, c'est donc le

traitement imageur par le filtre adapté spatio-temporel qui a été retenu pour le temps réel. Ainsi, les détails de l'algorithme d'imagerie mis en œuvre pour le cas d'une forme d'onde FMCW seront présentés dans cette partie.

4.7.1 Détails d'implémentation des traitements

Signal reçu dans le cas FMCW

Le signal d'émission est un signal modulé linéairement en fréquence, aussi dit "chirp" sur une bande $B = f_{max} - f_{min}$ pendant une durée T . L'amplitude d'émission est supposée constante pendant le balayage de la bande. Ce signal se met sous la forme :

$$s_{emis}(t) = A \cos \left[2\pi f_{min} t + \pi \frac{B}{T} t^2 + \phi_{yig}(t) \right] \quad (4.23)$$

Le phase additionnelle $\phi_{yig}(t)$ représente la distorsion de phase et le bruit de phase produit par l'oscillateur. Le signal réfléchi par une cible et perçu en réception, introduit un retard τ ainsi qu'un déphasage $\theta(t)$:

$$s_{reu}(t) = A_c \cos \left[2\pi f_{min}(t - \tau) + \pi \frac{B}{T}(t - \tau)^2 + \theta + \phi_{yig}(t - \tau) \right] \quad (4.24)$$

Le signal en réception subit l'opération de "mélange" formé par la multiplication du signal reçu avec le signal émis et un filtrage passe bas pour enlever les signaux de seconde harmonique¹¹. Le signal résultant se met alors sous la forme :

$$\begin{aligned} s_r(t) &= \frac{AA_c}{2} \cos \left[2\pi \left(\frac{B}{T} \tau \right) t + 2\pi f_{min} \tau - \pi \frac{B}{T} \tau^2 - \theta + \phi_{yig}(t) - \phi_{yig}(t - \tau) \right] \\ &= \frac{AA_c}{2} \cos \left[2\pi \left(\frac{B}{T} \tau \right) t + \Theta(t) \right] \end{aligned} \quad (4.25)$$

Idéalement, le signal résultant est un signal purement sinusoïdal dont la fréquence, aussi dit *fréquence de battement*, est obtenue par :

$$f_{bat} = \frac{B}{T} \tau \quad (4.26)$$

Cependant, les distorsions et bruit de phase entraînent une fréquence instantanée plus complexe :

$$f(t) = f_{bat} - \frac{1}{2\pi} \frac{d\Theta(t)}{dt} \quad (4.27)$$

L'ajout de ces parasites sur la fréquence instantanée détériore l'imagerie. D'où la nécessité d'une synthèse de signal ainsi qu'un assemblage électronique les plus soignés possibles.

¹¹. En effet, la multiplication d'un signal utile sur porteuse à f_0 par un signal à f_0 , entraîne un signal utile en bande de base ainsi qu'un signal utile à $2f_0$, ce signal est dit de seconde harmonique. Le filtrage passe bas intervenant dans l'opération de mélange sert à enlever les secondes harmoniques

Traitement d'imagerie sur données expérimentales

Soit une cible située $\mathbf{x}=[x,y]^T$ dans une scène éclairée par le dispositif MIMO dont les émetteurs sont positionnés en $(\mathbf{x}_{t,m})_{m=1..M}$ et les récepteurs en $(\mathbf{x}_{r,n})_{n=1..N}$. Idéalement, les MN signaux reçus se mettent sous la forme :

$$s_{nm}(t) = A_{nm} \cos \left[2\pi \left(\frac{B}{T} \tau_{nm} \right) t \right] \quad (4.28)$$

Avec A_{nm} une amplitude représentative de la SER et $\tau_{nm} = \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_{t,m}\|/c + \|\mathbf{x} - \mathbf{x}_{r,n}\|/c$, le temps de trajet à la cible. En prenant la transformée de Hilbert, les signaux analytiques suivant sont obtenus :

$$\begin{aligned} \tilde{s}_{nm}(t) &= A_{nm} \exp \left[j2\pi \left(\frac{B}{T} \tau_{nm} \right) t + j\theta_{nm} \right] \\ &= A_{nm} e^{j[\omega_{nm}(\mathbf{x})t + \theta_{nm}]} \end{aligned} \quad (4.29)$$

L'amplitude A_{nm} est alors estimée par la projection de $\tilde{s}_{nm}(t)$ sur la fonction exponentielle complexe $e^{j\omega_{nm}(\mathbf{x})t}$. D'où :

$$\begin{aligned} \tilde{A}_{nm} &= 2 \langle \tilde{s}_{nm} | e^{-j\omega_{nm}(\mathbf{x})t} \rangle \\ &= 2 \int_T \tilde{s}_{nm}(t) e^{+j\omega_{nm}(\mathbf{x})t} dt \end{aligned} \quad (4.30)$$

Compte tenu de l'architecture MIMO, cette projection est effectuée MN fois et la réflectivité de la cible en \mathbf{x} est estimée par $A(\mathbf{x}) = \sum \tilde{A}_{nm}$. Ainsi, dans le cas d'une forme d'onde FMCW, le filtre adapté en temps pour l'instant d'arrivée τ est obtenu en effectuant la corrélation du signal reçu avec un signal purement fréquentiel à la fréquence de battement $f_{bat} = B\tau/T$.

L'imagerie par filtrage adapté spatio-temporel est assimilable à un procédé d'estimation de la réflectivité des éléments de la scène à analyser, cf. chap. 3 p.101. Pour former l'image, il s'agit donc d'estimer la réflectivité de chacun des pixels formant l'image. D'où, les étapes suivantes pour l'obtention de l'image :

1. subdivision de la scène en pixels
2. pour chacun des pixels à la position \mathbf{x} :
 - (a) calcul des MN pulsations de battement

$$\omega_{nm}(\mathbf{x}) = 2\pi f_{bat}^{(nm)} = \frac{B\tau_{nm}}{T}$$

- (b) calcul des MN projections $\tilde{A}_{nm} = 2 \langle \tilde{s}_{nm} | e^{-j\omega_{nm}(\mathbf{x})t} \rangle$

- (c) calcul de l'intensité du pixel $\mathbf{I}(\mathbf{x}) = |\sum \tilde{A}_{nm}|$

3. formation de l'image à partir des intensités de pixel calculées

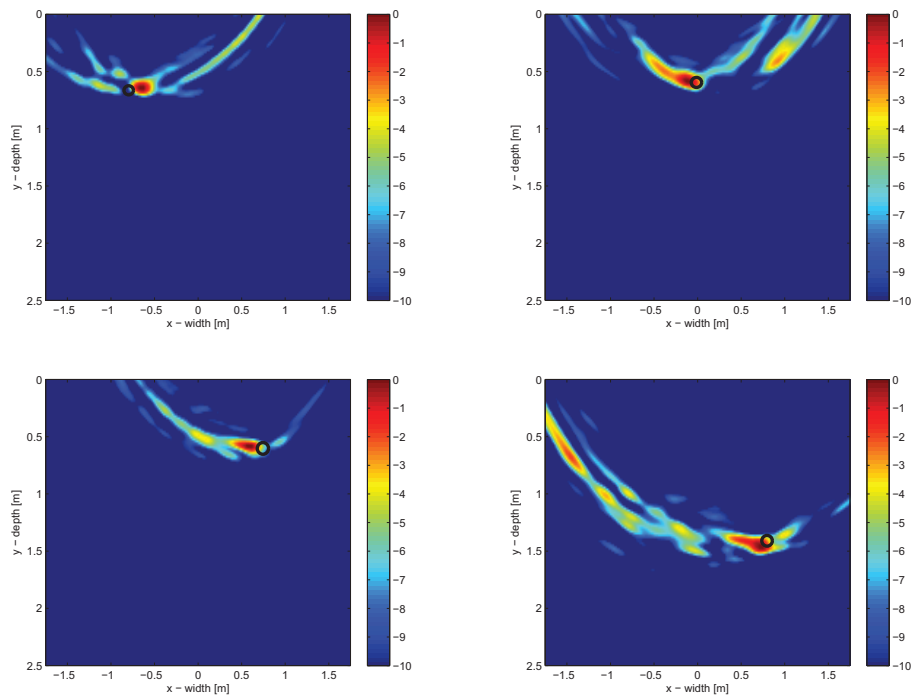
Le nombre d'opérations de calcul est donc assez important et se pose le problème d'imagerie temps réel. Ainsi des efforts sur l'optimisation des codes de calcul en Matlab® doivent être effectués.

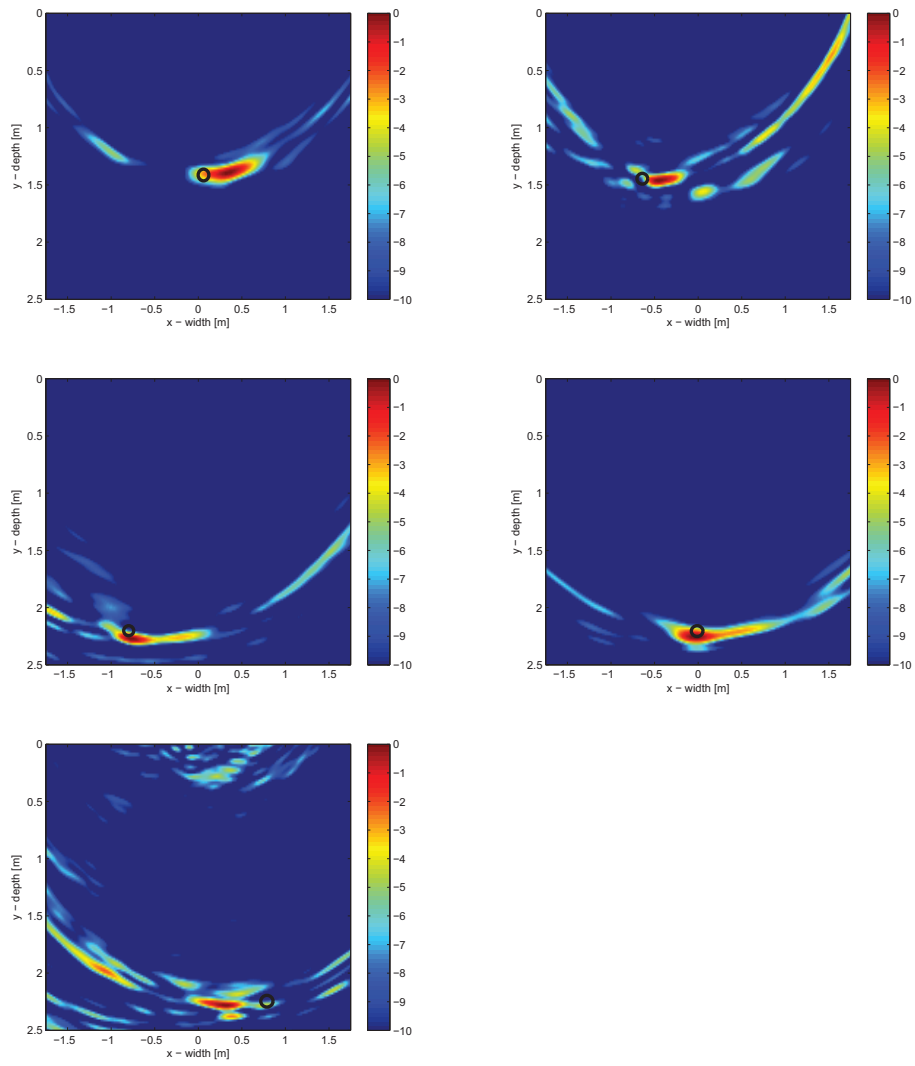
Remarque 4.2 Déphasages introduits par la mesure. Les déphasages introduits θ_{nm} entraînent que la sommation des amplitudes \tilde{A}_{nm} n'est pas une sommation en phase. Ainsi, l'amplitude $I(\mathbf{x})$ résultante peut être plus petite que sa valeur nominale. Pour pallier ce problème, il faudrait d'abord estimer les MN déphasages θ_{nm} en admettant qu'il reste constant pendant la durée T . Après quoi, le calcul de l'intensité se mettrait sous la forme $I(\mathbf{x}) = \left| \sum \tilde{A}_{nm} e^{-j\theta_{nm}} \right|$.

4.7.2 Résultats sur données expérimentales

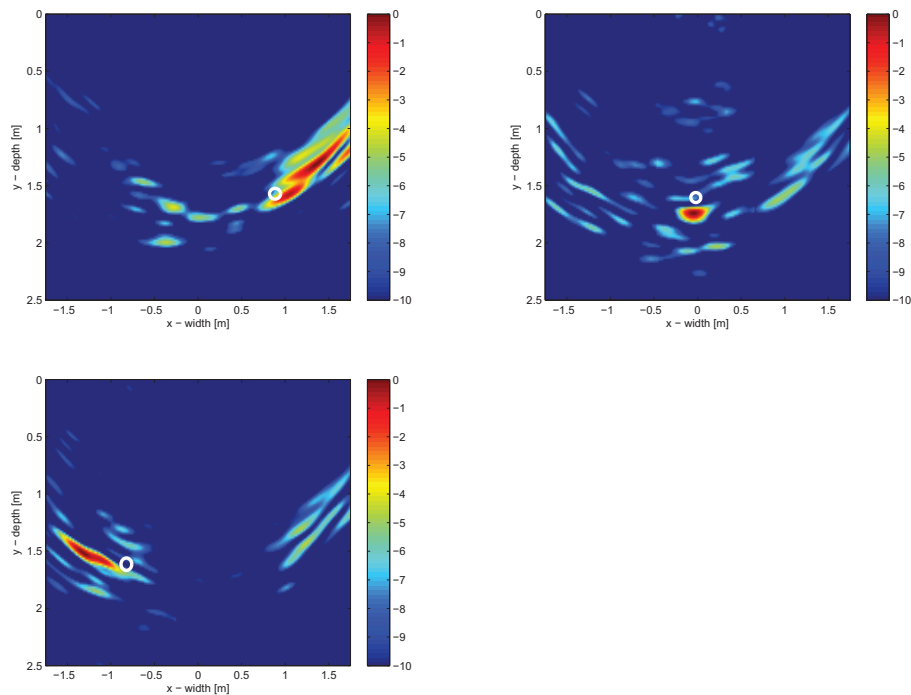
Les résultats présentés ici ont été obtenus à partir de données de mesure issue du prototype radar MIMO mis en œuvre. Les mesures sont effectuées en polarisation verticale en émission et en réception. Le scénario de détection consiste en une unique cible placée derrière un mur en placo-plâtre. La cible est une plaque métallique de 20cm de large sur 30cm de hauteur reposée sur un support à une altitude de 1m du sol. La cible occupe différentes positions marquées par un cercle noir sur les images obtenues. Les différentes positions de la cible en profondeur sont : 0.6, 1.4 ou 2.2 m, et en azimut : -0.8, 0 ou 0.8 m. Où le zéro en profondeur est l'interface intérieur du mur et le zéro en azimut le centre du mur. Pour limiter l'apparition d'artefacts, une pondération de Hamming est utilisée en réception.

Détection à travers un mur en placo-plâtre





Détection à travers un mur en moellon



Commentaires sur le dispositif expérimental réalisé

Le dispositif réalisé a permis d'effectuer expérimentalement la détection à travers un mur homogène en placo-plâtre ainsi qu'à travers un mur hétérogène en moellon. Cependant, lors de l'exploitation des données, il a été mis en évidence des problèmes de déphasages intervenant nécessitant une recalibration pour chaque expérimentation. L'origine des déphasages n'a pas été clairement identifiée mais il semblerait que les commutations faites sur le réseau d'émission soit une cause. Dans la finalisation des travaux de thèse certaines tentatives de remaniement du dispositif ont été effectuées mais n'ont pas résolu le problème. L'objectif de détection à travers les murs en temps réel n'a ainsi pas pu être réalisé. Cependant, des optimisations d'algorithmes ont été réalisées dans la mesure où les problèmes de déphasage seraient résolus.

4.8 ÉTAT DE L'ART DES DISPOSITIFS ET PROTOTYPES EXISTANTS

Les dispositifs de détection à travers les murs peuvent être répertoriés dans la classe des radars dit "subsurface". Selon les besoins opérationnels, le dispositif peut être compact et aisément transportable ou relativement encombrant et de mobilité réduite. Un recensement des divers dispositifs commerciaux existants sont présentés dans l'état de l'art des travaux de thèse de N. Maaref¹². Ainsi, la présentation des différents systèmes faite ici, est surtout axée sur les aspects MIMO et réseaux d'antennes ainsi qu'une réelle opérabilité du dispositif en détection à travers les murs. Il se peut cependant, que d'autres systèmes développés par la communauté scientifique et demeurant au stade de "prototype de laboratoire" n'aient pas été portés à l'attention de l'auteur.

Radar AKELA

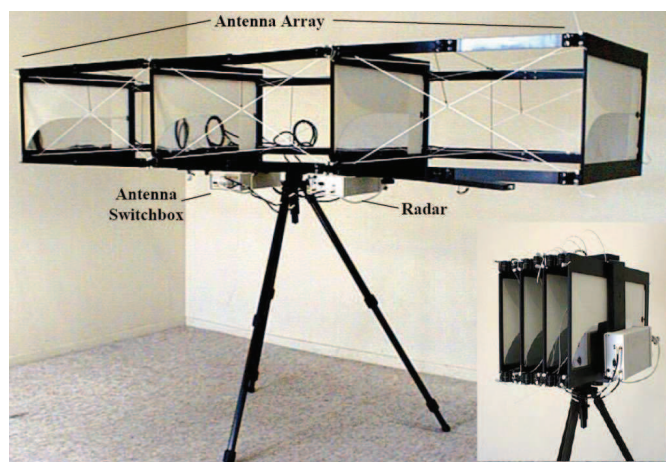


FIGURE 4.38 – Radar AKELA

Début 2003, AKELA une société américaine présente un radar de détection à travers les murs dont la forme d'onde est de type Stepped Frequency (saut de fréquence) sur la bande 450 MHz à 2 GHz. Le radar est muni de quatre antennes à déployer qui dans sa configuration de déploiement maximum permet d'obtenir une ouverture virtuelle de 2.2 m. Le système global pèse 10 kg et est aisément transportable. Bien que les auteurs n'aient pas utilisé la terminologie MIMO à l'époque de la conception, il s'agit bien d'un dispositif MIMO avec multiplexage temporel. En effet, chacune des 4 antennes est adressée l'une après l'autre pour l'émission. La mesure est réalisée en émettant avec 1 antenne et recevant sur les 3 autres antennes pour les 4 antennes. Les traitements implémentés s'apparente à de la multi-latération démontrant les capacités du dispositif pour la détection de mouvement et d'être humain à travers les murs et ainsi que la haute résolution. La principale limitation du système réside dans l'apparition de cibles fantômes dues à la multi-latération, cependant des agencements d'antennes non uniformes ont été envisagés en perspective.

12. cf. les travaux de thèse de N. Maaref, partie État de l'art, *Étude d'un Concept de Radar de Détection de personnes à travers les murs et les obstacles*.

Radars Xaver 800



FIGURE 4.39 – Radar Xaver 800

En 2008, la start-up CAMERO en Israël commercialise son radar *Xaver 800* à détection à travers les murs offrant la vision 3D en temps réel. Les détails de conception n'ayant pas été communiqués, une discussion poussée ne peut pas être menée. Cependant, le déploiement des quatre patchs antennaires laisse supputer des considérations de réseaux d'antennes dans la conception. Le système émet des impulsions ultra courtes de spectre compris entre 3 GHz et 10 GHz permettant d'obtenir une résolution spatiale de 20 cm à une distance de 8 m. Les caractéristiques sont les suivantes. La portée serait de 20 m et 8 m en mode imagerie 3D. Le champ de vision est de 80° en azimut et élévation. L'encombrement du système déployé est de 84 cm.

Radars SIRE



FIGURE 4.40 – Prototype SIRE de l'ARL d'Adelphi

En 2009, le laboratoire de recherche de l'armée américaine (*Army Research Laboratory, ARL*) à Adelphi met à profit le prototype radar SIRE utilisé en détection d'objets enfouis sous le sol pour l'adapter à la détection à travers les murs. Le dispositif est alors monté sur le toit d'un véhicule et permet de détecter des cibles derrière un mur se déplaçant lentement. Le prototype radar opère en impulsionnel sur une bande allant de 0.3 GHz à 3 GHz

et forme un MIMO par ses 2 antennes d'émission et 16 antennes de réception. Le réseau de réception est uniformément espacé sur 2m d'ouverture et les émetteurs sont placés en extrémité de réseau. Des traitements cohérents sont utilisés et permettent d'obtenir une résolution en dessous de 10 cm. La principale limitation du dispositif réside dans le temps d'acquisition/traitement de la scène (3 images/seconde) qui fait que le système n'est opérationnel uniquement sur des personnes se déplaçant lentement.

Prototype radar TTW du MIT



FIGURE 4.41 – Prototype du MIT

Un autre dispositif MIMO est celui réalisé au MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) permettant la détection d'être humain à travers les murs en temps réel¹³. Le dispositif décrit comporte 13 antennes d'émission pour 8 de réception. Le multiplexage en émission est un multiplexage temporel et les différentes antennes du réseaux MIMO sont adressées par des commutateurs en émission et réception. La forme d'onde est un chirp qui balaie la bande de 2 GHz à 4 GHz en 1 ms. Le système n'est pas vraiment transportable mais tout de même mobile. Le réseau virtuel MIMO formé possède une ouverture de 2.2 m avec 44 éléments virtuels à peu près espacés de $\lambda/2$ dans cette ouverture. Ce réseau virtuel permet d'avoir une très bonne résolution angulaire où la résolution distante obtenue grâce à l'ultra large bande. Les traitements implémentés sont des traitements type SAR *range migration algorithm*. Il est intéressant de noter les grandes similitudes d'architecture présentées par rapport au prototype mis en place durant ces travaux de thèse. Cependant, l'auteur souhaiterait porter à l'attention des lecteurs, qu'au moment de la réalisation du prototype, il n'avait pas connaissance des travaux présentés par le MIT.

CONCLUSION

Ce dernier chapitre présente les différents travaux menés dans la détection à travers les murs en terme de simulation de scénarii radar, concep-

¹³. *Real-time Through-wall Imaging Using an Ultrawideband Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) Phased Array Radar System*. Oct. 2010, T.S. Ralston and G.L. Charvat

tion d'un dispositif MIMO et mesures expérimentales.

Dans un premier temps, il a été présenté deux types de simulateur, un *simulateur réaliste*, puis, un *simulateur comportemental*. Le simulateur réaliste se base sur les méthodes éléments finis FDTD pour l'obtention des signaux synthétiques et aborde, en grande partie, les effets de propagation à la traversée des murs. Ce simulateur permet une modélisation réaliste des structures internes des murs et des cibles humaines ainsi que du mobilier présent. Cependant, ce dernier est relativement lourd en calcul aussi un autre simulateur comportemental a été développé en modélisant les effets du mur par des processus aléatoires. Bien que simplifié, ce simulateur permet tout de même d'adresser les effets d'atténuation, de distorsion et destruction partielle des fronts d'onde.

Après quoi, avant d'aborder la conception d'un radar MIMO, une discussion a été menée sur les avantages d'une architecture radar MIMO face au SIMO pour la détection TTW. Il y a d'abord le *gain en résolution*. En analysant la dégradation en imagerie à l'aide de l'entropie d'image, il a été montré que le MIMO présente une *meilleure robustesse* face aux effets de propagation à travers les murs que le SIMO. Cette robustesse a été expliquée en étudiant la *variance* sur les écarts en temps de trajets à la cible pour les cas MIMO et SIMO à nombre d'antennes fixé. Il s'est avéré que cette variance est plus faible dans le cas MIMO, justifiant une meilleure robustesse des traitements cohérents.

Dans un second temps, la conception d'une architecture radar MIMO a été détaillée. Il y a ainsi été abordé les aspects de *temps d'observation* et le *bilan de liaison* pour la détection. Le problème du positionnement des antennes d'émission a été adressé par *optimisation par algorithme génétique*. Deux architectures radar MIMO ont été proposées, une première avec *multiplexage fréquentiel* et une seconde avec *multiplexage temporel*. La réalisation du prototype MIMO avec multiplexage temporel ainsi que les détails des traitements sur mesures expérimentales visant le temps réel ont été exposés.

Enfin, le chapitre se clôt par un bref état de l'art des dispositifs commerciaux permettant la détection TTW et la présentation du prototype MIMO mis en place par le MIT.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les travaux décrits dans ce mémoire présentent l'apport du concept MIMO appliqué au domaine du radar pour la problématique de détection d'êtres humains à l'intérieur des bâtiments. Depuis les premières apparitions du radar MIMO, il y a de ça une décennie, de nombreux travaux théoriques ont vu le jour tandis que les expérimentations en MIMO restent très limitées. Ainsi, l'étude menée ici sur le MIMO tente d'aborder à la fois des aspects théoriques, expérimentaux et appliqués à la détection à travers les murs.

D'un point de vue purement théorique, les concepts classiques en radar ont été reformulés pour le cas du MIMO. Il s'agit tout d'abord de la généralisation des concepts de réponse impulsionnelle et vecteur directionnel d'une cible, en, respectivement, matrice impulsionnelle et matrice directionnelle. Il a été montré que la matrice de canal est obtenue en prenant la transformée de Fourier de la matrice impulsionnelle. Les problèmes liés à la séparation des signaux d'émission ont été soulevés, ainsi les différentes techniques de multiplexage (temporel, fréquentiel, codes orthogonaux) ont été présentées avec diverses familles de formes d'onde associées. D'autre part, une généralisation de la fonction d'ambiguïté de Woodward a été proposée pour le cas MIMO. La réelle avancée du concept MIMO résiderait dans l'obtention de nouveaux degrés de liberté pour améliorer les performances en détection (probabilité de détection, résolution azimutale, ..). Ces degrés de liberté supplémentaires sont principalement l'agencement spatial des antennes émettrices et les traitements multi-senseurs implémentés (cohérents, incohérents, fusion de données) qui permettent d'envisager de nouvelles perspectives de conception radar.

Concernant la propagation électromagnétique à travers les murs, la compréhension des différentes interactions mises en jeu à la traversée des murs ainsi que leur modélisation sont nécessaires pour tenter d'en tenir compte dans la détection radar. C'est donc à partir des équations de Maxwell, complétées par les relations constitutives du milieu, que les équations de propagation des champs dans les murs ont été formulées. Parmi les différents effets intervenant sur une onde à la traversée d'un mur, le plus critique pour l'imagerie radar est la destruction partielle des fronts d'onde dues aux réflexions multiples à l'intérieur du mur ainsi qu'aux diffractions sur les hétérogénéités des murs (cavités, aspérités). Ces effets sont d'autant plus accentués lorsque la fréquence augmente. Une caractérisation déterministe d'un mur, basée sur l'estimation de la constante diélectrique du mur à partir de mesures expérimentales, a été présentée. Pour les murs hétérogènes contenant des cavités (moellons, briques), il a été montré que la transmission du mur présentait un carac-

ture quasi-aléatoire en fonction de la fréquence et de l'incidence de l'onde ainsi une modélisation de l'atténuation par un processus stochastique a été proposée. Les densités de probabilité de type Weibull ou Gamma conviennent pour la modélisation de l'atténuation du mur, contrairement aux murs homogènes pleins, pour lesquels une modélisation déterministe de la transmission est plus adéquate. La transmission est alors modélisée par une fonction linéaire décroissante en fonction de la fréquence.

L'imagerie radar a été la technique utilisée en vue de la détection et la localisation à l'intérieur d'une pièce. Tout d'abord, deux modèles de signal ont été proposés : un modèle théorique complet puis un modèle de signal approché. Ce dernier prend en compte la modification des chemins optiques et l'atténuation du mur et peut être utilisé pour la correction des effets du mur en partie. Ensuite, différents types de traitements imageurs ont été présentés et modifiés pour tenir compte d'une architecture radar MIMO. Les méthodes présentées ont été des méthodes incohérentes basées sur la multi-latération, la sommation incohérente d'amplitude ou la migration, puis une méthode cohérente obtenue par filtrage adapté spatio-temporel, ainsi que des méthodes dites haute résolution avec le formateur de faisceau de Capon et l'imagerie par MUSIC Time Reversal. Ces différents traitements imageurs ont été implémentés sur données de simulation FDTD en espace libre et à travers un mur homogène. Les techniques incohérentes sont robustes à la propagation à travers les murs mais ne possèdent pas de résolution azimutale. L'imagerie par filtrage adapté permet d'obtenir une résolution azimutale intéressante pour la détection et reste assez robuste malgré la présence d'artefacts. Le formateur de faisceau de Capon n'est pas assez robuste face aux erreurs de modèle de signal et n'a fourni aucun résultat. La technique TR MUSIC possède l'avantage d'une très bonne résolution azimutale cependant elle n'est efficace que pour des scènes avec peu de réflecteurs.

Les travaux menés dans le cadre de la simulation de scénarii complexes de détection radar dans les bâtiments ont conduit à la réalisation d'un simulateur 3D FDTD. Ce simulateur permet d'adresser en grande partie les effets de la propagation à travers les murs et permet surtout une modélisation réaliste des murs constituant les pièces. Ainsi le simulateur permet de modéliser un mur homogène en béton mais aussi des murs constitués de briques creuses ou de moellons. Le simulateur permet également de modéliser un être humain ainsi que d'inclure du mobilier (table, chaise, armoire) dans la scène. Les solveurs FDTD étant relativement lourds en calcul, un simulateur comportemental a également été développé en modélisant les effets du mur (atténuation, distorsion et destruction partielle des fronts) par des processus aléatoires. Les simulations ont permis de montrer que le MIMO permet d'obtenir de meilleures résolutions azimutales pour l'imagerie. Et d'autre part, ont permis de mettre en évidence le fait que le MIMO est plus robuste que le SIMO pour la détection en milieu complexe. En effet, une étude sur la dégradation de l'image formée, mesurée par l'entropie d'image, révèle que les images obtenues en MIMO sont meilleures qu'en SIMO pour un nombre de senseurs identique. Cette meilleure robustesse du MIMO a été

quantitativement expliquée en étudiant la variance des écarts en temps de trajets à la cible. Il a été montré que cette variance est inférieure en MIMO qu'en SIMO, d'où une meilleure imagerie. En analysant, l'imagerie pour différents types de murs, il a aussi été montré que l'imagerie était plus dégradée à travers des murs hétérogènes (briques, moellons) qu'à travers un mur homogène. Ceci confirme que les effets critiques de déformations des fronts d'onde sont plus prononcés pour des murs avec des cavités.

La mise en œuvre d'un banc d'essai a permis d'aborder les aspects expérimentaux. La conception d'une architecture radar MIMO pour la détection à travers les murs a été détaillée. Les aspects temps d'observation et stationnarité de la scène ont ainsi été présentés limitant le nombre total de senseurs du dispositif. Le positionnement des antennes a été adressé par algorithmes génétiques en tentant de minimiser une fonction coût indicatrice du niveau des lobes secondaires et de la résolution azimutale. Enfin deux architectures radar ont été proposées, une première avec multiplexage fréquentiel et une seconde avec multiplexage temporel. Le montage avec multiplexage temporel a été effectué en laboratoire et comprend 4 antennes d'émission et 8 antennes de réception adressées par des commutateurs. La forme d'onde utilisée est un balayage fréquentiel de 2 à 4 GHz en 2 ms. La puissance d'émission est de 17 dBm avec un temps d'observation total de 64 ms. L'acquisition des signaux ainsi que les traitements et l'affichage des images se font directement depuis Matlab®. Le dispositif a permis d'effectuer des traitements sur données de mesures expérimentales. Il a ainsi été mis en évidence que la détection à travers les murs avec le dispositif MIMO était réalisable.

RÉCAPITULATIFS DES ACQUIS

Cette section présente de manière synthétique les principaux apports des travaux de thèse dans les divers domaines concernés.

Plusieurs avantages du MIMO pour la détection en milieu complexe caché ont été mis en évidence. Tout d'abord le MIMO présente une meilleure robustesse que le SIMO. En effet, il a été montré que la variance sur les écarts en temps de trajet à la cible dû à la traversée du mur est plus faible en MIMO qu'en SIMO. De plus, il a été illustré que le MIMO possède un meilleur pouvoir discriminant de cibles rapprochées en azimut. Et, des calculs d'entropie d'image pour mesurer la dégradation en imagerie à travers les murs, ont révélé des artefacts d'imagerie moins prononcés en MIMO qu'en SIMO.

Des algorithmes d'imagerie radar ont été formulés pour une architecture radar MIMO. Le formateur de faisceau de Capon a été implémenté. L'estimation de la matrice de covariance a été réalisée par la méthode "coherent subspace" et la contrainte du formateur de faisceau obtenue par la concaténation des éléments de la matrice directionnelle. L'imagerie par MUSIC Time Reversal a été étendue au cas MIMO en formant l'opérateur de retournement temporel en émission outre celui en réception.

L'opération de filtrage adapté au cas MIMO a été obtenue en sommant de manière cohérente l'ensemble des bancs de filtres adaptés de chacune des paires Tx/Rx du réseau MIMO. Enfin d'autres traitements incohérents basés sur la multi-latération ont été présentés. Les traitements haute résolution proposés ne sont pas assez robustes pour la détection à travers les murs dû aux erreurs de modèle de signal. Les traitements incohérents ont peu de résolution azimutale et compliquent l'interprétation de l'image. Le filtrage adapté reste le meilleur compromis entre artefacts d'imagerie et détection.

Diverses modélisations ont été proposées pour la transmission à travers le mur et les signaux reçus. Pour les murs hétérogènes, une modélisation de la transmission du mur par un processus aléatoire avec une densité de probabilité Weibull ou Gamma a été proposée. Puis, pour les murs homogènes, par une fonction affine décroissante en fonction de la fréquence. Un modèle de signal approché tenant compte de la modification des chemins optiques et l'atténuation du mur a été donné.

Deux outils de simulation ont été mis en place. D'une part, un simulateur FDTD permettant une modélisation réaliste de scénarii de détection avec des murs homogènes ou hétérogènes et la possibilité d'inclure êtres humains et/ou mobilier dans la scène. D'autre part, un simulateur comportemental adressant les effets d'atténuation et de destruction partielle des fronts par des processus aléatoires.

Après discussion des considérations techniques pour la conception d'un radar TTW (temps d'observation, puissance émise vs SNR), deux concepts d'architecture radar MIMO ont été proposées. Il a ainsi été décrit une architecture MIMO avec multiplexage fréquentiel et une avec multiplexage temporel. La réalisation en laboratoire a été celle présentant un multiplexage temporel. Le dispositif a permis d'effectuer des traitements sur données expérimentales.

PERSPECTIVES

Dans la continuité directe des travaux de thèse réalisés sur le point de vue expérimental, il serait intéressant de régler les problèmes de déphasages modifiés à chaque expérimentation, de sorte à ce qu'une seule calibration soit effective pour permettre ensuite la détection en temps réel.

Vis-à-vis du traitement du signal, un point de vue déterministe a été adopté bien qu'il ait été mis en évidence que la propagation à travers les murs entraîne des temps de propagation à la cible avec des écarts aléatoires. Pour combler ces effets, les procédés d'auto-focalisation permettraient d'améliorer les performances d'imagerie. Il serait donc intéressant d'implémenter ces techniques d'auto-focalisation en post-traitement dans le cadre de la détection TTW. Dans le but d'améliorer la qualité des signaux avant imagerie, des investigations sur les pré-traitements restent

à mener. En effet, des opérations de pré-filtrage SVD tronqué à appliquer à la matrice signal MIMO ou certaines de ses sous-matrices, permettrait d'éliminer en partie bruit et artefacts. Également, un tout autre point de vue pour la détection à travers les murs est proposé : il s'agit d'imagerie radar spéculaire¹⁴. L'imagerie radar spéculaire considère la réflectivité de la cible comme une réalisation d'un processus aléatoire d'amplitude fixe mais avec une phase aléatoire. Cette modélisation permettrait de prendre en compte les déphasages aléatoires intervenant à la traversée des murs hétérogènes et comblerait également les déphasages intervenant sur les mesures expérimentales. Les effets micro-Doppler sur l'imagerie restent encore également à aborder, notamment il serait important de voir si les effets micro-Doppler apportent des artefacts d'imagerie supplémentaires.

Dans le cadre général de la détection en milieu urbain, un projet impliquant l'ONERA ainsi que d'autres laboratoires universitaires, vise à réaliser un dispositif radar de détection à travers les murs, portable et plaqué contre le mur. Le système radar étudié est ultra-large FMCW temps réel. Le dispositif permettrait d'obtenir la diversité d'antennes nécessaire à la détection à travers les murs mais également diverses polarisations pour plus d'adaptations aux différents types de murs. Il contiendrait un réseau d'antennes d'émission et de réception et offrirait l'imagerie 3D ainsi que l'imagerie SAR 2D.

L'ONERA a fait l'acquisition de grandes antennes de dimension 1.6×1 m et à très fort gain, 17 dB en moyenne, pour envisager la détection à distance à l'intérieur de bâtiments. La formation d'un dispositif radar MIMO immobile avec 4Tx/8Rx serait alors intéressante à étudier. En effet, la répartition spatiale des antennes d'émission permettrait d'une part, la couverture du bâtiment ainsi que la diversité de canal. Et permettrait d'autre part, d'obtenir une résolution azimutale acceptable malgré la distance des antennes par rapport à la scène. Une autre possibilité serait de monter les antennes sur un véhicule qui se déplace. Le déplacement du véhicule permettrait d'obtenir une synthèse d'ouverture (SAR) tandis que la disposition verticale des antennes offrirait de l'information en élévation. Ceci permettrait alors d'obtenir un aperçu 3D du contenu d'un bâtiment. Le déplacement des senseurs imposerait alors l'émission simultanée des signaux qui reste à développer.

Enfin, un projet mené à l'ONERA, impliquant plusieurs départements dont le département électromagnétisme et radar (DEMR) et le département commande des systèmes et dynamique du vol (DSCD), étudie la faisabilité de dispositifs radar montés sur des drones. Ce projet serait alors un cas d'application direct de détection radar MIMO. Cependant, l'enjeu serait cette fois-ci la détection en plein air et/ou à l'extérieur des bâtiments en milieu urbain.

¹⁴. *Statistical radar imaging of diffuse and specular targets using an expectation-maximization algorithm*, A.D Lanterman, 2000.

PUBLICATIONS

Dans des symposiums internationaux à comité de lecture et avec proceedings :

- B. Boudamouz, C. Pichot, P. Millot, "*MIMO Antenna Design with Genetic Algorithm for TTW Radar Imaging*". European Radar Conference, EuRAD 2012.
- B. Boudamouz, C. Pichot, P. Millot, "*Through The Wall Radar Imaging with MIMO beamforming processing*". IEEE Symposium on Microwaves, Radar and Remote Sensing, MRRS 2011.
- B. Boudamouz, C. Pichot, P. Millot, "*TTW MIMO Radar Detection with Stepped Frequency Waveforms*". European Radar Conference, EuRAD 2010.

Dans des journaux internationaux à comité de lecture :

- B. Boudamouz, C. Pichot, P. Millot, "*Through The Wall Radar Imaging with MIMO beamforming processing - Simulation and Experimental Results*" in Science Publishing Journal of Remote Sensing.

Dans des colloques nationaux et internationaux :

- "*Through The Wall Radar Imaging With MIMO Radar*", Workshop on «MIMO : myth or reality ?» at Télécom Paris.
- "*Études de nouvelles techniques radar MIMO appliquées à la détection de cibles en contexte urbain*", Radar 2nd Ph Day, colloque Thalès Onera.

Participation aux travaux :

- R. Dubroca, N. Fortino, J.-Y. Dauvignac et al., "*Time Reversal-Based Processing for Human Targets Detection in Realistic Through-The-Wall Scenarios*", European Radar Conference, EuRAD 2011.
- P. Millot, B. Boudamouz, T. Volpert, C. Pichot, "*MIMO radar concept for detecting human beings through walls in the presence of background clutter*", PIERS 2010.

Titre Contribution à l'Étude de nouvelles techniques de Radar MIMO pour la détection de cibles en contexte urbain (à l'intérieur des bâtiments)

Résumé L'objectif de cette thèse a consisté en l'étude des apports d'une architecture radar MIMO pour la détection d'êtres humains à l'intérieur des bâtiments. Pour ce faire, il a tout d'abord été mis en évidence sur un point théorique la supériorité d'une architecture radar MIMO comparée au SIMO, en terme de robustesse et de pouvoir discriminant de cibles rapprochées. Ensuite, les effets de la traversée du mur sur le signal radar furent décrits et une caractérisation quantitative de la transmission à travers un mur fut réalisée sur mesures expérimentales. Différents simulateurs de scénarii de détection à travers les murs ont été produits : un simulateur réaliste FDTD ainsi qu'un simulateur «comportemental» simplifié. La méthode de détection et de localisation retenue est l'imagerie radar. Ainsi, différents algorithmes d'imagerie radar pour une architecture MIMO furent développés. Des traitements incohérents (migration, multi-latération), cohérents (filtrage adapté) et haute résolution (MVDR, MUSIC Time Reversal) furent détaillés. Enfin des considérations techniques (bilan de liaison, temps d'observation de la scène) ont été discutées et deux architectures radar MIMO ultra-large bande furent proposées. Une architecture radar MIMO avec 2GHz de bande et un multiplexage temporel pour l'adressage des antennes d'émission a été réalisée par le personnel du laboratoire. Des mesures expérimentales ont conduites permettant de réaliser la détection à travers les murs à l'aide du dispositif réalisé.

Mots-clés radar à travers les murs, imagerie radar, radar MIMO, imagerie haute résolution, propagation électromagnétique à travers les murs.

Title Contribution in Studies on new technics in MIMO radar for target detection in urban environment (inside buildings)

Abstract This thesis focused on the study of the contributions of MIMO radar system for human beings detection inside buildings. First, on a theoretical point, it was highlighted the superiority of MIMO systems compared with the SIMO, in term of robustness and discrimination abilities of close targets. Then, through the wall propagation effects were described and a quantitative characterization of the transmission through a wall was realised based on experimental measures. Various simulators of scenarios of detection through walls were produced : a full-wave FDTD simulator and a simplified «behavioral» one. The method of detection and localisation is the radar imaging. So, differents algorithms of radar imaging for MIMO system were developed. Among them, incoherent processings (migration, multi-lateration), coherent (matched filtering) and high resolution (MVDR, MUSIC Time Reversal) were detailed. Finally, technical considerations (link budget, observation time of the scene) were discussed and two ultrawide band MIMO radar architectures were proposed. A experimental bench of MIMO radar with 2GHz bandwidth and a temporal multiplexing was realized in the laboratory. Experimental measures allow to realize the detection through walls with the realized MIMO radar.