



**HAL**  
open science

## De l'interaction onde-matière à l'image radar : contributions

Stéphane Méric

► **To cite this version:**

Stéphane Méric. De l'interaction onde-matière à l'image radar : contributions. Electronique. Université de Rennes 1 [UR1], 2016. tel-01428764

**HAL Id: tel-01428764**

**<https://theses.hal.science/tel-01428764>**

Submitted on 6 Jan 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.

# Synthèse des travaux de recherche

présentée à

L'UNIVERSITE DE RENNES 1

UFR STRUCTURE ET PROPRIÉTÉS DE LA MATIÈRE

en vue d'obtenir le

## Diplôme D'Habilitation à Diriger des Recherches

Spécialité : *Électronique*

### De l'interaction onde-matière à l'image radar : contributions

par

Stéphane MÉRIC

Soutenue le 30 juin 2016 devant la commission d'examen :

#### *Rapporteurs*

Yves LOSTANLEN	HDR, Adjunct Professor, University of Toronto, Canada
Philippe POULIGUEN	HDR, Ingénieur DGA, Mission pour la Recherche et l'Innovation Scientifique
Atika RIVENQ-MENHAJ	Professeur, Université de Valenciennes-Hainaut Cambrésis

#### *Examineurs*

Gérard CHASSAY	Professeur, en retraite
François LE CHEVALIER	HDR, Professeur, Technische Universiteit Delft, Pays-Bas
Geneviève MAZÉ-MERCEUR	HDR, Ingénieur CEA-CESTA, Le Barp
Jean-Marie NICOLAS	Professeur, Telecom Paris-Tech
Éric POTTIER	Professeur, Université de Rennes 1



# Remerciements

Pour un enseignant-chercheur, la rédaction d'un document en vue d'obtenir une habilitation à diriger des recherches reste une étape importante. Il correspond à une photographie, à cet « instant » d'écriture, de l'ensemble des travaux de recherche (et de formation) réalisés depuis le moment de recrutement en tant que maître de conférences. Si l'écriture est un acte solitaire, il n'en reste pas moins que l'ensemble des activités décrites dans ce mémoire résulte d'une multitude de collaborations, discussions, interrogations que j'ai eu le plaisir de partager avec des stagiaires, doctorants et autres collègues. Je ne citerai ici personne par peur d'oublier ne serait-ce qu'une seule personne mais j'espère que chacun et chacune se reconnaîtra.

Toutefois, en ce moment précis, je ferai une exception pour celles et ceux qui ont accepté de lire mon mémoire. Ainsi, je tiens à remercier l'ensemble du jury d'avoir bien voulu juger mon travail à travers le prisme du présent document. Je les remercie aussi pour leur présence (même téléportée) lors de la soutenance. J'aurai donc une mention spéciale pour Atika RIVENQ-MENHAJ, Yves LOSTANLEN et Philippe POULIGUEN, rapporteurs de mon travail et qui ont apporté un avis éclairé sur mes activités de recherche par l'intermédiaire d'un rapport de pré-soutenance. Nous savons que cet exercice de lecture et rédaction est chronophage. Je les remercie donc sincèrement d'avoir consacré une partie de leur temps à ce travail. Si je remercie les rapporteurs pour leur implication dans l'écriture des rapports de pré-soutenance, il est bien clair que j'associe aussi à ces remerciements les autres membres du jury. Je remercie ainsi Geneviève MAZÉ-MERCEUR, François LE CHEVALIER et Jean-Marie NICOLAS, d'avoir, tout d'abord, examiné avec attention et clairvoyance la synthèse de mes activités de recherche et, ensuite, d'avoir engagé, lors de ma soutenance, des échanges très enrichissants. Enfin, je tiens particulièrement à citer deux personnes qui ont compté, qui comptent et qui compteront dans ma vie professionnelle : Éric POTTIER et Gérard CHASSAY. Tout deux, à leur manière et à des moments charnières de mon parcours professionnel, ont su m'apporter confiance, soutiens et encouragements. Pour chacun, je retiendrai un geste fort (parmi d'autres) : Éric, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe SAPHIR de l'IETR (nom de l'équipe Télédétection de l'époque), moi qui n'apportait rien de particulier sinon la volonté de donner le meilleur de moi-même et Gérard, pour m'avoir accueilli dans l'équipe pédagogique du département ESC de l'INSA de Rennes (nom du département SRC de l'époque), moi qui n'apportait rien de particulier sinon mon envie de transmettre du mieux possible des connaissances scientifiques. Aujourd'hui, j'espère donc qu'au travers de cette HDR, j'ai pu honorer cette confiance que, par le passé, chacun d'eux aura placée en ma personne.



# Table des matières

<b>Avant-propos</b>	<b>9</b>
<b>A Parcours professionnel</b>	<b>11</b>
<b>1 Curriculum vitæ</b>	<b>13</b>
1.1 État civil . . . . .	13
1.2 Fonctions actuelles . . . . .	13
1.3 Diplômes et titres universitaires . . . . .	14
1.4 Parcours professionnel . . . . .	14
<b>2 Synthèse des activités de formation et responsabilités administratives</b>	<b>15</b>
2.1 Poste de moniteur (1992-1995) . . . . .	15
2.2 Création du département ESC (1996-1999) . . . . .	16
2.3 Poste de maître de conférences (1999-actuellement) . . . . .	16
2.4 Présentation et description synthétique des modules et supports de formation . . . . .	16
2.5 Pédagogie et international . . . . .	18
2.6 Description des responsabilités administratives . . . . .	19
2.7 Publications personnelles (en lien avec la formation) . . . . .	20
<b>3 Synthèse des activités de recherche</b>	<b>21</b>
3.1 Thèse de doctorat . . . . .	21
3.2 Période post-doctorale . . . . .	22
3.3 Depuis mon recrutement . . . . .	22
3.4 Encadrement . . . . .	26
I Stages (DEA/Master, ingénieur) . . . . .	26
II Thèses encadrées . . . . .	26
3.5 Responsabilités et animations scientifiques . . . . .	30
I Participation à des jurys de thèse . . . . .	30
II Activités éditoriales . . . . .	30
III Expertise . . . . .	30

IV	Responsabilités scientifiques de contrats . . . . .	31
V	Animation . . . . .	34
VI	Et aussi ... . . . .	34
3.6	Publications personnelles (en lien avec la recherche) . . . . .	35
<b>B</b>	<b>Travaux de recherche</b>	<b>41</b>
	<b>Introduction générale</b>	<b>43</b>
<b>4</b>	<b>De l'interaction onde-matière ...</b>	<b>47</b>
4.1	Introduction . . . . .	47
4.2	Imagerie radar et théorie uniforme de la diffraction [62] . . . . .	51
I	Le contexte . . . . .	51
II	Le principe et un résultat . . . . .	51
III	Contribution et perspectives . . . . .	53
4.3	Optique Physique et champ diffracté [63] . . . . .	54
I	Le contexte . . . . .	54
II	La méthode de l'optique physique . . . . .	55
III	Données d'entrée . . . . .	58
IV	Quelques résultats liés à l'imagerie radar . . . . .	62
V	Extension à la mesure de Surface Équivalente Radar . . . . .	63
VI	Contribution et perspectives . . . . .	65
4.4	Diffraction et réseaux réflecteurs [64] . . . . .	66
I	Le contexte . . . . .	66
II	Le principe des réseaux réflecteurs . . . . .	66
III	Application à la maximisation de la Surface Équivalente Radar d'un dièdre . . . . .	67
IV	Une réalisation et quelques résultats . . . . .	70
V	Contribution et perspectives . . . . .	73
4.5	Conclusion . . . . .	74
<b>5</b>	<b>En passant par les systèmes radar ...</b>	<b>75</b>
5.1	Introduction . . . . .	75
5.2	Système d'imagerie radar dans un contexte automobile [63] . . . . .	80
I	Le contexte . . . . .	80
II	Description du système . . . . .	80
III	Réalisation pratique . . . . .	81
IV	Contribution et perspectives . . . . .	84
5.3	Évolutions pour systèmes radar . . . . .	84
I	Le contexte . . . . .	84
II	Système PoSAR [65] . . . . .	85

III	Système radar de détection de menaces [60]	88
IV	Contribution et perspectives	90
5.4	Système radar passif [66]	90
I	Le contexte	90
II	Le prototype	91
III	Contribution et perspectives	94
5.5	Conclusion	96
<b>6</b>	<b>Et le traitement du signal radar ...</b>	<b>97</b>
6.1	Introduction	97
I	Géométrie et scène radar	98
II	Forme d'onde transmise	103
III	Traitements de focalisation	104
6.2	Traitement radar dans un contexte automobile [63]	106
I	Le contexte	106
II	Focalisation dans l'axe azimut (rétroprojection ou <i>Range Stacking</i> )	106
III	Quelques résultats de simulation	112
IV	Contribution et perspectives	114
6.3	Traitement radar et communications numériques [67]	115
I	Le contexte	115
II	Focalisation dans l'axe azimut ( $\omega - k$ )	115
III	Approche MIMO-SAR	116
IV	Approche OFDM-SAR	122
V	Contribution et perspectives	131
6.4	Synthèse d'ouverture interférométrique [66]	132
I	Le contexte	132
II	Résultats de simulation	134
III	Utilisation de sous-matrices de commutateurs	138
IV	Mesures	141
V	Contributions et perspectives	143
6.5	Conclusion	144
<b>7</b>	<b>Jusqu'à l'imagerie radar.</b>	<b>145</b>
7.1	Introduction	145
7.2	Imagerie radar et paramètres géophysiques [68]	146
I	Le contexte	146
II	Polarimétrie et paramètres physiques	147
III	Données expérimentales	150
IV	Analyses des images SAR	154
V	Procédure d'inversion de rugosité et d'humidité	157

VI Contributions et perspectives . . . . .	165
7.3 Imagerie radar et géométrie de prise de vue [69] . . . . .	166
I Le contexte . . . . .	166
II Approche multi-fenêtre . . . . .	173
III Contributions et perspectives . . . . .	183
7.4 Conclusion . . . . .	183
<b>Conclusion générale</b>	<b>185</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>189</b>
<b>Table des figures</b>	<b>199</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>205</b>

# Avant-propos

Le présent document présente la majeure partie des activités de recherche que j'ai développées au sein de l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR). Dans un premier temps, ces activités ont été menées (et le sont encore pour certaines) au sein de la composante INSA (Institut National des Sciences Appliquées) de l'IETR. Puis, j'ai intégré l'équipe « Télédétection » (ex-SAPHIR pour SAR Polarimétrie Holographie Interférométrie Radargrammétrie) actuellement intégrée au département « Propagation - Localisation - Télédétection » de la composante UR1 (Université de Rennes 1) de l'IETR.

Ce document se divise en deux parties. La première partie (page 13) est essentiellement dédiée à une description globale de mon parcours professionnel. Cette partie permet alors de situer mes activités d'enseignement (chapitre 2, à partir de la page 15) en termes de quantité et de contenu. Je décris donc les modules de formation que j'assure, dans le tableau 2.1 (page 17) ainsi que les supports de formation que j'ai développés, dans le tableau 2.2 (page 18). Pour terminer, je liste les publications réalisées dans le cadre de la formation (page 20). J'effectue aussi une synthèse de mes travaux de recherche (chapitre 3, à partir de la page 21) en indiquant plus spécifiquement les encadrements de thèse que j'ai assurés (tableau 3.2, page 28 et tableau 3.3, page 29) ainsi que les activités liées à la valorisation, à l'expertise ou la participation à des projets de recherche. Enfin, l'ensemble des publications, ouvrages et rapports sont décrits dans le paragraphe 3.6 (page 35).

La seconde partie (page 43) aborde le coeur même du document puisque j'y décris mes travaux de recherche. La description proposée s'articule autour des thèmes abordés au cours de mes activités. Ces activités décrivent les phénomènes et disciplines contribuant à l'obtention d'une image radar à partir de phénomènes d'interaction entre l'onde et la matière. Les domaines abordés traitent donc de la modélisation de l'interaction de l'onde et de la matière, du développement de systèmes permettant la mesure des signaux diffusés et rétrodiffusés par la matière et du traitement permettant d'extraire l'information de répartition spatiale de l'énergie diffusée et rétrodiffusée.

Enfin, ce document propose un aperçu des activités de recherche que je mène depuis plusieurs années. J'ai souhaité effectuer une synthèse de ces recherches depuis ma période post-doctorale en passant par le recrutement en tant que maître de conférences à l'INSA de Rennes jusqu'au début de l'année 2015.



## **Première partie**

# **Parcours professionnel**



# Chapitre 1

## Curriculum vitæ

### 1.1 État civil

<i>Nom</i>	MÉRIC
<i>Prénom</i>	Stéphane
<i>Date de naissance</i>	1 juillet 1968
<i>Nationalité</i>	Française
<i>Lieu de naissance</i>	Rennes (35)
<i>Situation familiale</i>	Pacsé, 3 enfants
<i>Coordonnées</i>	29 rue René Brice, 35200 RENNES 02.99.38.41.87 (perso.stephane.meric@gmail.com)

### 1.2 Fonctions actuelles

<i>Poste</i>	Maître de Conférences (depuis septembre 1999)
<i>Établissement</i>	Institut National des Sciences Appliquées (INSA) de Rennes
<i>Département</i>	Systèmes et Réseaux de Communication (SRC)
<i>Laboratoire</i>	Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR, UMR CNRS 6164)
<i>Coordonnées (#1)</i>	IETR / INSA 20 avenue des Buttes de Coësmes, CS 70839 35708 RENNES Cédex 7 02.23.23.87.28 (stephane.meric@insa-rennes.fr)
<i>Coordonnées (#2)</i>	IETR / Université de Rennes 1 Bâtiment 11D 263 avenue du Général Leclerc, CS 74205 35042 RENNES Cédex 02.23.23.53.82 (stephane.meric@univ-rennes1.fr)

### 1.3 Diplômes et titres universitaires

- Septembre 1999* Recrutement en qualité de Maître de Conférences à l'INSA de Rennes, au département Électronique et Systèmes de Communications (ESC).
- Janvier 1996* Thèse de Doctorat en Électronique de l'INSA de Rennes : « Étude de l'influence et de la correction des mouvements perturbateurs pour imagerie radar à ouverture synthétique » et soutenue le 4 janvier avec mention TH et félicitations.
- Septembre 1991* Diplôme d'Études Approfondies (DEA) de l'Université de Rennes 1, option Signal et Télécommunications.
- Juin 1991* Diplôme d'ingénieur de l'INSA de Rennes, option Génie Électrique.
- Juin 1986* Baccalauréat série E (mention AB).

### 1.4 Parcours professionnel

- Depuis sept. 2014* Maître de Conférences, hors classe, à l'INSA de Rennes.
- Depuis sept. 1999* Maître de Conférences, classe normale, à l'INSA de Rennes.
- Oct. 1998 - août 1999* Attaché Temporaire d'Enseignement et de Recherche (ATER) à l'INSA de Rennes.
- Mai 1998 - sept. 1998* Ingénieur de recherche au Laboratoire de Composants et Systèmes de Télécommunications (LCST) de l'INSA de Rennes.
- Sept. 1997 - avril 1998* Ingénieur conseil détaché au LCST.
- Sept. 1996 - août 1997* ATER à l'INSA de Rennes.
- Oct. 1995 - août 1996* Ingénieur conseil à SIRADEL (mi-temps) et associé maître de conférences à l'INSA de Rennes (mi-temps).
- Oct. 1991 - déc. 1996* Doctorant au LCST.
- Oct. 1992 - Oct. 1995* Moniteur à l'INSA de Rennes.
- Nov. 1993 - nov. 1994* Service militaire au Centre de L'Armement (Bruz).
- Janv. 1991 - Juil. 1991* Stage de DEA à Northern Telecom (Ottawa, Canada)

## **Chapitre 2**

# **Synthèse des activités de formation et responsabilités administratives**

### **Préambule**

J'ai choisi de décrire mes activités liées à la formation jusqu'en fin 2014. En effet, une réforme pédagogique d'ampleur non négligeable est engagée à l'INSA de Rennes depuis septembre 2014. De nombreux modules d'enseignement se transforment et le paysage de la formation s'en trouve donc suffisamment modifié pour que je limite la synthèse jusqu'à l'année universitaire 2013-2014 (décembre 2014 pour être exact). Je conclurai par un paragraphe décrivant succinctement les différents aspects de la réforme et ses impacts.

La description de mes activités d'enseignement se fait en plusieurs parties et aborde les différentes phases de mon investissement dans la formation. Bien que je n'assume plus certaines de ces activités, je souhaite décrire l'ensemble de celles-ci car elles révèlent mon engagement dans la formation des étudiants. De plus, il me semble que les activités de formation sont des vecteurs essentiels de transmission des connaissances acquises lors des activités de recherche. À l'inverse, l'acte d'enseigner est tout aussi bénéfique sur le travail de recherche. En effet, la pédagogie demande une prise de recul pouvant nourrir des réflexions scientifiques. Pour preuve, suite à des travaux liés à la pédagogie, je suis co-auteur de 3 communications nationales [1, 2, 3] décrivant des travaux abordant des aspects scientifiques liés à la formation. Je termine par un paragraphe décrivant succinctement mes activités liées aux tâches administratives qui sont bien présentes dans le quotidien d'un enseignant-chercheur.

### **2.1 Poste de moniteur (1992-1995)**

J'ai bénéficié d'un poste de moniteur à l'INSA de Rennes. J'ai alors assuré des travaux pratiques d'électronique pour des étudiants de niveau L3 et M1 ainsi que des travaux pratiques de physique à des

étudiants de L2. Le volume de ces enseignements a représenté un total de 96 heures équivalent TP par an.

## **2.2 Création du département ESC (1996-1999)**

Comme indiqué précédemment dans le paragraphe 1.3, la fin de ma thèse a coïncidé avec la création d'un département de spécialité à l'INSA de Rennes (département « Électronique et Systèmes de Communication » -ESC). J'ai donc participé à la création de ce département en prenant en charge l'enseignement d'électronique (20 heures TD et 40 heures TP), de traitement du signal (20 heures TD et 40 heures TP) et de mathématiques pour l'électronique (10 heures TD).

Parallèlement aux heures assurées à l'INSA, j'ai eu aussi en charge le développement de cours magistraux en électromagnétisme à SUPELEC Rennes ainsi qu'à l'école des officiers de Coëtquidan.

## **2.3 Poste de maître de conférences (1999-actuellement)**

Le recrutement à l'INSA de Rennes m'a permis d'investir la formation sur le long terme. Cet investissement s'est concrétisé à travers une large rédaction de supports d'enseignement (polycopiés de cours, TD et TP -voir 2.4) et dans la création de nouveaux enseignements sous la forme de projets électroniques de durée de 6 mois. À partir de 2004, suite à une formation pédagogique autour de l'enseignement par projets, j'ai appliqué certaines méthodes innovantes sur des projets d'électronique (description dans le paragraphe 2.4). Ces méthodes sont toujours utilisées au sein du département. En 2009, l'évolution du département ESC en département « Systèmes et Réseaux de Communication » -SRC- a modifié certains équilibres. Si je n'assure plus certains enseignements de début de carrière, d'autres sont apparus et sont devenus plus prépondérants dans ma charge de cours (voir tableau 2.1 et paragraphe 2.4).

## **2.4 Présentation et description synthétique des modules et supports de formation**

Je décris ici les enseignements que j'assure actuellement ainsi que ceux dont j'ai la responsabilité. Certaines activités décrites précédemment (exemple des mathématiques pour l'électronique) ne s'y trouvent pas puisque je n'assure plus ces activités suite à des modifications de répartition des enseignements. La responsabilité de module décrite dans le tableau 2.1 implique

- d'assurer les épreuves d'évaluation,
- d'effectuer la mise à jour des contenus et la proposition d'évolutions pédagogiques,
- de s'assurer de l'organisation et de la cohérence pédagogique entre cours, TD et TP,
- de vérifier que le nombre d'intervenants est suffisant pour chaque module.

<b>Intitulé</b>	<b>Contenu</b>	<b>Type</b>	<b>Nb heures</b>	<b>Année</b>
STP01-TING*	Techniques de l'ingénieur	Cours/TD	18	L1
STP01-ELTC*	Électrocinétique 1 (rég. continu)	Cours/TD	14	L1
STP02-ELTC*	Électrocinétique 2 (rég. variable)	Cours	7	L1
		TD	7	
STP03-SRC*	Sensibilisation	Projet	18	L2
STP04-ELEC	Électronique (pré-spécialisation)	TD	8	L2
SRC05-ELEC	Électronique	TP	8	L3
		TD	7	
SRC05-TTSAD	Théorie et traitement du signal déterministe	Cours	14	L3
SRC06-SL	Systèmes linéaires (électronique)	TP	4	L3
SRC05-TTSAA	Théorie et traitement du signal aléatoire	TD	10	L3
SRC07-ESNL	Électronique des systèmes non linéaires	Cours	18	M1
		TD	10	
		TP	26	
SRC07-SYRAD	Systèmes radar	Cours	16	M1
		TD	8	
		TP	22	
SRC08-TSRS	Traitement du signal radar et sonar	Cours	16	M1
SRC09-MOIRH	Diffraction	Cours	16	M2
SRC09-BE0	Bureau d'étude	Projet	variable	M2
SRC10-STAG	Suivi de stage de fin d'étude	Stage	variable	M2

TABLE 2.1 *Description synthétique des activités de formation.*

Pour une meilleure lecture du tableau 2.1, la colonne **Intitulé** correspond au label des modules à savoir que *XXXYY-MOD* indique que

- *XXX* est lié au département d'enseignement des modules (STP : premier cycle de l'INSA - contraction de STPI pour « Sciences et Techniques Pour l'Ingénieur », SRC : Systèmes et Réseaux de Communications),
- *YY* donne le semestre de formation (de 01 à 10) et la colonne **Année** donne l'équivalence LMD,
- *MOD* est l'abréviation du **Contenu** du module et le caractère « \* » spécifie que les modules en question sont dispensés pour la filière internationale.

La description du tableau 2.2 concerne essentiellement les modules que j'ai créés ou auxquels j'ai participé. Cette description tient compte aussi des modules que je n'assure plus ou des sessions que j'ai assurées ponctuellement (tableau 2.3). J'ai aussi indiqué la création de supports pédagogiques associés (si support créé).

<b>Discipline</b>	<b>Public</b>	<b>Support</b>	<b>Type</b>	<b>Contribution de</b>
	L2	Poly. de manipulations	Sensibilisation	—
	L3	Polycopié	Pré-spécialisation (TD et TP)	R. Loison
	L3	Polycopié (140 pages)	TD, CAO et TP	R. Loison, M. Crussière
Électronique	L3	Polycopié (170 pages)	TD, CAO et TP	R. Loison, M. Crussière
	L3	Poly. de manipulations	Projet	M. Crussière
	L3	Poly. de manipulations	Projet	G. Zaharia
	M1	Polycopié (150 pages)	Cours, TD, CAO et TP	—
Traitement du signal	L3	Polycopié (110 pages)	cours, TD et TP	P. Mary
	L3	Polycopié (50 pages)	TD et TP	P. Mary
Systèmes et signal	M1	Polycopié (40 pages)	TD et TP	G. Chassay
radar/sonar	M1	Polycopié (50 pages)	TD et TP	G. Chassay
Diffraction	M2	Diaporama	Cours	G. Chassay

TABLE 2.2 *Description synthétique des modules créés et supports pédagogiques associés.*

## 2.5 Pédagogie et international

Deux aspects de type international se sont greffés à partir de 2001 concernant mes activités de formation à l'INSA de Rennes. Le premier aspect concerne mon intégration dans l'équipe pédagogique de la filière internationale de l'INSA de Rennes. Cette filière propose à des étudiants non francophones, par l'intermédiaire de cours en français, d'intégrer l'INSA via une pédagogie adaptée. J'enseigne dans ce parcours des matières qui vont des techniques pour l'ingénieur à l'électrocinétique en régime variable (voir tableau 2.1). Le second aspect est lié à mon investissement, à partir de mai 2001, dans la

Discipline	Lieu	Type	Durée/Date	Public
Diffraction électromagnétique	Université Mohammed 1er, Oujda (Maroc)	Séminaire	1 semaine/fév. 2007	M2
Systèmes radar	ENSA, Oujda (Maroc)	Séminaire	1 semaine/déc. 2008	M2
Traitement du signal radar & imagerie radar	Université Mohammed 1er, Oujda (Maroc)	Séminaire	1 semaine/déc. 2009	M2
Traitement de données radar (holographie) & télédétection	Université Mohammed 1er & ENSA, Oujda (Maroc)	Séminaire	1 semaine/déc. 2011	M2
Diffraction électromagnétique & imagerie radar	Université Mohammed 1er, Oujda (Maroc)	Workshop	21 février 2012	chercheurs
Mesures de SER	Université Rennes 1	École d'automne	3 au 7 octobre 2011	chercheurs

TABLE 2.3 Description synthétique des interventions nationales et internationales.

création d'un département de télécommunications à l'École Nationale des Sciences Appliquées d'Oujda (Maroc). Cette création s'est d'abord traduite par la définition d'un contenu, puis par la création de certains enseignements (et les matériels associés) et enfin par l'enseignement de certains cours et interventions pour ce département (voir tableau 2.3). La charge associée a correspondu à environ 200 heures équivalent TD réparties sur 5 ans (charge non déduite de mon service statutaire).

## 2.6 Description des responsabilités administratives

Je présente les diverses activités administratives que j'ai pu assumer depuis ma nomination à l'INSA de Rennes. Ces activités administratives se déclinent à plusieurs niveaux :

- au niveau établissement puisque
  1. j'ai été membre élu (collège B) au conseil d'administration de l'INSA de 1999 à 2001, puis de 2004 à 2010 et enfin depuis février 2013 jusqu'à mai 2014,
  2. j'ai été membre nommé à la commission des finances de l'INSA de Rennes de février 2013 à mai 2014,
- au niveau du département de formation puisque
  1. j'ai été membre élu (collège B) au conseil de département ESC de 1999 à 2002 et de 2005 à 2008,
  2. j'ai été responsable d'année (3ESC/3SRC)<sup>1</sup> de 1999 à janvier 2010,
  3. je suis responsable des stages (3SRC/4SRC/5SRC) depuis janvier 2010.

1. Le sigle « 3SRC » (par exemple) désigne le numéro de l'année de formation à l'INSA de Rennes. Ici, il s'agit de la 3ème année du département SRC et qui correspond aussi à la 1ère année de la formation ingénieur.

Il faut aussi noter que mes responsabilités administratives s'étendent aussi au niveau de la composante recherche INSA de l'IETR à savoir que

- je suis membre élu (collège B) du conseil de la composante INSA de l'IETR depuis 2011,
- je suis membre élu depuis 2001 à la commission de spécialiste puis au comité de sélection de la section CNU 63 de l'INSA et membre du bureau depuis 2009,
- je suis membre de la commission électorale de l'IETR,
- je suis membre de la cellule prospective scientifique de l'IETR (cellule mise en place à l'initiative de la direction de l'IETR et où les membres sont chargés de sélectionner des initiatives scientifiques innovantes proposées par les chercheurs et enseignant-chercheurs de l'IETR et ce, afin de les financer sur la dotation FEI-CNRS -crédits fonctionnement, équipement, investissement- de l'unité).

## **2.7 Publications personnelles (en lien avec la formation)**

### **Conférences nationales avec actes et comité de lecture**

- [1] S. MÉRIC, R. LOISON et R. GILLARD, « Conception, simulation et réalisation d'un système radar. Application pour l'analyse de doppler », *in VI Journées CNFM (Coordination Nationale pour la Formation en Micro électronique)*, (Saint-Malo, France), décembre 2000.
- [2] S. MÉRIC, R. LOISON et R. GILLARD, « Étude, simulation et réalisation d'un oscillateur à 5.8 GHz », *in VII Journées CNFM*, (Saint-Malo, France), décembre 2002.
- [3] M. HOLTMANNSPÖETTER et S. MÉRIC, « Étude et réalisation d'un radar FMCW », *in VIII Journées CNFM*, (Saint-Malo, France), décembre 2004.

## Chapitre 3

# Synthèse des activités de recherche

### Préambule

J'effectue ici une brève synthèse de mes activités de recherche en commençant par les travaux que j'ai pu mener avant ma nomination à l'INSA de Rennes et les activités que j'ai développées à partir de cette nomination. Je ne rentre pas dans le détail de mon stage de DEA puisque le thème de celui-ci (étude et intégration de structures de test pour matériaux ferro-électriques) est finalement décorrélé du thème de recherche que j'ai développé par la suite. Cette expérience m'a surtout permis d'avoir une expérience à l'étranger (Northern Telecom, Ottawa, Canada).

### 3.1 Thèse de doctorat

Mon activité de recherche a débuté avec ma thèse de doctorat qui s'est déroulée au sein de l'équipe « Détection - SER - Diffraction » du Laboratoire de Composants et Systèmes de Télécommunications (LCST) à l'INSA de Rennes (thèse interrompue pendant 1 an pour cause de Service National). Sous la direction du professeur Gérard Chassay, ma thèse portait sur le thème de l'imagerie radar. Ce thème étant nouveau au LCST, j'ai réalisé mes travaux de recherche en partenariat avec la filière « Espace et Millimétrique » de Thomson-CSE, division radar et contre-mesure (suivi des travaux assuré d'abord par Jean-Claude Quaillet puis par Denis Perthuis). Mes travaux de thèse ont donc abordé de manière générale la synthèse d'ouverture (ou SAR pour *Synthetic Aperture Radar*), traitement permettant d'obtenir des images radar haute résolution. Plus précisément, mes travaux de recherche ont porté sur la qualité de l'image radar obtenue par le procédé SAR. J'ai étudié les mouvements du porteur comme une des principales sources de perturbations. J'ai analysé ces perturbations et proposé des gabarits donnant l'amplitude maximale des mouvements du porteur pour un critère de qualité image donné (ISLR, PSLR et réponse impulsionnelle). Ensuite, j'ai proposé une méthode de détection des mouvements du porteur et une annulation de la conséquence de ces mouvements en appliquant sur les données brutes radar, le déphasage associé au déplacement intempestif du porteur

(roulis, tangage et lacet essentiellement). Les données réelles utilisées provenait du radar RAPHAEL, radar imageur SAR positionné sous le RAFALE. Les résultats liés à ces travaux ont fait l'objet d'une classification « Confidentiel Défense » mais j'ai pu malgré tout valoriser certains principes au travers de communications nationales [40, 41] et internationales [13] avec actes.

## 3.2 Période post-doctorale

La période qui a suivi ma thèse de doctorat peut se découper en deux parties principales. La première est liée à mes activités au sein de la société SIRADEL. J'ai alors abordé le traitement SAR sous l'aspect de la simulation. J'ai été en charge du développement d'un simulateur SAR devant permettre de maîtriser les paramètres d'obtention d'une image radar. L'aspect innovant de ce travail a été de traiter la propagation d'une onde électromagnétique dans une zone urbaine (utilisation de la théorie géométrique de diffraction) afin d'utiliser le signal rétrodiffusé simulé en entrée du simulateur SAR. Cette approche originale a donné lieu à des communications nationales [42, 43], internationale [14] et à une publication dans une revue internationale [4].

La seconde partie de mes recherches après ma thèse de doctorat s'est portée sur l'utilisation du traitement du signal radar à des fins d'imagerie (traitement SAR) avec applications sur des « petits » systèmes. En ce sens, j'ai abordé une étude de faisabilité d'une application permettant de réaliser des images radar de véhicules circulant sous une balise de télépéage [50, 51]. Cette étude de faisabilité a donné lieu à une première étude doctorale que j'ai encadrée après ma nomination comme maître de conférences.

## 3.3 Depuis mon recrutement

À partir de ma nomination comme maître de conférences, mes activités de recherche se sont déroulées en deux phases. Je décris ici les points marquants de ces périodes.

La première phase s'est essentiellement concentrée à l'INSA de Rennes pendant laquelle j'ai encadré la thèse de Rébecca Giret ainsi que des stages de DEA/Master, de fin d'études et de Master étrangers. Le sujet de thèse de Rébecca Giret avait pour thème l'imagerie radar dans un contexte autoroutier. L'approche a été globale : traitement du signal, simulation électromagnétique, mesures et réalisation d'un système radar. L'idée originale fut d'utiliser le mouvement d'un véhicule passant sous une balise de télépéage afin d'en extraire des informations sur son gabarit. La proposition a donc été d'établir une image radar de type SAR afin de localiser les points de diffraction de ce véhicule et significatifs de sa géométrie. La première étude a permis de décrire une méthode de traitement SAR adaptée à la géométrie du problème radar en utilisant un modèle simpliste de points brillants pour un véhicule. Ensuite, il a été nécessaire de valider cette étape de traitement du signal avec un modèle réaliste de véhicules. Cette modélisation a été rendue possible par l'intermédiaire d'une facettisation du véhicule. Cette facettisation est ensuite utilisée comme donnée d'entrée pour l'application de l'optique physique et obtention du signal rétrodiffusé par le véhicule en mouvement. Une approche originale

de traitement du signal a aussi été proposée pour extraire du signal reçu par la balise de télépeage, la vitesse du véhicule (information primordiale pour le traitement SAR). Des campagnes de mesure ont permis de valider le principe de l'imagerie radar et de montrer les limites d'un tel principe avec la structure proposée par la balise. Le second volet des recherches a donc porté sur une proposition d'une autre forme d'onde à l'émission (onde continue à modulation de fréquence) permettant, entre autres, d'obtenir une résolution de l'image radar dans l'axe distance du même ordre de grandeur que celle obtenue dans l'axe azimut (axe d'évolution du véhicule). Pour ce second volet, la recherche d'un traitement du signal pour image radar et la validation par des simulations électromagnétiques ont aussi été menées. Enfin, pour valider ce principe, un prototype radar a été développé et des premières expériences ont été menées. Cette première expérience d'encadrement pose aussi les contours de mon champ de recherches puisque celui-ci s'étend bien de l'interaction entre l'onde et la matière (la diffraction d'une onde par un véhicule) à l'imagerie radar (traitement SAR/ISAR) en passant par la réalisation de systèmes radar (prototype de radar FMCW). L'ensemble de ce travail a donné lieu à des communications nationales [44, 45] et internationales [15, 16, 17, 18, 19, 20] avec actes et revue internationale [5].

La fusion des laboratoires d'électronique de Rennes en 2001 sous le label de l'IETR a permis des échanges fructueux entre les équipes de recherche. Aussi, suite à quelques changements notables (promotion, départ en retraite) au sein de l'équipe de recherche radar de l'INSA, je me suis retrouvé isolé au sein de cette thématique de recherche. Ainsi, la seconde phase de mes activités de recherche est surtout concentrée à l'Université de Rennes 1 au sein de l'équipe de Télédétection (anciennement connue sous le sigle SAPHIR pour « SAR Polarimétrie Holographie Interférométrie Radargrammétrie ») et dirigée par Éric Pottier (et actuellement par Laurent Ferro-famil). J'ai alors pu investir mes recherches dans chacun des domaines qui ont été abordés lors de la thèse de Rébecca Giret à savoir

1. la compréhension, la modélisation et la mesure des phénomènes d'**interaction de l'onde avec la matière**,
2. le dimensionnement et le **développement de systèmes radars**, essentiels pour la mesure de signaux radar afin d'obtenir des images radar,
3. le **traitement du signal radar**, fondamental afin d'obtenir les images radar après acquisition de la vidéo brute,
4. l'**imagerie radar** qui peut englober plusieurs domaines qui vont du traitement de l'image radar jusqu'à des techniques d'imagerie s'inspirant du traitement SAR du signal radar.

Concernant le point 1., les travaux sont essentiellement liés au contexte routier. Deux axes sont à distinguer. D'une part, la thèse de Pengfei CHEN a traité des caractéristiques de rétrodiffusion radar des véhicules autoroutier ainsi que de leur environnement afin de pouvoir modéliser le niveau de rétrodiffusion pour un radar anti-collision. Le travail fut axé sur la réalisation d'un code basé sur l'Optique Physique et permettant une simulation rapide du signal rétrodiffusé par une scène complexe. Différents scénarios vus par le radar ont été envisagés et des mesures de SER de véhicules in-situ

ont été réalisées [21]<sup>1</sup>. D'autre part, le travail entamé avec Raphaël Gillard, de l'équipe « Systèmes Rayonnants Complexes », composante INSA de l'IETR, depuis septembre 2011, utilise le principe des réseaux réflecteurs permettant d'apporter un déphasage supplémentaire à une onde incidente sur une surface plane à partir d'une géométrie particulière pour des éléments réfléchissants quasi-périodiques. Ce principe appliqué dans la conception d'un dièdre ouvert (ouverture supérieure à 90°) redonne à ce dièdre ses caractéristiques de SER quand l'ouverture est égale à 90° (forte SER et faible directivité). Ce travail a donné lieu à un dépôt de brevet [53], avec extension internationale [54] et une publication dans une revue internationale [6]. Enfin, un projet ANR (Cyclope) porté par l'IFSTTAR a été labellisé en juillet 2014 pour une durée de 42 mois. Ce projet consiste à augmenter la sécurité des cyclistes dans un environnement urbain et plus particulièrement dans le rapport bus-vélo. Raphaël Gillard et moi-même travaillons sur la partie liée à l'augmentation de la SER d'un vélo et/ou cycliste ainsi que sur la détection opportuniste par le vélo des émissions radio-électriques d'un bus.

Le point 2. est actuellement en plein développement puisqu'à partir des premiers travaux réalisés avec Rébecca Giret, j'ai pu mettre à profit les connaissances acquises dans la réalisation de systèmes radar. Aussi, deux prototypes sont à l'étude et en cours de développement. Le premier est lié à un contrat industriel dont le but est de vérifier la faisabilité d'un radar bas-coût pour la détection, et ce à partir de technologies dites grand public. Le second prototype s'inscrit sur le long terme puisqu'il s'agit de développer un système radar devant effectuer des images radar. Actuellement, le projet PIMA (Plateforme d'Ingénierie Multimodale Aéroportée) finance un porteur aéroporté sous lequel nous envisageons d'embarquer un capteur radar devant réaliser des images radar. De nombreuses thématiques s'ouvrent donc à nous et concernent essentiellement la structuration d'un système radar imageur et son positionnement dans un contexte opérationnel (utilisation, entre autres, d'une centrale inertielle). En soutien à ce développement, je participe aussi au dimensionnement radar dit au sol (*Ground Based*) afin de valider, entre autres, les techniques de traitement du signal radar pour obtenir une image radar.

Le point 3. m'a permis d'appliquer des méthodes de traitement du signal radar au domaine des communications numériques. En collaboration avec Jean-Yves Baudais, de l'équipe « Communications Numérique » de l'IETR, chercheur CNRS, j'ai eu la responsabilité scientifique d'une étude commandée par le CNES sur la possibilité de démoduler les signaux *Automatic Identification System* (AIS) provenant des navires et reçus par un satellite. Les collisions d'envoi de signaux AIS entre les bateaux sont évitées par l'utilisation d'un protocole particulier lorsque la distance entre bateaux est inférieure à 70 km. Ces collisions ne sont donc pas évitées lorsque les signaux AIS sont observés depuis l'espace puisque dans cette configuration, l'observateur satellitaire a une vue beaucoup plus large que celle de 70 km sur la surface terrestre (vision de tous les bateaux). Nous avons appliqué des techniques de démodulation numérique en tenant compte de l'effet Doppler induit par le satellite afin de retrouver les positions des émetteurs AIS (traitement de type image radar SAR). Ce travail a débouché sur 3 rapports d'étude

---

1. La thèse de Pengfei Chen n'a pas abouti car le candidat, en contrat CIFRE avec Renault Automobile, ayant trouvé un poste d'ingénieur expert radar pour une société travaillant dans le domaine automobile entre la Chine et la France, a préféré mettre un terme à son contrat CIFRE quelques mois avant le terme de sa période de thèse. Malgré cela, les travaux correspondant ont été exploités dans le cadre d'une autre collaboration avec le technocentre de Renault Automobile.

[55, 56, 57] et 1 communication nationale avec actes [46]. Un autre aspect du point 3. est développé lors de la thèse de Vishal Riché et qui porte sur une thématique nouvelle au sein de l'équipe Télédétection. Il s'agit de décrire et de mettre en oeuvre des nouvelles techniques et configurations dans le domaine de l'imagerie radar SAR, inspirées des communications numériques. Le travail est centré sur l'adaptation du traitement radar SAR à une configuration de type MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) afin d'améliorer les performances du système imageur (robustesse aux bruits et résolution en azimuth). De plus, nous proposons une approche originale de dimensionnement de l'onde émise par l'intermédiaire d'un codage de type OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) afin de supprimer les ambiguïtés en distance. Cet aspect est actuellement à l'étude dans le cadre d'une collaboration avec le CNES sur la possibilité d'utiliser des formes d'ondes particulières pour les missions spatiales dédiées à l'altimétrie radar. Le travail de thèse de V. Riché a donné lieu à des communications nationales avec actes [47, 48], internationales avec actes [22, 23, 24, 25] et des articles de revues internationales [7, 8]. Ce même point 3. a abordé le problème de l'imagerie passive et a été l'occasion d'un thème pluridisciplinaire avec l'équipe « Systèmes Rayonnants Complexes », de la composante UR1 de l'IETR. Les aspects abordés ont été le traitement du signal provenant d'une scène dont la température est différente de 0K ainsi que la réalisation d'un prototype d'imagerie. L'application visée a été l'imagerie des personnes avec détection de corps étrangers sur cette personne. L'originalité du travail a porté sur la simplification du système d'imagerie passive en utilisant le traitement interférométrique entre deux antennes de réception et une stratégie de commutation de sous-matrices connectées à un réseau à « trous » (*sparse array*). Un prototype a été développé pour les bandes Ku et Ka et a ainsi démontré l'intérêt du concept développé. Ce travail a débouché sur 4 communications internationales avec actes [26, 27, 28, 29] et 1 article de revue internationale [9].

Le point 4. aborde différents aspects de l'imagerie radar. Le premier aspect concerne la thèse de Franck Fayard. Cette thèse a porté sur une technique particulière de traitement du signal radar : le traitement radargrammétrique. Cette technique permet, à partir de deux images radar SAR prises avec des angles d'incidence différents, de retrouver l'information de hauteur d'une zone imagée. Le but de la thèse de Franck Fayard a été de développer la totalité de l'algorithme de traitement radargrammétrique et de l'adapter à des zones montagneuses (zones extrêmement compliquées à traiter en radargrammétrie du fait de la forte déformation apportée par la visée latérale du traitement SAR). Les travaux de Franck Fayard ont proposé une méthode originale de traitement des zones montagneuses en déformant les images à partir d'une information a priori de hauteur. Ce travail de thèse a débouché sur 1 communication nationale avec actes [49], 5 communications internationales avec actes [30, 31, 32, 33, 34], 1 chapitre de livre [10] et 1 article de revue internationale [11].

Enfin, toujours concernant ce point 4., la thèse de Hongquan Wang utilise la diversité d'informations contenues dans les images radar SAR multi-polarisation et multi-incidence pour retrouver des paramètres physiques de la zone imagée (humidité et rugosité, dans le cadre de cette thèse). L'ensemble des travaux utilise des images radar (satellite RADARSAT-2) obtenues dans le cadre d'un SOAR (*Science and Operational Applications Research*) ainsi que des images obtenues par un système radar au sol que nous avons développé. Ce travail de thèse a permis la publication de 5 communications internationales

[35, 36, 37, 38, 39] et 1 article de revue internationale [12].

## **3.4 Encadrement**

### **I Stages (DEA/Master, ingénieur)**

Le tableau 3.1 résume les différents stages (le nom du stagiaire, le titre du stage, la nature du stage, la période du stage et le taux d'encadrement du stage) que j'ai pu encadrer depuis ma nomination en tant que maître de conférences.

### **II Thèses encadrées**

Le tableau 3.2 résume les différentes thèses que j'ai pu encadrer depuis ma nomination en tant que maître de conférences. Ce tableau se lit avec les entrées suivantes :

1. le nom du doctorant ainsi que sa situation actuelle,
2. le titre de la thèse et les thèmes abordés (thèmes repris dans le développement de ce document),
3. les références des publications associées où
  - ACTN correspond aux communications nationales avec actes,
  - ACTI correspond aux communications internationales avec actes
  - ACL/OS correspond aux revues et chapitres de livre.
4. la période entre le début de thèse et la date de soutenance,
5. le taux de l'encadrement que j'ai assuré,
6. le type de financement de la thèse,
7. le (ou les) directeur(s) de la thèse.

<b>Stagiaire</b>	<b>Sujet</b>	<b>Diplôme</b>	<b>Période</b>	<b>Taux</b>
Laurent FORGEOT	Imagerie radar en milieu autoroutier	DEA	mars à juillet 2000	100%
Ruben FERNANDEZ	Étude et réalisation d'un système radar FMCW	DEA (espagnol)	février à juillet 2003	100%
Gilles RENARD	Stéréoscopie et imagerie radar	DEA	mars à août 2004	100%
Michaël HOLTMANNS-POËTTER	Développement et mesures autour d'un radar FMCW pour imagerie radar à synthèse d'ouverture	DEA (Allemagne)	mars à nov. 2004	100%
Taoufik BENYETHO	Réalisation d'un système radar FMCW : amélioration de la rampe en fréquence	ingénieur (Maroc)	mars à juillet 2006	100%
Pierre-Yves TRÉGUIER	Détection des points de réflectivité en imagerie SAR-CW	DEA	mars à juillet 2006	50%
Abdelghani ERRANDINI	Étude et caractérisation d'ondelettes pour la détermination de vitesse	ingénieur (Maroc)	mars à juillet 2008	100%
Jérôme FIOR	Études et applications d'algorithmes en imagerie radar	Master 2	mars à juillet 2009	100%
Ziad KHALAF	Estimation de position de bateaux depuis l'espace à l'aide de signaux AIS	Master 2	février à juillet 2009	80%
Daniel LIPUMA	Maximisation de la surface équivalente radar d'un objet par utilisation de réseaux réflecteurs	ingénieur (Argentine)	sept. 2011 à mars 2012	50%
Marwa CHARMI	Suppression des ambiguïtés dans les images SAR	Master 2	mars à sept. 2012	40%
Adnane ATOUANI	Réflecteur imprimé à signature radar contrôlée	Master 2	févr. 2013 à juil. 2013	50%
Mohamed BEN EL-KHADI	Étude et réalisation d'un système radar FMCW pour détection d'objets	ingénieur (Tunisie)	mars 2014 à sept. 2014	100%
Mozert DJOHOSSOU	Étude et simulation d'un système radar FMCW pour détection d'objets	Master 2	mars 2014 à sept. 2014	100%

TABLE 3.1 Description des stages encadrés (DEA/Master et ingénieur).

TABLE 3.2 Description des thèses encadrées.

Doctorant-e	« Titre »/thèmes	Publications			Dates	Taux	Financement	Directeur
		ACTN	ACTI	ACL/OS				
Rébecca GIRET	« <i>Imagerie radar par synthèse d'ouverture pour la gestion du trafic autoroutier.</i> » Interaction onde-matière, développement de système radar, traitement du signal radar.	[44, 45]	[15, 16, 17, 18, 19, 20]	[5]	01.10.2000 → 12.12.2003	70%	contrat CS-Route & alloc. ministérielle	G. Chassay
Franck FAYARD	« <i>Génération de MNT d'une zone montagneuse par radargrammétrie et approche multi-échelle.</i> » Imagerie radar.	[49]	[30, 31, 32, 33, 34]	[10, 11]	01.10.2005 → 08.02.2010	70%	alloc. ministérielle	É. Pottier
Yassine AOUIAL	« <i>Étude et conception d'un système d'imagerie passive à courte portée basé sur la synthèse de réseau d'antennes commutables. Applications dans les bandes Ku et Ka.</i> » Développement de système radar, traitement du signal radar, imagerie radar.	—	[26, 27, 28, 29]	[9]	01.10.2009 → 16.11.2012	40%	alloc. ministérielle	M. Himdi / O. Lafond
Vishal RICHÉ	« <i>Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique.</i> » Traitement du signal radar.	[47, 48]	[22, 23, 24, 25]	[7, 8]	01.10.2009 → 25.04.2013	60%	alloc. ministérielle	É. Pottier

TABLE 3.3 Description des thèses encadrées (suite).

Doctorant-e	« Titre »/thèmes	Publications		Dates	Taux	Financement	Directeur
		ACTN	ACTI				
Pengfei CHEN	« Étude des méthodologies d'intégration et de validation de systèmes radar 24 GHz embarqués sur automobile. » Interaction onde-matière, traitement du signal radar.	—	[21]	—	40%	bourse CIFRE (Re-nault R&D)	M. Himdi / O. Lafond
Hongquan WANG	« Inversion de paramètres de végétation par analyse d'images radar SAR en multi-polarisation et multi-incidence. » Traitement du signal radar, imagerie radar.	—	[35, 36, 37, 38, 39]	01.09.2010 → 05.05.2014	40%	conv. CSC (Chinese Scholarship Council)	É. Pottier
Kevin CINGLANT	« Techniques d'acquisition compressée et configuration MIMO pour la reconstruction d'images radar » Traitement du signal radar, imagerie radar.	□	□	01.11.2014 → (nov. 2017)	33%	Bourse DGA	A. Baussard / L. Ferro-Famil
Antoine JOUADÉ	« Réalisation d'un système radar pour surveillance de zones par synthèse SAR » Développement de système radar, traitement du signal radar, imagerie radar.	□	□	01.11.2014 → (nov. 2017)	33%	Contrat CANON	O. Lafond

### 3.5 Responsabilités et animations scientifiques

Cette partie est destinée à décrire les actions de recherche et rayonnement associé qui, parfois, se distinguent de l'encadrement de doctorants et de stagiaires et, parfois, sont liées aux activités des stagiaires, doctorants et post-doctorants.

#### I Participation à des jurys de thèse

J'ai été examinateur pour deux soutenances de thèse extérieures à mon établissement de rattachement

1. thèse de M.-L. BENCHEIKH, intitulée « Exploitation des propriétés des signaux radar MIMO pour la détection et la localisation » et soutenue à l'Université de Nantes le lundi 4 juillet 2011,
2. thèse de H. MAGREZ, intitulée « Modélisation et applications à l'ingénierie didactique de l'électromagnétisme/électronique, à l'e-learning et à l'évaluation » et soutenue à l'Université Mohammed 1er, Oujda (Maroc) le mercredi 22 février 2012.

#### II Activités éditoriales

Cette activité se résume à la relecture d'articles de journaux et de conférences avec un rythme de 5 à 6 relectures par an depuis 2005 :

1. *journaux* : IEEE TGRS (4), IEEE GRSL (15), Electronics Letters (12), CJRS (1), IEEE JSTARS (2), JECE (1), IEEE TSP (1), EURASIP (1),
2. *conférences* : IEEE IGARSS (25), EURAD (10).

#### III Expertise

En 2012, dans le cadre du programme AMI GRAND EOLIEN (ADEME), thématique éolien, j'ai expertisé le projet PaDIS sur la partie concernant la SER de pales d'éoliennes [58].

Concernant les expertises de dossier CIFRE, j'ai instruit :

- en 2012 (mars), une demande émanant de Thalès Systèmes Aéroportés (détection et établissement de profils distance de cibles mobiles),
- en 2012 (mai), une demande émanant de RF TRONIC INGENIERIE (étude et réalisation d'un système radar pour vision à travers des milieux opaques),
- en 2013 (décembre), une demande émanant de Thalès Air Systems concernant les formes d'ondes MSPSR avec traitements et performances associées

J'ai aussi été sollicité en tant qu'expert international pour le programme IPODI de la *Technische Universität* de Berlin (financé par le programme européen Marie-Curie) en février 2015.

## IV Responsabilités scientifiques de contrats

### IV.a Projet « PolSARpro »

<i>Type</i>	Projet européen ESA-ESRIN et collaboration de partenaires européens (AELc, DLR, UPC, CNES) et internationaux (NASA-JPL, JAXA, NRL, Univ. Chicago, Univ. Niigata, CCRS, ASF)
<i>Objectifs</i>	L'objectif principal de ce projet consiste à fournir un logiciel (freeware) offrant un outil d'enseignement dans le domaine de la Polarimétrie Radar ainsi qu'une collection d'outils de traitement et d'exploitation d'images SAR polarimétriques et interférométriques. Ce logiciel est développé afin de pouvoir être accessible pour une gamme relativement large d'utilisateurs : depuis l'étudiant découvrant le domaine de la Polarimétrie Radar jusqu'à l'expert en Télédétection Radar. Les codes sources ainsi que les différents packages mis à jour peuvent être téléchargés gratuitement à partir du site de l'ESA ( <a href="http://earth.esa.int/polsarpro">http://earth.esa.int/polsarpro</a> ).
<i>Dates</i>	Depuis 2003
<i>Porteur de projet</i>	Éric Pottier, PRU, Université de Rennes 1
<i>Ma responsabilité</i>	Responsable du WP « <i>development of PolSARpro for UNIX and MAC OS X platforms</i> » (cette responsabilité n'est plus « active » depuis 2006) [59]

### IV.b Projet « Détection opportuniste de signaux AIS »

<i>Type</i>	contrat CNES
<i>Objectifs</i>	L'objectif principal de ce projet concerne la détection opportuniste des signaux AIS ( <i>Automatic Identification System</i> ) par un satellite. La technique proposée est basée sur l'estimation de canal par l'intermédiaire du traitement SAR afin de localiser les bateaux émetteurs des signaux AIS. Cette estimation de canal est ensuite utilisée comme information pour la démodulation des signaux AIS. Cette étude a permis d'estimer le canal de propagation en situant les bateaux (sources de signaux AIS) sur la surface de la mer.
<i>Dates</i>	De février 2008 à septembre 2009
<i>Porteur de projet</i>	Jean-Yves Baudais, CR, CNRS, et moi-même
<i>Ma responsabilité</i>	Co-responsabilité scientifique

#### **IV.c Projet « Evaluation of Radarsat-2 data for fonctionnal assessment of wetlands »**

<i>Type</i>	AAP SOAR (Science and Operationnal Applications Research) des agences spatiales canadiennes et européenne.
<i>Objectifs</i>	L'objectif est de pouvoir utiliser des séries temporelles d'images satellites afin d'estimer les mouvements d'eau à l'intérieur des zones humides. Ma contribution concerne la définition des protocoles de mesures radar au sol, la mesure des données terrain et la comparaison avec les images radar fournies par le satellite canadien RADARSAT-2. Ce projet a décrit la faisabilité de décrire l'évolution des zones humides à partir d'images SAR polarimétriques.
<i>Dates</i>	De janvier 2010 à décembre 2012
<i>Porteur de projet</i>	Éric Pottier, PRU, Université de Rennes 1
<i>Ma responsabilité</i>	Responsable du WP « <i>Validation of Ground-Truth Measurements and Comparison with SAR images</i> »

#### **IV.d Projet « Étude de faisabilité d'un radar de détection de menaces »**

<i>Type</i>	Contrat industriel avec NEXTER SYSTEMS.
<i>Objectifs</i>	L'objectif principal de ce projet consiste en l'étude, la simulation et la réalisation d'un prototype radar multi-voies pour la détection de menaces de faible SER. L'étude a permis de réaliser un prototype de radar FMCW et de valider le concept bas-coût et les performances associées.
<i>Dates</i>	De mars 2014 à décembre 2014
<i>Porteur de projet</i>	Moi-même
<i>Ma responsabilité</i>	Responsabilité scientifique du projet [60].

#### **IV.e Projet « Système imagerie millimétrique et sub-millimétrique »**

<i>Type</i>	Contrat industriel avec CANON CRF
<i>Objectifs</i>	L'objectif principal de ce projet est de définir les systèmes de surveillance utilisant la technologie radar passive et active sur la base de techniques d'imagerie radar. L'ensemble du travail a permis de définir des axes de travail afin de décrire les contours d'une étude plus conséquente (contrat de thèse).
<i>Dates</i>	De mars 2014 à décembre 2014
<i>Porteur de projet</i>	Mohamed Himdi, PRU, Université de Rennes 1
<i>Ma responsabilité</i>	Responsable du WP « définition des systèmes radar de surveillance » [61]

#### **IV.f Projet « Dimensionnement de signaux numériques pour altimétrie radar » (en cours)**

<i>Type</i>	AAI R&T CNES
<i>Objectifs</i>	L'objectif principal de ce projet concerne les études de dimensionnement de signaux numériques pouvant répondre à certaines limitations du traitement du signal radar pour les futures missions spatiales altimétriques. Deux configurations sont à prendre en compte : une configuration réalisation système basée sur une proposition de type MIMO et une configuration signal basée sur l'utilisation d'une forme d'onde de type OFDM.
<i>Dates</i>	De novembre 2014 à mai 2016
<i>Porteur de projet</i>	Jean-Yves Baudais, CR, CNRS, et moi-même
<i>Ma responsabilité</i>	Co-responsabilité scientifique

#### **IV.g Projet « GESTAR » (en cours)**

<i>Type</i>	AAP RAPID
<i>Objectifs</i>	L'objectif principal de ce projet est de pouvoir détecter l'IFF d'un transpondeur répondant à une interrogation de type FMCW. La tâche de l'IETR est de proposer des méthodes d'amélioration de la caractérisation et de la détection des composantes fréquentielles du signal reçu par cet émetteur coopératif).
<i>Dates</i>	De septembre 2014 à novembre 2017
<i>Porteur de projet</i>	ADVANTEN SA (Rennes)
<i>Ma responsabilité</i>	Responsabilité scientifique du volet universitaire pour l'IETR

#### **IV.h Projet « CYCLOPE » (en cours)**

<i>Type</i>	AAP ANR
<i>Objectifs</i>	L'objectif de ce projet est de proposer des dispositifs innovants de sécurisation des vélocipèdes en milieu urbain par l'augmentation de leur SER vis-à-vis des bus équipés de radar anti-collision et d'effectuer des opérations de radio-opportunités afin de détecter la présence des bus. Ce projet se déroule en collaboration avec différents laboratoires (IFSTTAR, l'IEMN, Université de Lille) ainsi que KEOLIS Rennes (gestionnaire des transports urbains).
<i>Dates</i>	De septembre 2014 à mars 2019
<i>Porteur de projet</i>	Guillaume Uster, CR, IFSTTAR
<i>Ma responsabilité</i>	Responsabilité scientifique pour l'IETR et responsable de quatre WP (élaboration des scénarios critiques vélo-bus, conception des alarmes bus et des alarmes cyclistes, intégration des prototypes alarmes, expérimentations en site dédié et en site propre)

## V Animation

Depuis septembre 2012, dans le cadre du projet PoSAR (réalisation d'une plateforme aéroportée d'imagerie SAR) et du CPER PIMA (plate forme aéroportée multi-capteurs), je suis animateur et responsable scientifique du projet autour de la réalisation d'un système radar aéroporté pour imagerie SAR (choix scientifiques et technologiques, réalisations, traitement du signal, expérimentations). Actuellement, un prototype de radar est en cours de validation et des campagnes de mesure avec radar embarqué sur véhicule terrestre sont prévues pour 2015. Dans ce projet, l'obtention de données terrain dans des études de caractérisation de classification (par l'intermédiaire d'images radar haute résolution) est un point clé dans la validation des modèles développés lors d'études théoriques. Ces données doivent pouvoir être reliées à la maîtrise de la vérité terrain et des conditions d'obtention satisfaisantes en termes de résolution. De même, le développement et l'amélioration de méthodes d'imagerie nécessitent une validation expérimentale. C'est dans ce cadre que l'équipe « Télédétection » de l'IETR souhaite développer une étude sur un système radar aéroporté d'acquisition de données. Plusieurs méthodes et technologies sont actuellement disponibles. La première est une technique basée sur l'émission d'une onde modulée linéairement en fréquence (FMCW). Pour cette technique, l'équipe SAPHIR possède déjà une certaine connaissance par l'intermédiaire de thèses et projets : un radar à base d'un analyseur de réseau monté sur un rail permet de faire des images de scènes restreintes en taille. La seconde est basée sur des configurations particulières utilisant des techniques de communications numériques (MIMO) et de formes d'onde (OFDM).

## VI Et aussi ...

Parce que la recherche est aussi jalonnée d'échecs et de projets non labellisés, je donne succinctement une liste des projets sur lesquels j'ai pu m'investir

1. projet européen STEP (Space Time Exploration Program) dans le cadre d'un AAP ITN (Marie Curie Initial Training Networks) : j'étais « Scientist- in-charge » pour l'IETR en collaboration avec
  - IRCTR Université de Delft (Pays-Bas) -porteur du projet,
  - UFR Université de Tours,
  - Echosens (France),
  - Thales NL,
  - Thales Air Systems (France),
  - Thales UK,
  - Thales Underwater Systems (UK),
  - University College of London (UK),
  - FKIE -Fraunhofer Institute (D),
  - Université de Manchester (UK).

Projet non labellisé en décembre 2012 (scientific rate : A et final rate : C).

2. projet POTOMSAR (système POLarimétrique et TOMographique utilisant la synthèse SAR), porteur Sophie Allain, MCF, Université de Rennes 1 et dans le cadre d'un AAP ANR JCJC : j'étais

responsable du WP concernant la réalisation d'un système d'imagerie radar SAR au sol basé sur la diversité d'ondes et permettant d'effectuer des mesures pour des applications de type tomographie et inversion de paramètres. Projet non labellisé en mars 2013.

3. projet VIBI (Visible Bike), porteur Raphaël Gillard, PRU, INSA de Rennes dans le cadre d'un AAP COMINLABS (laboratoire d'excellence, Université Européenne de Bretagne) : j'étais responsable WP concernant la définition des réflecteurs radar pour amélioration de la visibilité radar des cyclistes. Projet non labellisé en janvier 2014 mais dont une partie a été utilisée pour l'ANR CYCLOPE.
4. projet SWC (Smart Wheel Chair), porteur Muriel Pressigout, MCF, INSA de Rennes, dans le cadre d'un AAP COMINLABS : j'étais responsable WP concernant la synthèse des signaux ultrasons et radar pour imager l'environnement proche non visible par les utilisateurs de fauteuils roulants. Projet non labellisé en janvier 2014.
5. projet CORMESAN (analyse des diagrammes d'antennes par corrélation de bruit), porteur Philippe Besnier, DR CNRS, IETR, en collaboration avec l'ESYCOM (Université de Marne La Vallée) et le LPMC (Université de Nice) et dans le cadre d'un AAP ANR : j'étais responsable WP concernant l'analyse des phénomènes de diffraction et de la détermination de la SER. Projet non labellisé en mars 2014.
6. projet SVALINN (Système de Veille Automatique contre les Intrusions aériennes), porteur Jean-Yves Clacquain, ingénieur système, Nexter Systems et dans le cadre d'un AAP ANR Flash : j'étais responsable de la réalisation du système radar devant effectuer la détection radar des drones et la neutralisation par brouillage électromagnétique. Projet non labellisé en mars 2015 mais une partie a été utilisée pour la proposition d'un AAP de type ANR ASTRID : projet DRAIDE (détection de drones aériens invasifs).

### 3.6 Publications personnelles (en lien avec la recherche)

#### Revue internationale à comité de lecture/Ouvrage scientifique

- [4] S. MÉRIC, G. CHASSAY, O. BÉCHU et T. TENOUX, « Using propagation prediction calculation for SAR imaging urban area », *Electronics Letters*, vol. 34, p. 1147–1149, mai 1998.
- [5] S. MÉRIC et R. PANCOT, « Using Polynomial Wigner-Ville Distribution for Velocity Estimation in Remote Toll Applications », *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 11, p. 409–413, juillet 2013.
- [6] D. LIPUMA, S. MÉRIC et R. GILLARD, « RCS enhancement of flattened dihedral corner reflector using reflectarray approach », *Electronics Letters*, vol. 49, p. 152–154, janvier 2013.
- [7] V. RICHÉ, S. MÉRIC et E. POTTIER, « Study of receiver design in a MIMO SAR configuration », *International journal of microwave and wireless technologies*, vol. 4, p. 335–339, mai 2012.

- [8] V. RICHE, S. MERIC, J.-Y. BAUDAIS et É. POTTIER, « Investigations on OFDM Signal for Range Ambiguity Suppression in SAR Configuration », *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 52, p. 4194–4197, juillet 2014.
- [9] Y. AOUIAL, S. MERIC, O. LAFOND et M. HIMDI, « Synthesis of Sparse Planar Arrays for Passive Imaging Systems Based on Switch Sub-Matrix », *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 9, p. 1007–1011, novembre 2012.
- [10] S. MERIC, F. FAYARD et É. POTTIER, « Radargrammetric SAR image processing », in *Geoscience and remote sensing* (IN-TECH, éd.), p. 421–454, Pei-Gee Peter Ho, octobre 2009.
- [11] S. MERIC, F. FAYARD et É. POTTIER, « A Multiwindow Approach for Radargrammetric Improvements », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 49, p. 3803–3810, octobre 2011.
- [12] H. WANG, S. MERIC, S. ALLAIN et É. POTTIER, « Adaptation of Oh Model for Soil Parameters Retrieval Using Multi-Angular RADARSAT-2 Datasets », *Journal of Surveying and Mapping Engineering*, vol. 2, p. 65–74, décembre 2014.

### **Conférences internationales avec actes et comité de lecture**

- [13] S. MERIC et G. CHASSAY, « Investigations in image quality paramaters. Applications for motion compensation », in *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Friedrichshafen, Germany), p. 149–152, mai 1998.
- [14] S. MERIC, G. CHASSAY, O. BÉCHU et T. TENOUX, « Study and realization of a SAR processing simulator. Urban area imaging application », in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, (Turin, Italie), p. 487–490, sept. 1997.
- [15] S. MERIC, R. GIRET et G. CHASSAY, « Investigation in SAR/ISAR processing for radar imaging vehicles », in *Physics in Signal and Image Processing*, (Marseille, France), p. 209–214, jan. 2001.
- [16] R. GIRET, S. MERIC et G. CHASSAY, « Radar Images of Vehicles based on SAR/ISAR Processing », in *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, (Boston, États-Unis), p. 277–280, juil. 2001.
- [17] R. GIRET, S. MERIC et G. CHASSAY, « Radar Imaging in motorway context », in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, (Turin, Italie), p. 507–510, sept. 2001.
- [18] R. GIRET, S. MERIC et G. CHASSAY, « 2D radar image of moving vehicles from 1D-signal using SAR processing », in *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Munich, Allemagne), p. 633–636, mai 2002.
- [19] R. GIRET, S. MERIC et G. CHASSAY, « Imaging vehicles using FMCW radar », in *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Dresde, Allemagne), p. 633–636, mai 2006.

- [20] R. GIRET, S. MÉRIC et G. CHASSAY, « Principe du radar à ouverture synthétique. Application à l'imagerie radar utilisant un signal à ondes continues », in *TELECOM & JFMMA*, (Marrakech, Maroc), p. 152–155, oct. 2003.
- [21] P. CHEN, S. MÉRIC, O. LAFOND, M. HIMDI et R. EL-MAKHOUR, « Investigating the Influence of Rotating Steel Platform in the RCS Measurement of Vehicles At 22-26 GHz for Automotive Radar Application », in *European Conference on Antennas and Propagation*, (Goteborg, Suède), avril 2013.
- [22] V. RICHE, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Study of receiver design in a MIMO SAR configuration », in *IEEE European Conference on Radar*, (Manchester, Royaume-Uni), p. 297–300, oct. 2011.
- [23] V. RICHE, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Range ambiguity suppression in an OFDM SAR configuration », in *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Nuremberg, Allemagne), p. 115–118, avril 2012.
- [24] V. RICHE, S. MÉRIC, J.-Y. BAUDAIS et É. POTTIER, « OFDM signal design for range ambiguity suppression in SAR configuration », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, (Munich, Allemagne), p. 2156–2159, juil. 2012.
- [25] V. RICHE, S. MÉRIC, J.-Y. BAUDAIS et É. POTTIER, « Optimization of OFDM SAR signals for range ambiguity suppression », in *IEEE European Conference on Radar*, (Amsterdam, Pays-Bas), p. 278–281, nov. 2012.
- [26] Y. AOUIAL, O. LAFOND, M. HIMDI, S. MÉRIC et L. ROY, Langis, « Low cost Measurement setup for Passive Microwave Remote Sensing by Aperture Synthesis Techniques », in *European Conference on Antennas and Propagation*, (Rome, Italie), p. 876–880, avril 2011.
- [27] Y. AOUIAL, S. MÉRIC, O. LAFOND et M. HIMDI, « Passive millimeter wave imaging : 2D sparse array optimization for low cost system architecture », in *European Conference on Antennas and Propagation*, (Prague, Tchéquie, République), p. 3421–3425, mars 2012.
- [28] Y. AOUIAL, S. MÉRIC, O. LAFOND et M. HIMDI, « A synthetic aperture interferometric radiometer test at X-band for potential improvements at W-band », in *Radar Conference (EuRAD), 2013 European*, (Nuremberg, Allemagne), p. 539–542, Oct 2013.
- [29] Y. AOUIAL, S. MÉRIC, O. LAFOND et M. HIMDI, « A 2D synthetic aperture radiometry demonstrator by switching strategy at X band », in *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2013 IEEE International Conference on*, p. (4 pages), Oct 2013.
- [30] F. FAYARD, S. MÉRIC et É. POTTIER, « First studies on a Radargrammetric tool kit. », in *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Dresde, Allemagne), p. (4 pages), mai 2006.
- [31] F. FAYARD, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Matching stereoscopic SAR images for radargrammetric applications », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, (Barcelone, Espagne), p. 4364–4367, juil. 2007.

- [32] F. FAYARD, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Radargrammetry improvements : a multi-window approach », in *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Aix-La-Chapelle, Allemagne), p. 766–769, mai 2010.
- [33] F. FAYARD, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Generation of DEM by radargrammetric techniques », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, (Hawaï, États-Unis), p. 4342–4345, juil. 2010.
- [34] F. FAYARD, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Radargrammetric improvements : a multi-window approach », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, (Hawaï, États-Unis), p. 3604–3607, juil. 2010.
- [35] H. WANG, S. ALLAIN, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Polarimetric multi-angular Radarsat-2 data sensitivity to surface parameters », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, (Munich, Allemagne), p. 5125–5128, juil. 2012.
- [36] H. WANG, S. ALLAIN, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Scattering Mechanism Analysis Using Multi-angular Polarimetric RADARSAT-2 Datasets », in *Vie POLINSAR, ESA-ESRIN*, (Frascati, Italie), jan. 2013.
- [37] H. WANG, S. ALLAIN, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Soil Moisture Characterization Using Multi-angular Polarimetric RADARSAT-2 Datasets », in *Ive Living Planet Symposium, ESA*, (Edinburgh, Royaume-Uni), sept. 2013.
- [38] H. WANG, S. MÉRIC, S. ALLAIN et É. POTTIER, « Monitoring Bare Agricultural Soil : Comparison between Ground Based SAR PoSAR System Measurements and Multi-Angular RADARSAT-2 Datasets », in *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Berlin, Allemagne), p. (4 pages), Juin 2014.
- [39] S. ALLAIN, S. MÉRIC, H. WANG et É. POTTIER, « First Investigations on Influence of Resolution Cell Size for Monitoring Bare Agricultural Soil by using Ground Based SAR (PoSAR) System Measurements », in *Radar Conference (EuRAD), 2014 European*, (Rome, Italie), p. 1828–1831, Oct 2014.

### **Conférences nationales avec actes et comité de lecture**

- [40] S. MÉRIC, G. CHASSAY et D. PERTHUIS, « Élaboration de gabarits fréquentiels pour mouvements perturbateurs du porteur à partir de critères de qualité image SAR », in *XVe Colloque GRETSI*, (Juan-Les-Pins, France), p. 1101–1104, sept. 1995.
- [41] S. MÉRIC et G. CHASSAY, « Étude de la qualité image radar. Applications pour la correction de perturbations affectant le traitement SAR », in *Xe Journées Nationales Microondes*, (Saint-Malo, France), p. 612–613, sept. 1997.

- [42] S. MÉRIC, G. CHASSAY, O. BÉCHU et T. TENOUX, « Étude et réalisation d'un banc de simulation de traitement SAR. Application pour l'imagerie radar urbaine », in *IIIe Journées SEE*, (Rennes, France), p. 319–323, mars 1997.
- [43] S. MÉRIC, G. CHASSAY, O. BÉCHU et T. TENOUX, « La prédiction de la propagation associée à l'imagerie SAR », in *XIe Journées Nationales Microondes*, (Arcachon, France), p. 712–713, mai 1999.
- [44] R. GIRET, S. MÉRIC et G. CHASSAY, « Utilisation du traitement SAR/ISAR pour imagerie autoroutière », in *XIIIe Journées Nationales Microondes*, (Poitiers, France), p. 126–127, avril 2001.
- [45] R. GIRET, S. MÉRIC, G. CHASSAY et C. GERVAISE, « Estimation de la vitesse linéaire d'un véhicule à partir d'un signal CW », in *XIIIe Journées Nationales Microondes*, (Lille, France), p. 567–570, avril 2003.
- [46] J.-Y. BAUDAIS, S. MÉRIC et J. LE MAÎTRE, « Estimation de position de bateaux depuis l'espace à l'aide de signaux AIS », in *XXIIe Colloque GRETSI*, (Dijon, France), p. (4 pages), sept. 2009.
- [47] V. RICHÉ, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Système d'imagerie SAR dans un contexte MIMO », in *VIIe Congrès MAJECSTIC*, (Bordeaux, France), p. (7 pages), oct. 2010.
- [48] V. RICHÉ, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Étude du récepteur dans une configuration MIMO SAR », in *XXIIIe Colloque GRETSI*, (Bordeaux, France), p. (4 pages), oct. 2011.
- [49] F. FAYARD, S. MÉRIC et É. POTTIER, « Mise en appariement d'images SAR stéréoscopiques », in *XVe Journées Nationales Microondes*, (Toulouse, France), p. –, mai 2007.

## Rapports d'étude/Séminaires

- [50] R. GILLARD et S. MÉRIC, « Imagerie radar et localisation sur autoroute », convention CS-ROUTE n°876351/00, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, mai 1998.
- [51] R. GILLARD et S. MÉRIC, « Imagerie radar et localisation sur autoroute », convention CS-ROUTE n°876351/00, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, sept. 1998.
- [52] S. MÉRIC, « De l'interaction onde-matière à l'imagerie radar », in *Workshop international sur les systèmes de communications sans fil : de la modélisation à la caractérisation*, (Oujda, Maroc), fév. 2012.
- [53] R. GILLARD et S. MÉRIC, « Dispositif en forme de dièdre aplati possédant une surface équivalente radar adaptée (maximisation ou minimisation) », novembre 2012. FR Patent App. 12/60615.
- [54] R. GILLARD et S. MÉRIC, « Flattened dihedral shaped device possessing an adapted (maximised or minimised) equivalent radar cross section », may 2014. WO Patent App. PCT/EP2013/073, 306.
- [55] J.-Y. BAUDAIS et S. MÉRIC, « Faisabilité de la réception des signaux AIS », convention CNES n°71110/00, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, nov. 2007.

- [56] J.-Y. BAUDAIS et S. MÉRIC, « Faisabilité de la réception des signaux AIS », convention CNES n°81658/00, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, juil. 2008.
- [57] J.-Y. BAUDAIS et S. MÉRIC, « Faisabilité de la réception des signaux AIS : étude complémentaire », convention CNES n°81658/00, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, sept. 2009.
- [58] S. MÉRIC, « Programme AMI (Grand Éolien), thématique Éolien : projet PaDis », Rapport d'expertise ADEME, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, mai 2012.
- [59] É. POTTIER, L. FERRO-FAMIL, S. ALLAIN et S. MÉRIC, « PolSARpro v4.1 (The Polarimetric SAR Data Processing and Educational Toolbox) », PolSARpro Toolbox : Maintenance and Continuation, ESA-ESRIN, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, 2010.
- [60] S. MÉRIC, C. LECONTE et L. FERRO-FAMIL, « Étude de faisabilité d'un radar de détection de menaces », Convention NEXTER SYSTEMS 14CT416-01T, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, 2014.
- [61] O. LAFOND, S. MÉRIC et M. HIMDI, « Overview of the state of art concerning Millimeter and Submillimeter imaging techniques », Convention recherche CANON, Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes - IETR, 2014.

**Deuxième partie**

**Travaux de recherche**



# Introduction générale

Lorsqu'il est question d'imagerie radar, un premier réflexe serait de limiter cette discipline de recherche à la science du traitement d'image et de ne voir dans une image radar qu'une succession de pixels codés entre 0 et 255. Toutefois, un examen un peu plus approfondi permet de se rendre compte de l'immense complexité des domaines de recherche associés à l'imagerie radar. Aussi, je n'ai pas la prétention d'être exhaustif tout au long de la description de mes activités de recherche. Ce présent document de synthèse de ces activités reprend les thèmes que j'ai pu aborder afin de cerner le plus justement possible les problématiques liées à l'image radar finale. Il est bien clair que certains thèmes sont moins approfondis que d'autres puisque le temps consacré y fût moindre que pour d'autres thèmes. Toutefois, il me semble intéressant de décrire l'ensemble de ces thèmes afin de couvrir la majeure partie des disciplines contribuant à l'obtention d'une image radar et sur lesquelles mes activités de recherche portent.

La première partie que j'expose dans ce document (chapitre 4) concerne les phénomènes d'interaction existant entre une onde incidente (ou champ électromagnétique incident) émise par un système radar et la matière se trouvant sur le trajet de cette onde. Cette matière, de part sa nature diélectrique, montre des capacités à rétrodiffuser cette onde incidente. Nous parlons alors d'onde (ou de champ électromagnétique) diffusée. En tenant compte de nombreux paramètres, cette onde diffusée (ou, plus précisément, une fraction de l'onde diffusée) se dirige vers l'organe de réception d'un système radar<sup>2</sup>. L'énergie contenue dans l'onde diffusée et captée par le système de réception radar est donc utilisée comme information d'entrée pour des traitements postérieurs (détermination de la Surface Équivalente Radar -SER- ou obtention d'une image radar -répartition spatiale des énergies rétrodiffusées). Afin de prévoir et de quantifier l'énergie rétrodiffusée vers un système de réception radar, ce document aborde ces aspects de rétrodiffusion de deux manières : la première est liée à la simulation des phénomènes de rétrodiffusion et la seconde traite des aspects de mesure de ces phénomènes de rétrodiffusion. La simulation des phénomènes électromagnétiques utilise différentes méthodes afin de calculer le champ diffracté par la matière illuminée. En fonction des besoins des études (rapidité du calcul, précision du résultat final, etc), de la configuration des zones étudiées (zones étendues, cibles ponctuelles, etc) et des outils à disposition, nous faisons le choix de méthodes appropriées. Notre

---

2. Nous distinguons deux configurations concernant cette réception : une configuration monostatique -l'émetteur et le récepteur du système radar sont considérés à la même position par rapport à la distance entre ce système radar et la matière réfléchissante- et une configuration bistatique -les systèmes émetteur et récepteur sont distinctement positionnés à des endroits différents.

contribution se focalise alors essentiellement sur l'adaptation et l'évolution des outils de simulation disponibles pour les différents problèmes que nous avons traités. L'autre aspect des études liées à la diffraction électromagnétique et abordé dans ce document est la mesure de l'onde rétrodiffusée. Sur ce point, notre contribution traite de l'utilisation de moyens de mesure (chambre anéchoïque, banc de mesures en extérieur) pour valider expérimentalement les résultats liés à la simulation (objets canoniques, objets complexes). Je termine cette partie par les perspectives ouvertes avec une étude liant le domaine des réseaux réflecteurs et la SER, montrant ainsi une transversalité de mes activités de « radaristes » avec celles des « antennistes ». Ce thème porte à la fois sur une notion d'augmentation de SER et d'encombrement de dispositif rétrodiffusant.

La deuxième partie du document s'intéresse plus particulièrement aux organes d'émission et de réception présents dans la chaîne globale d'obtention d'une image radar. Cette problématique relève de l'ingénierie et du dimensionnement de systèmes. Il faut donc se préoccuper des phénomènes se trouvant en amont du système (l'interaction onde-matière) et en aval du système (le traitement du signal) afin d'optimiser les performances de ce système. De plus, les spécificités de l'image, et définies pour assurer son interprétation, sont à prendre en compte dans la réalisation du système. Ainsi, l'étape initiale est de relier la physique du problème avec le cahier des charges établi par les applications utilisant l'image radar finale. L'étape suivante est de traduire ce cahier des charges en caractéristiques de système avec les capacités de réalisation à disposition. Ces capacités peuvent être liées à une réalisation en interne ou, le plus souvent, à l'utilisation de composants dédiés à des applications données. Enfin, les caractéristiques de fonctionnement donnent lieu à un système radar opérationnel pour lequel il convient d'évaluer les performances et les limites. Concernant cet aspect matériel, nous avons donc consacré une partie des activités de recherches soit à paramétrer un système de mesure déjà opérationnel (exemple d'un analyseur de réseau) ou à dimensionner et réaliser un système complet de mesure (exemple d'un radar FMCW).

La troisième partie de ce document présente les activités liées au traitement du signal radar. Cette étape est aussi une étape fondamentale dans l'obtention d'une image radar. La réception de l'onde rétrodiffusée subissant quelques modifications et traitements donne lieu à un signal électrique en bande de base. Ce signal est considéré comme étant le signal en bande de base non traité (ou signal de vidéo brute). Cette partie se décompose en deux items. Le premier est lié à un traitement que je qualifierais de classique puisqu'il s'agit d'utiliser le mouvement entre un porteur radar et une scène ou une cible. Suivant l'origine du mouvement (mouvement du porteur ou mouvement de la cible), nous avons respectivement affaire à un traitement radar de type SAR (pour « Synthetic Aperture Radar ») ou ISAR (pour « Inverse Synthetic Aperture Radar »). Ces traitements radar permettent d'obtenir des images radar (de scène ou de cibles) dont la résolution peut atteindre respectivement l'ordre du demi-mètre ou du demi-centimètre. En effet, ces traitements effectuent des opérations de sommation cohérente permettant de focaliser le signal provenant d'un point réflecteur cohérent. Il convient d'avoir à l'esprit que ces performances en terme de résolution sont obtenues avec des systèmes complexes et évolués. Nos études se cantonnent à adapter les traitements d'imagerie radar à des « petits systèmes » soit pour apporter une valeur ajoutée à un système existant soit pour obtenir une image radar avec un système bas

coût. Il est clair que les performances de ces petits systèmes n'atteignent pas celles que nous sommes en droit d'attendre pour des systèmes plus évolués (systèmes satellitaires par exemple). Le second item considère le système radar comme un élément passif réceptionnant l'onde électromagnétique rayonnée par tout corps de température supérieure à 0K. Ainsi, une partie de mes activités de recherche intègre à la fois des notions de réalisations de systèmes passifs afin d'assurer des fonctions d'imagerie et des techniques d'imagerie basées sur le traitement du signal radar. Nous notons au passage le changement de grandeur d'intérêt puisque nous abordons aussi la notion d'émissivité d'un corps (et non plus sa réflectivité).

La dernière partie de la description de mes activités de recherche englobe deux thématiques qui utilisent l'information contenue dans l'image radar. La première thématique porte sur l'information polarimétrique contenue dans chaque pixel d'une image radar pour peu que le système radar soit sensible à la polarisation de l'onde électromagnétique reçue sachant que l'onde émise est aussi caractérisée par sa polarisation. À partir de la description de l'influence de la matière sur la polarisation de l'onde rétrodiffusée, le traitement d'image radar permet de retrouver des informations sur la constitution physique de cette matière rétrodiffusante. Cette thématique utilise donc l'information complexe (au sens module et phase) de l'image radar. À l'inverse, la seconde thématique utilise uniquement l'information d'amplitude d'une image radar (c'est-à-dire le codage d'un pixel entre 0 et 255 mentionné au début de cette introduction). Pour une même surface éclairée, cette information de niveau d'énergie rétrodiffusée est modifiée (plus ou moins fortement) lorsque l'angle de visualisation est modifié. Ainsi, la notion de stéréoscopie étendue à l'image radar est abordée pour reconstruire l'élévation de terrain à partir de la compréhension des phénomènes de rétrodiffusion avec la configuration géométrique d'une image SAR. De manière générale, ce dernier chapitre traite l'analyse et la compréhension des phénomènes d'interaction de l'onde avec la matière qui est alors fondamentale afin d'extraire les informations utiles contenues dans une image radar<sup>3</sup>. C'est une manière d'interagir avec le premier thème développé en début de ce document.

---

3. Je dois noter que l'association des deux thématiques présentées correspond à un axe potentiel de futures recherches



## Chapitre 4

# De l'interaction onde-matière ...

### 4.1 Introduction

Lorsque nous cherchons à dimensionner un système radar (aéroporté ou satellitaire) destiné à réaliser des images radar, une des difficultés est d'optimiser l'ensemble des paramètres de fonctionnement afin d'atteindre les performances voulues pour l'image radar finale. En effet, il n'est pas acceptable de dimensionner un système « à l'aveugle » sans avoir une idée des résultats qu'un tel système pourrait donner. Ainsi il est souvent fait appel à des mesures *in situ* tentant de reproduire le mieux possible les conditions d'éclairage de la zone à imager. Une autre approche est de simuler le comportement électromagnétique de la zone éclairée et de retrouver ainsi le champ rétrodiffusé par cette zone. Cette méthode est d'un intérêt évident puisque, par simulation, les conditions d'éclairage peuvent être exactement celles du système radar opérationnel. En revanche, la difficulté principale réside dans la précision et l'exactitude de l'approche électromagnétique. Pour atteindre cette exactitude, il est clair que le modèle électromagnétique de rétrodiffusion développé soit le plus proche de la réalité physique ce qui entraîne une complexité de ce modèle. Le but de nos études se focalise sur une compréhension globale des méthodes de détermination du champ diffracté sans avoir la prétention de décrire dans le détail les méthodes mises en oeuvre. Je présente essentiellement notre niveau de connaissances qui nous a permis d'enrichir les outils existants et leur utilisation dans des applications liées à l'imagerie radar. Pour terminer, je décris une activité liée à l'interaction onde-matière que je qualifie de transversale puisque qu'elle met en oeuvre des compétences liées à la conception des réseaux réflecteurs et à la description des phénomènes de rétrodiffusion.

**Le monde de Maxwell** La base des modèles électromagnétiques de diffusion de la matière prend sa source dans l'énoncé des équations de Maxwell [70]. Plus précisément, pour un point de l'espace décrit par sa coordonnée spatiale  $\vec{r}$ , dans un milieu décrit par sa permittivité  $\epsilon(\vec{r})$  et sa perméabilité  $\mu(\vec{r})$ <sup>1</sup>, les phénomènes électromagnétiques sont décrits par les quatre équations de base établies par

---

1. Pour un milieu diélectrique homogène, la permittivité et la perméabilité sont indépendantes de  $\vec{r}$ .

Faraday, Ampère et Gauss dans un cas électrostatique et corrigées par Maxwell s'il existe une variation des grandeurs :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r}) = -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r})}{\partial t} \quad (4.1)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}(\vec{r}) = \frac{\partial \vec{D}(\vec{r})}{\partial t} + \vec{J}(\vec{r}) \quad (4.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E}(\vec{r}) = \frac{\rho_e(\vec{r})}{\varepsilon(\vec{r})} \quad (4.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B}(\vec{r}) = 0 \quad (4.4)$$

L'équation (4.1) décrit la loi de Maxwell-Faraday et qui indique que la variation temporelle de l'induction magnétique  $\vec{B}$  (en tesla) induit un champ électrique  $\vec{E}$  (en  $\text{V.m}^{-1}$ ). L'équation de Maxwell-Ampère (équation (4.2)) indique qu'un champ magnétique  $\vec{H}$  (en  $\text{A.m}^{-1}$ ) peut être généré soit par l'existence d'une densité de courant électrique  $\vec{J}$  (en  $\text{A.m}^{-2}$ ) ou par la variation temporelle d'une induction électrique  $\vec{D}$  (en  $\text{C.m}^{-2}$ ). Ces deux équations indiquent l'existence simultanée d'un champ magnétique et d'un champ électrique puisque la variation de l'un induit la présence de l'autre. Nous avons donc affaire à un régime auto-entretenu ou rayonnement électromagnétique. Ce rayonnement électromagnétique est aussi appelé propagation électromagnétique. Quant aux équations (4.3) et (4.4), elles indiquent respectivement que la densité volumique de charges électriques  $\rho_e$  (en  $\text{C.m}^{-3}$ ) crée un champ électrique et qu'il n'existe pas de charge magnétique pouvant créer une induction magnétique<sup>2</sup>. Afin d'établir les relations entre les champs, inductions et courants dans le milieu, il est possible d'établir les relations constitutives :

$$\vec{D}(\vec{r}) = \varepsilon(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r}) \quad (4.5)$$

$$\vec{B}(\vec{r}) = \mu(\vec{r}) \vec{H}(\vec{r}) \quad (4.6)$$

$$\vec{J}(\vec{r}) = \sigma(\vec{r}) \vec{E}(\vec{r}) \quad (4.7)$$

où  $\sigma(\vec{r})$  est la conductivité du milieu (en siemens). La combinaison des équations (4.1) et (4.2) permet d'établir l'équation de propagation de Helmholtz :

$$\nabla^2 \vec{U}(\vec{r}) - \varepsilon(\vec{r}) \cdot \mu(\vec{r}) \frac{\partial^2 \vec{U}(\vec{r})}{\partial t^2} = \frac{1}{\varepsilon(\vec{r})} \vec{\nabla} \rho_e(\vec{r}) + \mu(\vec{r}) \frac{\partial \vec{J}(\vec{r})}{\partial t} \quad (4.8)$$

où la grandeur  $\vec{U}(\vec{r})$  représente soit le champ  $\vec{H}(\vec{r})$  soit le champ  $\vec{E}(\vec{r})$ . La solution dans le plan complexe de cette équation de propagation est une onde plane progressive et monochromatique de la forme :

$$\vec{U}(\vec{r}) = U_0 \exp\left(\pm j(\omega t - \vec{k}(\vec{r}) \cdot \vec{r} - \phi)\right) \quad (4.9)$$

---

2. Pour un milieu sans charge, les grandeurs  $\rho_e(\vec{r})$  et  $\vec{J}(\vec{r})$  sont nulles.

La grandeur  $\vec{k}$  représente le vecteur de propagation du champ électromagnétique (vecteur d'onde) et les vecteurs  $(\vec{E}(\vec{r}), \vec{H}(\vec{r}) \text{ et } \vec{k}(\vec{r}))$  forment un trièdre direct. Le vecteur d'onde dépend du milieu de propagation et l'expression générale de sa norme est décrite, pour un milieu sans charge, avec

$$k(\vec{r}) = \omega \sqrt{\frac{\varepsilon(\vec{r})}{\varepsilon_0}} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{\varepsilon(\vec{r})}{\varepsilon_0}} = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_r(\vec{r})} \quad (4.10)$$

en définissant  $\varepsilon_r(\vec{r}) = \varepsilon(\vec{r})/\varepsilon_0$  comme étant la permittivité relative du milieu et  $\lambda$  la longueur d'onde dans le vide. Afin de symétriser les équations de Maxwell, deux termes sont ajoutés pour traiter les problèmes de diffraction : une densité de courant magnétique  $\vec{M}(\vec{r})$  (à comparer avec  $\vec{J}(\vec{r})$ ) et une densité de charge magnétique  $\rho_m$  (à comparer avec  $\rho_e(\vec{r})$ ). Il est donc possible de décrire les équations de Maxwell généralisées dans le domaine cissoïdal (description de l'excitation sous la forme  $e^{j\omega t}$ ) en considérant la solution décrite par l'équation (4.9) et les équations constitutives décrites avec (4.5) et (4.6) :

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{E}(\vec{r}, \omega) + j\omega\mu(\vec{r})\vec{H}(\vec{r}, \omega) = -\vec{M}(\vec{r}, \omega) \quad (4.11)$$

$$\vec{\nabla} \wedge \vec{H}(\vec{r}, \omega) - j\omega\varepsilon(\vec{r})\vec{E}(\vec{r}, \omega) = \vec{J}(\vec{r}, \omega) \quad (4.12)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \varepsilon(\vec{r})\vec{E}(\vec{r}, \omega) = \rho_e(\vec{r}) \quad (4.13)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \mu(\vec{r})\vec{H}(\vec{r}, \omega) = \rho_m(\vec{r}) \quad (4.14)$$

**Les méthodes de résolution** Cette brève introduction sur le monde de Maxwell permet d'identifier la complexité lié au calcul du champ diffracté par la matière. De plus, ce calcul du champ diffracté par un objet de dimensions finies est rendu possible par l'ajout de conditions aux limites du champ incident (et décrit par les équations de Maxwell généralisées) et de la matière. Ce document ne traite pas du tout des méthodes exactes et numériques permettant de retrouver le champ diffracté. Des méthodes exactes existent pour les objets canoniques (exemple de la série de Mie pour la sphère parfaitement conductrice) et qui sont avantageusement remplacées par des méthodes numériques discrétisant les équations de Maxwell (exemple de la FDTD -Finite Discrete Time Domain- pour une résolution temporelle des équations de Maxwell). Toutefois, pour un objet diffractant dont la taille est supérieure à plusieurs centaines de longueurs d'onde, l'utilisation de méthodes numériques devient délicate (temps de résolution, moyens informatiques). Ainsi, il est possible d'effectuer des approximations du problème d'interaction entre l'onde et la matière en se basant sur le caractère très local du phénomène de diffraction. Ainsi, pour des fréquences élevées (donc des longueurs d'onde faibles), des formulations simples du problème mettent en avant l'influence de singularités géométriques de la surface et le phénomène de diffraction peut être assimilé localement à une contribution d'objets canoniques. Ce principe de localisation du phénomène est la base des méthodes asymptotiques. L'approximation associée peut être faite soit sur le champ décrit sur le rayon soit sur le courant induit à la surface de l'obstacle.

**Sur le rayon** Ces méthodes sont basées sur la détermination de chemin privilégié de l'onde électromagnétique qui, lorsque la fréquence de vibration de cette onde électromagnétique tend vers l'infini, sont aussi appelés des rayons. L'ensemble des contributions entre la source du rayon et un point d'observation (qui est aussi confondu avec la source dans une configuration mono-statique) est pris en compte en module et en phase et ces contributions modifient le champ incident selon la polarisation choisie. Ces méthodes s'appuient sur des techniques de lancer ou de tracer de rayons (soit suivant une méthode dite « à l'envers » soit une méthode dite « directe ») et respectent le principe de Fermat. L'ensemble des méthodes décrites « sur le rayon » se retrouve sous les noms d'optique géométrique [71], de théorie géométrique de la diffraction [72] et de théorie uniforme de la diffraction [73]

**Sur la surface** Ces méthodes se présentent sous une forme « physique » puisqu'il s'agit de décrire les courants induits sur une surface éclairée. Ces courants induits donnent alors naissance à un champ électromagnétique. La détermination des courants de surface reprend la formulation de l'équation intégrale et nécessite des simplifications pour l'obtention de la solution. Ces simplifications permettent de réduire les intégrales de Chu-Stratton en une simple intégrale définie sur la surface diffractante. Cette intégrale porte le nom d'intégrale de l'optique physique. Les hypothèses simplificatrices sont fondamentales pour l'obtention de l'intégrale de l'optique physique à savoir :

1. la longueur d'onde est faible devant la taille de la surface éclairée,
2. les rayons de courbure principaux de la surface sont très grands par rapport à la longueur d'onde,
3. la distance d'observation est très grande devant les dimensions de la surface éclairée (pour décrire une forme analytique simple).

Nous venons de décrire succinctement l'ensemble des notions théoriques appliquées pour aborder la simulation des phénomènes d'interaction entre l'onde et la matière. Ce chapitre propose donc de revenir dans un premier temps sur l'utilisation des méthodes dites sur le rayon et qui a donné lieu à une publication. Dans un second temps, nous nous attardons sur une partie plus conséquente de notre travail et basée sur l'utilisation de l'optique physique. Nous décrivons alors les fondements d'un code basé sur l'optique physique afin de pouvoir décrire les apports à ce code. De manière systématique, nous associons la simulation avec la mesure afin de montrer l'intérêt et la justesse d'une simulation électromagnétique.

La dernière partie de ce chapitre propose de décrire une activité de recherche transversale puisque qu'il s'agit d'associer des caractéristiques de rétrodiffusion d'un dièdre au dimensionnement d'un réseau réflecteur. Cette association est prometteuse en termes de performances de réflectivité et de directivité pour un dièdre ouvert d'un angle différent de  $\pi/2$ .

## 4.2 Imagerie radar et théorie uniforme de la diffraction [62]

### I Le contexte

Cette activité de recherche part de la volonté de maîtrise de la chaîne de simulation SAR : de l'interaction de l'onde avec la matière jusqu'à l'obtention d'une image radar. Ainsi, le développement succinct que nous proposons ici est la description de l'interface entre un logiciel permettant d'effectuer la prédiction de propagation et un noyau de calcul SAR. La difficulté majeure pour la simulation SAR est l'obtention du champ rétrodiffusé vers le radar récepteur. La synthèse de ce champ rétrodiffusé peut présenter certaines difficultés pour des zones étendues et devient encore plus problématique pour des zones urbaines (forte densité d'éléments déterministes). Aussi, l'utilisation d'un logiciel de propagation en milieu urbain est une possibilité pour rendre compte de la complexité d'obtention d'un champ rétrodiffusé par une zone urbaine pour des conditions particulières d'éclairement liées à un radar aéroporté.

### II Le principe et un résultat

L'utilisation première d'un logiciel de prédiction de la propagation est de pouvoir indiquer le niveau de champ en un point de l'espace connaissant la position de l'émetteur et la topologie de l'environnement. Dans notre cas, cet environnement est particulier puisqu'il s'agit d'un environnement urbain. Le choix est donc fait d'une simulation déterministe du canal de propagation<sup>3</sup>. Chaque élément du milieu de propagation (immeubles par exemple) est pris en compte afin d'évaluer le niveau de champ en chaque point. La difficulté réside dans la prise en compte de l'ensemble des phénomènes (réflexion, diffraction et transmission) et de leur combinaison. Deux étapes sont nécessaires pour effectuer cette prise en compte. La première est l'estimation des différents trajets de l'onde électromagnétique à partir d'un tracé ou lancé de rayons spécifique [74] tenant compte des hauteurs de bâtiments dans notre configuration. La seconde étape est dédiée au calcul des différents coefficients de réflexion, diffraction et transmission à partir de la théorie uniforme de la diffraction et en considérant la nature diélectrique de la matière éclairée et l'organisation spatiale de cette matière. Le champ total  $|\vec{E}|$  est alors pondéré

---

3. Il faut noter que le canal de propagation est ici considéré comme étant le milieu de propagation de l'onde entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception. De plus, seule l'atténuation en distance est prise en compte -pas d'effet de dépolarisation de l'onde.

d'un coefficient  $A_t$  obtenu en considérant les phénomènes de réflexions et diffractions<sup>4</sup> :

$$\begin{aligned}
A_t &= 1 \\
&+ \underbrace{\sum_{r=1}^{r_{Rmax}} \sum_{n_R=1}^{N(r_R)} \prod_{i=1}^{r_R} R_{r,n_R,i}}_{\text{rayons réfléchis}} \\
&+ \underbrace{\sum_{r=1}^{r_{max}} \sum_{n=1}^{N(r)} \prod_{j=1}^{r_D} \tilde{D}_{r,n,j} \prod_{i=1}^{r_R} \tilde{R}_{r,n,i}}_{\text{combinaison de rayons réfléchis et diffractés}} \\
&+ \underbrace{\sum_{r=1}^{r_{Dmax}} \sum_{n_D=1}^{N(r_D)} \prod_{i=1}^{r_D} D_{r,n_D,i}}_{\text{rayons diffractés}}
\end{aligned} \tag{4.15}$$

où les grandeurs invoquées dans cette expression sont les suivantes :

- le rayon partant de l'émetteur vers le récepteur est décrit
  - dans le cas d'une réflexion avec  $(r, n_R)$  avec (numéro de la réflexion, numéro du rayon)
  - dans le cas d'une diffraction avec  $(r, n_D)$  (numéro de la diffraction, numéro du rayon),
  - dans le cas d'une diffraction et d'une réflexion avec  $(r, n)$ ,
- le nombre de rayons utilisés pour déterminer  $A_t$  est donné par
  - $N(r_R)$  dans le cas d'une réflexion et qui concerne  $r_R$  réflexions,
  - $N(r_D)$  dans le cas d'une diffraction et qui concerne  $r_D$  diffractions,
  - $N(r)$  dans le cas d'une réflexion et d'une diffraction et qui concerne  $r$  diffractions et réflexions successives<sup>5</sup>
- les amplitudes complexes liées à la
  - $i^e$  réflexion subie par le rayon  $(r, n_R)$  (coefficient  $R_{r,n_R,i}$ ),
  - $i^e$  réflexion subie par le rayon  $(r, n)$  (coefficient  $\tilde{R}_{r,n,i}$ ),
  - $i^e$  diffraction subie par le rayon  $(r, n_D)$  (coefficient  $D_{r,n_D,i}$ ),
  - $j^e$  diffraction subie par le rayon  $(r, n)$  (coefficient  $\tilde{D}_{r,n,j}$ ).

Les valeurs de  $r_{Rmax}$ ,  $r_{Dmax}$  et  $r_{max}$  sont choisies afin de pouvoir obtenir une solution convergente de la résolution du champ décrit en (4.15) qui correspond à la totalité des phénomènes directs (réflexions et diffractions) et phénomènes combinés. Pour chaque position radar lors de la synthèse de l'imagerie radar, le champ rétrodiffusé par la scène radar est obtenu selon l'équation 4.15. Dans notre étude, la scène radar est une zone urbaine constituée d'immeubles et le champ électromagnétique est alors obtenu par l'intermédiaire d'un lancer de rayons et de l'association d'une réponse de cibles canoniques, représentations géométriques équivalentes aux immeubles. Pour notre cas particulier, la réponse affectée à chaque immeuble est basée sur la réponse d'un dièdre suivant son orientation. De plus, dans le cas de configurations particulières, la contribution d'une surface d'immeuble est assimilée à celle d'une plaque [75]. Pour être complet, les rayons correspondant à des immeubles pouvant être masqués

4. Les transmissions ne sont pas prises en compte dans cette expression

5. Dans le cas de combinaisons de phénomènes, on écrit que  $r = r_D + r_R$ .

sont affectés d'un coefficient d'atténuation de Deygout [76] et les zones de végétation ne sont pas prises en compte. À partir de données géographiques d'une zone urbaine, nous appliquons un lancer de rayons et calculons les coefficients de rétrodiffusion associés. Nous obtenons le champ rétrodiffusé par la scène radar pour chaque position azimutale du radar. Dans notre exemple, nous appliquons la compression en azimut (voir chapitre 6) et la discrimination en distance est obtenue par la précision du lancer de rayons. Cette discrimination est déterminée par les paramètres de bande de fréquence. Aussi, pour chaque position azimutale, le plan de lancé de rayons est modifié et nous avons un autre champ pour un autre plan de lancé de rayons. Nous appliquons les paramètres radar décrits sur la figure 4.1. Ces paramètres se retrouvent sur la figure 6.3 (page 101). Nous obtenons alors l'image SAR

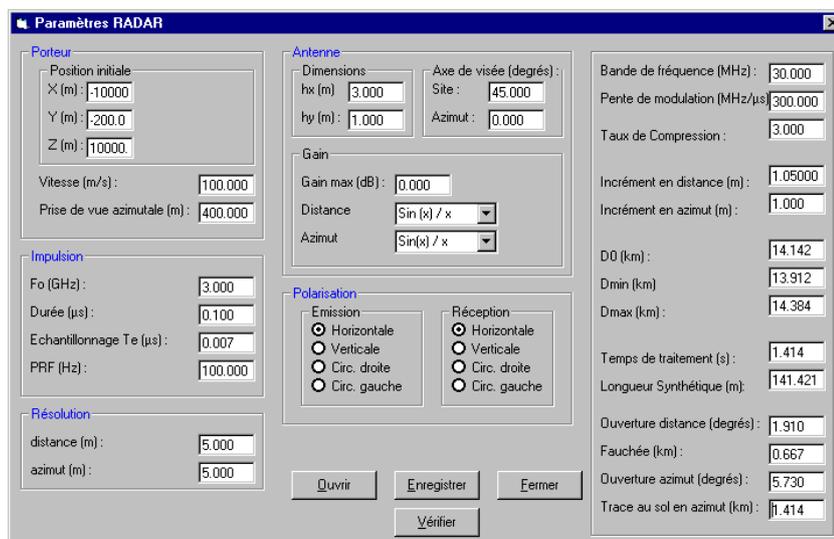


FIGURE 4.1 Paramètres SAR utilisés pour la simulation

décrite sur la figure 4.2. La trame de l'image provient de l'opération de compression en azimut pour laquelle, pour cet exemple, il n'a pas été appliqué de pondération. Nous pouvons vérifier que la réponse de chaque immeuble (matérialisé sur la figure 4.2 par un tracé correspondant à une hauteur moyenne de 10 mètres) dépend de son orientation. En particulier, la réponse SAR la plus intense correspond à l'immeuble dont une des faces est parallèle à la trajectoire du porteur.

### III Contribution et perspectives

Ce premier résultat permet de montrer que l'association d'un code de tracé de rayons avec une estimation du champ sur chaque rayon partant d'un émetteur vers un récepteur (en configuration monostatique) est utile lorsqu'il s'agit d'estimer le champ rétrodiffusé par une zone dense. Cette zone dense est essentiellement définie par une approche déterministe de la propagation dans un milieu décrit avec des objets définis aussi de manière déterministe.

Pour donner une suite à ce travail, la première chose qu'il convient de faire est d'améliorer le modèle

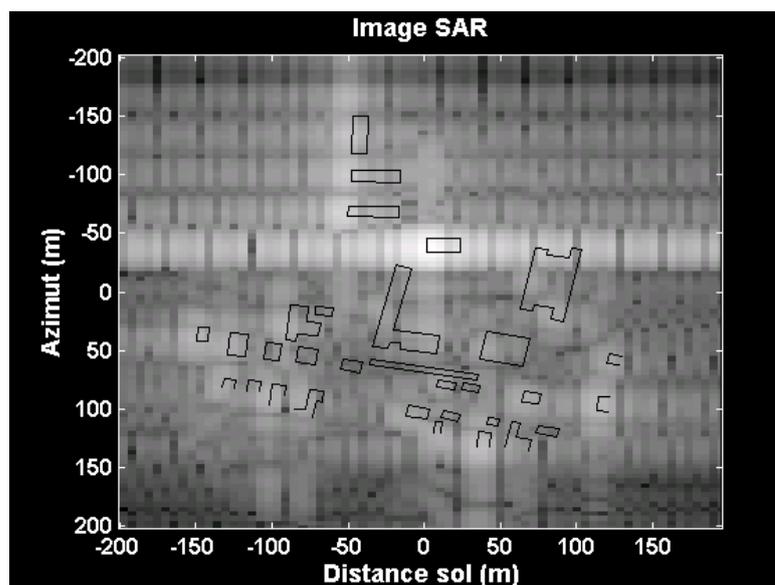


FIGURE 4.2 *Image SAR synthétisée à partir du champ électromagnétique rétrodiffusé par une zone urbaine. Les dimensions de l'image radar sont exprimées en référence au point considéré comme le milieu de la scène (point de coordonnées nulles en distance et en azimut). Les niveaux d'amplitude sont normalisés par rapport au maximum et exprimés en dB.*

de propagation en effectuant une véritable approche 3D du tracé de rayons. Actuellement, seules sont prises en compte les réponses de dièdres et de plaques pour modéliser la réponse des immeubles. Aussi, pour réellement simuler le champ rétrodiffusé par une zone urbaine dans une configuration SAR, il est nécessaire de prendre en compte les zones d'ombre pouvant intervenir dans l'image SAR finale. Pour être complet, il serait donc intéressant de pouvoir développer un tracé de rayons en y associant des calculs de coefficients de transmission, de réflexion et de diffraction ainsi que la nature diélectrique des bâtiments pour simuler entièrement les phénomènes électromagnétiques dans une zone urbaine (intervention du sol, par exemple). De manière générale, cette approche déterministe afin d'évaluer le champ rétrodiffusé par une zone modélisée par différents obstacles dans un espace confiné trouve de nombreuses applications en imagerie et détection radar [77].

### 4.3 Optique Physique et champ diffracté [63]

#### I Le contexte

La base de nos études concernant l'estimation du champ rétrodiffusé par une surface soumise à un champ électromagnétique incident utilise un noyau de calcul basé sur l'optique physique. Nous proposons ici une brève description de ce noyau de calcul et des principes utilisés par la méthode. Cette présentation nous permet ensuite de passer à une explication plus détaillée de l'adaptation du noyau de calcul existant à nos besoins de simulation (suivant nos études) : déplacement de la cible,

adaptation du diagramme d'antenne (polarisation) et modélisation de l'effet de sol. Nous montrons alors que les résultats obtenus sont confortés par la mesure d'objets dans différentes configurations.

## II La méthode de l'optique physique

La méthode de l'optique physique permet d'évaluer le champ diffracté par des surfaces de forme complexe pour un régime d'ondes incidentes en haute fréquence (zone optique). Cette méthode utilise la théorie optique par l'intermédiaire de la notion de rayons en prenant en compte les éléments relatifs à la nature ondulatoire des ondes. La géométrie du problème est décrite sur la figure 4.3 pour une configuration monostatique (radar positionné au point P) et les grandeurs associées sont définies avec

- $\Sigma$ , surface de l'obstacle supposé, dans un premier temps, parfaitement conducteur et décrite par l'équation ( $z=f(x,y)$ ) dans le référentiel (Oxyz),
- $d\Sigma$ , élément d'intégration surfacique, localisé en  $\vec{R}'$ ,
- $\vec{R}$ , vecteur distance  $\vec{OP}$  porté par  $\vec{n}_0$ ,
- $\vec{n}_0$ , vecteur unitaire décrit avec  $([0, 0, -1]^T)$  dans le référentiel (Oxyz),
- $\vec{d}$ , vecteur distance entre le point d'intégration et le radar.

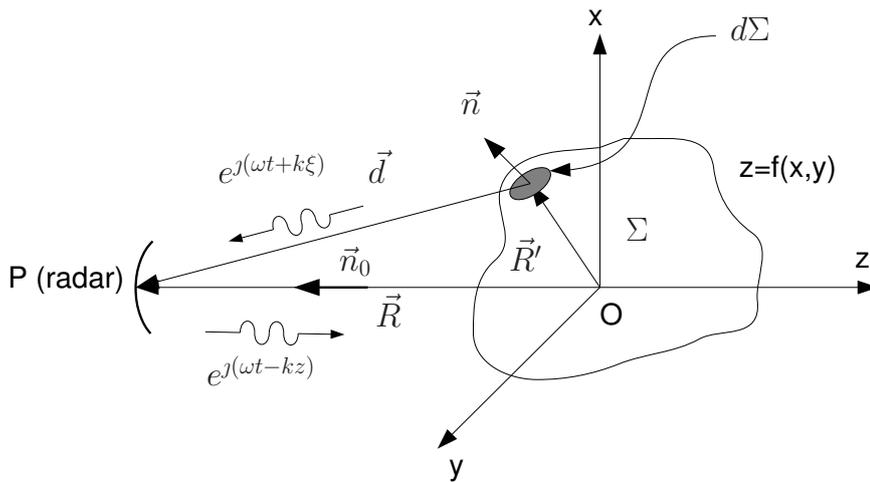


FIGURE 4.3 Géométrie décrivant le contexte de l'optique géométrique

L'onde issue du point P induit sur l'ensemble de la surface  $\Sigma$  des courants surfaciques  $\vec{J}_S$ . Ces courants surfaciques sont donc à la source du champ diffusé ( $\vec{E}_d, \vec{H}_d$ ). Ainsi, la surface est vue comme une antenne excitée par un champ incident. La difficulté fondamentale du problème réside dans le fait que le champ diffusé s'ajoute au champ incident. Ainsi, les courants  $\vec{J}_S$  sont réellement induits par le champ diffracté total ( $\vec{E}_D = \vec{E}_i + \vec{E}_d, \vec{H}_D = \vec{H}_i + \vec{H}_d$ ). Le champ diffusé au point P dépend donc de ce même champ d'où l'expression des équations intégrales. Ces équations intégrales s'expriment à partir des équations de Maxwell satisfaisant les conditions aux limites sur la surface de l'obstacle. Elles

s'expriment à partir des équations de Stratton et Chu [78] :

$$\vec{H}_d(P) = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Sigma} \{-J\omega\epsilon [\vec{n} \wedge \vec{E}_D] \phi + [\vec{n} \wedge \vec{H}_D] \wedge \vec{\nabla} \phi + (\vec{n} \cdot \vec{H}_D) \vec{\nabla} \phi\} d\Sigma \quad (4.16)$$

et

$$\vec{E}_d(P) = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Sigma} \{J\omega\mu[\vec{n} \wedge \vec{H}_D] \phi + [\vec{n} \wedge \vec{E}_D] \wedge \vec{\nabla} \phi + (\vec{n} \cdot \vec{E}_D) \vec{\nabla} \phi\} d\Sigma \quad (4.17)$$

où  $\phi$  est la fonction de Green de l'espace libre associée à chaque surface d'intégration et définie par  $\phi = e^{j k |\vec{d}|} / |\vec{d}|$  ( $k$  est le vecteur d'onde en espace libre).

La méthode de l'optique physique simplifie les équations de Stratton et Chu à partir de 3 hypothèses fondamentales et simplificatrices (et pour des formes analytiques simples). Nous obtenons alors les courants de surface ( $\vec{J}$ , courant électrique et  $\vec{M}$ , courant magnétique) provenant de la méthode de l'optique physique en utilisant le champ tangentiel de l'optique géométrique qui respecte les lois de réflexion et de réfraction de Snell-Descartes. Nous rappelons les hypothèses simplificatrices concernant

1. la longueur d'onde. L'hypothèse de simplification indique que les dimensions de la surface illuminée doivent être très supérieures à la longueur d'onde. Cela implique une décroissance très rapide des courants induits dans des zones non directement éclairées par le champ incident. Cette décroissance est d'autant plus rapide que la longueur d'onde est grande. Le domaine d'intégration des équations de Stratton et Chu se limite donc à la surface directement éclairée par l'onde incidente,
2. la forme de la surface. L'hypothèse de simplification indique que les rayons de courbure en tout point de la surface<sup>6</sup> sont très grands par rapport à la longueur d'onde. Cette hypothèse permet de considérer très localement le phénomène de réflexion. La réflexion est alors associée à celle sur un plan tangent à la surface. Les densités surfaciques de courants peuvent alors s'écrire en  $R'$  avec

$$\vec{J}(R') = \vec{n} \wedge (\vec{H}_i(R') + \vec{H}_r(R')) \quad (4.18)$$

$$\vec{M}(R') = (\vec{E}_i(R') + \vec{E}_r(R')) \wedge \vec{n} \quad (4.19)$$

où l'indice  $i$  indique que la composante du champ est incidente à la surface et que l'indice  $r$  correspond au champ réfléchi par la surface. De plus, en chaque point de la surface, il est possible de déterminer les champs réfléchis à partir

- des champs incidents,
- des coefficients de réflexion (électrique et magnétique) de Fresnel,
- de l'impédance de surface  $\eta_s = \sqrt{\mu_r / \epsilon_r}$  (pour un milieu sans charge),
- de l'angle d'incidence local à la surface.

De plus, la relation existant entre le courant électrique à la surface et le courant magnétique est

---

6. En tout point d'une surface, la courbure peut être définie par deux rayons de courbure principaux  $\rho_1$  et  $\rho_2$  étant respectivement le plus petit et le plus grand de ces rayons.

donnée [79] avec

$$\vec{M} = -\eta_0 \eta_s (\vec{n} \wedge \vec{J}) \quad (4.20)$$

où  $\eta_0 = 120\pi$  est l'impédance du vide. Il faut noter que l'hypothèse sur les rayons de courbure est très restrictive car elle exclut la présence de discontinuités sur la surface éclairée (ni pointe et arête),

3. la distance d'observation. En considérant une forme analytique simple, cette condition de champ lointain (la surface illuminée présente des dimensions très faibles par rapport à la distance d'observation) permet de considérer l'onde incidente comme plane. Dans ce cas, nous pouvons alors réduire la distance  $|\vec{d}|$  (figure 4.3) à

$$|\vec{d}| \approx |\vec{R}| - \vec{n}_0 \cdot \vec{R}'$$

et la fonction de Green de l'espace libre est décrite avec

$$\phi \approx e^{-jk\vec{n}_0 \cdot \vec{R}'} \cdot \frac{e^{jk|\vec{R}|}}{|\vec{R}|}$$

Sous ces hypothèses, les courants induits  $\vec{J}$  et  $\vec{M}$  ne dépendent donc que du champ électromagnétique incident  $\vec{E}_i$  et  $\vec{H}_i$ . Ces courants de surface vont donc induire un champ rayonné (donc diffracté) et qui est calculé au point de réception (au point P dans le cas d'une configuration monostatique). En champ lointain, avec propagation dans le vide et en configuration monostatique (voir figure 4.3), nous montrons que les champs diffractés  $\vec{E}_d(P)$  et  $\vec{H}_d(P)$  par la surface éclairée  $\Sigma'$  s'écrivent avec

$$\vec{E}_d(P) = \frac{j\omega\mu}{4\pi} \iint_{\Sigma'} \left\{ \vec{J}(R') + \frac{1}{\eta_0} \frac{\vec{M}(R') \wedge \vec{d}}{|\vec{d}|} - \left( \frac{\vec{d} \cdot \vec{J}(R')}{|\vec{d}|^2} \right) \vec{d} \right\} \phi d\Sigma' \quad (4.21)$$

et

$$\vec{H}_d(P) = \frac{j\omega\epsilon}{4\pi} \iint_{\Sigma'} \left\{ \vec{M}(R') - \eta_0 \frac{\vec{J}(R') \wedge \vec{d}}{|\vec{d}|} - \left( \frac{\vec{d} \cdot \vec{M}(R')}{|\vec{d}|^2} \right) \vec{d} \right\} \phi d\Sigma' \quad (4.22)$$

D'un point de vue pratique, une surface illuminée  $\Sigma'$  est spatialement discrétisée en petites facettes  $\Delta\Sigma'$ . Chaque facette est donc supposée de petites dimensions et est décrite par au moins 3 coordonnées. Ainsi, ces trois coordonnées définissent un centre de gravité de la facette et le champ diffracté est déterminé à partir de ce point (calcul de la phase de l'intégrale de l'optique physique sans utiliser l'hypothèse de la phase stationnaire) [80]. Pour tenir compte de l'interaction possible entre les facettes, nous considérons que chaque facette éclairée peut être une source de rayonnement pour les autres facettes. Le degré de récursivité est choisi en fonction de la complexité de la structure éclairée. Finalement, le champ total rétrodiffusé par la surface totale et déterminé au centre de phase P de l'antenne de réception est la somme vectorielle des contributions de chacune des facettes de la surface.

### III Données d'entrée

Dans les travaux de Rébecca Giret<sup>7</sup> [81], nous avons utilisé un solveur électromagnétique basé sur l'optique physique et tenant compte des discontinuités. La méthode de l'optique physique est basée sur la petite taille de la surface rétrodiffusante. La surface globale est donc divisée en de multiples facettes. La simplification des calculs de l'intégrale de l'optique physique nécessite un choix de forme triangulaire pour les facettes. Le maillage de la surface éclairée dépend de la complexité de la structure. Dans une première étude, ce maillage décrit essentiellement la structure extérieure de l'objet sous test. Cette structure est décrite par plusieurs plaques métalliques et chacune de ces plaques est définie comme une surface de bézier. Enfin, chaque plaque est divisée en facettes triangulaires permettant de définir les directions des normales à chacune de ces facettes. Des exemples simples des structures étudiées sont présentés sur les figures 4.4 et 4.5. Pour ces structures, l'ensemble des facettes est considéré dans un premier temps comme métallique mais il est possible de définir des facettes présentant une caractéristique non métallique. De plus, sur ces exemples, nous décrivons la structure par l'intermédiaire de facettes dont les dimensions varient en fonction de la complexité géométrique de la surface étudiée. Nous faisons évoluer ce solveur électromagnétique afin de pouvoir l'adapter à

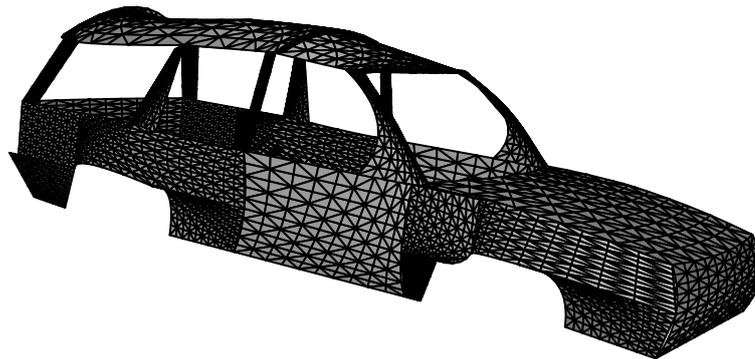


FIGURE 4.4 *Modèle de véhicule de tourisme décrit par un ensemble de facettes métalliques*

nos problèmes d'étude (prise en compte de la polarisation circulaire à l'émission, effet de sol, prise en compte de la polarisation circulaire à la réception, déplacement du système radar par rapport à la surface éclairée).

**Polarisation de l'onde émise** Un diagramme d'antenne est généralement décrit dans 2 plans dits plan E et plan H, décrits par rapport à l'antenne. La polarisation d'une onde électromagnétique est

---

7. Doctorante encadrée par moi-même entre 2000 et 2003

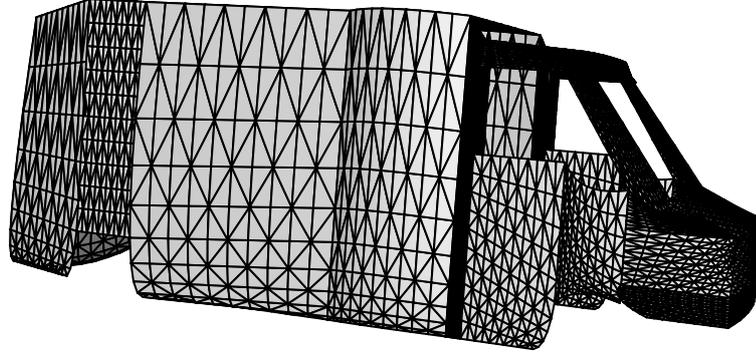


FIGURE 4.5 *Modèle de camionnette décrit par un ensemble de facettes métalliques*

alors décrite par l'observation du champ électrique émis par une antenne dont la polarisation est définie par la polarisation de l'onde observée. Ce champ électrique est déterminé dans une base  $B$  liée à la direction de propagation et s'énonce avec  $B = (\vec{s}, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\phi)$ , base directe où  $\vec{s}$  est un vecteur porté par l'axe de propagation et  $\vec{e}_\theta$  et  $\vec{e}_\phi$  sont exprimés dans un repère local à l'antenne de transmission. À une position  $\vec{r}$  de l'antenne de transmission, nous définissons alors le champ  $\vec{E}(\vec{r})$  [82] avec

$$\vec{E}(\vec{r}) = E_\theta(\vec{r}) \vec{e}_\theta + E_\phi(\vec{r}) \vec{e}_\phi \quad (4.23)$$

Il est aussi possible de définir le plan d'incidence (contenant  $\vec{s}$  et passant par le point cible) dans un repère local  $(\vec{s}, \vec{e}_\parallel, \vec{e}_\perp)$  au point cible. Une transformation de représentation permet de décrire  $\vec{E}(\vec{r})$  [82] avec

$$\vec{E}(\vec{r}) = E_\parallel(\vec{r}) \vec{e}_\parallel + E_\perp(\vec{r}) \vec{e}_\perp \quad (4.24)$$

où  $E_\parallel(\vec{r})$  est contenu dans le plan d'incidence et  $E_\perp(\vec{r})$  est perpendiculaire à ce plan. Dans l'application visée, nous cherchons à modéliser une onde émise à polarisation circulaire gauche qui peut être décrite avec la représentation du vecteur unitaire  $\vec{u}_{\vec{E}(\vec{r})}$  [82] associé à (4.23) ou (4.24) soit

$$\vec{u}_{\vec{E}(\vec{r})} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j) \quad (4.25)$$

Le raisonnement que nous décrivons ici pour la transmission est identique à la réception concernant le champ reçu. La différence réside dans l'obtention de la tension de sortie d'antenne. Cette tension de sortie d'antenne s'obtient par une projection du champ reçu (et, dans notre cas, calculé au centre

de phase de l'antenne de réception) sur le vecteur complexe  $h \vec{e}_R$  [83] où  $h$  est la longueur effective de l'antenne et  $\vec{e}_R$  est le vecteur de polarisation de l'antenne de réception.

**Interaction avec le sol** Le problème étant de calculer le champ électromagnétique diffracté par un véhicule dans son contexte, il est donc important de prendre en compte les interactions possibles avec l'environnement et en particulier le sol. Afin d'éviter un maillage de ce sol, nous proposons d'appliquer une méthode liée à l'optique géométrique et basée sur le principe du théorème de l'antenne image. Pour notre application, quatre trajets sont envisagés (figure 4.6) et les champs calculés pour chaque trajet sont alors sommés vectoriellement pour obtenir le champ total diffracté. Trois configurations

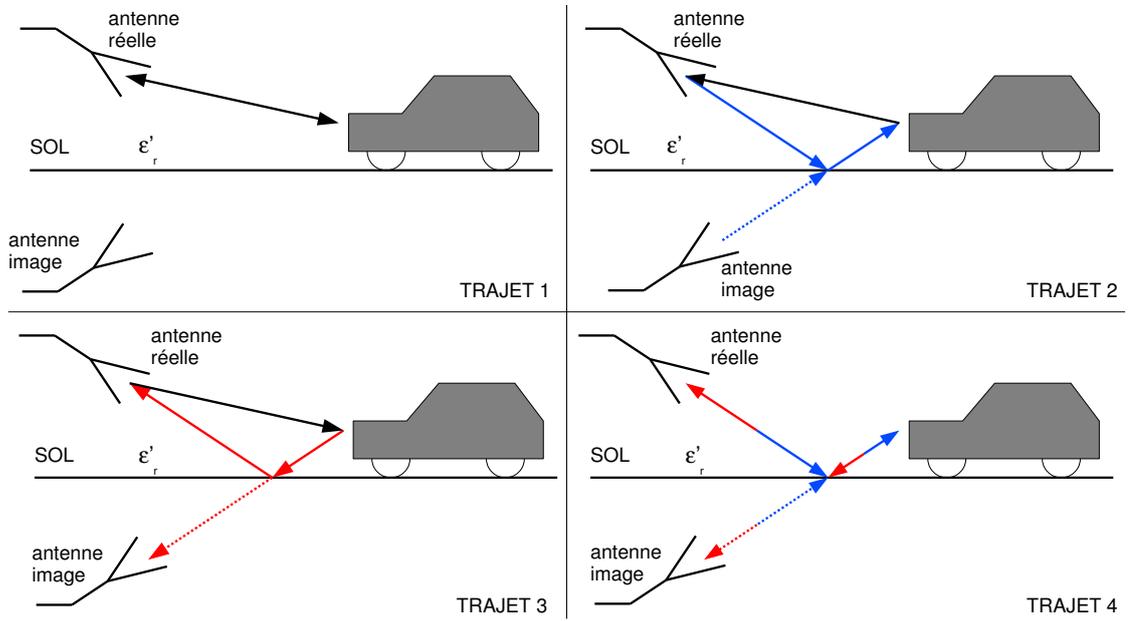


FIGURE 4.6 Application du principe de l'antenne image pour les 4 configurations pour le calcul du champ diffracté et reçu par l'antenne réelle.

font intervenir le sol dont l'influence est modélisée par un coefficient de réflexion appliqué au champ incident (trajet 2 et trajet 4) ou au champ réfléchi (trajet 3 et trajet 4). Ce coefficient de réflexion traduit la pondération et le déphasage apportés par l'interaction de l'onde avec le sol en considérant l'angle d'incidence local  $\theta_i$  et la nature de la composante du champ électrique (parallèle ou perpendiculaire au plan d'incidence). Nous définissons les coefficients de Fresnel  $R_{\parallel}$  et  $R_{\perp}$  avec

$$R_{\parallel} = \frac{\epsilon'_r \cos \theta_i - \sqrt{\epsilon'_r - \sin^2 \theta_i}}{\epsilon'_r \cos \theta_i + \sqrt{\epsilon'_r - \sin^2 \theta_i}} \quad (4.26)$$

et

$$R_{\perp} = \frac{\cos\theta_i - \sqrt{\epsilon'_r - \sin^2\theta_i}}{\cos\theta_i + \sqrt{\epsilon'_r - \sin^2\theta_i}} \quad (4.27)$$

où  $\theta_i$  est l'angle d'incidence local à la surface et  $\epsilon'_r$  est la permittivité relative complexe du sol. Cette permittivité complexe se décrit par l'intermédiaire de la permittivité relative du sol  $\epsilon_r$  et la conductivité  $\sigma$  avec

$$\epsilon'_r = \epsilon_r - j60\sigma\lambda \quad (4.28)$$

Les valeurs de  $\epsilon_r$  et  $\sigma$  sont principalement dépendantes du degré d'humidité du sol et de la fréquence du signal. La littérature [84] propose des valeurs tabulées nous fournissant, pour notre cas (sol sec et fréquence de 5,8 GHz), les valeurs approximatives suivantes :  $\epsilon = 12$  et  $\sigma = 0,6$ . Les coefficients de Fresnel décrits par les équations (4.26) et (4.27) sont utilisés pour obtenir un champ réfléchi et décrit dans la base locale  $B_r = (\vec{s}^r, \vec{e}_{\parallel}^r, \vec{e}_{\perp}^r)$  à partir d'un champ incident et décrit dans la base locale  $B_i = (\vec{s}^i, \vec{e}_{\parallel}^i, \vec{e}_{\perp}^i)$  (voir figure 4.7). Nous obtenons alors le champ réfléchi en  $\vec{r}_r$  et décrit dans  $B_r$  à partir

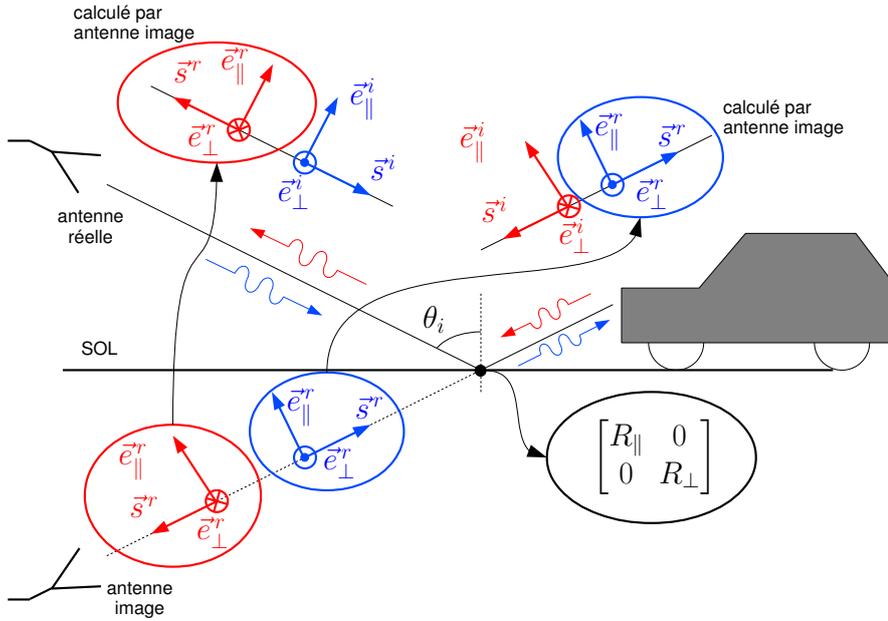


FIGURE 4.7 Description des bases locales et application du principe de l'antenne image pour le calcul des champs réfléchis.

du champ émis en  $\vec{r}_i$  et décrit dans  $B_i$  avec la relation

$$\begin{bmatrix} E_{\parallel}(\vec{r}_r) \\ E_{\perp}(\vec{r}_r) \end{bmatrix}_{B_r} = \begin{bmatrix} R_{\parallel} & 0 \\ 0 & R_{\perp} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\parallel}(\vec{r}_i) \\ E_{\perp}(\vec{r}_i) \end{bmatrix}_{B_i} e^{-jkr} \quad (4.29)$$

où  $r$  est la distance parcourue par l'onde entre le point émission et le point réception.

## IV Quelques résultats liés à l'imagerie radar

Le solveur électromagnétique basé sur l'optique géométrique et prenant en compte la description polarimétrique de l'onde émise et la réflexion sur le sol permet de déterminer en un temps raisonnable (quelques minutes sur un PC présentant des performances moyennes -processeur 2,8 GHz de chez Intel et 4 Go de mémoire vive) les signaux rétrodiffusés par une scène radar (décrite par un ensemble de facettes) et reçus par une antenne (positionnée dans l'espace en trois dimensions). Dans notre cas d'étude [81], un véhicule est en mouvement et passe sous une balise de télépéage radar afin de pouvoir effectuer une image radar du véhicule (voir le chapitre 6). Toutefois, afin de réaliser une image radar d'un objet rétrodiffusant de forme complexe en utilisant le solveur électromagnétique, nous faisons plutôt évoluer la position de l'antenne pour la réalisation de l'image radar. Ces images radar sont donc obtenues à partir des gabarits décrits sur les figures 4.4 (véhicule de hauteur 1,5 m et de longueur 4,7 m) et 4.5 (véhicule de hauteur 2,4 m et de longueur 5 m) dans le cadre de l'application développée pour l'imagerie avec une balise de télépéage [63]. Une autre adaptation du solveur électromagnétique est liée à la forme de l'onde émise. De plus, nous ajoutons l'effet du pare-brise. Pour chaque véhicule, une plaque est ajoutée à la place du pare-brise pour simuler un comportement basé sur son impédance de surface  $\eta_s = \sqrt{\mu_r/\epsilon_r}$  et ramenée à travers l'épaisseur. En utilisant des résultats décrits dans la littérature [85], l'impédance caractérisant le pare-brise est donnée avec  $\eta_s \approx 0,4035 + j0,0357$ . Pour finir, les multiples réflexions possibles à l'intérieur du véhicule ne sont pas prises en compte. L'étude décrite par [63] aborde cet aspect en proposant comme exemple une forme d'onde de type *Continuous Wave* (CW). Cet exemple reprend les caractéristiques de la balise de télépéage à savoir une polarisation circulaire gauche et une fréquence d'émission de 5,8 GHz. Dans ce cas, les images radar obtenues par simulation pour les 2 véhicules utilisés lors des expériences décrites dans [63] sont présentées sur les figures 4.8(a) et 4.8(b). Les caractéristiques (résolutions selon les axes (OX) et (OZ), positions de contributeurs de

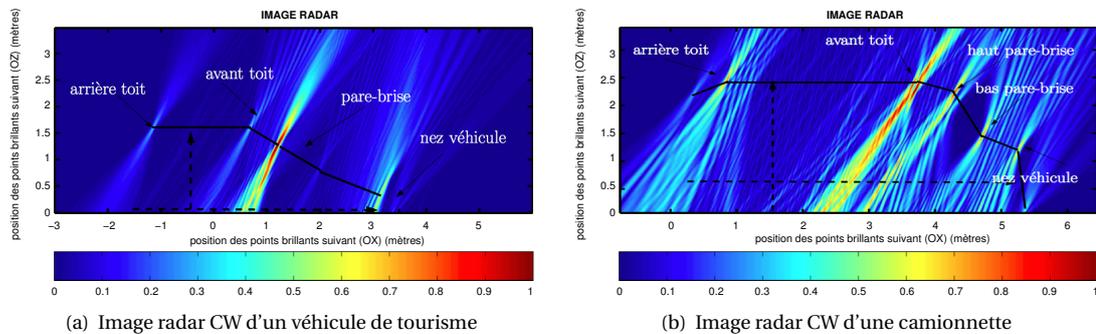


FIGURE 4.8 Images radar pour un signal émis de la forme CW

type point brillant) des images présentées (figure 4.8) correspondent aux caractéristiques des signaux transmis à savoir une mauvaise résolution selon l'axe de propagation pour des signaux de type CW et une résolution correspondante à la synthèse SAR dans l'axe d'évolution du véhicule (notions abordées dans le chapitre 6).

## V Extension à la mesure de Surface Équivalente Radar

L'intérêt d'un solveur électromagnétique réside dans sa capacité à simuler des configurations spécifiques de mesure (par exemple taille de l'objet par rapport à la longueur d'onde, précisions géométriques des détails de l'objet, complexité de la scène radar) [77, 86, 87]. En particulier, en prolongement de l'application autoroutière décrite dans [63], nous avons commencé à développer des stratégies de simulation et moyens de mesure afin de déterminer le niveau de SER des véhicules automobiles dans le cadre de développement de radar anti-collision (en collaboration avec le technocentre de Renault Automobile à Guyancourt, France). La notion de SER  $\sigma$  d'une cible située à une distance  $R$  d'un radar situé en  $P$ , se définit à partir des champs électrique et magnétique diffractés par une cible radar (exemple des champs décrits par les équations (4.21) et (4.22)) et des champs électrique et magnétique incidents sur cette cible radar [75]

$$\sigma = 4\pi R^2 \frac{|\vec{E}_d(P) \wedge \vec{H}_d^*(P)|}{|\vec{E}_i(R) \wedge \vec{H}_i^*(R)|} \quad (4.30)$$

Si certaines conditions sont remplies, à savoir

1. les distances de visualisation sont suffisamment grandes pour satisfaire le critère de Fraunhofer ( $R > 2D^2/\lambda$  où  $D$  est la plus grande dimension de la cible) -hypothèse de champ lointain,
2. la propagation de l'onde incidente et de l'onde réfléchie se fait en espace libre.

alors il est possible d'énoncer une définition de la SER en champ lointain

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|\vec{E}_d(P)|^2}{|\vec{E}_i(R)|^2} \quad (4.31)$$

Toutefois, le fonctionnement des radar anti-collisions ne réunit pas les conditions d'expression de la SER telle que décrite par (4.31). Il est donc nécessaire de prendre en compte les différents paramètres de ces radars anti-collisions. Dans une étude menée avec Renault Automobile, nous avons abordé la notion de diagramme de SER en champ proche que nous avons pu valider avec une approche analytique décrite dans [88] augmentée du diagramme de rayonnement de l'antenne radar. Cette antenne est dirigée vers l'arrière d'une MEGANE Renault qui est représentée en totalité par un maillage (figure 4.9). En considérant la fréquence du radar à 24 GHz et l'antenne radar placée à 25 cm du sol, les premières simulations fournissant le niveau de puissance reçue sont décrites sur la figure 4.10 pour une puissance émise de 30 dBm et une configuration de polarisation VV. Les résultats de la simulation sont donnés en fonction de la distance (deux gammes sont distinguées -gamme de 1 à 10 mètres sur la figure 4.10(a) et gamme de 10 à 150 mètres sur la figure 4.10(b)) et du décalage de l'arrière du véhicule par rapport à l'axe radioélectrique de l'antenne du radar (placé à 50 centimètres du sol et pointant horizontalement vers l'avant). En plus de ces simulations, des mesures de SER du même véhicule (MEGANE Renault) sont effectuées en extérieur sur un plateau tournant. Ces mesures sont réalisées à 24 GHz sur une bande de 4 GHz. Nous présentons ici un extrait de ces mesures pour l'arrière du véhicule (figure 4.11(a)) pour une bande de 200 MHz avec différentes hypothèses de corrections des

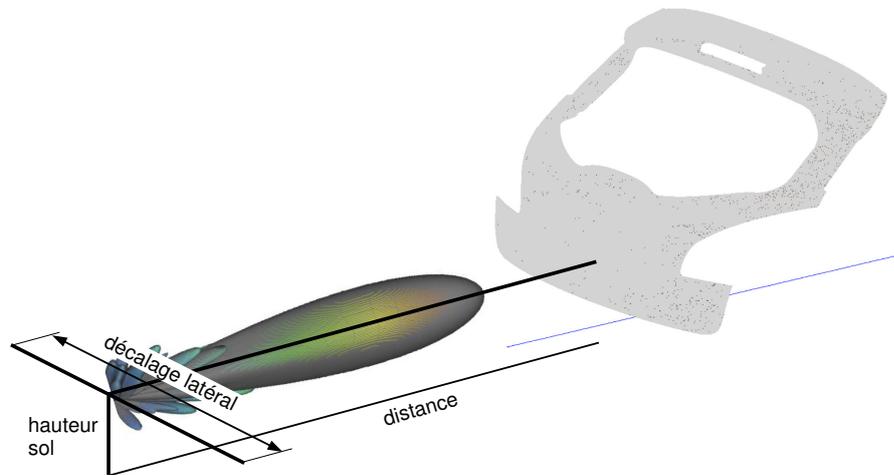


FIGURE 4.9 Description des conditions géométriques de la simulation des puissances reçues en fonction de la distance et du décalage latéral de l'antenne par rapport à l'arrière du véhicule pour une hauteur donnée de l'antenne.

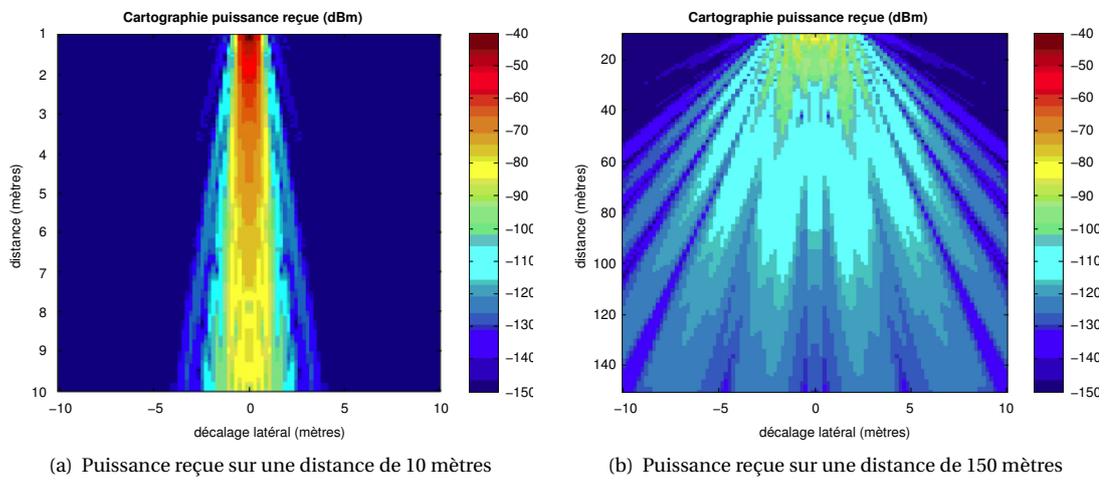


FIGURE 4.10 Cartographie des puissances reçues en fonction de la distance et du décalage de l'arrière du véhicule (diagramme unitaire et isotrope de l'élément de réception et pas de prise en compte du sol)

données [89]. Ces mesures ont pour objectif de vérifier certaines hypothèses de mesure concernant

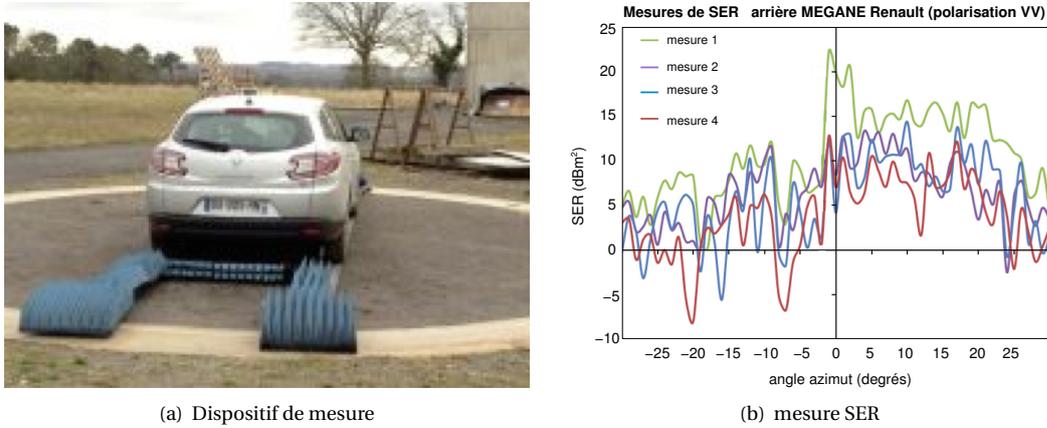


FIGURE 4.11 Mesures et configuration de mesures de la SER d'une MEGANE Renault : « mesure 1 » pas d'absorbant, « mesure 2 » présence d'absorbants, « mesure 3 » correction avec mesure à vide et sans absorbant et « mesure 4 » correction avec mesure à vide et avec absorbants.

l'influence du plateau tournant sur la mesure de SER. La « mesure 1 » est effectuée avec véhicule et sans absorbant pour camoufler le plateau tournant. La « mesure 2 » est identique à la « mesure 1 » excepté la présence d'absorbants pour camoufler le plateau tournant. Les « mesure 3 » et « mesure 4 » effectuent la correction par post-traitement (soustraction vectorielle) de l'influence du plateau tournant : mesures à vide sans et avec présence d'absorbants. La mesure « mesure 4 » correspond donc à la mesure la plus proche de la réponse du véhicule seul. Ce type de mesure permet aussi de mettre en avant des phénomènes non détectés par la simulation. Ainsi, l'aspect non symétrique des mesures de SER provient de la présence du pot d'échappement situé d'un côté de la voiture dont l'influence à 24 GHz est non négligeable (SER inversement proportionnelle à la longueur d'onde pour une surface rétrodiffusante donnée). Le travail restant à faire est bien naturellement une comparaison entre les mesures et la simulation<sup>8</sup>.

## VI Contribution et perspectives

Ces premiers résultats permettent de montrer que l'utilisation d'un code dit « maison » de simulation électromagnétique permet d'approcher relativement finement le champ rétrodiffusé par une scène plus ou moins complexe (ici l'exemple de véhicules en mouvement sous un portique de télépéage) en des temps raisonnables de simulation et sans requérir des ressources informatiques importantes. Cette approche « simulation » est très utile pour des études paramétriques de point de fonctionnement des systèmes afin d'optimiser les performances [63].

8. Pour rappel, le doctorant en charge de cette étude a démissionné en cours de thèse. Le travail n'a donc pas été mené jusqu'au bout.

Pour donner suite à ce travail, la première chose serait d'améliorer le code de calcul électromagnétique afin de pouvoir situer le plus finement possible la position de points ou de zones de rétrodiffusion pouvant rendre compte du comportement électromagnétique de l'objet sous test. Des codes basés sur une approche itérative -*IPO* pour *Iterative Physical Optics* [90]- doivent permettre d'accélérer l'obtention d'un champ électromagnétique diffracté lorsque de nombreuses facettes modélisant l'objet interagissent entre elles. Dans un contexte autoroutier, il est possible d'imaginer des scénarios complexes en terme d'objets présentant chacun une SER propre (panneaux de signalisation, glissières d'autoroute, piles de ponts, etc.) et qu'il serait possible de combiner pour obtenir un champ diffracté résultant sur l'antenne de réception d'un radar anti-collision. Il est clair qu'il n'est pas envisageable d'obtenir ce genre de réponse en un temps raisonnable (quelques minutes à quelques heures) avec des logiciels classiques de simulation électromagnétique (exemple de FEKO ou HFSS) pour lesquels il est nécessaire de mailler l'ensemble de l'environnement. Cet état de fait se renforce lorsque nous montons en fréquence et en particulier, si une extension à 77 GHz s'impose avec la nouvelle norme des radars anti-collisions.

## 4.4 Diffraction et réseaux réflecteurs [64]

### I Le contexte

Cette activité de recherche s'inscrit parmi les activités dites « transverses » que je mène entre différentes équipes de l'IETR. Dans ce cas présent, il s'agit d'appliquer la théorie des réseaux réflecteurs pour améliorer les performances d'un dièdre présentant un angle d'ouverture différent de  $90^\circ$ . Nous proposons ici une brève description de la théorie des réseaux réflecteurs pour décrire ensuite son application dans le cas d'un dièdre aplati. Cette application se situe dans le contexte des radars automobiles puisque le but premier du dispositif développé est de proposer un système passif, peu encombrant et présentant une forte SER. Dans un premier temps, ce dispositif est placé à l'arrière des vélos ou sur les équipements des cyclistes et est globalement tourné vers l'arrière. Il est destiné à augmenter significativement la SER de cyclistes afin de renforcer leur visibilité par des radars anti-collision.

### II Le principe des réseaux réflecteurs

Il s'agit ici de présenter succinctement la notion de réseau réflecteur pour aborder la description d'un dispositif de dièdre aplati. L'élément de base est une cellule déphaseuse constituée d'une structure élémentaire simple et imprimée (ou *patch*) sur un substrat présentant un plan de masse (épaisseur  $h$  et permittivité relative  $\epsilon_r$ ). Lorsqu'une onde électromagnétique illumine cette structure élémentaire (par exemple avec un angle d'incidence nul), l'onde est réfléchi avec un certain déphasage qui dépend de la forme de la structure et de sa taille. La mise en réseau (avec un pas égal à  $d$ ) de cellules élémentaires déphasant chacune avec une loi de phase linéaire (déphasage  $\gamma$  entre 2 structures élémentaires successives) permet d'obtenir un angle de diffraction égal à  $\phi_0$  par rapport à la direction d'incidence normale

de l'onde incidente (figure 4.12). La relation fondamentale liant le déphasage  $\gamma$  à l'angle de déphasage

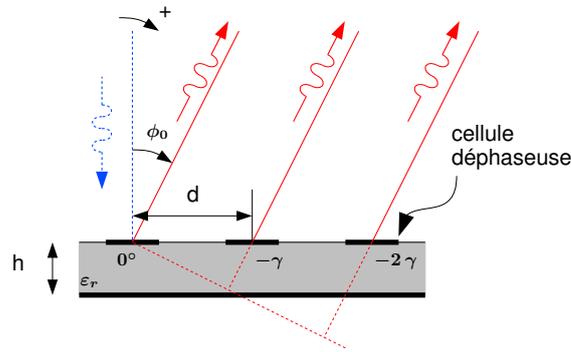


FIGURE 4.12 Réseau réflecteur et déphaseur avec  $\gamma > 0$  (dépointage « vers » les phases négatives et prise en compte du sens anti-trigonométrique des angles :  $\phi_0 > 0$ )

$\phi_0$  (positif dans le sens anti-trigonométrique) est donnée par :

$$\gamma = \frac{2\pi}{\lambda_0} d \sin \phi_0 \quad (4.32)$$

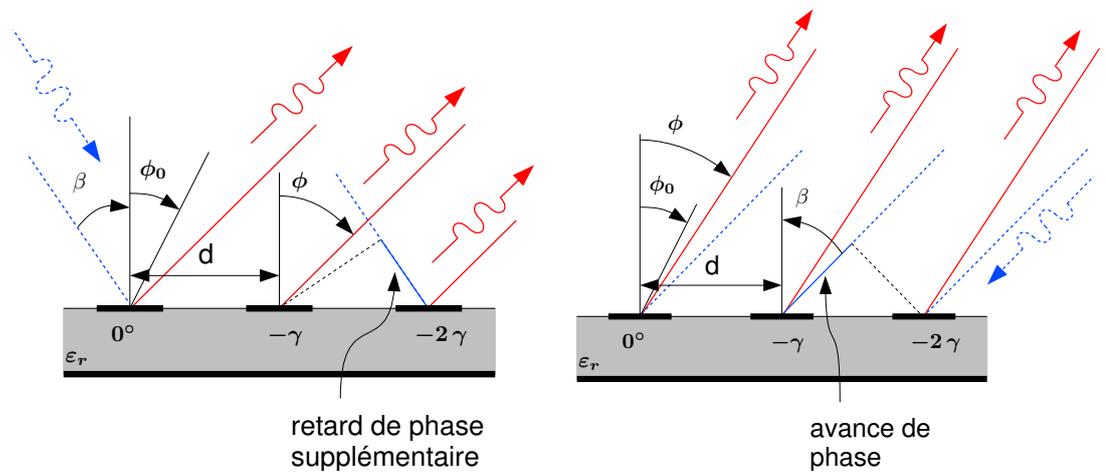
où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde de l'onde incidente sur le réseau. Ainsi, le travail de dimensionnement d'un réseau réflecteur consiste à déterminer les tailles des cellules élémentaires constituant le réseau afin d'assurer une loi de phase linéaire  $\gamma$  entre celles-ci pour obtenir le dépointage voulu et égal à  $\phi_0$ . Si le réseau est éclairé avec un angle d'incidence égal à  $\beta$  (par rapport à l'angle d'incidence normale -voir figure 4.13), l'angle de dépointage subit aussi une inflexion suivant l'orientation de l'angle  $\beta$  (retard de phase -figure 4.13(a)- ou avance de phase -figure 4.13(b)) et en tenant compte du dépointage  $\phi_0$  obtenu pour un angle d'incidence nul. La loi de phase  $\gamma$  s'écrit alors avec la relation suivante :

$$\gamma = k_0 d (\sin(\phi_0) + \sin(\beta)) \quad (4.33)$$

Cette relation est fondamentale dans le dimensionnement des réseaux réflecteurs utilisés dans le cadre de l'application d'augmentation de la SER d'un dièdre aplati et qui a donné lieu à un dépôt de brevet [53, 54].

### III Application à la maximisation de la Surface Équivalente Radar d'un dièdre

Le principe d'un réseau réflecteur est associé ici à une structure quasi-planaire constituée par deux réseaux d'éléments imprimés formant un angle de  $\pi - 2\alpha$  entre eux (voir figure 4.14). Cette structure assure la même fonction qu'un dièdre métallique, à savoir qu'elle permet de réfléchir une onde incidente arrivant sur la structure en la renvoyant dans la direction dont elle est issue. Ce phénomène permet donc d'obtenir un objet avec une forte SER et rend donc cet objet facilement détectable par un radar monostatique. La figure 4.14 décrit donc la géométrie du problème du dièdre dit « aplati » lorsque



(a) Onde incidente apportant un retard de phase par rapport à l'onde en incidence normale

(b) Onde incidente apportant une avance de phase par rapport à l'onde en incidence normale

FIGURE 4.13 Cas où l'angle d'incidence apporte un retard ou une avance de phase par rapport au cas de l'incidence normale

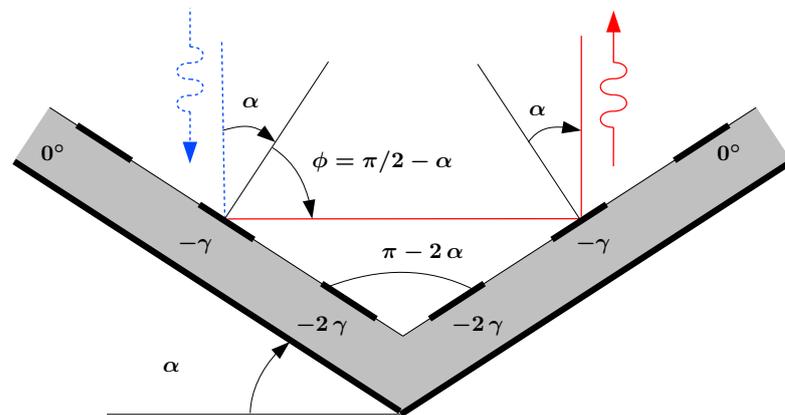


FIGURE 4.14 Schéma de principe dans une configuration dite à incidence nulle

l'onde incidente est normale au plan équivalent arrière c'est-à-dire que la direction d'arrivée de l'onde incidente fait un angle  $\alpha$  avec la normale de la surface du réseau déphaseur (configuration à incidence nulle). Dans ce cas de figure, nous décrivons les différents angles de dépointage que doit subir l'onde entrant dans le dièdre afin que l'onde sortant du dièdre soit réfléchi dans la même direction que l'onde incidente. Pour cela, il est nécessaire de vérifier deux conditions :

1. Le déphasage entre deux éléments successifs (de l'extérieur vers le centre de la structure) doit correspondre à un retard décrit avec la loi de phase  $\gamma$ .
2. Ce retard doit être ajusté en fonction de la valeur de l'angle  $\alpha$  et le dépointage correspondant doit être fixé à  $(\phi = \pi/2 - 2\alpha)$  vers l'intérieur du dièdre.

Dans la géométrie d'incidence particulière décrite sur la figure 4.14, la loi de phase  $\gamma$  peut s'écrire avec

$$\gamma = k_0 d (\cos(\alpha) - \sin(\alpha)) \quad (4.34)$$

Cette loi de phase appliquée sur le réseau permet de compenser l'ouverture aplatie du dièdre, en apportant le supplément de dépointage du faisceau par rapport à la réflexion spéculaire. Dans le cas général (figure 4.15), il est nécessaire de considérer une onde incidente dont la direction d'arrivée est différente de celle décrite sur la figure 4.14 : soit une avance de phase sur un panneau ce qui induit un retard de phase sur le second panneau (figure 4.15(a)) et vice-versa (figure 4.15(b)). La formulation

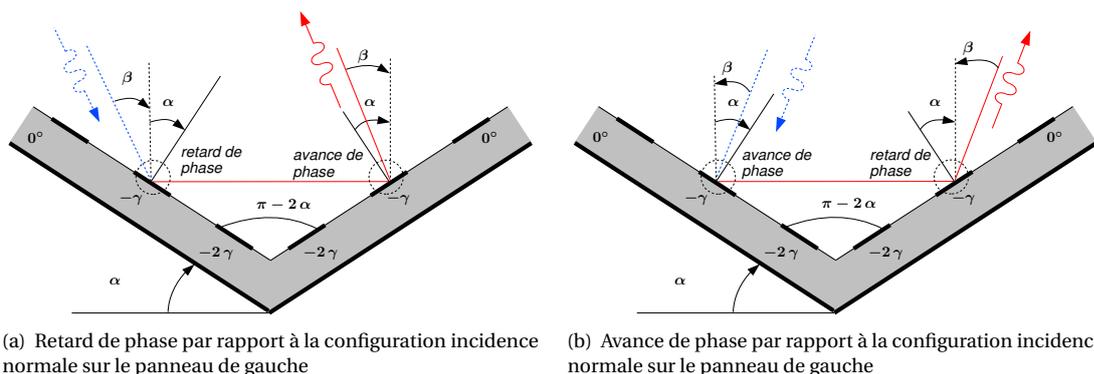


FIGURE 4.15 Analyse de la géométrie dans une configuration dite à incidence non nulle

générale de la loi de phase permettant de retrouver l'effet dièdre est décrite avec :

$$\gamma(\alpha) = k_0 d \left( \cos \left( \alpha + \arcsin \left( \frac{\sin \beta}{\tan \alpha} \right) \right) - \sin(\alpha - \beta) \right) \quad (4.35)$$

Pour que le dispositif se comporte comme un dièdre ouvert à  $\pi/2$ , certaines contraintes limitent l'excursion de l'angle  $\beta$  et en particulier, il est nécessaire que le faisceau réfléchi par le premier panneau soit intercepté par le second panneau. De plus, il est indispensable que l'angle de réflexion d'un panneau n'implique pas un rayon réfléchi dans le matériau diélectrique (rayon évanescent). Ces

contraintes sont d'autant plus importantes que l'angle  $\alpha$  est petit.

#### IV Une réalisation et quelques résultats

Afin de valider le principe décrit, un dispositif à réseaux réflecteurs est réalisé. Dans un premier, le choix des formes de cellules est effectué pour constituer le réseau réflecteurs (anneaux circulaires, rectangulaires, carrés, ...). Le choix d'une forme de cellule se fait essentiellement en fonction de la gamme totale de déphasage qu'il est possible d'obtenir en faisant varier les tailles des cellules ainsi que du comportement fréquentiel de la loi de déphasage. Par l'intermédiaire de simulations, nous montrons qu'une cellule de type annulaire (figure 4.16(a)) constitue un bon compromis si on cherche à avoir le maximum d'excursion possible pour la loi de déphasage avec une linéarité la meilleure possible sur une plage de fréquence la plus grande possible (figure 4.16(b)). Ces simulations sont réalisées avec

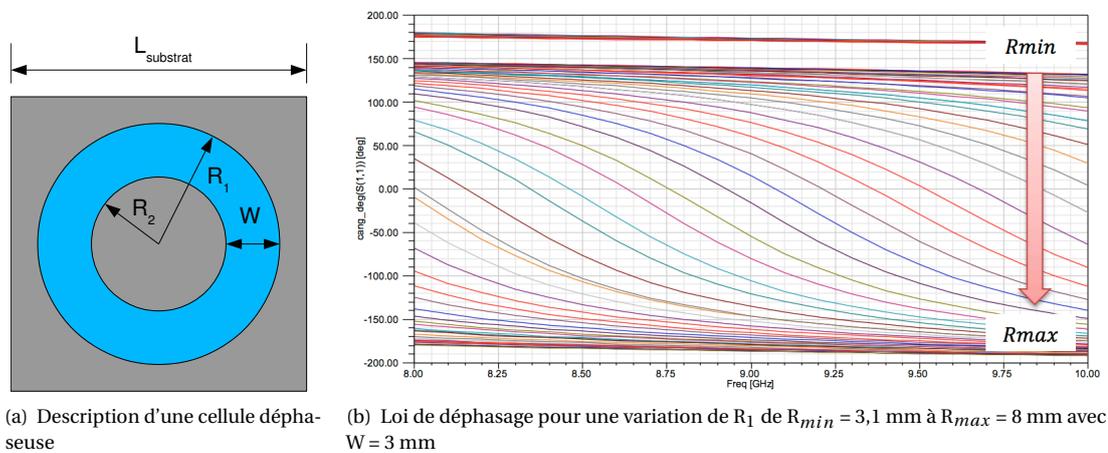
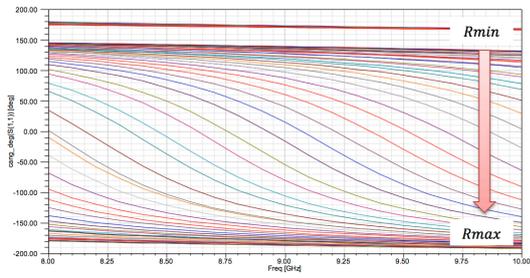


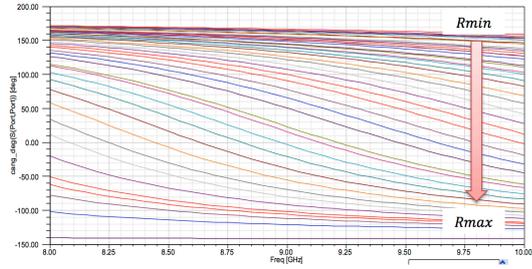
FIGURE 4.16 Loi de déphasage avec des cellules en anneau circulaire et  $L_{substrat} = \lambda/2$

le logiciel HFSS<sup>text</sup>TM à la fréquence centrale de 9 GHz. Les cellules déphaseuses sont imprimées sur un substrat de permittivité  $\epsilon = 2,17$  et une épaisseur  $h = 1,6$  mm. Le pas du réseau réflecteur est choisi afin de limiter le niveau des lobes secondaires pouvant apparaître (lobes de réseau entre autres) : ce pas est donc choisi inférieur à  $\lambda/2$ . Toutefois, ce pas de réseau ne doit pas être trop petit si on souhaite avoir une variation possible de déphasage entre les cellules (variation fixée par la taille). Le choix est donc basé sur la comparaison de simulations entre un réseau à  $\lambda/2$  et un réseau à  $\lambda/3$ . Enfin, la taille du réseau réflecteur (taille de chaque panneau) influence le niveau maximal de SER du dièdre à réseaux réflecteurs. Il s'agit donc de trouver un compromis entre taille du réseau et niveau maximal de SER.

Un prototype de deux panneaux de 9 éléments sur 9 éléments est réalisé afin de mesurer le comportement électromagnétique de ce prototype pour une fréquence de fonctionnement autour de 9 GHz (figure 4.18). Le dispositif présente les dimensions suivantes :  $b = 38,3$  mm,  $h = 100$  mm et  $w = 184,8$  mm ce qui correspond à  $\alpha = 22,5^\circ$ . La distance entre les éléments est fixée à  $\lambda/3$  ce qui correspond à 1 cm et le déphasage appliqué à chaque cellule correspond à la loi décrite sur la figure



(a) Loi de déphasage avec  $L_{\text{substrat}} = \lambda/2$



(b) Loi de déphasage avec  $L_{\text{substrat}} = \lambda/3$

FIGURE 4.17 Comparaison des loi de déphasage avec des cellules en anneau circulaire pour deux valeurs de  $L_{\text{substrat}}$

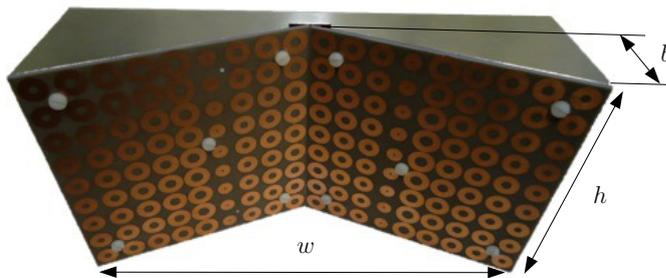


FIGURE 4.18 Dispositif mesuré

4.17(b). L'intérêt de cette première mesure réside essentiellement dans la comparaison avec des structures canoniques (dièdre parfaitement conducteur et plaque) présentant la même surface géométrique proposée au radar soit  $w \times h = 0,1848 \text{ m}^2$  ce qui donne une SER équivalente de  $5,86 \text{ dBm}^2$ . Les mesures sont effectuées en chambre anéchoïde et l'utilisation d'un analyseur de réseau (R&S ZVB) permet d'accéder aux mesures des polarisations TE et TM. Des procédures classiques de mesure (calibration de la chambre à vide, filtre *IF*, *time gating*) isolent la réponse du dispositif sous test. Pour une polarisation TE, la figure 4.19 montre la SER du dièdre à base de réseaux réflecteurs en comparaison avec la plaque et le dièdre classique. Comme attendu, la SER de la plaque présente un lobe principal étroit et de

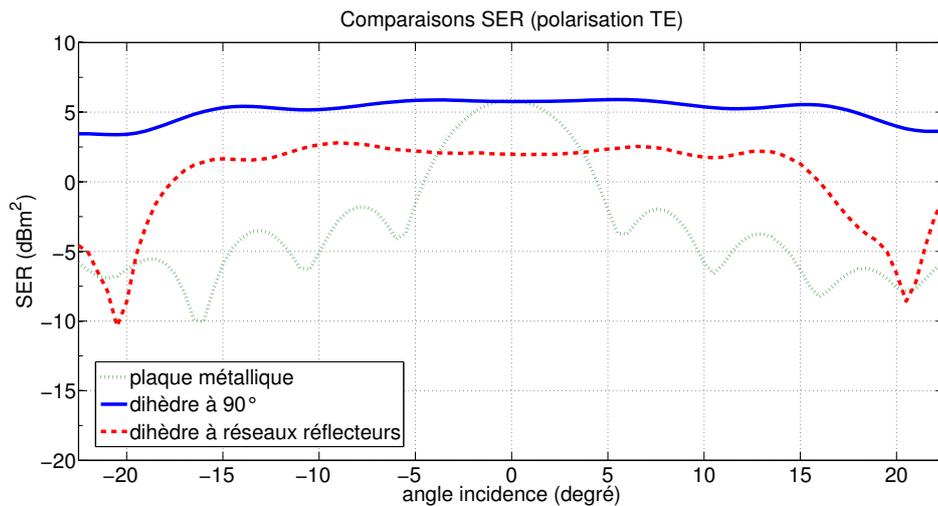


FIGURE 4.19 Comparaison des SER d'une plaque métallique, d'un dièdre métallique à  $90^\circ$  et d'un dièdre à réseaux réflecteurs en polarisation TE.

largeur ( $2\theta_0$ ). Cette largeur est inversement proportionnelle à la dimension  $w$  et proportionnelle à la longueur d'onde et nous retrouvons  $\theta_0 = \pm\lambda_0/(2w) = \pm 5,17^\circ$ <sup>9</sup>. De la même manière, la SER du dièdre à  $90^\circ$  est caractéristique de ce type de structure : large valeur de SER ( $5,86 \text{ dBm}^2$ ) pour une large ouverture ( $\pm 15^\circ$ ). Finalement, le dispositif à réseaux réflecteurs propose une ouverture assez large (proche de celle du dièdre canonique) mais avec une SER moindre (environ  $2,8 \text{ dBm}^2$ ). Nous pouvons toutefois noter l'intérêt du dièdre à réseaux réflecteurs qui propose une tenue en incidence identique au dièdre à  $90^\circ$  et avec un encombrement moindre ( $38,3 \text{ mm}$  au lieu de  $70,3 \text{ mm}$ ). Une autre mesure permet de qualifier le comportement du dièdre à réseaux réflecteurs et traite aussi du comportement en fonction de la polarisation (figure 4.20). Il convient de noter que le modèle actuellement développé n'est pas assez fin pour expliquer la différence entre les polarisations TE et TM et qui n'apparaissent pour un dièdre parfaitement conducteur.

9. Il faut noter des niveaux de lobes secondaires de la plaque supérieurs à  $-13 \text{ dB}$  dus à une légère désorientation verticale de la plaque ; ce qui n'est pas le cas des dièdres -aplatis ou à  $90^\circ$ .

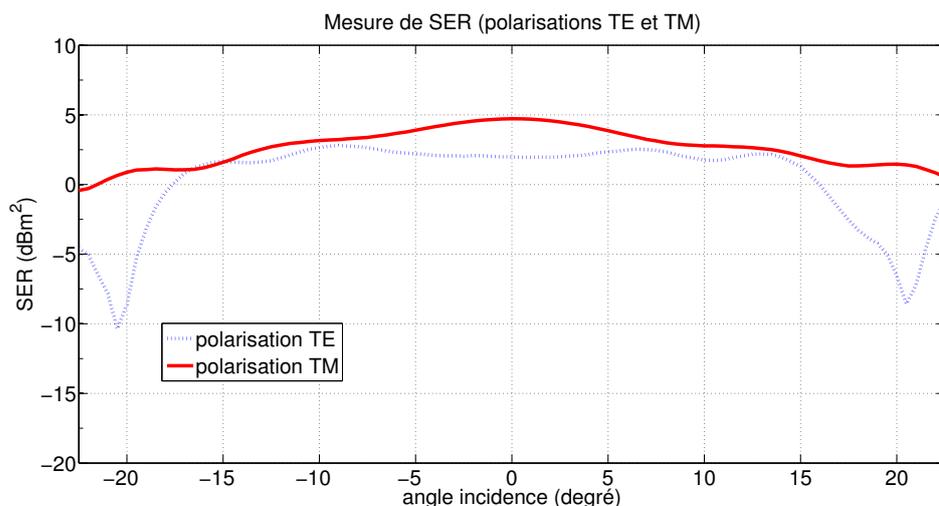


FIGURE 4.20 *Mesure de la SER d'un dièdre à réseaux réflecteurs pour les polarisations TE et TM*

## V Contribution et perspectives

Cette première expérimentation montre qu'il est possible de retrouver le comportement de structures réfléchissantes (ici, un dièdre) nécessitant un large volume pour des structures présentant un faible encombrement. De manière générale, ce type de structures utilisant la théorie des réseaux réflecteurs est exploitable pour toutes les applications où l'on souhaite maximiser la SER d'un objet. Des applications sont possibles dans le cadre de la détection des navires (navires légers comme les voiliers) par les radars côtiers ou les radars embarqués sur d'autres navires : nous abordons ici la notion d'évitement de collisions avec des systèmes peu encombrants et passifs.

D'autres applications sont envisagées comme l'augmentation de la SER d'une bicyclette afin de faciliter sa détection par un radar automobile anti-collision. Ainsi, dans le cadre du projet ANR CYCLOPE (cyclo-protection électronique), nous utilisons la première itération de réalisation de ce dispositif pour aboutir à un prototype plus abouti et résolvant certaines limitations : bande passante limitée, limitation de l'angle d'incidence, extensions à des applications 3D, etc. Le travail de thèse porte donc sur une extension à 24 GHz du dispositif proposé et sur une possibilité de fonctionnement bi-fréquence (24 GHz et 77 GHz). Il est important de noter que ce type de dispositifs devient tout à fait pertinent lorsque la détection des usagers vulnérables (piétons) dans un environnement urbain est abordé [91, 92]. En outre, une analyse exploratoire est intéressante dans le cas d'utilisation des méta-matériaux [93] en complément de l'analyse de rétrodiffusion avec des réseaux réflecteurs. Pour terminer, l'application actuelle vise à réaliser des dispositifs volumiques (ou, au mieux, surfaciques) s'intégrant sur un vélo ou sur un casque de cycliste (dispositifs conformés). Il convient donc de considérer aussi l'impression directe de motifs rétrodiffusants sur des supports souples comme un gilet de sécurité fluorescent utilisé par les cyclistes. De manière générale, toutes les applications nécessitant un système devant

répondre à une onde incidente quelle que soit son orientation sont concernées par ce type de dispositif. Citons l'identification radiofréquence, les systèmes de poursuite, l'agilité de SER, la « cape d'invisibilité » électromagnétique et bien sûr, la diminution de SER.

## 4.5 Conclusion

Dans ce premier chapitre, j'ai présenté les différentes notions que nous avons pu aborder dans le cadre de l'interaction entre l'onde électromagnétique et la matière. Plusieurs aspects sont décrits ici allant de la modélisation de l'interaction onde-matière à la réalisation de systèmes rétrodiffusants et en passant par la simulation des phénomènes de diffraction. Comme indiqué dans l'introduction, nos contributions se limitent à la compréhension des phénomènes afin d'enrichir les outils existants. Il faut noter la connotation autoroutière de nos études : de l'utilisation d'un simulateur électromagnétique pour modéliser le comportement de véhicules éclairés par une balise de télépéage au dimensionnement de systèmes d'augmentation de SER en direction des radars anticollision et en passant sur une stratégie d'estimation rapide de la SER de véhicules routiers en vue de dimensionner les systèmes radar anticollision. Même si les champs d'applications sont d'actualité, l'activité de recherche liée au dimensionnement de dispositifs électromagnétiques rétrodiffusants est à l'heure actuelle la plus « dynamique » en ce qui me concerne.

Ce premier chapitre traite donc des ondes et de leur interaction avec l'environnement. Cette interaction se formule donc sous la forme d'une onde revenant vers un système de réception. Ainsi, une autre partie de mes activités de recherche est dédiée à la réalisation des systèmes permettant d'émettre l'onde incidente et assurant la réception de l'onde rétrodiffusée.

## Chapitre 5

# En passant par les systèmes radar ...

### 5.1 Introduction

Lorsque nous effectuons une simulation de l'interaction entre l'onde et la matière, les fonctions assurées par le système radar ne sont pas prises en compte. En effet, nous définissons la forme de l'onde émise (création, émission) ainsi que l'onde de retour afin qu'elle puisse être analysée et traitée par des fonctions de traitement du signal (réception, analyse). Ainsi, dans le cadre des opérations effectuées dans le chapitre 4, ces étapes de fonctions de système radar sont modélisées par un « fil » c'est-à-dire une fonction de transfert unitaire. Toutefois, il est possible d'imaginer une modélisation des organes de transmission et de réception afin de simuler au mieux le système de transmission-réception de l'onde électromagnétique. Au-delà de la simulation d'un tel système, mes activités de recherche se sont aussi rapidement tournées vers la réalisation de systèmes, et particulièrement de systèmes radar. Ces systèmes radar ont pour but la réalisation d'images radar (sections 4.3 ou paragraphe 5.3.II) ou la détection de cibles ou menaces (sections 5.3.III).

Dans un premier temps, il convient de distinguer la technologie radar à mettre en oeuvre. En effet, le choix du type de radar conditionne la manière d'aborder la conception d'un système radar et oriente fortement les choix technologiques à développer ainsi que les traitements à appliquer.

**Le choix d'une technologie radar** Pour un système radar, nous distinguons, entre autres, un fonctionnement de type impulsionnel ou un fonctionnement de type continu (*CW* pour *Continuous Wave*). Le radar impulsionnel est caractérisé par :

1. la fréquence du signal porteur ( $f_c = c/\lambda_c$ ),
2. la largeur d'impulsion ( $\tau_c$ ),
3. la modulation de l'impulsion (à noter qu'il est possible d'avoir un codage intra-impulsion et inter-impulsion pouvant permettre d'améliorer les performances de détection),
4. le taux de répétition d'envoi des impulsions (PRF pour *Pulse Repetition Frequency* ou PRI pour *Pulse Repetition Interval*) et  $PRF = 1/PRI$ .

La largeur d'impulsion limite la résolution en distance  $\Delta r = c\tau_c/2$  mais peut être modifiée par une modulation intra-pulse (exemple de la modulation de fréquence pour la génération d'un *chirp* -voir chapitre 6). De même, la valeur de la PRF pose les limitations des ambiguïtés en distance  $D_{amb} = cPRI/2$  mais peut être améliorée par une modulation inter-pulse (exemple d'un codage de type OFDM -voir chapitre 6). Plusieurs intérêts sont liés à l'utilisation d'un radar impulsionnel :

1. « Concentration » de l'énergie envoyée par le radar (utilisation d'un magnétron par exemple). Ainsi, d'un point de vue détection, on se concentre sur une durée temporelle d'intégration (qui est la durée de l'impulsion) et la puissance transmise dans l'équation du radar est importante et donc la puissance reçue. Toutefois, ce type d'émission va rendre le système radar plus facilement détectable.
2. Possibilité de diminuer les interférences et autres couplages entre émetteur et récepteur puisque pendant l'envoi de l'impulsion, la partie réception est inactive ainsi que la partie émission est inactive quand la réception fonctionne.
3. Couplage moins gênant car il est possible d'omettre l'arrivée de certains échos par sélection du temps d'arrivée.

Il est possible d'imaginer une autre configuration (radar impulsionnel bistatique) permettant d'aborder d'une autre manière les points décrits précédemment

Dans le cas des radars *CW*, la séparation des parties émission et réception est aussi possible (radar bistatique) ou nécessaire (radar monostatique). Aussi, cette technologie est applicable pour la définition d'un radar de détection (par exemple) et nous listons les avantages associés

1. La puissance émise dans le cas d'un radar de type *CW* est plus faible que pour un radar pulsé ce qui diminue très fortement sa probabilité de détection par un autre système.
2. Le rendement en puissance d'un système radar *CW* est largement meilleur que celui d'un système pulsé ce qui rend sa consommation plus faible aussi.
3. Les composants utilisés dans les systèmes de type *CW* sont beaucoup plus simples à développer et à mettre en oeuvre que ceux d'un système pulsé (en particulier pour l'émetteur).
4. Dans l'établissement de l'équation du radar (voir relation (5.1)), l'utilisation d'un radar à onde continue fait intervenir la bande de réception du système radar correspondant à l'inverse de la durée de modulation (ou temps de balayage). La conséquence est l'amélioration du rapport signal à bruit par rapport à un radar impulsionnel.
5. Un autre intérêt concerne la cohérence du signal reçu entre les rampes ce qui permet, par exemple, un traitement simple en réception (exemple de la sommation cohérente effectué dans l'étude [60]). Nous remarquons que cette possibilité est aussi donnée pour les radars impulsionnels en sommant le signal reçu entre les impulsions successives.

Dans le développement de mes activités de recherche liées à la réalisation de systèmes (et en particulier de petits systèmes), j'ai choisi de m'intéresser aux systèmes à onde continue dédiés à l'imagerie radar. De plus, les caractéristiques de l'image radar nécessitent des performances en termes de résolution. La technologie choisie est donc de type *Frequency Modulation Continuous Wave* ou *FMCW*.

**La technologie FMCW** Nous décrivons ici la technologie *FMCW* largement abordée dans la littérature [94, 95] et qui nous intéresse dans le cadre de nos applications. D'un point de vue général, la modulation de fréquence nécessite l'utilisation d'un oscillateur commandé linéairement en tension (ou *VCO* pour *Voltage Controlled Oscillator*) pour réaliser l'émetteur [96]. Toutefois, il est essentiel de noter que ce *VCO* doit être entouré de composants permettant de linéariser la fréquence de sortie, d'amplifier le signal modulé émis, de coupler le signal émis avec le signal reçu, etc ... Or l'implantation de tels composants pour des applications de type *FMCW* est simple et fait appel à des composants de faible consommation en puissance. Il faut aussi noter que la forme d'onde *FMCW* limite très fortement les distances aveugles<sup>1</sup>. De plus, en considérant la même puissance de signal émis pour un radar impulsif et un radar à onde continue, la forme d'onde de type *FMCW* présente un meilleur rapport signal à bruit.

**Les paramètres de réalisation** La réalisation d'un système radar se découpe en deux grandes parties : une partie dite *front end* ou radiofréquence (RF) et une partie dite bande de base. La partie RF est essentiellement définie par la bande de fonctionnement, la puissance à l'émission, le gain à la réception et les antennes. Pour la partie bande de base, nous devons définir le type de modulation employée, la fonction d'échantillonnage et l'utilisation de cartes de pré-traitement du signal radar.

**Partie RF** De nombreux systèmes de détection utilisent la technologie de type *FMCW* et sont réalisés dans différentes bandes (X, Ka, Ku, etc...). Chaque bande possède des caractéristiques physiques dont la propagation ou l'interaction avec la matière présentent des propriétés différentes. Par exemple,

1. la bande X (autour d'une fréquence porteuse de 10 GHz) présente l'intérêt d'être sensible aux détails de structure des cibles, de permettre un fonctionnement linéaire des composants sur une large bande de fréquence (environ 1 GHz) et de facilement se propager sur les distances souhaitées pour ce type d'application de détection. Toutefois, dans le cadre de détection de menaces dans un fouillis de type forêt par exemple, cette bande devient inadaptée.
2. la bande L ou S (autour d'une fréquence porteuse de 2 GHz) est bien adaptée à la pénétration de fouillis de type feuillage. En revanche, la bande de fonctionnement disponible est plus faible et la taille des éléments rayonnants (de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde soit 15 cm) devient trop importante pour une intégration de faible volume.
3. La bande C (autour d'une fréquence porteuse de 6 GHz) est un bon compromis entre la capacité de cette onde à traverser le fouillis de type feuillage et arbres, de présenter un fonctionnement linéaire des composants sur une bande de fréquence suffisante pour des applications d'imagerie radar et de permettre des tailles d'éléments rayonnants de l'ordre de quelques centimètres.

En plus de la question des performances liées à la résolution d'un système radar, la détection d'une cible décrite par sa SER  $\sigma_0$  et positionnée à la distance  $d_0$ , est aussi une performance visée dans la réalisation d'un système radar. Si nous décrivons par

---

1. Distances en deçà lesquelles le radar ne peut pas détecter de cibles

1.  $P_t$  et  $P_r$  les puissances respectivement à l'émission et à la réception
2.  $\theta_0$  et  $\phi_0$  la direction de la cible,
3.  $G_t(\theta_0, \phi_0)$  et  $G_e(\theta_0, \phi_0)$ , les gains des antennes respectivement à l'émission et à la réception dans la direction de détection,
4.  $\lambda_c = c/f_c$ , la longueur d'onde du signal émis avec  $f_c$  la fréquence du signal émis,
5.  $L$ , le facteur de perte global du système radar incluant les pertes en transmission, propagation et réception,

nous obtenons l'équation du radar [97] (en espace libre) rappelée ici :

$$P_r = \frac{P_t G_t(\theta_0, \phi_0) G_e(\theta_0, \phi_0) \lambda_c^2 \sigma}{(4\pi)^3 d_0^4 L} \quad (5.1)$$

La détection est basée sur la grandeur fondamentale du rapport signal à bruit (RSB ou appelée aussi *Signal to Noise Ratio* ou *SNR*) et décrite par le rapport entre la puissance utile et la puissance du bruit. Dans la réalisation d'un système radar, il est donc essentiel de comparer la puissance reçue avec la puissance de bruit du système  $P_n$  qui s'écrit avec :

$$P_n = k T B_r F_r \quad (5.2)$$

où  $k$  est la constante de Boltzman ( $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ ),  $B_r$  est la bande de réception du système et  $F_r$  est le facteur de bruit du système à la réception. La notion de détection radar est basée sur le critère de Neyman-Pearson (maximiser la probabilité de détection sous la contrainte d'une fausse alarme maximale). Nous supposons alors que la détection est effective si le rapport entre la puissance émise et la puissance de bruit est au moins égale à  $\text{RSB}_0 = P_r/P_n$ . En terme de bruit (ou phénomène physique indésirable), il est aussi indispensable de prendre en compte le clutter d'environnement dont le niveau de rétrodiffusion dépend de la fréquence d'émission, de l'angle d'incidence et du niveau moyen de rétrodiffusion  $\sigma_0$  du type d'environnement considéré [98]. Dans certains cas, le niveau de clutter de sol peut être négligé à partir d'une certaine distance. En revanche, le clutter associé à des arbres ou buissons est important et est considéré comme masquant pour des applications de détection.

L'ensemble des descriptions faites ci-dessus s'applique de la même manière à la réception du système. Il est possible d'agir sur le gain à la réception tout en garantissant un facteur de bruit le plus faible possible. De plus, il est nécessaire d'augmenter la dynamique de mesure du système à la réception afin de pouvoir ressortir les échos liés à des cibles de SER faible et dont le caractère déterministe permet de ressortir ces cibles du clutter d'environnement.

Concernant la partie liée aux antennes, en plus du gain demandé, des contraintes fortes se situent essentiellement sur la demande de la zone de couverture et la résolution demandée :

- en azimut, une demande simultanée de grande plage angulaire de surveillance et d'une bonne résolution induit un nombre non négligeable d'antennes en azimut,
- en élévation, les contraintes sont liées à la grande distance sur laquelle le système radar doit détecter une cible.

**Partie bande de base** Dans cette partie du système, la modulation utilisée doit être maîtrisée. Deux possibilités sont offertes pour obtenir les caractéristiques de modulation

1. réaliser (ou utiliser) un modulateur de type VCO pour lequel il est indispensable de maîtriser la réponse en fréquence afin de ne pas dégrader les performances de résolution et de précision en vitesse. De nombreuses solutions à base de DDS (*Direct Digital Synthesizer*) inclus dans des systèmes bouclés (de type *Phased Locked Loop*) permettent d'atteindre les performances de linéarité (par exemple) souhaitées.
2. réaliser la loi de fréquence de manière numérique. Les technologies actuelles de numérisation rapide du signal permettent d'envisager d'excellentes maîtrise de loi de fréquence et de grande largeur de bande. Cette loi en fréquence est donc obtenue numériquement et ensuite transposée sur la fréquence porteuse par l'intermédiaire d'un oscillateur local et d'un mélangeur. Toutefois, la précision de la loi de fréquence se reporte sur les performances du mélangeur et la stabilité est associée à celle de l'oscillateur local.

Cette fonction de modulation est donc fortement corrélée à la capacité numérique du système radar à traiter les signaux émis et reçu. Cette capacité est actuellement possible par l'utilisation de cartes dédiées au traitement du signal embarqué (type FPGA).

Une autre des clés liée à l'augmentation du rapport signal à bruit est de pouvoir échantillonner suffisamment rapidement afin d'assurer les traitements à l'issue de la réception. Il faut assurer une certaine vitesse d'échantillonnage (toutefois, un échantillonnage à Shannon par rapport à la fréquence de battement<sup>2</sup> suffit pour la détection des cibles par traitement de ce signal de battement). Quant au problème de l'échantillonnage à l'émission, il ne se pose que dans le cas du choix d'une modulation réalisée numériquement.

Un autre paramètre concernant la numérisation des signaux à la réception concerne le nombre de bits pour l'échantillonnage des données. Comme il a déjà été indiqué auparavant, la solution optimale de codage doit être guidée par l'amélioration du rapport signal à bruit du système.

Les cartes de pré-traitement du signal sont essentielles dans le dimensionnement du système radar car elles interviennent à trois niveaux.

1. À l'émission, dans le cas de la réalisation de la modulation de fréquence sous forme numérique, il est nécessaire de prévoir une carte de traitement des données avec une sortie *DAC (Digital to Analog Converters)*.
2. À la réception, dans le cadre d'une configuration multi-antennes (émission et/ou réception), il est nécessaire de pouvoir commander et gérer l'ensemble des antennes et le flux de données obtenues en bande de base.
3. Toujours à la réception, afin de limiter le flux de données, un pré-traitement est appliqué afin de ne conserver que les informations utiles et liées à la présence d'une cible. Ce pré-traitement est essentiellement lié à des opérations de transformée de Fourier dans l'axe des temps rapides

---

2. Fréquence obtenue après filtrage passe-bas du signal reçu démodulé par le signal émis.

(pendant la durée de la rampe) et dans l'axe des temps longs (sur un certain nombre de rampes stockées).

Nous venons de décrire certaines notions et paramètres à prendre en compte dans le cadre d'activités liées à la réalisation de système. Ce chapitre propose donc d'aborder les différentes réalisations de systèmes que j'ai pu mener à la fois dans le but de fonctions d'imagerie ou de fonctions de détection. Le cahier des charges de ces systèmes est souvent conditionné par les traitements effectués après la réception et qui sont abordés dans le chapitre 6 : je ne fais qu'évoquer ces traitements dans ce présent chapitre.

## 5.2 Système d'imagerie radar dans un contexte automobile [63]

### I Le contexte

Le premier système d'imagerie radar correspond à une réalisation que j'ai encadrée au cours de la thèse de Rebecca Giret [63]. Ce système a pour première fonction de s'intégrer dans l'application alors développée (imagerie du gabarit des véhicules passant sous une balise de télépéage). Les contraintes sont donc essentiellement liées à la fréquence porteuse et à la simplicité du nouveau système. Ainsi, le prototype développé doit proposer une information supplémentaire (dans notre cas, information de hauteur) à celle du système initial pour lequel la résolution proposée est exploitable selon l'axe d'évolution du véhicule imagé (voir les références [99, 100, 101, 102, 103, 104] décrites dans la section 3.6). Le choix se porte donc sur la modulation de fréquence pour obtenir une information de position d'un point brillant dans l'axe de propagation de l'onde électromagnétique. Plus précisément, la modulation choisie est de type linéaire afin de s'adapter aux procédures de traitement du signal pour obtenir une image radar (dans notre cas, algorithme de type *range-stacking* [105] et décrit dans le chapitre 6).

### II Description du système

L'onde émise par le système est modulée linéairement en fréquence et se propage en direction de la cible. Le choix des paramètres est réalisé en fonction de la géométrie de la scène et des caractéristiques attendues des images radar. Entre autres, la bande  $B$  du signal est déterminée à partir de la résolution souhaitée. De même, la valeur de la bande de fréquence du système radar doit être compatible avec la technologie du système  $CW$ . L'étude quantitative montre alors que la disponibilité des composants propose un fonctionnement entre 5,8 GHz et 6,5 GHz et permettant une résolution en distance équivalente à 21,4 cm. En émission, il est nécessaire de dimensionner la durée de la rampe de modulation afin de fixer la distance ambiguë en lien avec la fréquence d'échantillonnage du signal de battement à la réception. Enfin, l'étape de réception est caractérisée par une amplification faible bruit suivie d'une étape de démodulation avec le signal émis. Le signal de battement (signal en sortie du démodulateur) ainsi obtenu est ensuite échantillonné et analysé pour donner l'image radar attendue. Le cahier des charges effectués pour cette réalisation est décrit dans la table 5.1 et est lié au schéma de principe d'un radar  $FMCW$  décrit sur la figure 5.1.

Caractéristique	Valeur
Fréquence centrale	6,15 GHz
Bande	700 MHz
Durée rampe	256 $\mu$ s
Fréquence échantillonnage	1 MHz

TABLE 5.1 *Cahier des charges pour le système radar FMCW.*

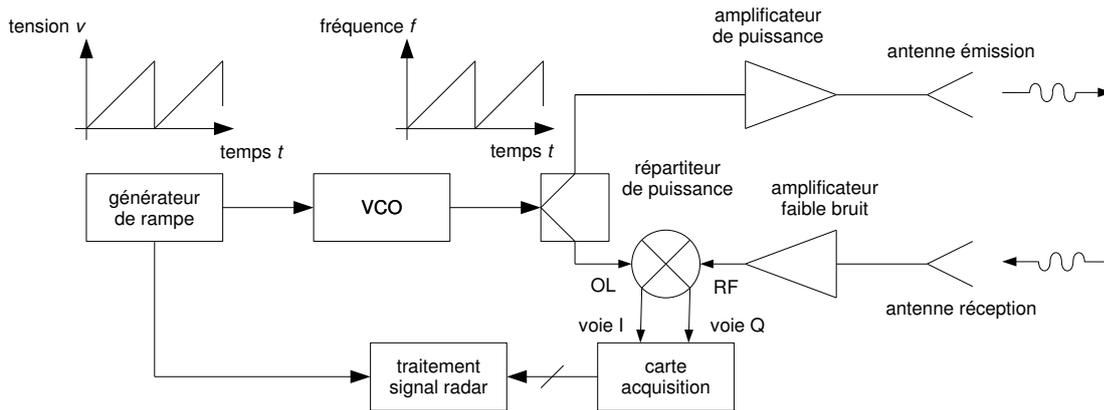


FIGURE 5.1 *Schéma de principe d'un système radar FMCW*

### III Réalisation pratique

Le prototype développé est basé à la fois sur l'utilisation de cartes d'évaluation des composants choisis et sur des cartes développées pour réaliser les fonctions visées.

**Générateur de rampe** Cette fonction est basée sur l'utilisation du générateur de fonction XR2206 [106] permettant d'effectuer une rampe linéaire de tension en fonction du temps. De plus, la caractéristique non linéaire du VCO (d'allure logarithmique) nécessite d'apporter une correction anti-logarithmique (diode polarisée dans la zone de fonctionnement non linéaire) au signal de sortie du composant XR2206. La carte réalisant cette fonction est décrite sur la figure 5.2 et sur laquelle sont aussi implantées les alimentations des composants hyperfréquences.

**VCO** L'oscillateur commandé en tension (VCO) est réalisé par l'intermédiaire du composant HMC358-MS8G (Hittite [107]). L'étude de la réponse en fréquence du VCO permet de dimensionner la dynamique et le comportement du générateur de rampe (plage des tensions d'entrée et comportement logarithmique, figure 5.3(a)). L'analyse spectrale du signal de sortie du VCO permet d'indiquer que le signal est modulé entre 5,982 GHz et 6,504 GHz (soit environ une bande de 520 MHz) avec une puissance moyenne de sortie autour de 8 dBm (figure 5.3(b)).



FIGURE 5.2 Génération du signal de commande du VCO

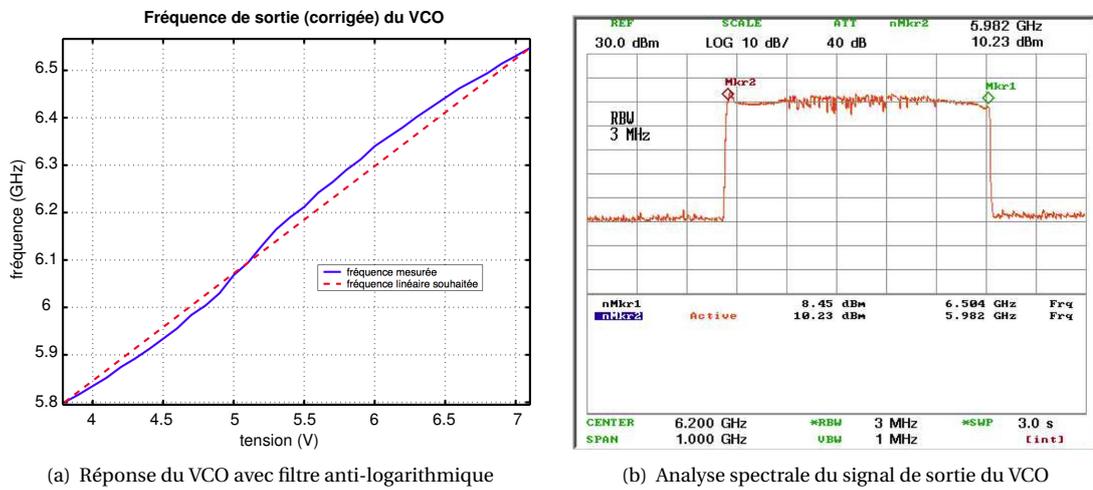


FIGURE 5.3 Comportement du VCO en fonction de la tension d'entrée

**Répartiteur de puissance et antennes** Ces deux éléments sont présentés conjointement puisqu'ils sont directement issus d'une réalisation au sein du laboratoire :

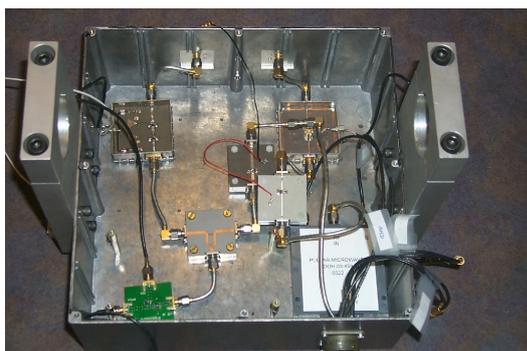
1. le répartiteur est de type Wilkinson sous la forme d'un circuit à trois accès, réciproque et à pertes. Le circuit est réalisé sur un substrat de 0,8 mm d'épaisseur et de permittivité relative de 2,17 et est dimensionné pour fonctionner autour de la valeur de 6,15 GHz.
2. les antennes sont des dipôles quart d'onde imprimés en double face et permettant de couvrir une large bande de fréquence [108]. Elles sont peu coûteuses et facile à réaliser. Le gain mesuré des antennes réalisées est de 4,5 dBi et l'ouverture est égale à 90° dans les plans E et H. L'implantation des antennes sur le prototype impose une distance de 44,6 mm entre les antennes.

**Amplificateurs** Plusieurs amplificateurs sont intégrés dans le système radar afin d'assurer :

1. une forte puissance à l'émission par l'intermédiaire d'un amplificateur de puissance (ERA-1, Mini-Circuits [109]) présentant un gain de 11 dB et une puissance de sortie de 13 dBm (à 1 dB de point de compression),
2. un faible facteur de bruit à la réception (MAAM37000-A, MACOM [110]) avec un gain de 16 dB et un facteur de bruit de 2,2 dB,
3. une amplification pour assurer un niveau suffisant sur les entrées OL et RF du démodulateur I & Q et obtenue avec un amplificateur de type Darlington (HMC315, Hittite [111]) dont le gain typique est de 18 dB et de puissance de sortie de 11 dBm (1 dB de point de compression).

**Démodulation I & Q** Le composant IDOH-03-458 est un démodulateur I & Q passif (Pulsar Microwave [112]) et permettant de récupérer les signaux en phase et en quadrature à la réception.

L'ensemble de la partie RF du radar est décrit sur la figure 5.4(a) et la totalité du radar FMCW est présenté sur la figure 5.4(b).



(a) Partie RF du radar



(b) Système radar complet

FIGURE 5.4 *Système radar complet*

Après la démodulation I & Q, le signal est ensuite numérisé pour être traité et produire l'image radar souhaitée. Pour une question de synchronisation, à chaque envoi d'une rampe de fréquence, un signal est transmis et ainsi numérisé. Ce signal de synchronisation permet corriger les éventuelles dérives de phase qui, si elles existent, sont définitivement préjudiciables pour le traitement radar. Une première expérimentation est effectuée avec un véhicule de dimension de 5 m de long et de 1,5 m de large. Nous retrouvons sur la figure 5.5(a) la phase du signal de battement  $s_b(t, \tau)$  (en sortie du démodulateur I & Q) et l'image du véhicule sous test passant à 70 cm au travers du faisceau radar (figure 5.5(b)).

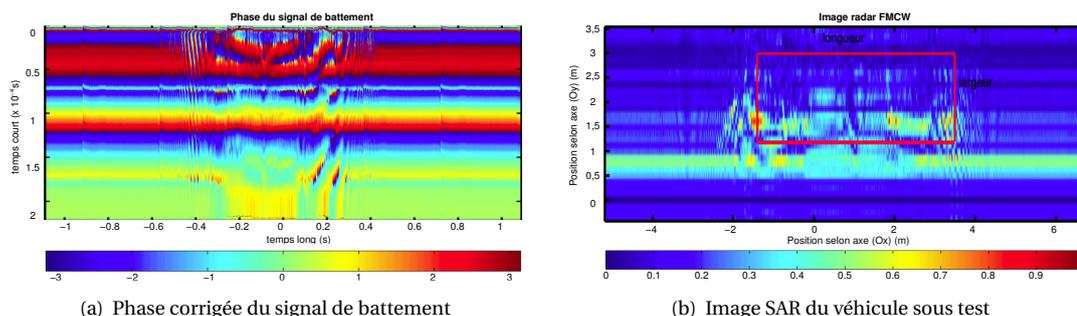


FIGURE 5.5 Signal radar pour synthèse d'une image SAR

## IV Contribution et perspectives

Dans le contexte particulier des activités décrites par [63], cette réalisation de prototype a permis de décrire la faisabilité d'un système simple et bas coût permettant d'effectuer une image radar d'un véhicule circulant devant le système. Cette première réalisation permet de valider les principes du système *FMCW* et utilisable dans le cadre d'application d'imagerie radar.

Les perspectives liées à cette première expérimentation sont nombreuses. Les différents obstacles dans la réalisation d'un système plus évolué sont cernés : entre autres, puissance à l'émission pour améliorer le rapport signal à bruit, augmentation des gains des antennes, amélioration de la linéarité de la loi de modulation de fréquence. Les contours pour une version d'un système radar destiné à effectuer des images radar dans d'autres conditions sont donc clairs et, en particulier, dans un contexte aéroporté. Il en est de même pour la réalisation de système bas coût permettant de réaliser des fonctions de détection de menaces.

### 5.3 Évolutions pour systèmes radar

#### I Le contexte

L'obtention de données terrain dans des études de caractérisation de classification (par l'intermédiaire d'images radar haute résolution) est un point clé dans la validation des modèles développés lors

d'études théoriques pour l'inversion de paramètres de biomasse par exemple. Ces données doivent pouvoir être reliées à la maîtrise de la vérité terrain et des conditions d'obtention satisfaisantes en termes de résolution. De même, le développement et l'amélioration de méthodes d'imagerie nécessitent une validation expérimentale. C'est dans ce cadre que l'équipe « Télédétection » de l'IETR souhaite développer une étude sur un système radar aéroporté d'acquisition de données. Plusieurs méthodes et technologies sont actuellement disponibles. Une première méthode est décrite dans la section 4.3 et concerne un système basé sur la technique *FMCW*). Actuellement, un prototype de radar est en cours de validation et des campagnes de mesure avec radar embarqué sur véhicule terrestre sont en cours. À terme, il s'agit d'embarquer un radar sur une plateforme aéroportée : c'est l'objet du projet PoSAR (réalisation d'un système SAR compact) en liaison avec le CPER PIMAR (plate forme aéroportée multi-capteurs).

Un autre aspect concerne la réalisation de petits systèmes radar bas coût et permettant de fournir une information relativement « grossière » à d'autres systèmes nécessitant cette information a priori pour rendre efficace la détection de menaces (par exemple). Cette réalisation est basée sur la réalisation de plusieurs briques constitutives d'un système radar de type bas-coût à base d'un modèle de carte de type Arduino (bande de base) et de la partie RF en bande C (sur une bande de 300 MHz autour de 5,8 GHz).

## II Système PoSAR [65]

Le système PoSAR se différencie du prototype précédent par l'utilisation d'une carte FPGA (SMT100, Sundance [113]) pilotant les fonctions du système PoSAR (gestion de la forme d'onde, partie RF, échantillonnage du signal de réception). La partie échantillonnage est aussi embarquée dans le système radar et est assurée par une carte FPGA contrôlant des convertisseurs numérique-analogique et analogique-numérique (SMT350, Sundance [114]). La carte SMT100 gère aussi les aspects de flux de l'information échantillonnée et arrivant sur le CAN de la carte SMT350. La figure 5.6 décrit les évolutions du système PoSAR par rapport à celui décrit sur la figure 5.1.

Dans le cadre d'applications aéroportées, deux contraintes fortes sont imposées au système à savoir la linéarité de la loi de modulation et la puissance d'émission. Pour cette contrainte de puissance, il est aussi possible d'aborder le problème sous l'angle de l'amélioration du rapport signal à bruit. Celui-ci peut donc être amélioré avec

- la puissance du signal émis,
- le gain des antennes d'émission et de réception,
- le facteur de bruit (ou le gain) de l'amplificateur en réception.

Quant à la contrainte de linéarité de la loi de modulation de fréquence, celle-ci est généralement gérée par l'intermédiaire d'une boucle à verrouillage de phase (ou *PLL* pour *Phase Locked Loop*) dont la fréquence de sortie (VCO interne) couplée avec un module de type *DDS* (*Direct Digital Synthesiser*) pour générer la forme d'onde de commande voulue pour le VCO. Toutefois il existe des composants permettant de s'affranchir du module de *DDS* : c'est le choix qui a été fait pour le système PoSAR. Le composant ADF4158 (générateur de forme d'onde autour de 6,1 GHz, Analog Devices [115]) permet

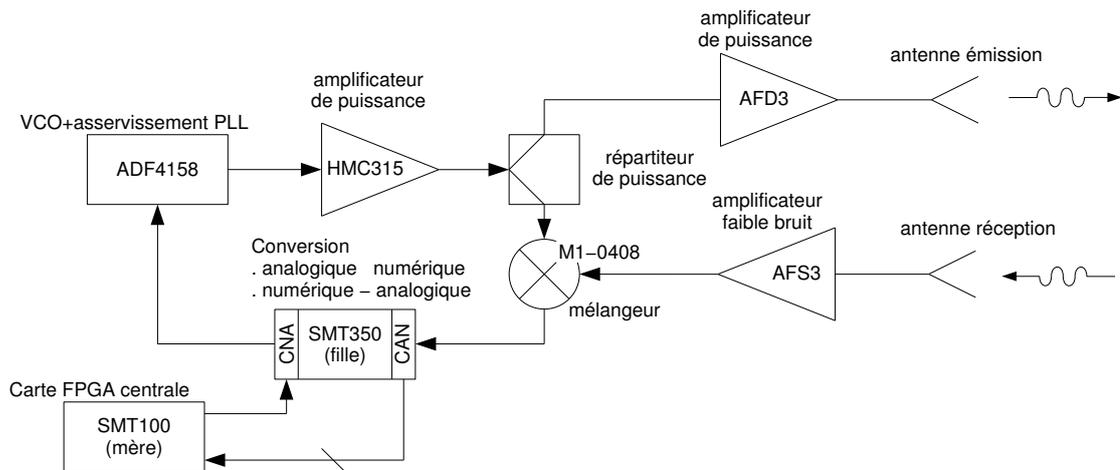


FIGURE 5.6 Schéma fonctionnel du système PoSAR

d'assurer un signal modulé linéairement en fréquence entre 5,6 GHz et 5,9 GHz. De plus, ce composant est spécifiquement préconisé pour des applications de radar modulé linéairement en fréquence. De plus, un mode particulier de fonctionnement permet de s'affranchir des non-linéarités du diviseur de fréquence de la PLL et la variation de la fréquence de sortie du VCO est assurée par la variation de fréquence d'une horloge en entrée de l'ADF4158 assurée par la carte SMT350.

Par rapport à la version décrite dans la section 4.3, la partie RF de cette version d'un radar FMCW est uniquement modifiée afin d'assurer de meilleures performances. L'amplificateur de puissance à l'émission (AFD3-020080-20P, MITEQ [116]) est caractérisé par un fonctionnement large bande [2-8] GHz et une puissance maximale de 20 dBm (à 1 dB de compression). À la réception, l'amplificateur faible bruit est réalisé avec le composant AFS3-02000800-24-LN (MITEQ [117]), fonctionnant aussi sur la bande [2-8] GHz, avec un gain de 28 dB, un facteur de bruit de 2,4 dB et une puissance de sortie de 10 dBm (à 1 dB de compression). Pour le mélangeur, une version robuste permet de ne pas ajouter d'étage d'amplification sur l'entrée LO (M1-0408, Marki Microwave [118]) et le signal de mélange est obtenu sur la sortie IF (le signal analytique est obtenu par traitement après échantillonnage). Pour le système antennaire, celui-ci est assuré par deux antennes cornet large-bande [2-18] GHz et présentant un gain moyen de 12 dBi dans la bande d'intérêt.

La figure 5.7 montre le système PoSAR sur laquelle on peut repérer la partie alimentation du radar sur la droite et la partie FPGA (carte mère SMT100 et carte fille SMT350) sur la gauche tandis que la partie RF est localisée au fond du système radar. Nous présentons ici une campagne de mesures réalisées avec le système développé. Des images SAR sont obtenues par l'intermédiaire du déplacement du radar sur un rail (situé à environ 2 mètres de hauteur). Les antennes pointent à l'horizontale et deux réflecteurs (trièdre) sont situés à 15 m et 30 m du radar. Le système est dimensionné pour présenter une résolution en distance de 1 m avec une durée de modulation de 30 ms. La figure 5.8(a) décrit la scène radar et la figure 5.8(b) correspond au traitement des données radar mesurées. Sur cette figure 5.8(b), nous retrouvons bien la position des deux trièdres de la scène radar (figure 5.8(a)). De plus, proche du

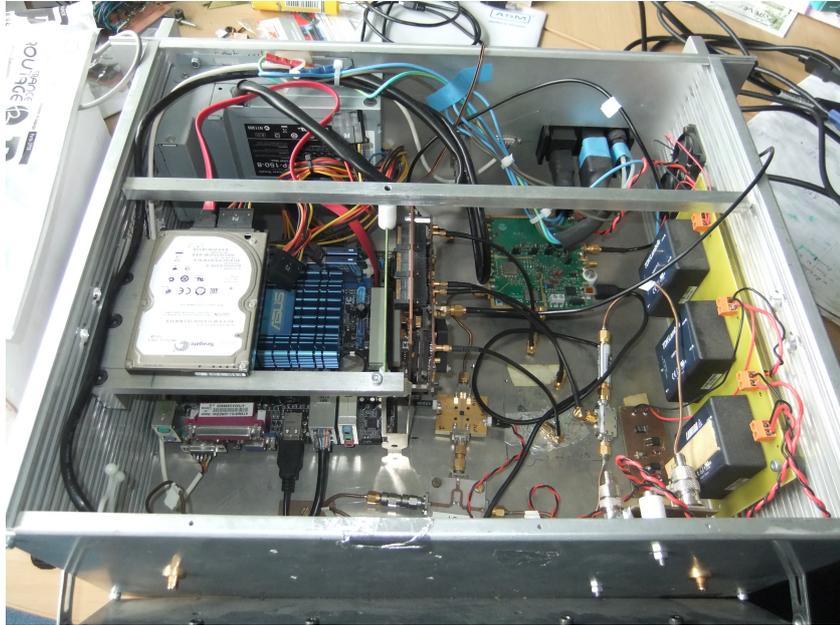
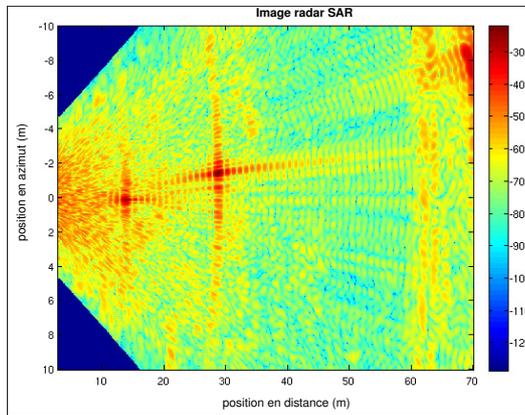


FIGURE 5.7 Description du système PoSAR



(a) Scène radar



(b) Image SAR de la scène radar

FIGURE 5.8 Campagnes de mesures radar

système radar, nous avons la réponse du sol provenant des échos détectés par l'intermédiaire des lobes secondaires. De même, l'écho se trouvant à environ 70 mètres correspond à l'écho du bâtiment visible au fond sur la scène radar.

### III Système radar de détection de menaces [60]

Cette étude fait partie de mes activités de recherche concernant la réalisation de petits systèmes radar. En l'occurrence, il s'agit ici d'étudier la faisabilité d'un système radar fonctionnant en bande C et basé sur l'utilisation d'une carte de type Arduino. Cette carte regroupe, entre autres, un microcontrôleur 8 bits (ATMEL [119]) et un convertisseur analogique/numérique système radar. Une carte MicroSD Shield permet de pallier la limitation en mémoire de la RAM implémentée sur la carte Arduino et permet un enregistrement d'un volume important des données. L'objectif initial est de pouvoir détecter une menace de faible SER afin de fournir une information en distance, position et vitesse de cette menace et la transférer à un autre organe de détection plus performant en terme de précision et de neutralisation de la menace. Dans un premier temps, la menace identifiée est constituée par un drone dont les niveaux de SER mesurés se situent autour de  $-10 \text{ dBm}^2$ .

Le choix de la forme d'onde à l'émission est identique à celle choisie pour le système PoSAR : modulation linéaire de fréquence. La partie RF du système est équivalente à la précédente puisque le VCO utilisé est aussi un HMC358MS8G [107]. La solution pour la commande du VCO se situe entre le montage simple proposé dans la section 4.3 et la version évoluée pour le système PoSAR. Cette solution est basée sur l'analyse précise de l'évolution de la fréquence de sortie du VCO en fonction de la tension d'entrée. Ainsi, la source de tension de commande du VCO est déterminée par la carte ARDUINO via la sortie CNA et tient compte de la déviation de la loi de fréquence du VCO.

Pour la partie RF, les fondements sont identiques au système PoSAR à savoir :

1. un diviseur de puissance connecté permettant de séparer le signal de sortie du VCO (D20612, Clear Microwave [120]),
2. un mélangeur (HMC488MS8G, Hittite [121]) qui est choisi ici actif pour pallier les niveaux de sortie faibles du VCO sur l'entrée LO du mélangeur,
3. un amplificateur de puissance HMC407MS8G (Hittite [122]) un amplificateur faible bruit sous la forme d'une carte d'évaluation du HMC392LC4 (Hittite [123]).

Les antennes utilisées à l'émission et à la réception sont des antennes cornets large bande présentant un gain de 15 dBi.

Pour la partie bande de base, la gestion du système radar (création de la rampe de tension de commande du VCO, échantillonnage des données) est donc confiée au module Arduino identifié pour son bas coût et sa simplicité de programmation et dont les performances (temps d'acquisition, résolution, profondeur d'acquisition) sont acceptables pour notre application.

Des premières mesures en extérieur sont effectuées afin d'estimer la capacité du système à distinguer des cibles coopératives (type trièdre). Une première version du radar est présentée sur la figure 5.9 et cette version éclatée permet de positionner le système dans la direction de visée du trièdre. La

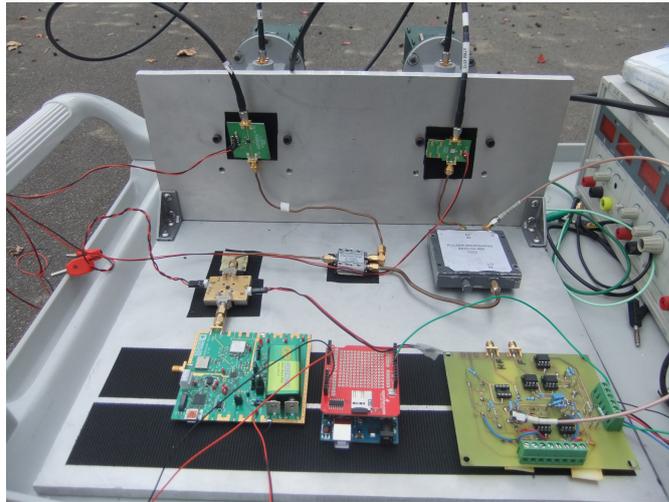
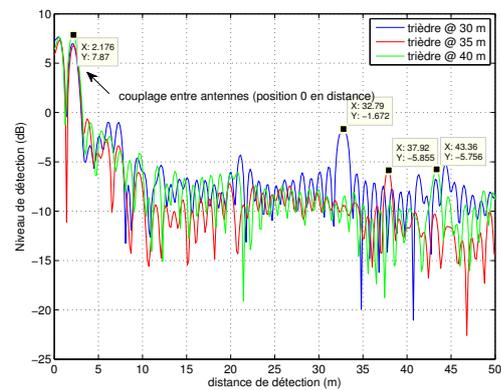


FIGURE 5.9 *Système assemblé sur un support de démonstration.*

scène radar permet de positionner les trièdres devant le radar en évitant les proches obstacles mais en considérant un environnement de mesures (figure 5.10(a)). Les premiers résultats obtenus concernent



(a) Environnement de mesure



(b) Mesure radar

FIGURE 5.10 *Campagnes de mesures radar*

la capacité de détection du système pour une cible de type trièdre. Pour les premiers tests (trois trièdres placés à 30 m, 35 m et 40 m), les profils distance estimés sont décrits sur la figure 5.10(b). La première conclusion est de constater que les positions des trièdres sont retrouvées après compensation du couplage entre antennes (qui nous donne la position de référence 0 en distance). Il convient de remarquer que la réponse du trièdre à la position 40 m doit probablement se combiner avec la réponse d'un autre élément se situant à cette même case distance mais pas dans la même case azimut.

## IV Contribution et perspectives

Les études et réalisations décrites dans cette section montrent une activité croissante liée à la réalisation des systèmes de détection et d'imagerie radar. Une première expérience liée à un contexte d'imagerie radar permet d'envisager des systèmes plus conséquents en termes de capacité de traitement et d'environnement d'exploitation. Cette capacité à définir des systèmes radar pour des applications d'imagerie induit aussi la participation à d'autres applications comme la détection de menaces, par exemple. Cette activité de recherche n'est pas innovante en soit mais met en avant la possibilité de mise en oeuvre de systèmes plus ou moins « importants » et répondant effectivement à des critères de « miniaturisation » des systèmes.

Les perspectives liées à ces expérimentations sont naturellement la continuité d'acquisition de compétences et expériences dans la réalisation de systèmes radar pour l'imagerie et la détection. Les performances visées sont, entre autres, l'augmentation de la portée, l'amélioration de la résolution spatiale et l'augmentation de la capacité de détection tout en gardant à l'esprit la notion de faible coût et de compacité volumique du système. Il est bien clair qu'une amélioration de la détection d'éléments de plus faible SER passe nécessairement par une sophistication du système radar et donc d'une augmentation du coût d'un tel système (par rapport à la solution basée sur une carte de type Arduino).

### 5.4 Système radar passif [66]

#### I Le contexte

En marge du développement de systèmes radar pour l'imagerie ou la détection, une autre partie de mes activités liée à la conception des systèmes touche à une autre approche expérimentale : la conception d'un radar passif pour la détection d'objets dissimulés. Ce système radar correspond à une thèse à l'encadrement de laquelle j'ai participé. Le traitement associé à cette étude est abordé dans le chapitre 6 et je propose ici le volet lié à la réalisation du prototype dans la bande X<sup>3</sup>. Ce prototype démontre la faisabilité d'un système de détection passif et courte portée d'objets dissimulés (armes, explosifs et autres objets dangereux mettant en cause la sécurité publique [124]). Le traitement utilisé est basé sur l'imagerie interférométrique par synthèse d'ouverture [125].

La structure de ce système est identique à celle des systèmes déjà présentés : une partie dite RF et une autre partie dite bande de base. Les différences notables se situent sur :

1. le caractère passif du système (donc pas d'organe d'émission),
2. l'aspect multi-antennaire et commutable.

---

3. Le choix de cette fréquence est liée à notre capacité technologique à l'IETR à construire un prototype à un faible coût, au moment de l'étude.

## II Le prototype

Le traitement interférométrique par synthèse d'ouverture est basé sur la corrélation du signal provenant de 2 capteurs distincts et scrutant simultanément la même zone. De plus, pour atteindre une bonne résolution spatiale (de quelques centimètres pour notre application), il est nécessaire de couvrir un maximum de *baseline*<sup>4</sup> sur la surface de l'antenne totale. Ainsi, la structure proposée pour ce prototype correspond à deux réseaux d'antenne partagés en 2 sous-matrices de commutateurs (*switch*) SW1 et SW2 et commutant pour offrir une variété suffisante de *baseline*. L'architecture de principe est décrite sur la figure 5.11 et se décompose en 3 modules distincts :

1. le module hyperfréquence contenant les antennes, les amplificateurs faible bruit et les commutateurs,
2. le module radiofréquence représentés par Rx1 et Rx2,
3. le module traitement du signal et contrôle des acquisitions (TS-ACQ).

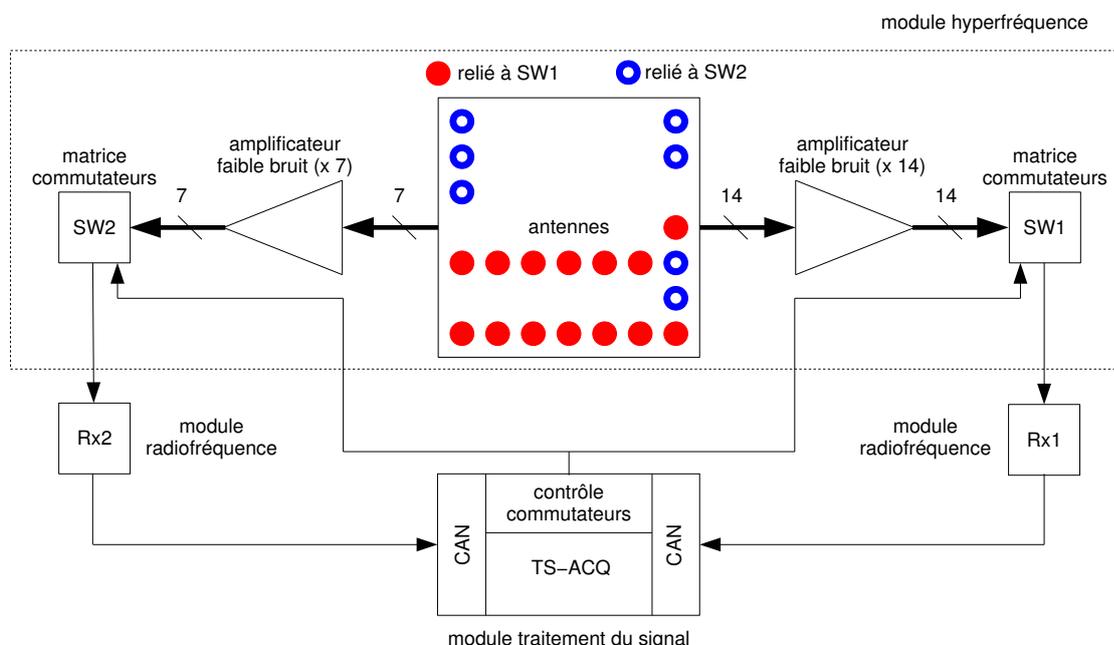


FIGURE 5.11 Architecture du système de détection passive

**Module hyperfréquence** Le prototype développé à 11 GHz doit répondre à des exigences de compacité et de faible coût. Le choix se porte donc sur une technologie imprimée bi-couche réunissant la partie antenne ainsi que les éléments d'amplification (amplificateurs faible bruit) et de commutation entre les différentes antennes. Ces deux derniers éléments sont assurés par des composants de type

4. Terme décrivant la distance entre deux récepteurs et utilisé pour décrire un des paramètres importants dans l'obtention d'une image radar.

*MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuits)*. Le choix des différents substrats s'opère en fonction des besoins d'intégration soit des antennes (substrat de faible permittivité et forte épaisseur -ici, Neltec NY9220, épaisseur de 1,57 mm et permittivité de 2,2) soit des puces MMIC et lignes de transmission (substrat de plus forte permittivité et faible épaisseur -ici Rogers RO30056, épaisseur de 0,127 mm et permittivité de 6,15).

Les antennes réalisées (liées au SW1 ou SW2 selon la figure 5.11) sont des antennes de type *patch* et alimentées par fente de couplage [126]. Les antennes présentent une adaptation large-bande (coefficient de réflexion égal à -10 dB sur 1 GHz autour de 11 GHz).

Le choix de l'amplificateur faible bruit s'effectue en considérant la bande de fonctionnement, les performances (facteur de bruit et gain) ainsi que le coût et la disponibilité. Cet amplificateur est réalisé avec le transistor NEC NE4210S01 [127] auquel il est nécessaire d'adjoindre un circuit de polarisation (pour polariser le drain et la grille) et une capacité de découplage.

Les commutateurs choisis font partie de la famille des semi-conducteurs (à base de diodes PIN et de transistors) et satisfont à la structure de matrice de commutateurs à savoir 14 antennes pour le sous-ensemble SW1 et 7 antennes pour le sous-ensemble SW2. Le commutateur choisi (MA4AGSW4, MACOM [128]) associé aux circuits de polarisation et capacité de découplage répond au cahier des charges à savoir de faibles pertes d'insertion (de l'ordre de 2 dB), une bonne adaptation des accès sur une large bande (-10 dB entre 10 GHz et 12 GHz) et isolation de ces accès (supérieure à 32 dB).

Ainsi, le module hyperfréquence réalisé est décrit sur les figures 5.12 et 5.13 ainsi que la position et les éléments nécessaires pour assurer les fonctions de réception et amplifications des ondes rayonnées dans le cadre de l'application d'imagerie radar passive millimétrique, à savoir :

1. 21 antennes alimentées par fente (14 pour le circuit SW1 et 7 pour le circuit SW2),
2. 21 amplificateurs faible bruit,
3. 8 commutateurs (4 vers 1) en associant 5 commutateurs pour le circuit SW1 et 3 pour le circuit SW2.

Des mesures du diagramme de rayonnement et du gain des antennes sont effectuées afin de vérifier le fonctionnement du système en réception et la répétitivité des mesures. De plus, la stabilité du système en température est quantifiée dans le temps. Ces mesures sont importantes dans le cas du traitement de la synthèse d'ouverture numérique puisque celui-ci se base sur une calibration effectuée avec des mesures de diagramme d'antennes.

**Module radiofréquence** Les modules Rx1 et Rx2, sont constitués de deux étages ; le premier appelé *Front End* est constitué d'un bloc de type *LNB* réalisé à partir d'un récepteur satellite et le second est un mélangeur (ZX05-30W-S, Mini-Circuits [129]) suivi d'un filtre passe-bas (VLF-95, Mini-Circuits [130]) permettant, à l'aide d'un oscillateur local, de « descendre » le signal en bande IF pour être ensuite amplifié en basse fréquence (ZX60-4016E-S, Mini-Circuits [131]) et numérisé. Il faut noter que la bande du signal en sortie de la seconde descente en fréquence est fortement limitée puisque la fréquence d'échantillonnage de la carte d'acquisition ne pourra pas assurer de couvrir toute la bande du signal reçu. L'ensemble d'un module radiofréquence est présenté sur la figure 5.14 avec les

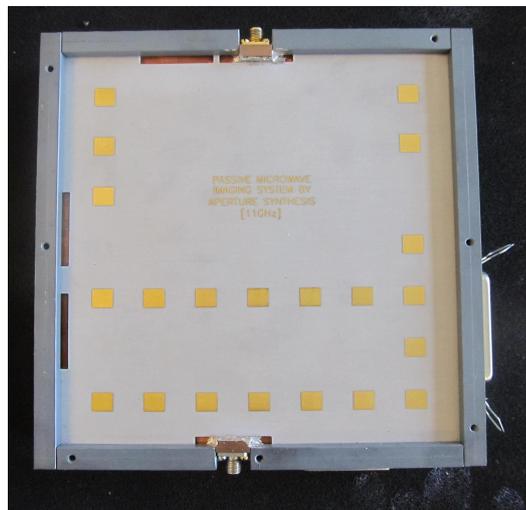
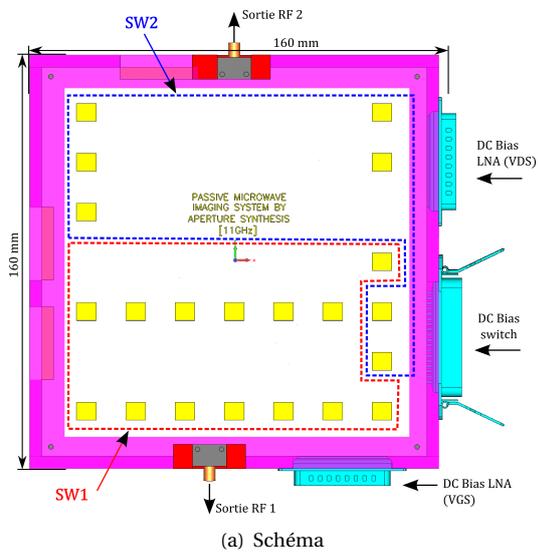


FIGURE 5.12 Module hyperfréquence : éléments rayonnants

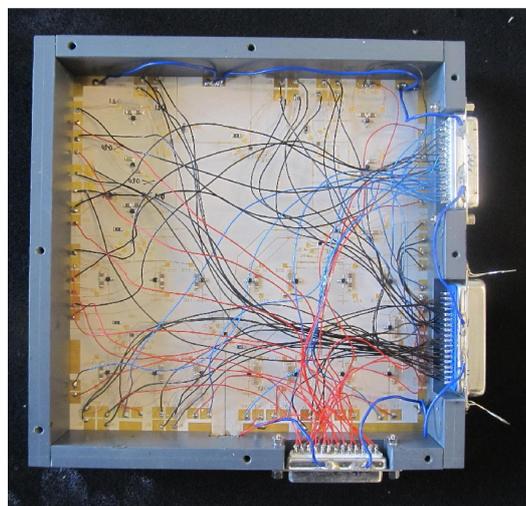
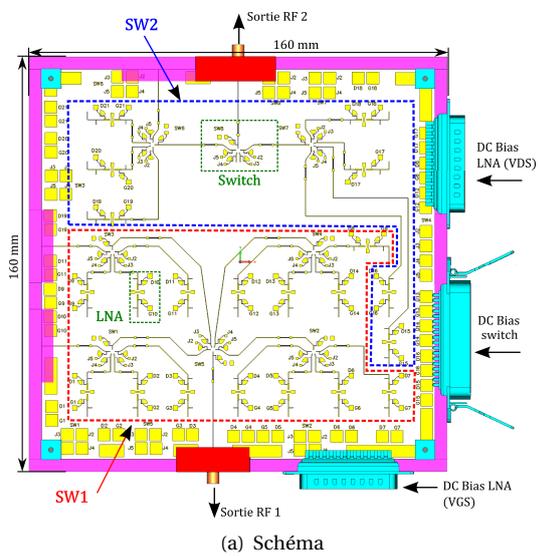


FIGURE 5.13 Module hyperfréquence : éléments actifs et lignes microrubans

grandeurs numériques associées à chaque étage. Ce module radiofréquence admet donc en entrée des

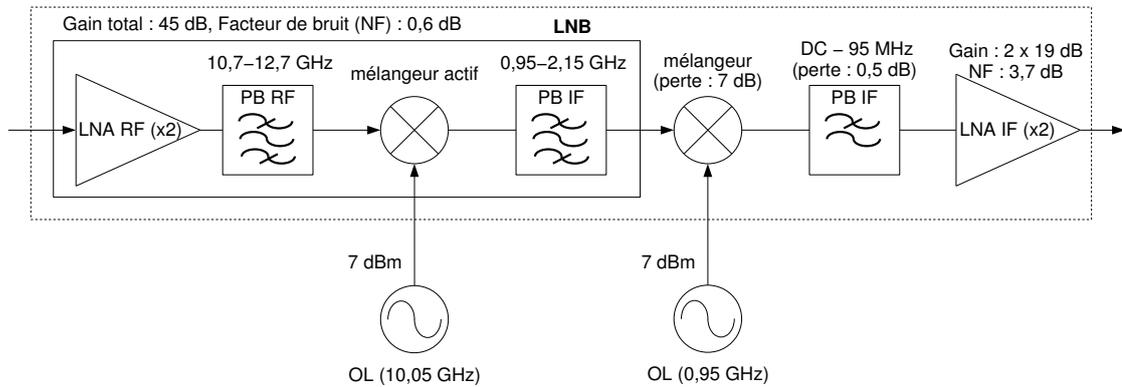


FIGURE 5.14 Description d'un module radiofréquence Rx

signaux dans la bande X (11 GHz) et délivre des signaux en bande de base dont le spectre est compris entre DC et 95 MHz. Le gain total est estimé à 75,5 dB et le facteur de bruit à 0,6 dB. Il est important de noter aussi que la consommation est mesurée à 3,8 W.

**Module acquisition et traitement de signal** Le but de ce module est double. Dans un premier temps, des signaux logiques de commande pour activer/déactiver les commutateurs (injection d'un courant de polarisation et d'une tension de polarisation) ainsi que des tensions de polarisation VDS et VGS pour les amplificateurs faible bruit sont délivrés par la carte USB-6501 (National Instruments [132]) à l'aide de commandes MATLAB®. Dans un second temps, l'opération d'échantillonnage du signal d'entrée est effectuée à 100 MHz maximum et fournit des signaux complexes sous la forme du format I&Q grâce à la carte d'acquisition ICS-554 (GE Intelligent Platform [133]). Il est important de noter que les modules d'acquisition en entrée de la carte d'acquisition présentent une bande passante de 10 MHz : c'est donc la bande passante réellement utilisable dans le traitement interférométrique par synthèse d'ouverture.

Une première mesure (figure 5.15) permet de valider expérimentalement le concept d'imagerie passive par la synthèse d'ouverture interférométrique (concept présenté dans le chapitre 6) en détectant la présence d'une source de bruit. Dans cet exemple de reconstruction de la température de brillance (figure 5.16), la distance entre la source de bruit et le système de mesure est de 2 mètres. Nous retrouvons les positions de la source de bruit ( (0,0) sur la figure 5.16(a) et (-0.4,-0.2) sur la figure 5.16(b) ) par l'intermédiaire des températures de brillance reconstruites.

### III Contribution et perspectives

Cette section décrit les étapes de réalisation d'un système radar passif en bande X afin de reconstruire la température de brillance de la scène observée. À l'instar des autres réalisations, cette expérience est aussi complète puisque ces étapes de réalisation abordent aussi la partie HF du système jusqu'à l'utilisation de la carte d'acquisition. La réalisation de ce prototype en bande X montre la faisabilité d'un

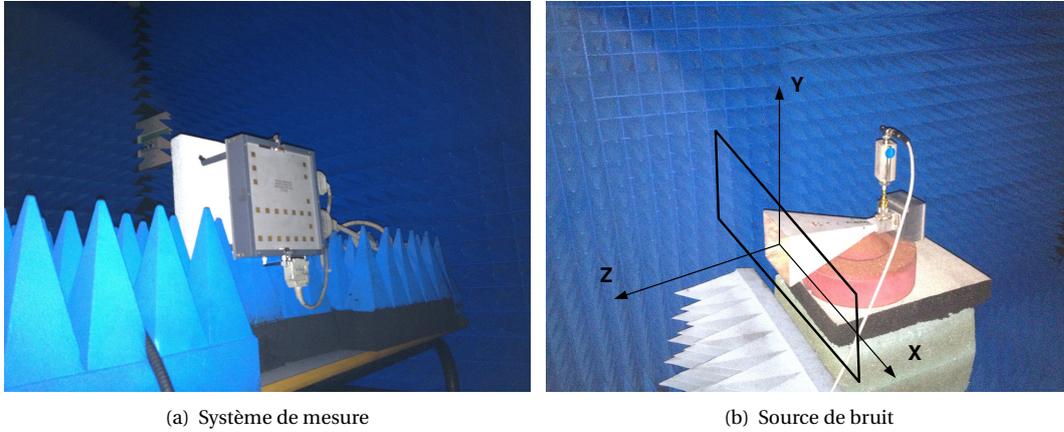


FIGURE 5.15 Ensemble pour la mesure de la position d'une source de bruit

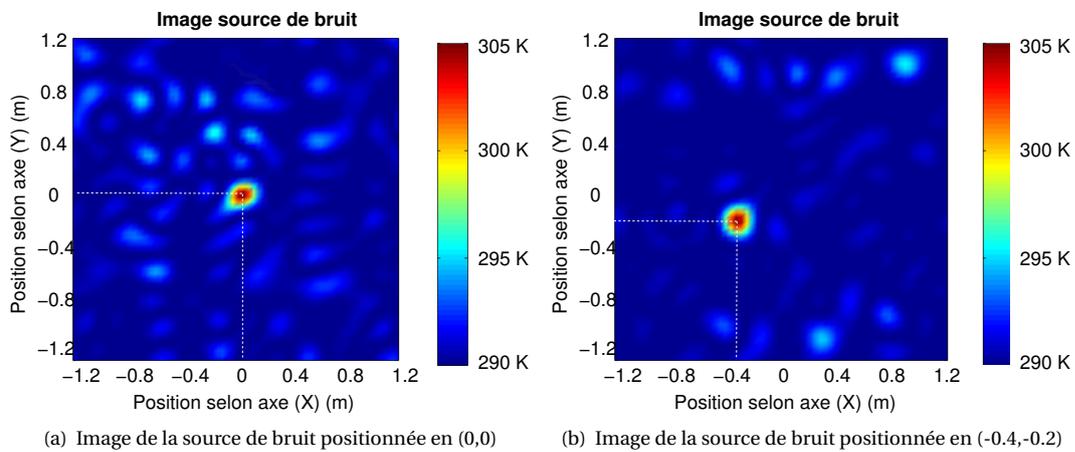


FIGURE 5.16 Températures de brillance reconstruites par synthèse d'ouverture interférométrique (voir paragraphe 6.4).

tel système de détection passive et permet d'envisager des extensions à des fréquences de détection plus élevées (exemple de 35 GHz). Une autre extension envisageable est de pouvoir augmenter la bande passante du système à la réception puisque cette caractéristique limite le contraste de détection des température de brillance.

## 5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, j'aborde les réalisations de systèmes nécessaires à la captation du signal provenant des phénomènes d'interaction entre l'onde et la matière. La volonté de réaliser des systèmes bas coût et compacts se traduit par le choix d'une technologie de type *FMCW*. L'aspect de l'émission d'une onde continue permet de maîtriser les coûts, et la fabrication et la modulation fréquentielle de l'onde émise rend possible des traitements du signal radar dédiés à des applications de type imagerie (active ou passive). L'activité de recherche en lien avec la réalisation de petits systèmes est fondamentale dans la chaîne d'obtention d'images radar pour alimenter les applications de télédétection. À cet égard, la réalisation de systèmes plus élaborés (forme d'onde basée sur des protocoles de communications numériques, structure multi-antennaires) est une piste prometteuse pour le développement futur des activités de réalisation.

Ce chapitre aborde donc la réalisation des systèmes. En sortie de ces systèmes d'émission et de réception (applications quasi monostatiques), nous obtenons donc un signal radar dont les caractéristiques principales sont liées à la fois à la nature du phénomène d'interaction entre l'onde et la matière et à la manière de former l'onde émise (exemple de la modulation) et de recevoir l'onde diffractée (exemple de la diversité spatiale si le radar se déplace). Conséquemment, mes activités de recherche sont aussi centrées sur le traitement du signal radar obtenu par les systèmes radar développés.

## Chapitre 6

# Et le traitement du signal radar ...

### 6.1 Introduction

Lorsqu'un système radar est correctement dimensionné, la grandeur de sortie de ce système correspond donc au signal radar issu de l'interaction de l'onde avec la matière. Ce signal radar, aussi appelé signal radar vidéo, est donc utilisable pour y appliquer des fonctions de traitement du signal. Ces fonctions permettent d'extraire l'information contenue dans le signal radar. Originellement, un système radar est destiné à déterminer la distance à laquelle se trouve un obstacle qui rétrodiffuse l'énergie incidente. De plus, ce système radar est aussi capable de déterminer la vitesse de cet obstacle<sup>1</sup>. Enfin, les techniques avancées de traitement du signal permettent d'envisager l'extraction d'informations à valeur ajoutée afin d'améliorer la connaissance comportementale de la scène radar éclairée par le système radar et, en particulier, des images radar. Aussi, une partie conséquente de mes activités de recherche se concentre sur cet aspect du traitement du signal radar. Ce traitement est essentiellement dédié à la synthèse d'ouverture (système ROS pour Radar à Ouverture Synthétique ou *SAR* pour *Synthetic Aperture Radar*). Cette synthèse d'ouverture associée avec le filtrage adapté du signal reçu le long de l'axe d'évolution de l'onde électromagnétique permet de retrouver sur l'image radar finale la position d'un contributeur ponctuel avec une précision fournie par la résolution spatiale de l'image radar. Cette résolution est essentiellement liée aux performances du système radar en termes de bande passante du signal émis et d'évolution physique du système radar. Dans cette introduction, je ne formule que les relations fondamentales des descriptions des traitements en n'explicitant pas les intermédiaires de calcul.

La base du traitement SAR est la diversité spatiale d'éclairage et de visualisation d'une scène radar qui permet de reconstruire la phase du signal réfléchi par un objet ponctuel rétrodiffusant. Nous obtenons alors une résolution dans l'axe azimut et appelé aussi *cross-range*. Le second axe « résolu » est appelé *range* et définit l'axe distance de l'image radar. Autrement décrit, l'axe azimut représente

---

1. Il faut noter qu'un système radar exploitant l'effet Doppler est un système idéal pour la détection d'un obstacle en mouvement.

l'axe d'évolution du porteur et l'axe distance l'axe de visée du radar<sup>2</sup>. Il convient donc de décrire la géométrie générale d'acquisition du signal radar pour la synthèse d'ouverture ainsi que les traitements du signal permettant d'obtenir une image radar présentant une bonne résolution spatiale<sup>3</sup>.

## I Géométrie et scène radar

Le traitement de synthèse d'ouverture est basé sur la diversité spatiale d'acquisition du système radar. D'un point de vue général, cette diversité spatiale peut s'obtenir avec l'évolution du porteur d'un système radar le long d'une trajectoire donnée [134].

**Définition et description de la géométrie radar** La scène radar, la géométrie du système et l'évolution du radar sont définies dans un repère direct  $(S, x, y, z)$  comme indiqué sur la figure 6.1. Pour la position du système radar en  $S$ , nous pouvons décrire la géométrie de la prise de vue avec

- la hauteur  $H$  du radar (décrite selon l'axe  $(Sz)$ ),
- l'angle d'élévation de l'antenne  $\theta_0$  définissant la distance  $R_0$  (voir figure 6.2(a)) dans la direction de l'axe radioélectrique.

Afin de décrire l'empreinte au sol de l'antenne radar pour une position du système, il est nécessaire d'indiquer, en plus de l'angle d'élévation  $\theta_0$ , les angles d'ouverture de l'antenne<sup>4</sup> (voir figures 6.2(a) et 6.2(b)) à savoir

- l'angle d'ouverture de l'antenne  $\theta_a$  dans le plan transversal,
- l'angle d'ouverture de l'antenne  $\phi_a$  dans le plan oblique.

Avec l'ensemble de ces différentes grandeurs, nous décrivons dans le repère  $(S, x, y, z)$  :

- la position du point  $(O)$ , au centre de la scène radar avec  $\vec{SO} = [0 \quad Y_0 \quad H]^T$ ,
- la position d'un point  $(i)$ , contributeur radar (ou point brillant) sur la scène radar avec  $\vec{Si} = [x_i \quad y_i \quad z_i]^T$ .
- la largeur  $L_y$  de la scène radar à imager (définie par  $\theta_0$  et  $\theta_a$ ) et aussi appelée « fauchée radar »,
- la longueur  $D$  de la scène radar à imager et qui dépend de l'évolution du radar le long de la trajectoire (non représentée sur la figure 6.1).

Puisque le traitement SAR nécessite l'évolution du radar le long de l'axe de déplacement, nous définissons alors :

- la vitesse  $V_{sar}$  d'évolution du système radar le long de l'axe  $(Sx)$ <sup>5</sup>,
- la longueur  $2 \times L$  d'évolution du système selon l'axe  $(Sx)$  le long de laquelle la synthèse SAR est effectuée,

2. Si, dans ce document, nous abordons une configuration de visée perpendiculaire à la trajectoire du système radar, il faut noter que des configurations de type *squint* avec un angle de visée différent de  $90^\circ$  sont aussi appliquées dans le cadre de l'imagerie radar SAR.

3. Il convient de noter qu'une faible résolution d'une image radar correspond à de bonnes performances du traitement radar SAR.

4. Dans notre approche, nous considérons ne pas recevoir d'échos en dehors des angles d'ouverture. En pratique, il est possible de réceptionner des échos provenant de contributeurs à forte SER et qu'il faudra identifier pour éviter l'apparition d'échos ambigus lors de la synthèse des images radar

5. Pour des configurations de type *Stop and Go*, le traitement SAR prend en compte les différentes positions du porteur pendant la synthèse d'ouverture et ne nécessite donc pas forcément une vitesse du porteur à proprement parler.

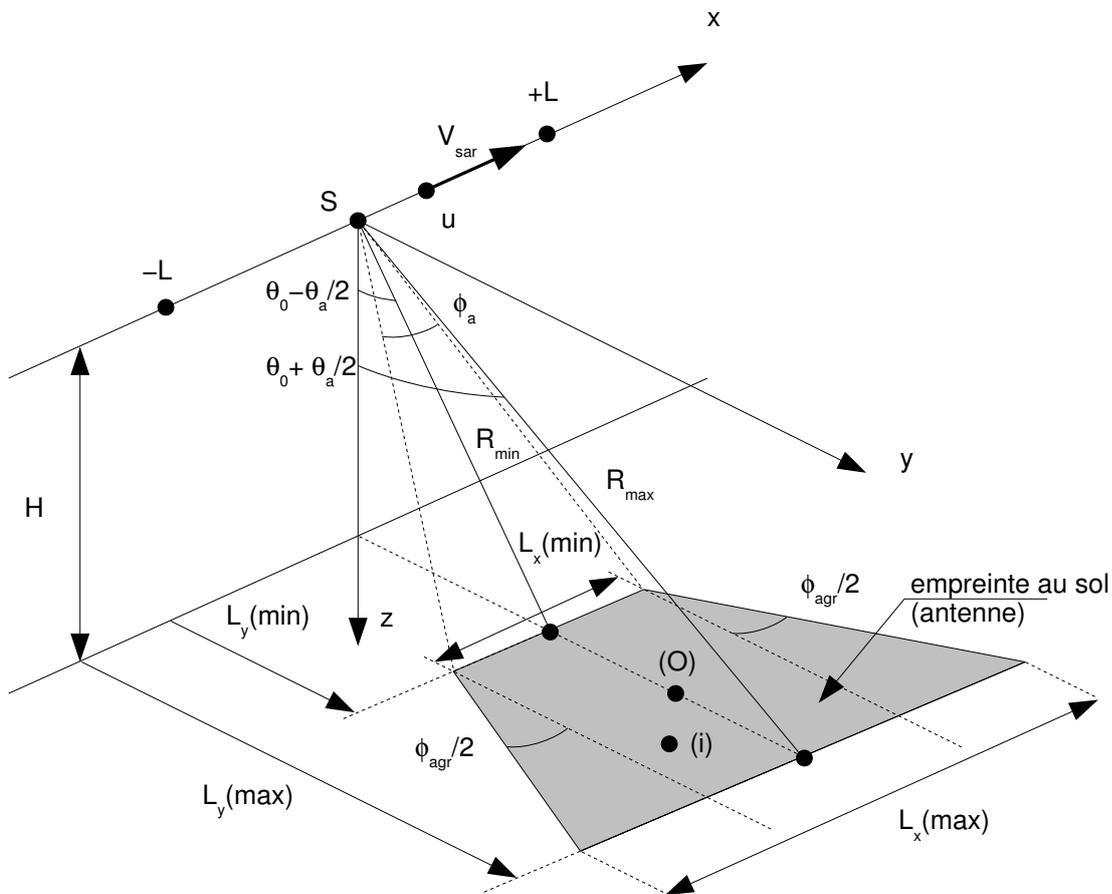


FIGURE 6.1 Description géométrique de la configuration radar

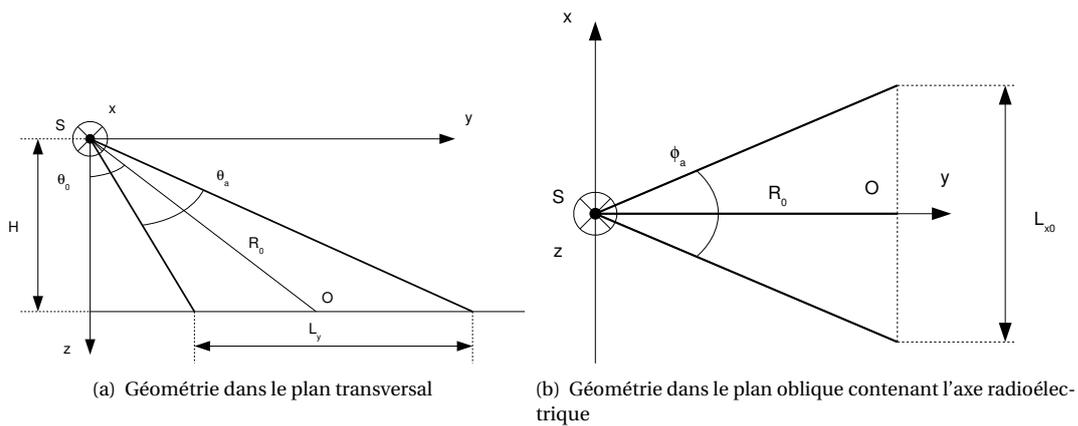


FIGURE 6.2 Configurations géométriques suivant 2 plans

- la position ( $u$ ) du radar est donnée avec  $u = V_{sar} t$
- pour une position ( $u$ ) du radar, la distance entre le radar et un point ( $i$ ) de la scène est donnée par l'intermédiaire du vecteur  $\vec{ui} = [x_i - u \quad y_i \quad H]^T$ .

**Description et dimension de la scène radar** La géométrie de l'empreinte au sol de l'antenne est importante pour la détermination des ambiguïtés radar pouvant apparaître lors de la synthèse d'ouverture<sup>6</sup>. Pour une position ( $u$ ) du porteur en azimut considéré en ( $S$ ), les distances  $L_y(min)$  et  $L_y(max)$  sont définies sur la figure 6.1 avec  $L_y(min) = H \tan(\theta_0 - \theta_a/2)$  et  $L_y(max) = H \tan(\theta_0 + \theta_a/2)$ . De plus, l'angle d'ouverture de l'antenne se détermine avec le plan contenant  $R_{min}$  et  $R_{max}$ . Nous décrivons alors

$$R_{min} = \frac{H}{\cos\left(\theta_0 - \frac{\theta_a}{2}\right)} \quad (6.1)$$

et

$$R_{max} = \frac{H}{\cos\left(\theta_0 + \frac{\theta_a}{2}\right)} \quad (6.2)$$

Nous pouvons aussi exprimer les grandeurs  $L_x(min)$  et  $L_x(max)$  définissant la trace au sol de l'antenne dans l'axe azimut et pour une position ( $u$ ) du radar avec  $L_x(min) = \tan(\phi_a/2) 2H / \cos(\theta_0 - \theta_a/2)$  et  $L_x(max) = \tan(\phi_a/2) 2H / \cos(\theta_0 + \theta_a/2)$ .

Pour être complet, l'angle d'orientation  $\phi_{agr}/2$  (dont un exemple est donné avec  $\phi$  sur la figure 6.3 s'obtient par l'intermédiaire de transformations trigonométriques pour aboutir à  $\tan(\phi_{agr}/2) \cos(\theta_a/2) = \tan(\phi_a/2) \sin\theta_0$

Pour déterminer la dimension de la scène à imager et selon la configuration de mesure choisie, il est possible de :

1. fixer la valeur de la fauchée et la longueur de l'image (exemple de mesures effectuées avec un système de type *ground based system*),
2. déterminer la valeur de la fauchée en considérant les caractéristiques de l'antenne (angle d'ouverture en azimut  $\theta_a$  et angle d'ouverture en élévation  $\phi_a$ ) ainsi que l'angle d'élévation (ou angle d'incidence)  $\theta_0$  de l'antenne (voir figures 6.2(a) et 6.2(b)) pour des mesures avec un système aéroporté.

Pour une scène donnée (voir figure 6.3), les valeurs de  $W$  et de  $D$  définissent une zone d'intérêt<sup>7</sup> et permettent d'établir les relations décrivant les ambiguïtés potentielles en distance et en azimut pour le traitement SAR. En utilisant les caractéristiques d'ouverture des antennes (équation (6.1) et (6.2)), la largeur  $W$  de la scène radar peut s'exprimer avec

$$W = H [\tan(\theta_0 + \theta_a/2) - \tan(\theta_0 - \theta_a/2)] \quad (6.3)$$

De plus, la zone  $D$  visualisable le long de l'axe azimut n'est plus seulement limitée aux positions

6. Une ambiguïté apparaît lorsque, pour un problème de détection -en radar, distance ou vitesse-, nous avons plusieurs solutions.

7. L'amplitude d'échos provenant de contributeurs situés en dehors de cette zone est considérée négligeable.

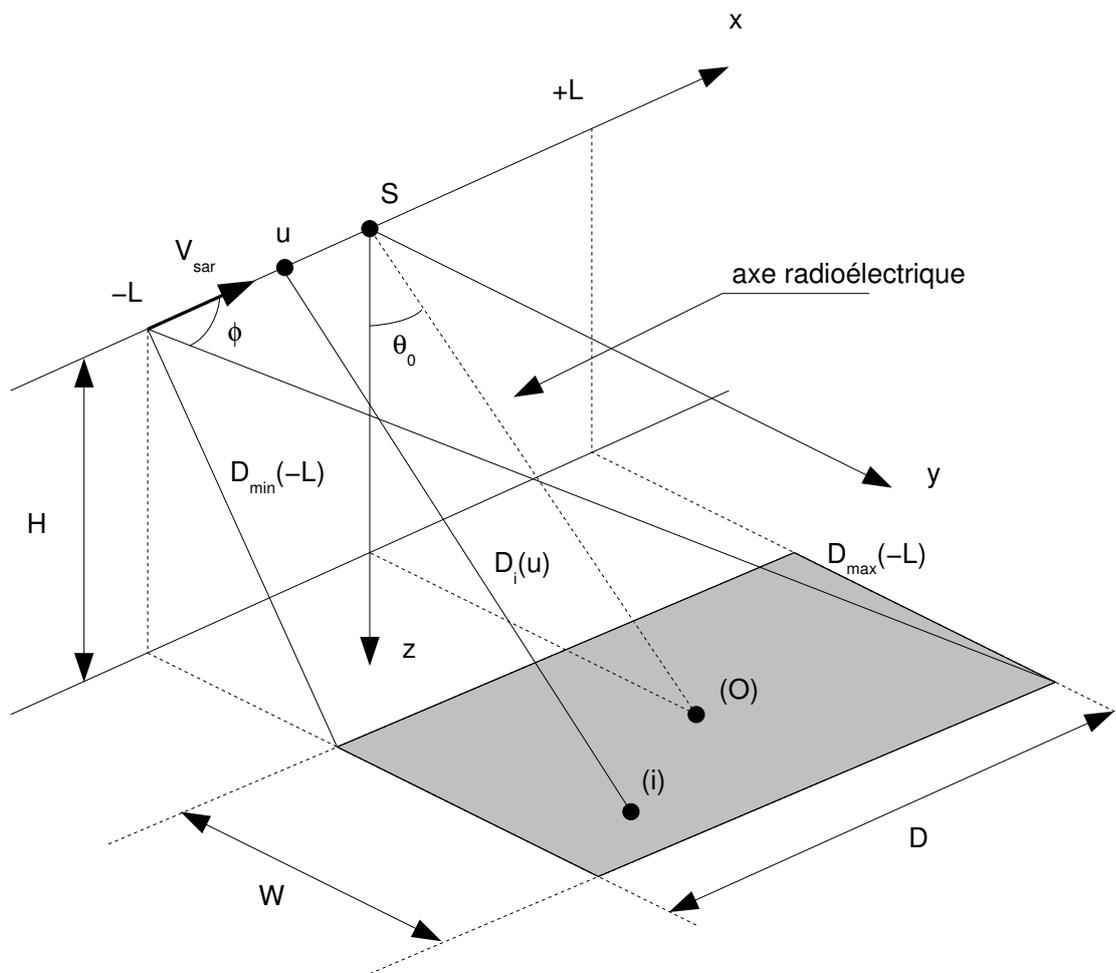


FIGURE 6.3 Description géométrique de la configuration radar

extrêmes du positionneur radar mais dépend aussi des angles d'ouverture et d'incidence de l'antenne et du diagramme de l'antenne. :

$$D = 2H \frac{\tan \phi_a/2}{\cos(\theta_0 + \theta_a/2)} + 2L \quad (6.4)$$

Nous pouvons maintenant considérer l'écho radar reçu par tout contributeur placé à l'intérieur de la zone éclairée afin de modéliser la scène radar.

**Modélisation d'une scène radar** Si on considère un point (i) (défini par  $\vec{O}i = [x_i \ y_i \ z_i]^T$ ) sur la scène radar dont le niveau de rétrodiffusion est donné par  $\sigma_i$  alors on peut dire que la scène est complètement décrite par l'expression

$$f(x_i, y_i, z_i) = \sigma_i \cdot \delta(X - x_i, Y - y_i, Z - h) \quad (6.5)$$

Dans un premier temps, on considère que le point (i) se trouve dans un plan au sol défini par  $z_i = H$ . La fonction scène  $f(\cdot)$  définie par (6.5) est alors décrite par

$$f(X, D) = \sigma_i \delta(X - x_i, D - d_i) \quad (6.6)$$

où  $d_i = \sqrt{H^2 + y_i^2}$ . La fonction scène radar est aussi décrite avec la transformée de Fourier de (6.6) selon les dimensions  $(X, D)$  avec :

$$F(k_X, k_D) = \text{TF}_{x,d}[f(X, D)] = \int_X \int_D f(X, D) \cdot \exp(-j k_X X - j k_D D) \cdot dX \cdot dD \quad (6.7)$$

Le traitement SAR estime donc cette fonction scène  $f(X, D)$  que l'on peut donc obtenir par transformation de Fourier inverse de (6.7) c'est-à-dire :

$$f(X, D) = \int_{k_X} \int_{k_D} F(k_X, k_D) \exp(j k_X X + j k_D D) dk_X dk_D \quad (6.8)$$

Nous mettons donc en avant la notion de réponse impulsionnelle de la scène radar (décrite par  $f(X, D)$ ) et la fonction de transfert de cette même scène radar (décrite par  $F(k_X, k_D)$ ). Il est intéressant aussi de noter ici que le traitement du signal radar SAR met en exergue la notion d'échantillonnage spatial en correspondance avec l'échantillonnage temporel. L'équation (6.8) décrit spatialement la scène radar selon les coordonnées  $X$  et  $D$  en invoquant les fréquences spatiales correspondantes  $k_X$  et  $k_D$ . Nous faisons donc un parallèle entre

- un signal temporel décrivant un signal sur une durée  $T$  avec un échantillonnage temporel  $\Delta t = 2\pi/\omega_e$  et dont le spectre en pulsation (par l'intermédiaire d'une transformée de Fourier) est décrit entre  $-\omega_e/2$  et  $+\omega_e/2$  avec un échantillonnage fréquentiel de  $\Delta\omega = 2\pi/T$ ,
- un signal spatial décrivant un signal sur une distance  $L$  avec un échantillonnage spatial  $\Delta u = 2\pi/k_e$  et dont le spectre en nombre d'onde (par l'intermédiaire d'une transformée de Fourier) est décrit entre  $-k_e/2$  et  $+k_e/2$  avec un échantillonnage en nombre d'onde de  $\Delta k = 2\pi/L$ .

Ainsi, il est possible de retrouver dans le domaine spatial les conditions minimales d'échantillonnage de Shannon exprimées dans le domaine temporel.

## II Forme d'onde transmise

Nous pouvons considérer les systèmes radar suivant deux grandes « familles » : radar de type impulsionnel (support temporel restreint) et radar à onde continue (support fréquentiel restreint). De plus, pour chaque catégorie, nous pouvons distinguer les signaux présentant une modulation ou non. Chaque forme d'onde induit des performances de résolution dans l'axe distance *fast-time* propres à ses caractéristiques.

**Radar impulsionnel** La forme d'onde impulsionnelle est fréquemment décrite par un signal de type porte temporelle de durée  $T_p$  suffisamment petite devant le temps d'aller et retour de l'onde émise venant se réfléchir sur un objet et revenir vers le système de réception. Le principe de mesure de distance s'applique avec la mesure du retard de réception et la résolution en distance est proportionnelle à la durée  $T_p$ . Les performances en résolution sont possibles en diminuant  $T_p$  ce qui n'est pas sans poser de problème technologique (forte puissance pendant un temps très court). Aussi, la modulation de fréquence pendant la durée  $T_p$  permet de relier la résolution en distance à l'inverse de la bande parcourue pendant la modulation par l'intermédiaire d'un traitement particulier. Cette forme d'onde est appelée *chirp*. Le principe d'incertitude d'Heisenberg indique que ce type de signal possède de bonnes capacités de résolution temporelle (ou spatiale) mais est très peu sensible au comportement fréquentiel d'un point cible (mouvement). Il est alors nécessaire de répéter l'envoi des impulsions pour appliquer une analyse fréquentielle : cette répétition s'effectue à la fréquence *PRF* pour *Pulse Repetition Frequency* et  $PRF = 1/T_r$  avec  $T_r \gg T_p$ .

**Radar à ondes continues** Un signal à ondes continues est émis sans interruption avec une périodicité  $T_r$ . Ce signal est donc très sensible à la variation de fréquence mais n'est pas du tout adapté à la mesure de distance. Ainsi, une opération de modulation de fréquence pendant la durée  $T_r$  permet d'ajouter une capacité supplémentaire de mesure de distance par une opération particulière du traitement du signal. Le balayage en fréquence d'un radar à ondes continues est donc plus lent que pour un radar impulsionnel. Ce balayage fréquentiel peut s'opérer de deux manières : un balayage continu et un balayage discret. Dans le cas du balayage continu, la forme d'onde est appelée *FMCW* pour *Frequency Modulation Continuous Wave* et est caractérisée par une fréquence instantanée linéaire. Pour le balayage discret (ou *SFCW* pour *Stepped Frequency Continuous*), la forme d'onde correspond à la version échantillonnée dans le domaine fréquentiel du signal FMCW. L'analyseur de réseau vectoriel fonctionne sur ce principe de modulation.

### III Traitements de focalisation

Comme indiqué dans l'introduction, nous appliquons des traitements spécifiques au signal radar reçu afin d'améliorer significativement les performances de résolution naturelle (donc sans traitement) d'un signal radar (impulsionnel ou CW). De même, nous indiquons que ces traitements sont appliqués selon l'axe *fast time* (Sy) et l'axe *slow time* (Sx). L'axe *fast time* est lié à l'axe transversal à l'évolution du radar (résolution en distance) et l'axe *slow time* à l'axe longitudinal à l'évolution du radar (résolution en azimut). Pour aborder analytiquement les traitements développés, nous introduisons la notion de signal analytique décomposé en une enveloppe complexe  $s_e(t)$  (la forme d'onde) et un signal monochromatique complexe à la fréquence porteuse  $f_c$  avec  $e^{j2\pi f_c t}$ . Le signal transmis s'écrit donc

$$s_t(t) = s_e(t) e^{j2\pi f_c t} \quad (6.9)$$

Nous abordons la focalisation de contributeurs ayant un doppler propre nul. La présence d'un contributeur ( $i$ ) sur la scène radar génère un signal  $s_{ri}(t)$

$$s_{ri}(t) = A_i \times s_e(t - \tau_i) e^{j2\pi f_c (t - \tau_i)} \quad (6.10)$$

où  $\tau_i$  correspond au retard dû à la distance  $|\vec{u}_i|$  entre le radar et le contributeur ( $i$ ) ( $\tau_i = 2|\vec{u}_i|/c$ ) et  $A_i$  est la réponse complexe du contributeur ( $i$ ). Comme indiqué dans le chapitre 5, le signal reçu est démodulé par l'information de porteuse pour être décrit ensuite en bande de base avec ajout d'un bruit  $n(t)$  que nous considérons en première approximation comme blanc centré, stationnaire et gaussien. L'expression (6.10) devient alors

$$s_{ri}(t) = s_e(t) * \left( A_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \delta(t - \tau_i) \right) + n(t) \quad (6.11)$$

Ce signal est ensuite échantillonné et devient l'information sur laquelle sont appliquées les procédures de focalisation en azimut et en distance.

**Focalisation en distance** La notion de cohérence est essentielle dans l'application des traitements de focalisation. La prise en compte des puissances du signal utile et du bruit afin de maximiser le rapport signal à bruit permet d'établir que l'opération de filtrage adapté sur le signal reçu en bande de base est réalisée avec le filtre de réponse impulsionnelle  $h(t)$  tel que

$$h(t) = \alpha s_e^*(T - t) \quad (6.12)$$

où  $\alpha$  et  $T$  sont des paramètres de dimensionnement du filtre<sup>8</sup>. Le signal reçu et focalisé en distance s'écrit, à partir de (6.11) et (6.12), dans le domaine temporel :

$$s_{rif}(t) = \overbrace{h(t) * s_e(t)}^{u(t)} * \underbrace{\left( A_i e^{-j2\pi f_c \tau_i} \delta(t - \tau_i) \right)}_{\text{scène radar}} + h(t) * n(t) \quad (6.13)$$

où  $u(t)$  correspond à la réponse impulsionnelle de la chaîne de traitement. Ainsi, le résultat de la focalisation en distance est fonction de  $u(t)$  que ce soit dans le cas d'un radar impulsionnel ou d'un radar à ondes continues. Le cadre de mes activités de recherche est limité à l'utilisation de signaux CW (SFCW ou FMCW). Dans le cas d'un radar SFCW (bande parcourue  $B_f$  sur une période  $T_p$ , pas fréquentiel  $\delta f$ ,  $N_f$  points en fréquence), l'enveloppe complexe du signal émis est décrite avec

$$s_e(t) = \sum_{n=1}^{N_f} \exp\left( j2\pi \left( -\frac{B_f}{2} + (n-1)\delta f \right) t \right) \quad (6.14)$$

et la réponse impulsionnelle de la chaîne de traitement est donnée avec

$$u_{\text{SFCW}}(t) = \frac{\sin(\pi N_f \delta f t)}{\sin(\pi \delta f T_p)} \quad (6.15)$$

Nous en déduisons les caractéristiques du signal SFCW à savoir la résolution en distance  $\delta d = c/(2N_f \delta f)$  et la distance ambiguë  $d_{\text{amb}} = c/(2\delta f)$ .

Dans le cas d'un radar FMCW, le signal émis est modulé linéairement en fréquence pendant une durée de modulation  $T_p$  et ce qui permet d'écrire l'enveloppe complexe du signal émis

$$s_e(t) = \exp(j\pi \alpha t^2) \quad (6.16)$$

où  $\alpha = B_f/T_p$  est le coefficient de modulation du signal FMCW. À la réception, le signal reçu est démodulé par le signal émis pour donner le signal de battement. Le spectre de ce signal de battement présente des composantes fréquentielles  $f_{bi}$  qui sont directement identifiables à la position  $d_i$  des contributeurs (en relation directe avec le retard  $\tau_i$ ) sur la scène radar

$$f_{bi} \approx \frac{2\alpha}{c} d_i \quad (6.17)$$

L'approximation provient d'un terme résiduel de phase (phase vidéo résiduelle) qui varie en fonction de la position du contributeur. L'échantillonnage du signal de battement permet de retrouver les mêmes performances (résolution, ambiguïté) que le signal SFCW.

Les paramètres que nous venons de décrire portent essentiellement sur la focalisation en distance du signal radar par filtrage adapté. La thématique de mes activités de recherche s'est plutôt centrée sur la seconde partie du traitement radar SAR et qui porte sur la focalisation en azimut appliquée pour

---

8. En général et par souci de simplification, ces grandeurs sont prises respectivement égales à 1 et 0.

chaque cas d'étude.

## 6.2 Traitement radar dans un contexte automobile [63]

### I Le contexte

L'application servant de support à cette thématique de recherche est décrite dans ce document : section 4.3 concernant la simulation du champ diffracté par un véhicule et section 5.2 à propos de la réalisation d'un système radar permettant d'améliorer les performances d'imagerie possibles avec la balise de télépéage. Ce nouveau système est basé sur l'émission d'un signal FMCW. Le codage de l'onde ajoute donc une dimension supplémentaire afin d'améliorer la capacité du système à résoudre dans l'axe de propagation électromagnétique. L'adaptation du problème à un contexte SAR consiste à décrire la balise de télépéage mobile (vitesse  $-V$ ) et la voiture circulant sous la balise, immobile. La géométrie adaptée est décrite sur la figure 6.4. Dans l'application développée, le modèle du véhicule

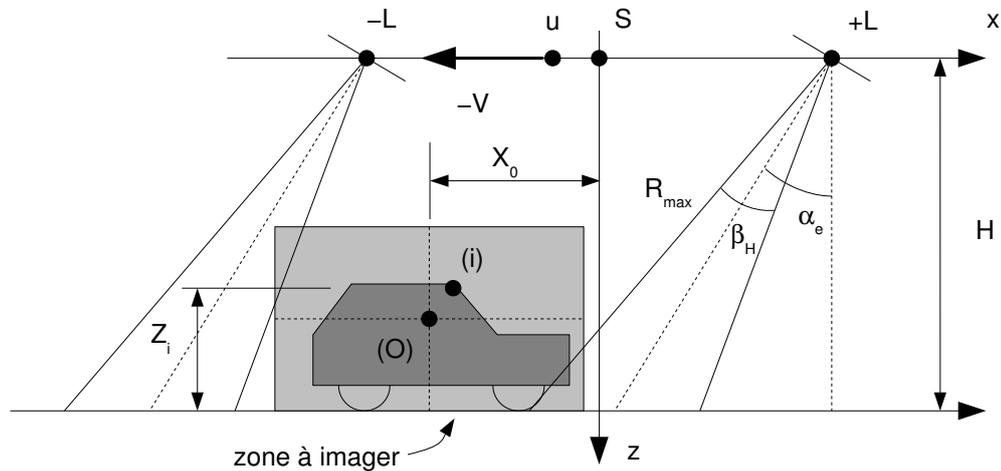


FIGURE 6.4 Adaptation dans un contexte SAR

est considéré plan<sup>9</sup> et nous adaptons la transformation de focalisation par rétroprojection dans le domaine temporel (*Range Stacking*).

### II Focalisation dans l'axe azimut (rétroprojection ou *Range Stacking*)

Pour un contributeur ( $i$ ), le signal de battement est décrit selon l'axe des temps rapide  $t$  et celui des abscisses de position de la balise de télépéage  $u$  (et assimilable au temps long) :

$$s_b^*(t, u) = A_i \cdot \exp \left( j \frac{4\pi f_c}{c} D_i(u) - j \frac{4\pi \alpha}{c^2} D_i^2(u) + j 2\pi \left( \frac{2\alpha}{c} D_i(u) \right) t \right) \quad (6.18)$$

9. La réponse des points brillants du véhicule est considéré dans le plan vertical et orienté dans l'axe d'évolution de ce véhicule

où  $D_i(u)$  est la distance entre la balise de télépéage et un contributeur ( $i$ ) du véhicule et s'écrit avec

$$D_i(u) = \sqrt{(x_i - u)^2 + H^2} \quad (6.19)$$

Le choix de la fréquence spatiale  $k_u$  pour décrire la variable transformée de  $u$  permet d'écrire le spectre du signal reçu

$$S_r(\omega, k_u) = S_e(\omega) A_i \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-j \frac{2\omega}{c} \sqrt{(x_i - u)^2 + H^2}\right) \exp(-j k_u u) \cdot du \quad (6.20)$$

L'utilisation du théorème de la phase stationnaire<sup>10</sup> débouche sur une expression du spectre du signal reçu de la part d'un contributeur

$$S_r(\omega, k_u) = S_e(\omega) \times \underbrace{A_i \exp(-j k_D \cdot D_i - j k_x \cdot x_i)}_{\text{« scène radar » } F(k_x, k_D)} \quad (6.21)$$

en décrivant

$$\begin{cases} k_x & = & k_u \\ k_D & = & \sqrt{4k^2 - k_u^2} \end{cases} \quad (6.22)$$

Ainsi, en appliquant la transformation de l'équation (6.8) et en effectuant le changement de variable décrit par (6.22), nous pouvons décrire la fonction « scène radar » par rapport à un point de référence (défini par  $D = D_i$  et  $X_i = 0$ )

$$f(x, D_i) = \int_{\omega} \int_{k_u} S_r(\omega, k_u) \cdot \underbrace{S_e^*(\omega) \cdot \exp(j \sqrt{4k^2 - k_u^2} \cdot D_i)}_{S_{r_i}^*(\omega, k_u)} \cdot \exp(j k_u x) \cdot d\omega \cdot dk_u \quad (6.23)$$

La répétition de cette opération pour tous les points de référence  $D_i$  de la zone à imager permet d'obtenir la totalité de la fonction « scène radar ». L'adaptation de (6.23) à notre application (configuration FMCW) décrit l'estimation  $\tilde{f}(x, Z_i)$  de la zone à imager (correspondant au véhicule et passant sous la balise) avec

$$\tilde{f}(x, Z_i) = \int_{k_u} \left( \int_{\omega} S_b^*(\omega, k_u) \text{REP}_i(\omega, k_u) d\omega \right) \exp(j k_u x) dk_u \quad (6.24)$$

L'algorithme de focalisation est décrit sur la figure 6.5 où  $s_b(t, u) = \text{TF}^{-1}[S_b^*(\omega, k_u)]$  est le signal de battement et  $\text{rep}_i(t, u) = \text{TF}^{-1}[\text{REP}_i(\omega, k_u)]$  est le signal de référence pour une position  $Z_i$  équivalent au signal de battement enregistré si le contributeur est localisé à la coordonnée  $(x, Z_i)$ . À partir de cet algorithme de focalisation, nous formulons les expressions des résolutions théoriques selon l'axe ( $S_x$ ) et l'axe ( $S_z$ ) sachant que la géométrie radar décrite sur la figure 6.4 peut être assimilable à une configuration de type *squint*.

10. Nous rappelons que ce principe permet de décrire la transformée de Fourier d'un signal en ne considérant que les instants autour des points stationnaires de la phase de ce signal. L'intégration liée à la transformée de Fourier se décrit alors par l'intermédiaire d'un développement en série de Taylor.

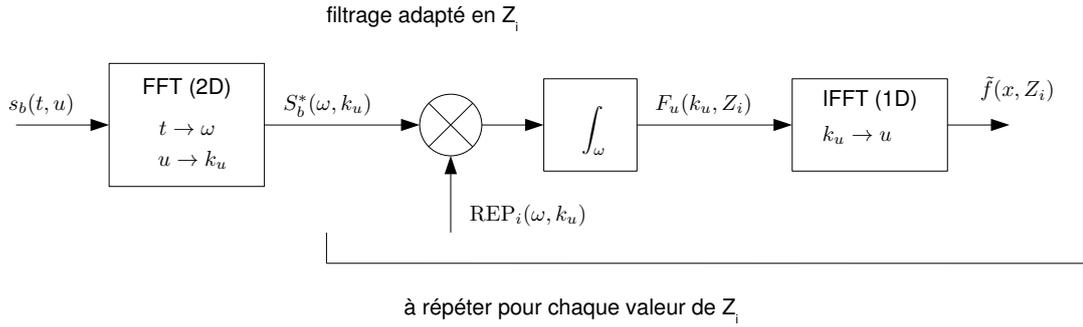


FIGURE 6.5 *Synoptique de l'algorithme Range Stacking pour l'application autoroutière*

**Bande de fréquence et résolution** La détermination de la résolution du processus de traitement *Range Stacking* s'effectue à partir de la géométrie du système décrite sur la figure 6.4. En première approximation, deux hypothèses sont posées concernant le nombre d'onde selon l'axe  $u$  ( $k_u \ll 2k$ )<sup>11</sup> et la pulsation porteuse  $\omega_c > \omega_0$ . De plus, puisque le spectre du signal émis est limité à  $2\omega_0 = 4\pi B_0$  autour de  $\omega_c$ , l'équation (6.24) est décrite par 2 fonctions de type sinus cardinal dont la largeur des lobes principaux (et donc la résolution radar) est donnée par

$$\delta x = \frac{2\pi}{k_{u_{max}} - k_{u_{min}}} \quad (6.25)$$

$$\delta z = \frac{c}{4B_0} \quad (6.26)$$

Les valeurs extrêmes de la pulsation spatiale correspondent à l'« entrée » du contributeur ( $i$ ) dans le lobe de l'antenne ( $k_{u_{max}}$ ) et la « sortie » de ce même contributeur du lobe d'antenne ( $k_{u_{min}}$ ) ce qui conduit à une modification de l'équation (6.25) pour donner

$$\delta x = \frac{\lambda_c}{4 \sin(\beta_H/2) \cos(\alpha_e)} \quad (6.27)$$

**Période du signal émis** La période de répétition  $T_p$  (et qui est aussi l'inverse de la fréquence de répétition de la modulation, *PRF*) du signal émis doit répondre à deux exigences :

1. cette durée  $T_p$  doit être supérieure à  $T_{amb}$  définissant la distance ambigüe de visualisation (ou distance maximale -voir figure 6.4) avec  $T_{amb} = 2H/(c \cos(\alpha_e + \beta_H/2))$ ,
2. cette durée  $T_p$  doit être inférieure à l'inverse de la bande Doppler maximale  $B_{d_{max}}$  avec  $B_{d_{max}} = V/\delta x$ .

ce qui permet de définir la durée de la modulation de fréquence  $T_p$

$$\frac{2H}{c \cos(\alpha_e + \beta_H/2)} \leq T_p \leq \frac{\lambda_c}{4V \sin(\beta_H/2) \cos(\alpha_e)} \quad (6.28)$$

11. Cette hypothèse n'est pas valide pour notre géométrie. Toutefois, un calcul plus précis -que nous ne développerons pas ici- montre que la perte de résolution est faible selon ( $S_x$ ) et nulle selon ( $S_z$ )

**Fréquence d'échantillonnage** Cette caractéristique est fixée par la distance ambiguë de visualisation (déduite de la géométrie du problème décrite avec la figure 6.4) et de la résolution en distance  $\delta z$ . Ainsi, nous obtenons le nombre de points pendant une récurrence  $T_p$  pour obtenir la fréquence d'échantillonnage  $f_e$

$$f_e = \frac{4 B_0 H}{c \cos(\alpha_e + \beta_H/2)} PRF \quad (6.29)$$

**Détermination de  $V$**  L'algorithme de focalisation que nous décrivons sur la figure 6.5 nécessite l'établissement du signal de réplique (ou référence) à partir de la connaissance de la distance entre le radar et le contributeur ( $i$ ) et décrite avec

$$D_{\text{rep}_i}(t) = \sqrt{(X_0 + Vt)^2 + (H - Z_i)^2} \quad (6.30)$$

Dans un problème SAR classique, la détermination de la vitesse  $V$  du radar n'est pas un problème puisque ce paramètre est connu du système. Dans notre application, cette grandeur n'est pas connue puisque elle correspond à la vitesse du véhicule. Aussi, nous développons une méthode originale basée sur la distribution polynomiale de Wigner-Ville nous permettant d'estimer la vitesse du véhicule passant sous la balise [135]. Le principe de cette méthode exploite l'existence d'au moins un contributeur principal ( $i$ ) induisant un niveau de SER maximal lorsque la position de ce point ( $i$ ) se trouve sur l'axe radioélectrique de l'antenne de la balise de télépéage (voir figure 6.6) au temps  $t_0$ . Alors, la vitesse du

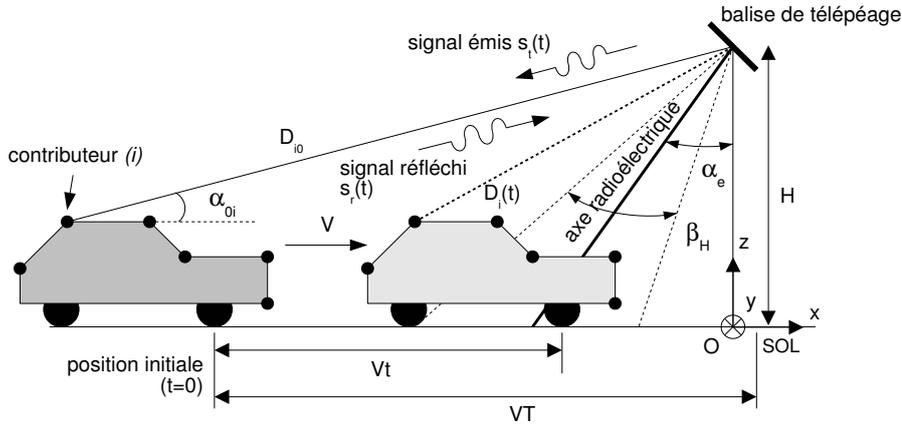


FIGURE 6.6 Géométrie pour la détermination de la vitesse

véhicule est décrite avec

$$V = \frac{f_{D_i}(t_0) \lambda_c}{2 \sin \alpha_e} \quad (6.31)$$

où  $f_{D_i}(t_0)$  est la fréquence Doppler instantanée du contributeur ( $i$ ) au temps  $t_0$ . Afin d'extraire la fréquence Doppler instantanée, nous choisissons une distribution polynomiale de Wigner-Ville d'ordre  $q$  (PWVD $_q$ ) puisque ce type de distribution permet de localiser les valeurs maximales d'énergie dans le plan temps-fréquence [136] de signaux modulé linéairement en fréquence [137]. De plus, l'ordre  $q$  permet d'obtenir des représentations optimales de signaux présentant une loi de phase polynomiale

d'ordre inférieur à  $q$  [138]. La distribution polynomiale de Wigner-Ville d'ordre  $q$  est définie comme la transformée de Fourier d'un noyau  $K_q(t, \tau)$  [139]

$$\text{PWVD}_q(t, f) = \int_{\tau} K_q(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (6.32)$$

$$K_q(t, \tau) = \prod_{k=0}^{q/2} z(t + c_k \tau)^{b_k} z^*(t + c_{-k} \tau)^{-b_k}$$

La représentation temps-fréquence est une fonction 2D permettant de décrire la distribution de l'énergie du signal  $z(t)$  dans un plan temps-fréquence. La figure 6.7 décrit la répartition de cette énergie à partir de la mesure d'un signal réfléchi par une camionnette (dont le modèle facetté est décrit sur la figure 4.5). Cette mesure correspond au signal réfléchi en bande de base  $s_{r_b}(t)$ <sup>12</sup> par le véhicule sous

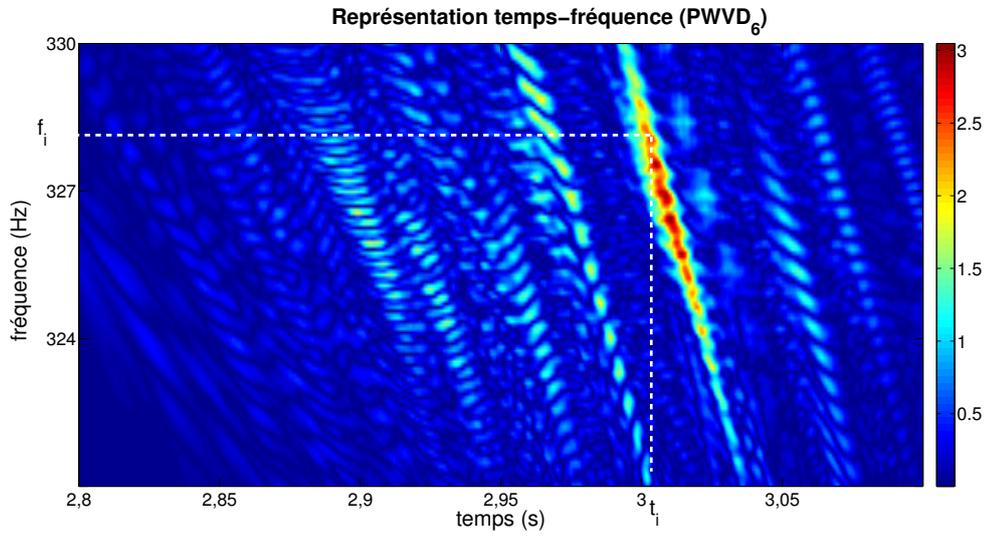


FIGURE 6.7 Application de la  $\text{PWVD}_6$  sur la mesure d'un signal réfléchi

test et circulant sous la balise de télépéage. Afin de détecter précisément la position de l'amplitude maximale, nous appliquons une opération de lissage sur le module du signal  $s_{r_b}(t)$  (voir figure 6.8) et en utilisant une fonction de pondération  $H_h(\cdot)$  de type Hamming et de longueur  $M$  pour obtenir

$$\hat{s}_{r_b}(t) = \frac{1}{M} \sum_{\tau=-M/2}^{M/2} |s_{r_b}(t + \tau)| \cdot H_h(\tau) \quad (6.33)$$

La valeur de  $t_0$  est obtenue avec  $\hat{s}_{r_b}(t_0) \geq \hat{s}_{r_b}(t)$  quelle que soit la valeur de  $t$ . La procédure décrite sur la figure 6.7 (une valeur de fréquence instantanée  $f_i$  pour une valeur de temps donnée  $t_i$ ) est appliquée sur le signal  $\hat{s}_{r_b}(t)$  (figure 6.8). Des mesures simultanées de vitesse  $V_m$  avec un radar de police (précision réelle inférieure à 1%) sont effectuées pour effectuer une comparaison avec la vitesse calculée  $V_p$  par notre procédure. Les mesures sont effectuées pour des vitesses comprises entre 10 km/h et 50 km/h,

12. Ici  $z(t)$  est égal à  $s_{r_b}(t)$ .

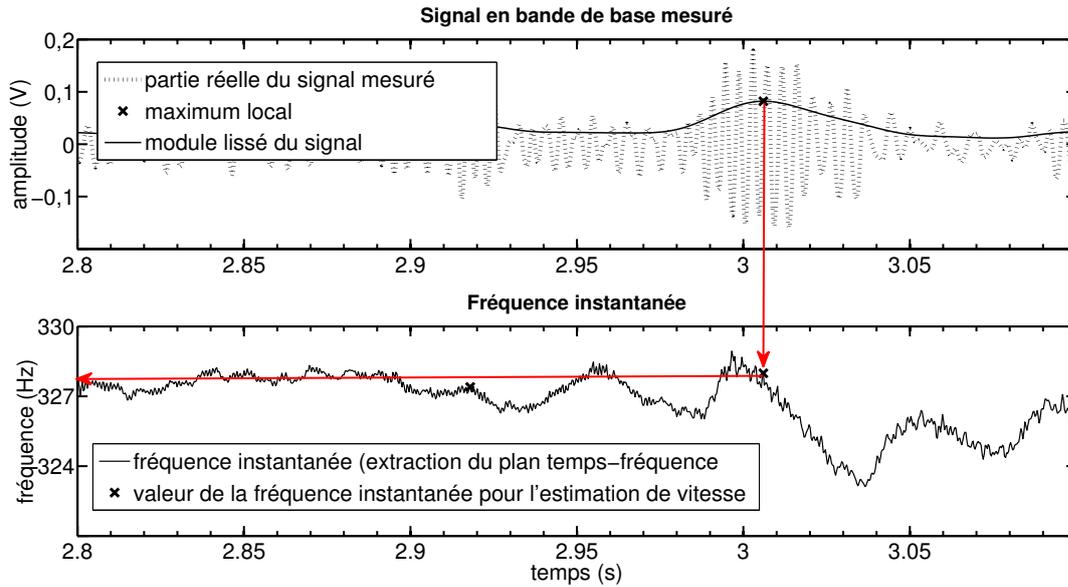


FIGURE 6.8 (haut) Mesure du signal en bande de base  $s_{r_b}(t)$  et  $\hat{s}_{r_b}(t)$  et (bas) fréquence instantanée extraite de la PWVD<sub>6</sub>

TABLE 6.1 Erreur relative (moyenne  $m$  et écart-type  $\sigma$ ) (%) entre les vitesses  $V_p$  et  $V_m$

$(m, \sigma)\%$	voiture		camionnette	
	30°	45°	30°	45°
STFT	(8.6, 1.6)	(7.3, 0.9)	(9.6, 11.8)	(2.8, 2.3)
WV	(8.4, 0.8)	(7.3, 0.4)	(9.5, 5.9)	(2.7, 1.0)
PWV4	(5.1, 0.4)	(4.6, 0.4)	(4.2, 2.1)	(0.5, 0.3)
PWV6	(4.9, 0.3)	(4.5, 0.4)	(2.0, 1.0)	(1.9, 0.8)

constantes pendant la mesure, pour des véhicules différents (voiture -modèle facetté présenté sur la figure 4.4- et camionnette) et pour 2 valeurs d'angle d'inclinaison  $\alpha_e$  de la balise de télépéage. Les résultats sont présentés dans le tableau 6.1 sous la forme d'une erreur relative (moyenne et écart-type) entre  $V_p$  et  $V_m$  en fonction de plusieurs méthodes d'analyse temps-fréquence :

1. transformée de Fourier à temps courts, STFT (*short time Fourier transform*)
2. distribution de Wigner-Ville, WV
3. distribution polynomiale de Wigner-Ville d'ordre  $q$ , PWV <sub>$q$</sub>

La première analyse à faire est d'indiquer que la distribution basée sur le noyau de Wigner-Ville donne de bons résultats. Ensuite, l'utilisation d'une distribution polynomiale (prenant mieux en compte la non-stationnarité des signaux reçus de part la multitude des contributeurs ( $i$ ) représentant un véhicule)

permet encore d'améliorer les résultats de détermination de la vitesse. Enfin, l'influence de l'angle d'élevation de la balise est aussi un paramètre influençant la précision et la justesse de la vitesse calculée.

### III Quelques résultats de simulation

Afin d'illustrer le traitement radar proposé pour effectuer des images des véhicules circulant sous une balise de télépéage, nous proposons ici plusieurs exemples d'images radar obtenues par simulation à partir des signaux électromagnétiques réfléchis par le véhicule en mouvement. L'outil de simulation décrit dans le chapitre 4 fonctionne avec une fréquence d'émission et une position de l'émetteur. Une nouvelle évolution de ce simulateur consiste donc à effectuer un balayage de la fréquence d'émission ainsi qu'à faire évoluer la position de la source. De la même manière, nous effectuons une modification de la polarisation de l'onde émise puisque le prototype développé (chapitre 5) présente des antennes à polarisation linéaire (H et V). Cette modification permet de tester différents couples de polarisation linéaire : copolarisation (HH et VV) et polarisation croisée (HV et VH). La géométrie choisie est directement reliée aux expériences réalisées avec la balise en mode CW à savoir

1. angle d'élevation  $\alpha_e = 30^\circ$ ,
2. angle d'ouverture  $\beta_H = 35^\circ$ ,
3. position en hauteur de la balise de télépéage  $H = 5$  m.

Ainsi, le mode de simulation choisi correspond à un fonctionnement de type « marche - arrêt » pour une onde émise de forme SFCW.

L'ensemble des paramètres utilisés pour la simulation est choisi afin de limiter le nombre de points en fréquence : 200 points de fréquence sur une bande de  $2B_0 = 700$  MHz ce qui induit un échantillonnage fréquentiel d'environ 3,5 MHz. Cette valeur permet de respecter la condition donnée par (6.28) afin d'obtenir une durée de rampe  $T_p$  égale à environ  $256 \mu s$ . Cette durée de rampe est aussi la période d'échantillonnage dans l'axe d'évolution de la balise. Le nombre de points d'acquisition selon l'axe azimut est égal à 1024 et la distance totale parcourue par les véhicules est de 12 m. Cet échantillonnage grossier en azimut impose des vitesses importantes en simulation (environ  $45,8 \text{ m.s}^{-1}$ ) afin de garantir la non-ambiguïté des signaux simulés.

Un premier exemple est basé sur l'utilisation d'une sphère de 30 cm de diamètre située à 1 m du sol et positionnée à environ 1 m de la référence  $X_0$ . Dans le cas où le signal réfléchi par la sphère ne tient pas compte de la réflexion sur le sol, seul le point de réflexion spéculaire de la sphère est visible (figure 6.9(a)). La figure 6.9(b) représente l'image radar de la même sphère mais avec prise en compte de l'effet du sol<sup>13</sup> Nous observons bien la présence d'un écho en-dessous du sol ainsi qu'un autre écho au niveau du sol. Nous avons bien ici la prise en compte de l'effet de réflexion sur le sol.

Pour le second exemple utilisant un signal *FMCW* pour obtenir une image radar, nous décrivons les résultats obtenus par la simulation en utilisant les modèles des mêmes véhicules (véhicule de tourisme et camion). Les images obtenues pour la voiture de tourisme et les deux états de copolarisation sont

---

13. Nous avons utilisé ici le solveur électromagnétique développé dans le paragraphe 4.3.

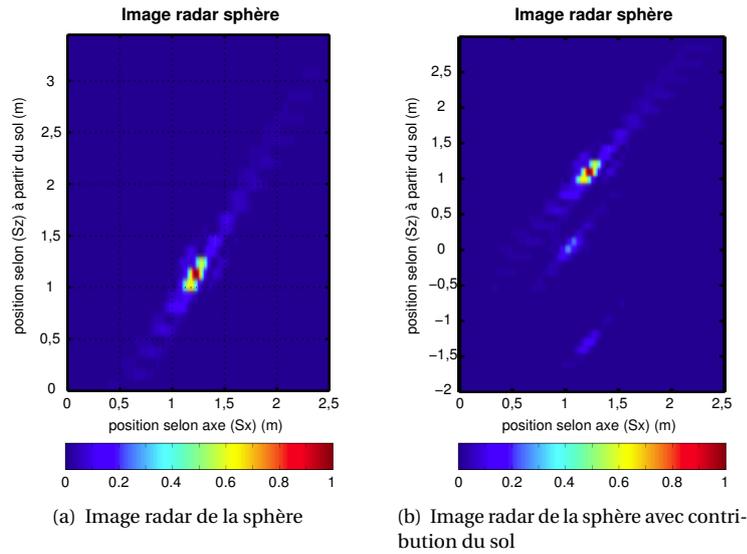


FIGURE 6.9 Image radar d'une sphère à partir d'un signal FMCW simulé par une méthode basée sur l'optique physique (polarisation HH).

présentées sur les figures 6.10(a) et 6.10(b). Elles sont à comparer avec l'image décrite sur la figure 4.8(a)

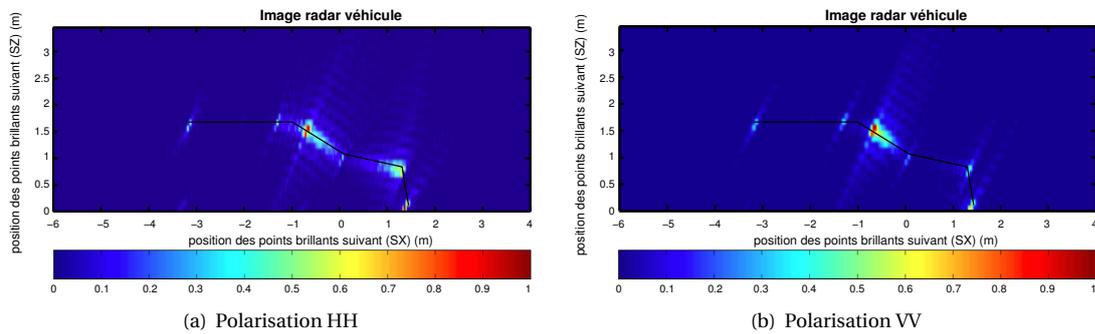


FIGURE 6.10 Images radar d'une voiture pour un signal simulé de la forme FMCW

pour constater que la résolution dans l'axe distance est améliorée du fait de l'utilisation d'un signal modulé en fréquence plutôt qu'un signal à porteuse pure. De plus, les différents états de polarisation montrent certaines différences, et en particulier, sur la partie avant du véhicule

1. les contours se « devinent » autour des points de diffraction (figure 6.10(a)),
2. seuls les points de diffraction sont visibles (figure 6.10(b)).

De la même manière, nous avons les résultats concernant la camionnette et les images radar associées sont décrites sur les figures 6.11(a) et 6.11(b). Sur l'ensemble des figures (figures 6.10 et 6.11) issues

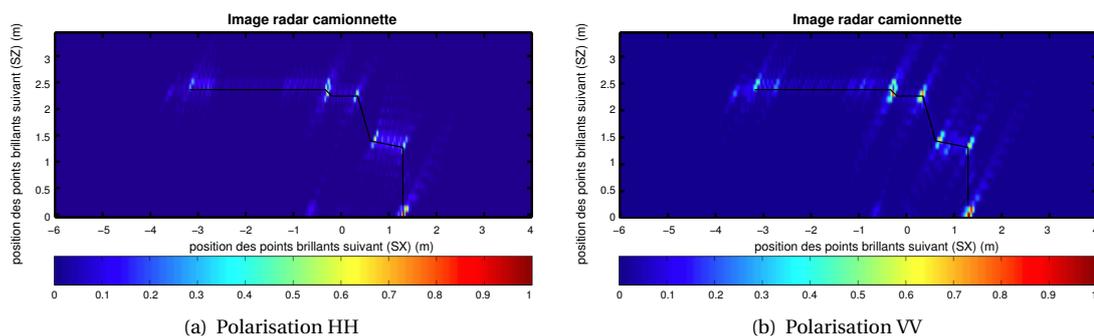


FIGURE 6.11 *Images radar d'une camionnette pour un signal simulé de la forme FMCW*

des simulations d'un signal diffracté par des structures de véhicules, nous montrons qu'il est possible d'évaluer les hauteurs et longueurs de ces véhicules à savoir

1. pour la voiture, une estimation d'une hauteur à 1,6 m et d'une longueur à 4 m (pour une hauteur et longueur réelles respectivement de 1,6 m et 4,7 m),
2. pour la camionnette, une estimation d'une hauteur de 2,45 m et d'une longueur à 4,9 m (pour une hauteur et longueur réelles respectivement de 2,4 m et 5 m).

Nous indiquons donc qu'un véhicule présentant des discontinuités géométriques marquées (camionnette) permet de bien estimer le gabarit de ce véhicule.

#### IV Contribution et perspectives

Cette section porte sur les capacités d'adapter un traitement du signal radar à une configuration particulière. L'utilisation de la vitesse du véhicule passant sous la balise de télépéage permet de formuler une situation de type SAR/ISAR et d'adapter la notion de synthèse d'ouverture à une géométrie liée à l'application. Nous montrons aussi l'intérêt des travaux liés à la diffraction puisque nous trouvons une utilisation directe des activités décrites dans la section 4.3. En marge de cette activité de traitement du signal SAR, d'autres aspects liés à la détermination de vitesse dans une géométrie contrainte sont aussi développés à travers l'analyse temps-fréquence du signal radar.

La capacité à adapter un traitement du signal dédié à des applications aéroportées ou satellitaires est intéressante dans l'optique de décrire des traitements liés à des applications de détection courte (plusieurs dizaines de mètres) et moyenne portée (plusieurs centaines de mètres à quelques kilomètres).

## 6.3 Traitement radar et communications numériques [67]

### I Le contexte

Dans le chapitre 5, nous avons indiqué certaines contraintes de dimensionnement d'un système imageur embarqué : puissance du signal émis, forme d'onde émise, robustesse face aux diverses interférences. L'objectif de cette thématique de recherche est d'explorer le potentiel de techniques issues du domaine des communications numériques dans le but d'obtenir des images radar. Parmi les développements effectués dans le domaine des communications numériques, deux aspects retiennent notre attention : la configuration *MIMO* pour *Multiple-Input Multiple-Output* et la modulation *OFDM* pour *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*.

**Configuration MIMO** La configuration MIMO utilise plusieurs antennes en émission et plusieurs antennes en réception. Cette configuration en émission et réception, largement utilisée en communication numérique pour l'amélioration du débit et du rapport signal à bruit (RSB), est aussi mise à profit pour les systèmes radar [140] afin d'améliorer :

1. l'identification d'une cible en mouvement,
2. la résolution en distance et en azimut,
3. l'ambiguïté en distance et en azimut.

Dans notre thématique présente, nous proposons une amélioration de la résolution en azimut et une amélioration de la robustesse aux bruits du système.

**Modulation OFDM** En communication numérique, la modulation (ou codage) OFDM permet l'amélioration de performances [141] telles que

1. l'optimisation de la largeur spectrale allouée,
2. la robustesse face aux bruits impulsifs,
3. la simplicité de l'égaliseur en réception.

Pour notre activité, l'utilisation des signaux OFDM se limite à la réduction de l'ambiguïté en distance dans une image radar SAR ainsi que son application pour une configuration MIMO SAR.

Cette thématique permet aussi d'aborder la focalisation SAR dans la direction azimut sous l'aspect fréquentiel avec la méthode d'interpolation des fréquences spatiales ou méthode dite  $\omega - k$ <sup>14</sup>.

### II Focalisation dans l'axe azimut ( $\omega - k$ )

L'expression 6.23 permet d'indiquer que la fonction « scène radar » est exprimée comme un produit de convolution dans le domaine spectral du signal reçu et du conjugué du signal émis

$$F(k_x(\omega, k_u), k_y(\omega, k_u)) = S_r(\omega, k_u) S_e^*(\omega) \quad (6.34)$$

14. Il existe bien sûr d'autres méthodes de focalisation en azimut comme l'algorithme *Range-Doppler* ou l'algorithme de *Chirp-Scaling* mais qui ne sont pas abordés dans ce document puisque non appliqués au cours de nos études

Dans nos applications décrites dans ce document, l'obtention d'une image radar se fait sous certaines hypothèses et, en particulier, celle d'un déplacement du radar à vitesse constante ce qui induit une échelle de temps dite *slow time* régulièrement espacée. De même, le long de l'échelle *fast time*, le signal est aussi échantillonné à intervalles de temps constants. Ces hypothèses conduisent à considérer que le spectre  $S_r(\omega, k_u)$  est obtenu à des intervalles réguliers dans le plan  $(\omega, k_u)$ . Toutefois, la relation 6.22 fait apparaître une relation non affine entre les fréquences spatiales  $(k_x, k_y)$  et  $(\omega, k_u)$  (voir figure 6.12). Il

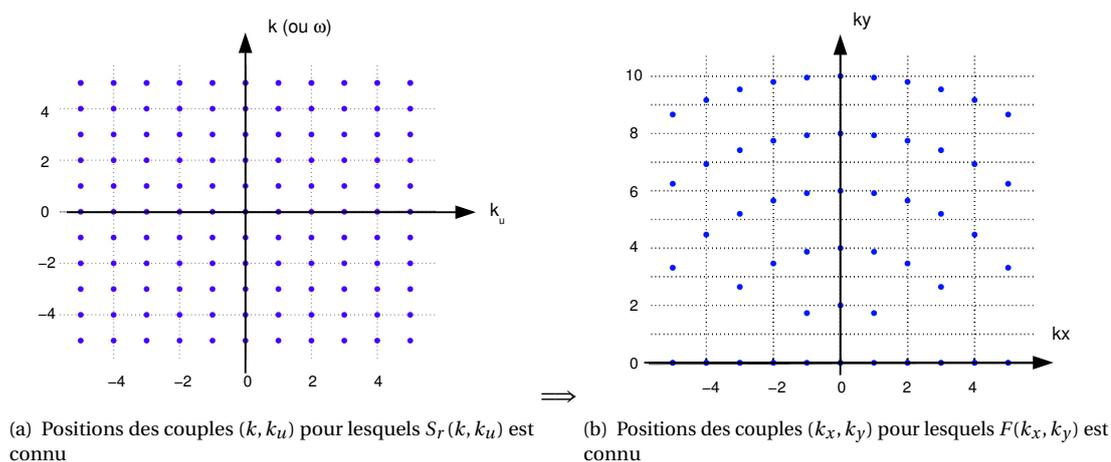


FIGURE 6.12 Représentation des fréquences spatiales SAR pour des données discrètes

est clair que l'utilisation d'une transformée de Fourier inverse des données  $F(k_x, k_y)$  ne permet pas de retrouver une image suivant des valeurs régulières de  $(x, y)$ . L'opération consiste donc à évaluer  $F(k_x, k_y)$  par interpolation à intervalles réguliers : interpolation de Stolt [142, 143] qu'il est possible d'interpréter comme un changement de base  $(k, k_u) \rightarrow (k_x, k_y)$ . L'algorithme de focalisation est décrit sur la figure 6.13. Cette méthode de focalisation est mise à profit pour les études menées sur le traitement SAR et

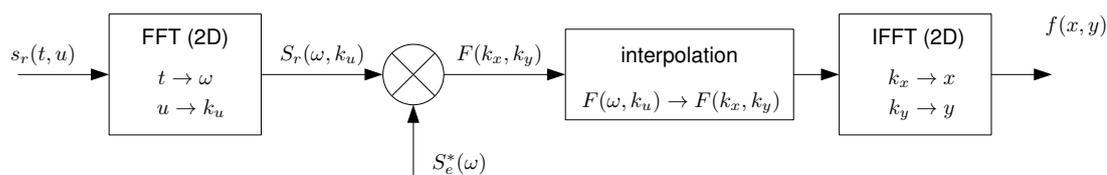


FIGURE 6.13 Synoptique simplifié de l'algorithme  $(\omega - k)$

son extension multi-antennes et utilisation des formes d'onde en communication numérique.

### III Approche MIMO-SAR

Le concept d'imagerie SAR en configuration MIMO est largement répandu pour des systèmes opérationnels [144, 145]. Notre activité est liée à la comparaison de différentes approches de traitement

du signal afin d'améliorer le rapport signal à bruit d'une part et la résolution en azimut d'autre part. Ces approches sont abordées sous l'angle de la simulation et de la mesure. De manière générale, une configuration MIMO est considérée avec  $M$  antennes d'émission et  $N$  antennes de réception. Chacune des  $M$  antennes émet une forme d'onde liée à l'antenne  $\Phi = [\phi_1(t) \phi_2(t) \cdots \phi_M(t)]^T$  et chacune des formes d'onde assure la relation idéale suivante<sup>15</sup> :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \phi_m(t) \phi_n^*(t - \tau) dt = 0 \quad \text{pour } m \neq n \quad (6.35)$$

où  $(.)^T$  and  $(.)^*$  correspondent respectivement aux opérateurs de transposition et de conjugaison. À la réception, le signal global  $s_R(t)$  s'écrit alors avec

$$s_R(t) = \sum_{i=1}^M s_{i_T}(t) + s_I(t) + s_{n_0}(t) \quad (6.36)$$

avec  $s_{i_T}(t)$ , signal envoyé par l'antenne  $i$  et correspondant à la forme d'onde  $\phi_i(t)$ . Nous considérons aussi une interférence possible sous la forme du signal  $s_I(t)$  et le bruit  $s_{n_0}(t)$ . L'utilisation de filtres adaptés en distance permet de séparer à la réception les signaux émis simultanément par les  $M$  antennes. Nous avons donc  $M \times N$  signaux indépendant et présentant un faible niveau de corrélation. Cette condition est basée sur la relation 6.35 qui représente la condition idéale d'orthogonalité. Dans notre activité de recherche liée au traitement MIMO SAR, nous choisissons d'utiliser deux signaux modulés en fréquence avec l'un présentant un taux de modulation positif (*up-chirp*) et l'autre un taux de modulation négatif (*down-chirp*). Les signaux émis  $s_i(t)$  peuvent donc se décrire avec

$$s_i(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(j\pi(2f_{s_i}t + k_i t^2)) \quad (6.37)$$

où  $f_{s_i}$  est la fréquence en début de rampe,  $k_i = \pm B/T_p$  est le taux de modulation pour chaque type de signal  $s_i(t)$  et  $T_p$  est la durée de la rampe. Le choix décrit par la relation (6.37) ne permet pas d'assurer la condition décrite par (6.35). Toutefois, le choix des formes d'onde basé sur une modulation montante et descendante est fait pour des configurations MIMO en considérant le niveau d'intercorrélation faible (-10 dB) [146]. Dans le paragraphe suivant, nous montrons que des formes d'onde plus performantes en terme d'orthogonalité sont possibles pour un traitement SAR. Dans un premier temps, nous décrivons les méthodes de traitement du signal spécifique à une configuration MIMO  $2 \times 2$  et décrite sur la figure 6.14.

**Méthodes de traitement** Nous consacrons cette première partie à la description des méthodes basée sur une configuration simple à savoir 2 émetteurs et 2 récepteurs et utilisant à la fois, dans le domaine des fréquences, le filtrage adapté en distance et le filtrage adapté en azimut suivi d'une interpolation de Stolt. Trois méthodes sont étudiées et présentées sur la figure 6.15 :

- (méthode 1) une sommation est effectuée sur les signaux complexes en sortie du filtrage adapté

---

<sup>15</sup>. Il faut indiquer que cette condition n'est jamais atteinte mais qu'elle constitue une limite.

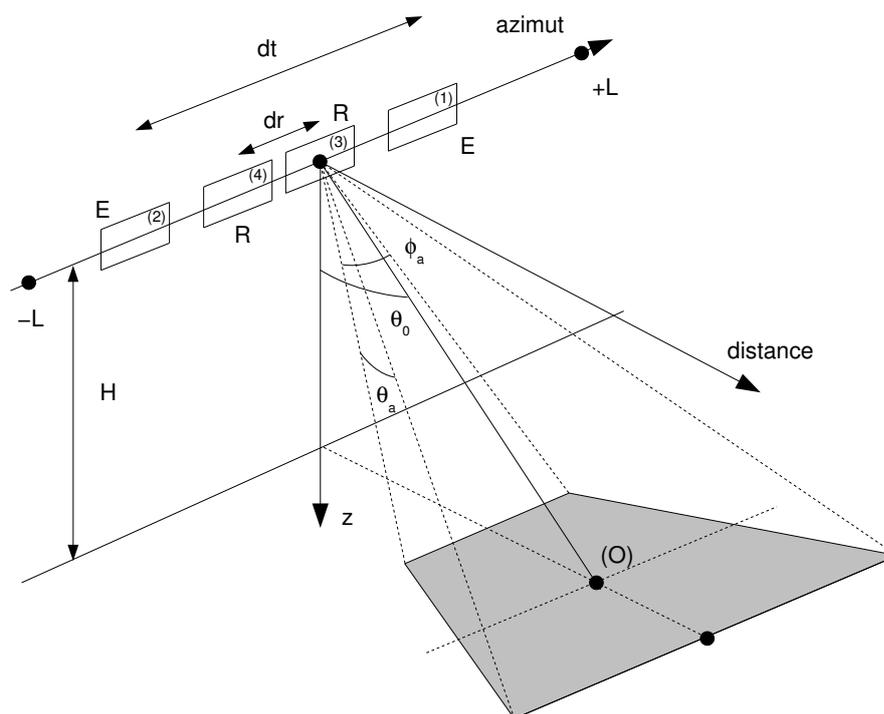


FIGURE 6.14 Géométrie de la configuration MIMO 2 × 2

suivie d'une interpolation de Stolt et d'une transformée de Fourier inverse en 2D,

- (méthode 2) les signaux complexes sont regroupés dans une matrice sur laquelle une interpolation de Stolt modifiée et associée à une opération de moyennage est appliquée avant une transformée de Fourier inverse en 2D,
- (méthode 3) chaque canal MIMO (c'est-à-dire une antenne à l'émission et une antenne à la réception) produit une image radar et ces images sont ensuite sommées de manière cohérente.

Nous notons que chaque méthode nécessite un recalage des images ou signaux de chaque canal MIMO que nous acquérons. Chaque méthode de traitement MIMO SAR est comparée avec une configuration SISO SAR.

**Paramètres d'imagerie** La comparaison entre les méthodes d'obtention des images SAR s'effectue à l'aide de 3 paramètres : résolution, *ISLR* (*Integrated Side Lobe Ratio*) et *PSLR* (*Peak Side Lobe Ratio*). Ces deux derniers paramètres sont définis à partir de la réponse impulsionnelle (contributeur unique dans la région d'intérêt) [147] :

1. pour l'ISLR avec le rapport entre l'énergie contenue dans les lobes secondaires et l'énergie du lobe principal :

$$ISLR = \frac{\sum_n |y_n|^2}{\sum_k |y_k|^2} \quad (6.38)$$

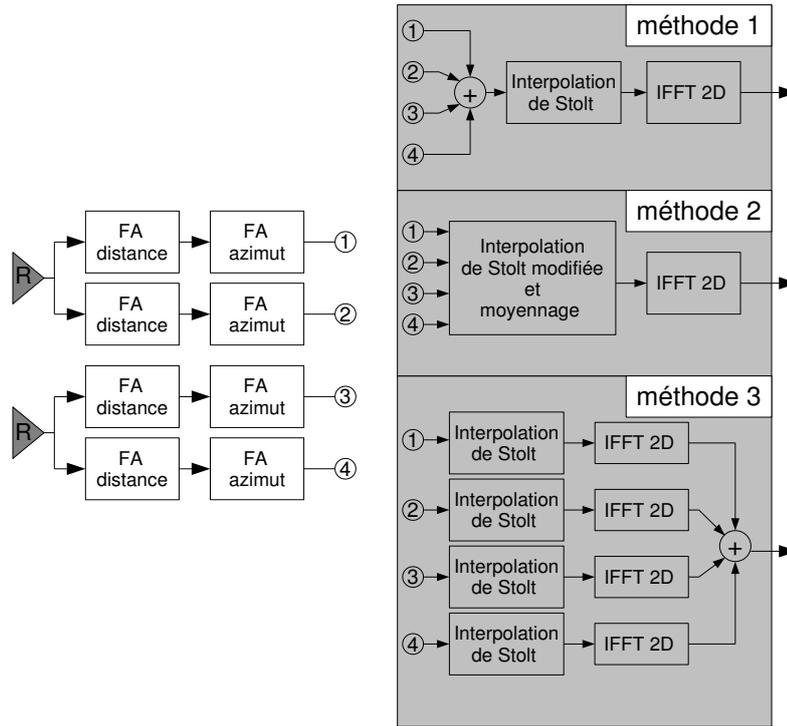


FIGURE 6.15 Description d'une configuration MIMO 2 × 2

où  $|y_n|$  est l'amplitude de chaque pixel de l'image radar en dehors du lobe principal et  $|y_k|$  est l'amplitude de chaque pixel de l'image radar appartenant au lobe principal.

- pour le PSLR avec le rapport entre l'amplitude du lobe secondaire le plus puissant et l'amplitude du lobe principal :

$$\text{PSLR} = \frac{\left| \max_n (y_n) \right|^2}{\left| \max_k (y_k) \right|^2} \quad (6.39)$$

où  $|\max_n (y_n)|$  est l'amplitude du lobe secondaire le plus important de l'image,  $n$  est le nombre de pixels sur l'image représentant les lobes secondaires,  $|\max_k (y_k)|$  est l'amplitude maximale du lobe principal et  $k$  est le nombre de pixels de l'image contenus dans le lobe principal.

Dans nos études sur la robustesse d'un système radar, nous effectuons la comparaison entre un système de configuration SISO avec un système en mode MIMO suivant la géométrie décrite sur la figure 6.14 par l'intermédiaire de résultats de simulations et de mesures.

**Simulations et mesures** La configuration choisie est basée sur une émission de signaux modulés en fréquence de type *SFCW* sur une fréquence porteuse  $f_c$  de 6 GHz et une bande passante  $B_0$  de 1 GHz. Les antennes d'émission E sont distantes entre elles de 1 m ( $dt = 1$  m) et les antennes de réception de 0,12 cm ( $dr = 0,12$  cm). Cette configuration permet de respecter les conditions de traitement pour

un radar MIMO colocalisé [148]. Le système imageur est placé à une hauteur  $H$  du sol de 2,4 m. Les angles d'ouverture de chaque antenne sont donnés avec  $\theta_a$  et  $\phi_a$  :  $\theta_a = \phi_a = 54^\circ$ . Dans l'axe distance, le contributeur isotrope est placé à une distance de 4,55 m selon l'axe de visée et -0,22 m dans l'axe azimut par rapport au milieu de la zone d'acquisition comprise entre  $-L = -1,5$  m et  $L = +1,5$  m (figure 6.14). La configuration SISO utilisée pour la comparaison avec les méthodes MIMO, considère les antennes référencées (3) et (4) comme émetteur et récepteur.

Pour les simulations, un bruit blanc gaussien est ajouté au signal synthétisé induisant une valeur de rapport signal à bruit de -30 dB avant traitement. Les images obtenues dans un mode SISO SAR et suivant les méthodes décrites sur la figure 6.15, sont présentées sur la figure 6.16. et les résultats

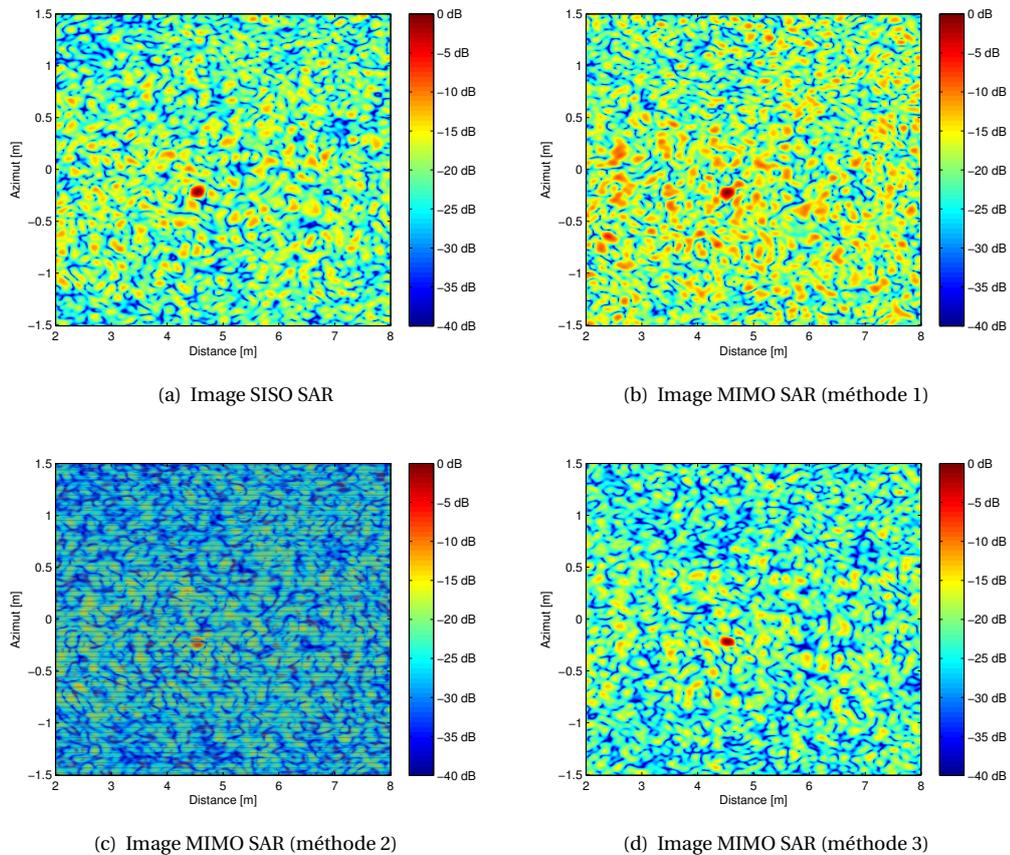


FIGURE 6.16 Comparaisons des images SISO et MIMO SAR normalisées et obtenues par simulation

quantitatifs pour cette configuration sont décrits dans le tableau 6.2 Les méthodes d'imagerie MIMO proposées permettent d'atteindre des gains de performances par rapport à la configuration ; certaines méthodes étant plus performantes que d'autres en terme de robustesse aux bruits (méthode 3). Toutefois, le gain concernant la résolution n'est pas suffisamment significatif pour dégager une conclusion. Nous proposons une validation de ces résultats de simulation à l'aide de mesures effectuées avec un

TABLE 6.2 *Quantifications de performances pour les images SISO et MIMO SAR obtenues par simulation*

	résolution mesurée		résolution théorique		qualité image	
	$\delta_r$ [m]	$\delta_{az}$ [m]	$\delta_{r,th}$ [m]	$\delta_{az,th}$ [m]	PSLR [dB]	ISLR [dB]
SISO <sub>3,4</sub>	0,15	0,06	0,15	0,06	-9,5	-11,7
Méthode 1 MIMO	0,15	0,057	0,15	0,06	-5,9	-10,6
Méthode 2 MIMO	0,15	0,044	0,15	0,06	-11,2	-13,1
Méthode 3 MIMO	0,15	0,048	0,15	0,06	-11,2	-14,4

analyseur de réseau monté sur un rail. Ce système expérimental PoSAR [149] en mode MIMO est décrit sur la figure 6.17. Le contributeur est ici réalisé à l'aide d'un trièdre correctement orienté. La complexité



FIGURE 6.17 *Système expérimental d'imagerie MIMO SAR*

et le temps de calcul de focalisation SAR obtenus dans la configuration géométrique particulière de notre système expérimental induisent l'étude des méthodes 1 et 3 uniquement. En effet, nous appliquons alors la méthode de rétro-projection (voir II) transposable pour les méthodes 1 et 3 (excepté pour la méthode 2 puisque les signaux sont « réorganisés » afin de pouvoir retrouver l'image par simple transformée de Fourier inverse). Nous conservons les mêmes paramètres utilisés pour la simulation (fréquence porteuse, bande passante, géométrie) et les images obtenues sont présentées sur la figure 6.18 et les résultats quantitatifs déterminés à partir des ces images sont décrits dans le tableau 6.3. Les résultats obtenus pour cette étude permettent de retrouver les conclusions déduites de la simulation à

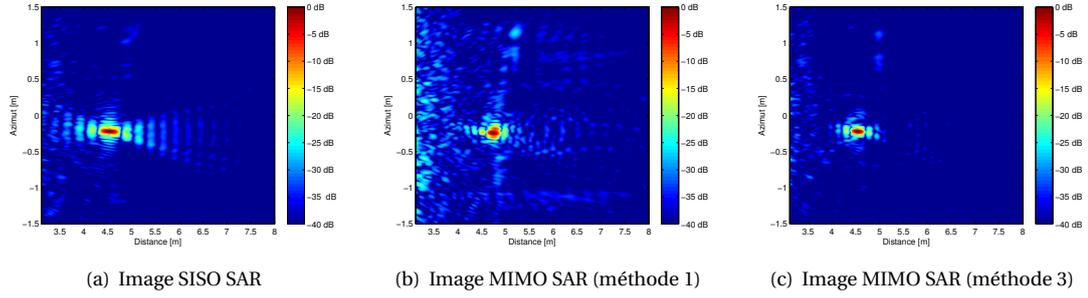


FIGURE 6.18 Comparaisons des images SISO et MIMO SAR normalisées et obtenues par mesures expérimentales

TABLE 6.3 Quantifications de performances pour les images SISO et MIMO SAR obtenues par mesures expérimentales

	$\delta_r$ [m]	$\delta_{az}$ [m]	PSLR [dB]	ISLR [dB]
SISO <sub>3,4</sub>	0,15	0,043	-13,6	-31,4
Méthode 1 MIMO	0,15	0,041	-11,9	-34,8
Méthode 3 MIMO	0,15	0,038	-15,3	-34,8

savoir que l'utilisation d'une configuration MIMO SAR permet d'améliorer les paramètres de qualité image (comme le PSLR ou l'ISLR) mais n'apporte pas un gain significatif<sup>16</sup> de la résolution en azimut. Pour les mesures expérimentales, nous remarquons aussi l'apparition de répliques dites « fantômes » du contributeur dans l'axe azimut dont l'origine est attribuée à l'utilisation de signaux *chirp* montant et descendant dont le niveau d'intercorrélacion est relativement élevé (déterminé à environ -7 dB pour une durée d'intégration de 650 ns). Une solution est donc de diminuer ce niveau d'intercorrélacion en améliorant « l'orthogonalité » des signaux émis. Nous proposons alors l'utilisation de signaux OFDM.

#### IV Approche OFDM-SAR

Le signal radar OFDM présente des propriétés intéressantes d'orthogonalité [150] que nous utilisons dans nos activités de recherche liées au traitement SAR. L'expression du signal analytique du signal OFDM  $s_e(t)$  émis par le système radar, occupant une bande totale  $B_r$  et constitué de  $N$  sous-bandes ( $N$  impair) de largeur spectrale  $B_i$ , s'écrit avec :

$$s_e(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \exp(j2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N a_i \exp(j2\pi f_i t) \quad (6.40)$$

pour laquelle nous définissons les paramètres décrivant un signal radar OFDM

16. Une première approximation grossière pouvait indiquer un gain de 3 dB en multipliant par 2 le nombre d'antennes.

1.  $T_p$  est la durée de l'impulsion radar définie par

$$T_p = \frac{N}{B_r} = \frac{1}{B_i} \quad (6.41)$$

et qui représente aussi la durée du symbole OFDM

2.  $\text{rect}(t/T_p)$  est une fenêtre rectangulaire d'une durée  $T_p$

3.  $a_i$  est le bit (0 ou 1) codé sur la sous-bande  $i$

4.  $f_i$  est la fréquence centrale de la sous-bande  $i$  et

$$f_i = \left( i - \frac{N+1}{2} \right) B_i \quad (6.42)$$

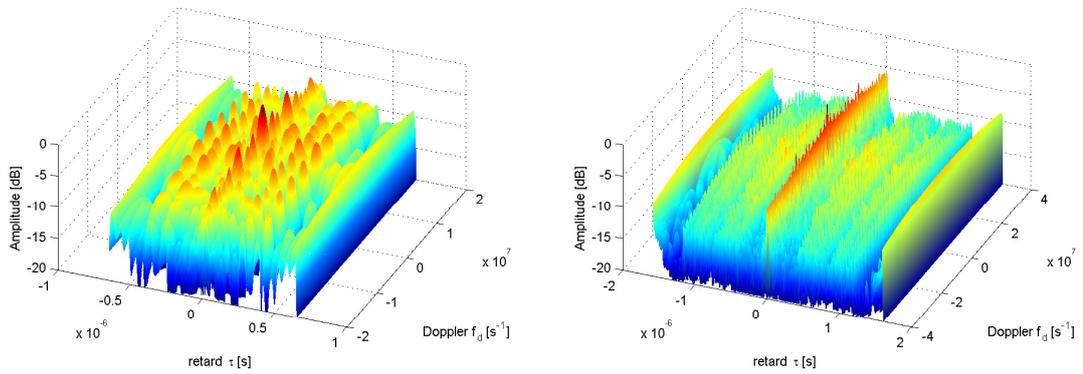
La création du signal OFDM [151] s'appuie sur la description fréquentielle  $S_e(f)$  du signal  $s_e(t)$  à partir de la relation 6.40 :

$$S_e(f) = \sum_{i=1}^N a_i T_p \text{sinc}(T_p (f_c + f_i - f)) \quad (6.43)$$

La présence d'une sous-bande  $i$  est donc liée à la valeur de  $a_i$ . L'évaluation des performances radar (résolution distance et résolution Doppler) s'effectue à partir de la fonction d'ambiguïté radar  $A(\tau, f_d)$  [152] s'écrivant en fonction d'un retard  $\tau$  et d'un décalage Doppler  $f_d$ . Dans le cas d'un signal OFDM et en considérant la bande  $B_r$  constante, nous donnons l'expression de  $A(\tau, f_d)$  avec

$$\begin{aligned} A(\tau, f_d) = & T_p \exp(j2\pi f_c \tau) \left( 1 - \frac{|\tau|}{T_p} \right) \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N a_i a_k \exp(j\pi (i - k + f_d T_p)) \\ & \times \exp\left( j\pi (i + k - N - 1 + f_d T_p) \frac{\tau}{T_p} \right) \\ & \times \text{sinc}\left( (i - k + f_d T_p) \left( 1 - \frac{|\tau|}{T_p} \right) \right) \end{aligned} \quad (6.44)$$

La fonction d'ambiguïté décrite par la relation (6.44) dépend de certains paramètres liés à la génération du signal radar OFDM à savoir la durée de l'impulsion  $T_p$ , le nombre de sous-bandes  $N$  et la valeur des coefficients  $a_i$ . Des exemples de cette fonction d'ambiguïté sont décrits sur la figure 6.19 où les coefficients  $a_i$  sont activés de manière aléatoire et  $N = (12 + 1)$  pour la figure 6.19(a) et  $N = (64 + 1)$  pour la figure 6.19(b). Cette étude paramétrique (en fonction de  $N$ ) permet d'indiquer que le nombre  $N$  de sous-bandes influence la largeur du lobe dans l'axe Doppler (la discrimination Doppler est meilleure si  $N$  augmente) mais aussi la largeur du lobe en retard (la résolution en distance est aussi meilleure si  $N$  augmente). Nos activités de recherche se concentrent sur l'utilisation du signal radar OFDM en configuration SISO SAR afin de réduire les ambiguïtés en distance [153] dans le cas de configuration satellitaire et des modes de grandes largeurs de fauchée. Des méthodes de réduction des ambiguïtés en distance utilisent principalement des signaux de type *chirp* montant et *chirp* descendant [154]. Une autre possibilité consiste à augmenter la période de répétition des impulsions FRI mais la conséquence est l'apparition d'ambiguïté Doppler. Notre activité de recherche se base sur une



(a)  $A(\tau, f_d)$  pour un signal radar OFDM composé de  $(12 + 1)$  sous-bandes (b)  $A(\tau, f_d)$  pour un signal radar OFDM composé de  $(64 + 1)$  sous-bandes

FIGURE 6.19 Fonctions d'ambiguïté pour différentes valeurs de  $N$

diminution de la période de répétition tout en limitant l'apparition d'échos ambigus. Nous considérons la situation d'existence d'un écho ambigu (voir figure 6.20) suite à l'émission d'une impulsion  $s_a(t)$  suivie d'une impulsion  $s_b(t)$ . La présence de  $i$  contributeurs dans la zone éclairée par le radar et celle

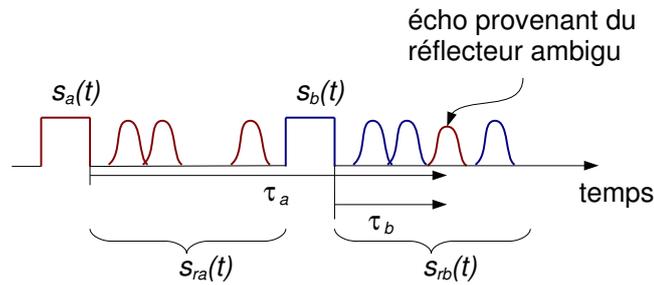


FIGURE 6.20 Existence d'une ambiguïté en distance

d'un contributeur (voir figure 6.21) situé dans la zone ambiguë nous permet d'écrire le signal reçu  $s_{rb}(t)$  avec :

$$s_{rb}(t) = s_a(t - \tau_b) + \sum_i s_b(t - \tau_i) \quad (6.45)$$

Nous développons la procédure de détection et de correction de l'ambiguïté décrite sur la figure 6.22 afin de limiter la réponse du contributeur ambigu. Il faut noter que la prise en compte du traitement des ambiguïtés potentielles à part du traitement ne tenant pas compte de ces ambiguïtés permet de reconstruire l'image radar totale avec le bloc « image finale » de la figure 6.22. Les filtres adaptés en azimut et les interpolations sont choisis afin de correspondre au cas ambigu (image de la zone ambiguë) et au cas non-ambigu (image de la zone non ambiguë). Les deux images obtenues sont combinées entre elles pour donner l'image radar sans ambiguïté. Le point important de cette procédure est donc

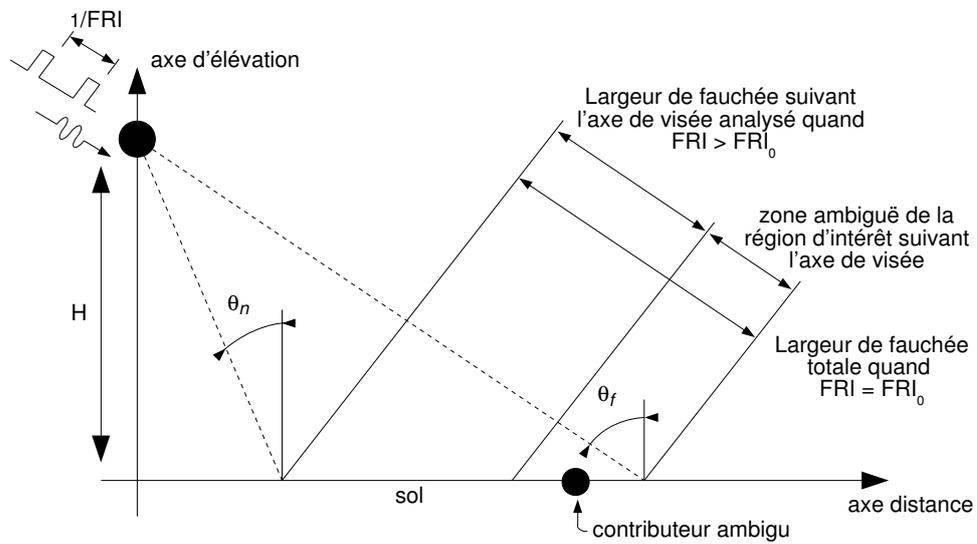


FIGURE 6.21 Configuration géométrique de l'imagerie SAR avec ambiguïté en distance

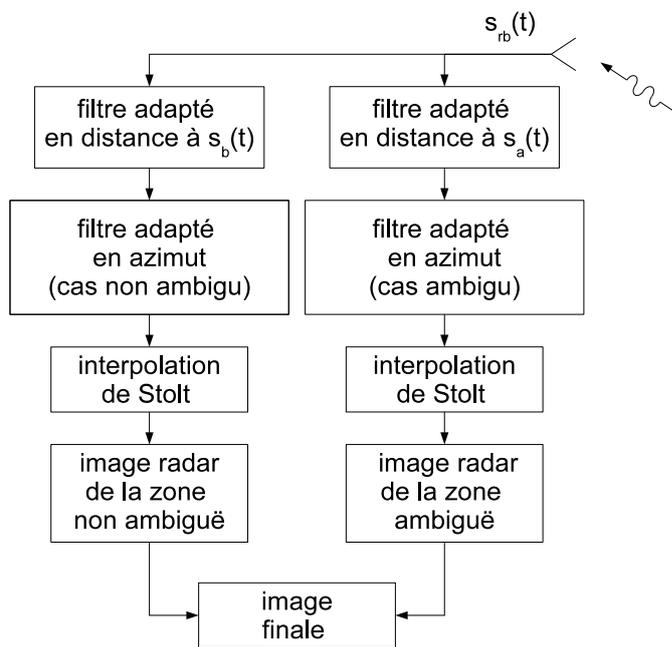


FIGURE 6.22 Procédure de correction de l'ambiguïté

l'utilisation de filtres adaptés par rapport à  $s_a(t)$  et  $s_b(t)$ . Par conséquent, il faut choisir les signaux  $s_a(t)$  et  $s_b(t)$  de telle manière qu'ils soient orthogonaux ou qu'ils présentent une inter-corrélation la plus faible possible ce qui est possible avec des signaux OFDM. Dans notre approche, nous choisissons une configuration aéroportée (tableau 6.4) nous permettant d'obtenir des résultats en un temps « raisonnable ».

TABLE 6.4 Paramètres principaux pour l'imagerie radar OFDM

Paramètres		Valeurs
Vitesse du système imageur $v$		129 m/s
Fréquence porteuse $f_c$		6 GHz
Largeur spectrale du signal $B_r$		20 MHz
Durée de l'impulsion $T_p$		650 ns
Largeur spectrale en azimut $B_{az}$		129 Hz
Résolution dans l'axe de visée $\delta_r$		7,5 m
Résolution en azimut $\delta_{az}$		0,5 m
Géométrie dans l'axe de visée	Altitude du système imageur $H$	3678 m
	Angle d'incidence proche $\theta_n$	36,44°
	Angle d'incidence lointain $\theta_f$	50,88°
Cas non ambigu	Fréquence de répétition de l'impulsion FRI <sub>0</sub>	25729 Hz
	Largeur de fauchée total dans l'axe de visée	1258 m
Cas ambigu	Fréquence de répétition de l'impulsion FRI <sub>1</sub>	26920 Hz
	Largeur de fauchée total dans l'axe de visée	1000 m

**Focalisation du signal OFDM** Afin d'appliquer la procédure décrite sur la figure 6.22, il est nécessaire d'effectuer la focalisation en distance (filtrage adapté en distance) et en azimut (filtrage adapté en azimut). Ce type de procédure est déjà établie [155] mais impose une symétrie hermitienne du spectre du signal OFDM lors de l'activation ou non des coefficients  $a_i$ . Nous proposons passer outre cette contrainte afin d'avoir plus de degré de liberté lors de la conception de signaux OFDM pour la suppression des ambiguïtés en distance. Après calculs (que nous ne décrivons pas ici), le signal focalisé en distance est décrit avec :

$$\begin{aligned}
s_{rc}(t, u) = & \sigma_n T_p \exp\left(-j2\pi f_c \frac{2R}{c}\right) \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^N a_m b_k \\
& \times \exp\left(j2\pi \left(f_k t - f_m \frac{2R}{c}\right)\right) \\
& \times \text{sinc}\left((f_m - f_k) T_p\right)
\end{aligned} \tag{6.46}$$

Nous retrouvons une forme utilisant un sinus cardinal : il est alors possible de caractériser la résolution dans l'axe de visée. Dans le cas où toutes les sous-bandes du signal OFDM émis sont actives, cette résolution est définie avec  $\delta x = c/(2B_r)$ . Dans notre cas où nous souhaitons convevoir des signaux OFDM n'ayant pas toutes les sous-bandes actives, nous montrons que la résolution en distance d'un signal OFDM est décrite avec :

$$\delta x = \frac{c}{2\Delta B_{max}} \quad (6.47)$$

où  $\Delta B_{max}$  est la largeur spectrale mesurée entre la première sous-bande active et la dernière sous-bande active. La contrainte s'applique donc sur la position des sous-bandes actives et sur le nombre de « trous » consécutifs dans le spectre OFDM. Par exemple, pour 65 sous-bandes, nous pouvons indiquer qu'un trou peut être égal au maximum à 24 sous-bandes consécutives (figure 6.23).

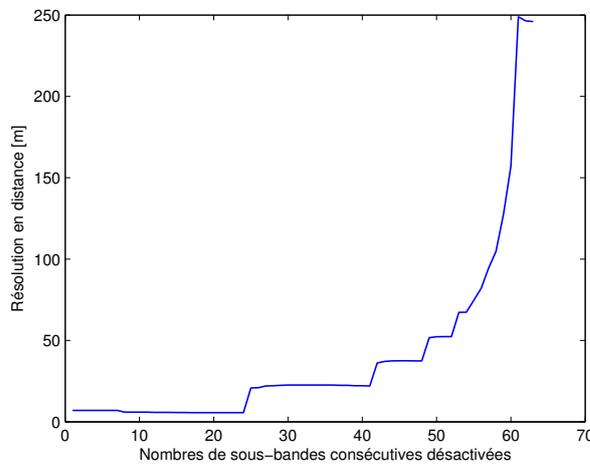


FIGURE 6.23 Évolution de la résolution en fonction du nombre de trous consécutifs dans le spectre d'un signal OFDM

Concernant la focalisation en azimut, nous adaptons le traitement *omega-k* décrit dans la section II et nous obtenons pour le signal focalisé en azimut (avant l'interpolation de Stolt) pour un contributeur situé en  $(x_n, y_n)$ , l'expression suivante :

$$s_{rc}(t, u) = \sigma_n T_p \sum_{m=1}^N \sum_{k=1}^N a_m b_k \exp\left(j2\pi\left(f_k t - f_m \frac{2x_n}{c}\right)\right) \times \text{sinc}\left((f_m - f_k)T_p\right) \times \text{sinc}\left(\frac{k}{\pi}(u - y_n)\right) \quad (6.48)$$

Nous concluons que la résolution en azimut n'est pas modifiée par l'utilisation des signaux radar OFDM. À titre d'exemple, nous présentons sur la figure 6.24 la réponse d'un contributeur situé en  $x_n = 0$  m et  $y_n = 629$  m pour 2 situations de configuration d'un signal radar OFDM.

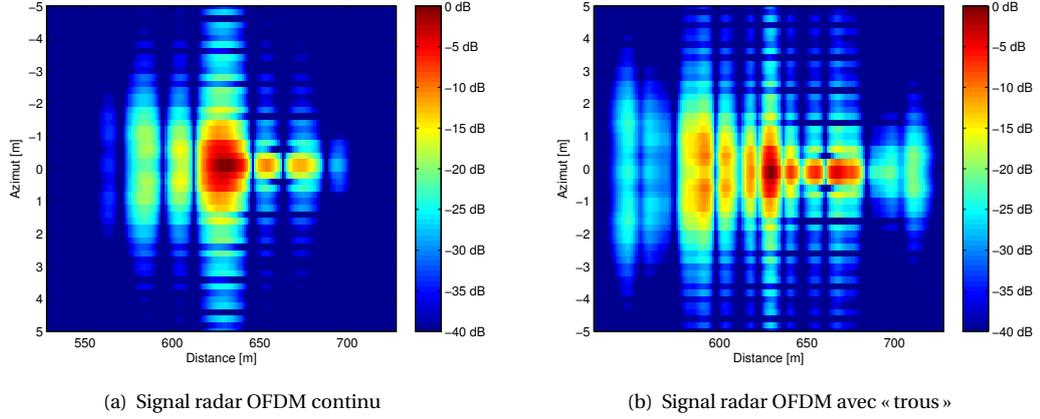


FIGURE 6.24 Images SAR d'un contributeur avec application de la procédure  $\omega - k$  sur des signaux OFDM

**Optimisation des signaux OFDM** Pour cet aspect lié à la suppression des ambiguïtés en distance, notre activité de recherche se concentre sur le choix des meilleurs signaux OFDM ( $s_a(t), s_b(t)$ ) permettant cette suppression. Ce choix est guidé par la détermination de critères de qualité image ISLR (relation 6.38) et PSLR (relation 6.39) ainsi que le degré de corrélation  $\Delta F_0$  entre les signaux émis. Cette grandeur  $\Delta F_0$  se détermine avec

$$\Delta F_0 = \frac{\max(AF^{s_a, s_b}(\tau, 0))}{AF^{s_a, s_a}(0, 0)} \quad (6.49)$$

où  $AF^{s_a, s_b}(\tau, f_d)$  est définie comme étant la fonction d'inter-ambiguïté des signaux  $s_a(t)$  et  $s_b(t)$  :

$$\begin{aligned} AF^{s_a, s_b}(\tau, f_d) = & T_p \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right) \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N 2a_i b_k \exp(j\pi(i-k + f_d T_p)) \\ & \times \exp\left(j\pi(i+k - N - 1 + f_d T_p) \frac{\tau}{T_p}\right) \\ & \times \text{sinc}\left(2(i-k + f_d T_p) \left(1 - \frac{|\tau|}{T_p}\right)\right) \end{aligned} \quad (6.50)$$

Dans notre cas, la fonction d'inter-ambiguïté est déterminée à la résolution Doppler puisque, pour cette configuration d'étude, la fréquence Doppler maximale est de 129 Hz à comparer avec la largeur spectrale d'une sous-bande  $B_i$  (environ 300 kHz pour 64 sous-bandes). Il s'agit donc d'optimiser la forme des signaux OFDM sous la contrainte de la plus faible valeur de  $\Delta F_0$ , ISRL et PSLR. La première étape dans la procédure d'optimisation des signaux OFDM est de définir des signaux orthogonaux. L'orthogonalité est obtenue en activant et en désactivant certaines sous-bandes dans le domaine spectral. Les coefficients  $(a_i)_{i=1}^N$  et  $(b_i)_{i=1}^N$  doivent donc satisfaire la contrainte définie par  $a_i \times b_i = 0$  pour  $i = 1$  à  $i = N$ . On doit alors choisir  $(b_i)_{i=1}^N$  comme étant le complémentaire de  $(a_i)_{i=1}^N$ , excepté pour le  $((N+1)/2)$ ième élément représentant la composante continue DC. La bande disponible  $B$  est

alors répartie entre les deux signaux  $s_a$  et  $s_b$ . La deuxième étape de la conception est de maximiser la largeur spectrale de  $s_a$  et de  $s_b$  afin d'obtenir la meilleure résolution en distance possible en fixant les sous-bandes actives sur les extrémités. Le nombre  $N_{\text{couple}}$  de combinaisons possibles assurant les conditions de conception des signaux OFDM est défini avec

$$N_{\text{couple}} = \frac{(N-5)!}{((N-5)/2)!^2} \quad (6.51)$$

Il est clair que le nombre de possibilités croît factoriellement avec le nombre de sous-bandes. Ainsi, nous effectuons le choix du couple  $(s_a(t), s_b(t))$  optimal par l'intermédiaire d'un algorithme d'optimisation [156]. De plus, un algorithme de type évolutionnaire (algorithme génétique) s'adapte bien de part la souplesse de la recherche de la solution et l'exploitation de résultats acquis lors de la recherche de la solution optimale. Dans notre cas, l'algorithme génétique est basé sur trois fonctions d'objectifs :

1. la fonction calculant la valeur  $f_1$  du PSLR,
2. la fonction calculant la valeur  $f_2$  de l'ISLR,
3. la fonction calculant la valeur  $f_3$  de  $\Delta F_0$ .

Les résultats des fonctions d'objectifs sont normalisés par rapport à une valeur minimale de référence  $f_{1,0}$  et  $f_{2,0}$  pour l'ISLR et le PSLR et la valeur de référence minimale  $f_{3,0}$  pour  $\Delta F_0$ . Le résultat des fonctions d'objectif  $f_{\text{objectif}_i}$  est alors égal à  $|f_i - f_{i,0}|/f_{i,0}$  et nous définissons la fonction d'adaptation  $f$  avec :

$$f = \alpha_1 \cdot f_{\text{objectif}_1} + \alpha_2 \cdot f_{\text{objectif}_2} + \alpha_3 \cdot f_{\text{objectif}_3} \quad (6.52)$$

Les poids  $\alpha_i$  sont choisis égaux à 1 afin de ne pas favoriser l'un des trois objectifs par rapport aux autres. Le but de l'algorithme génétique est de rendre cette fonction d'adaptation la plus faible possible. Les autres paramètres de dimensionnement de l'optimisation (taille de la population initiale, type de mutation, nombre de générations) ont une incidence sur le temps de calcul et le nombre d'éléments de l'espace de solutions évaluées.

**Résultats de simulation** L'exemple que nous décrivons est basé sur l'utilisation de 65 sous-bandes (ce qui représente environ  $10^{17}$  couples possibles) avec un paramètre de mutation de 20% et des références de fonctions objectif  $f_{i,0}$  choisies à partir des valeurs obtenues avec un signal OFDM ayant toutes ses sous-bandes actives ( $OFDM_{\text{all}}$ ) [157] :  $f_{1,0} = -20$  dB,  $f_{2,0} = -48$  dB et  $f_{3,0} = -14$  dB. Le choix de 65 sous-bandes implique aussi une durée  $T_p$  égale à  $3,25\mu$  s puisque nous souhaitons travailler à bande totale constante. Le contributeur est localisé à 1150 m dans l'axe de visée et la largeur de fauchée est de 1258 m (cas ambigu). Les différentes valeurs des fonctions d'objectif du couple de signaux OFDM optimisés sont comparées avec les résultats obtenus à l'aide de signaux *chirp* montant et descendant et avec les résultats obtenus dans le cas  $OFDM_{\text{all}}$ . Afin de valider le couple OFDM optimisé, l'algorithme génétique est utilisé à 5 reprises afin de produire 5 couples OFDM optimisés (voir tableau 6.5). Concernant le résultat final pour l'application de suppression des ambiguïtés dans une image SAR, nous présentons les résultats d'utilisation (figure 6.25) des signaux *chirp* montant et

TABLE 6.5 PSLR, ISLR et  $\Delta F_0$  pour les différents signaux OFDM solutions après optimisation par l'algorithme génétique

	PSLR [dB]	ISLR [dB]	$\Delta F_0$ [dB]
OFDM ( $s_{a,1}, s_{b,1}$ )	-18,5	-43,6	-11,3
OFDM ( $s_{a,2}, s_{b,2}$ )	-18,5	-43,6	-11,4
OFDM ( $s_{a,3}, s_{b,3}$ )	-18,5	-43,5	-11,6
OFDM ( $s_{a,4}, s_{b,4}$ )	-18,5	-43,6	-11,0
OFDM ( $s_{a,5}, s_{b,5}$ )	-18,3	-43,4	-12,1
chirps	-13,9	-40,8	-9,2
$OFDM_{all}$	-16,4	-48,1	

descendant en comparaison avec l'utilisation de signaux OFDM choisis parmi ceux décrits dans le tableau 6.5 (ici, nous proposons l'utilisation du couple ( $s_{a,1}, s_{b,1}$ )). La configuration de simulation est

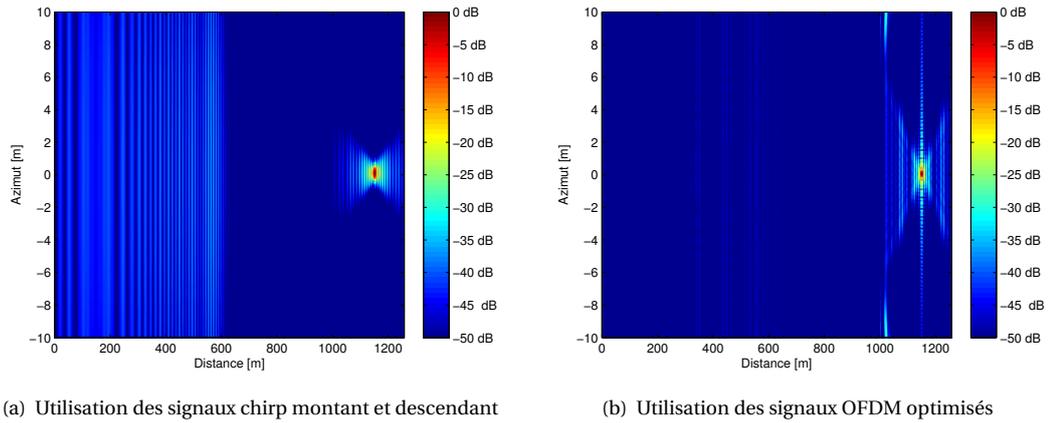


FIGURE 6.25 Comparaison des images avec ambiguïté après corrections obtenues en fonction des signaux utilisés

celle décrite dans le tableau 6.4.

Nous constatons que le niveau du « fantôme » (caractéristique de la présence d'une ambiguïté dans une image SAR) est plus faible dans le cas du couple OFDM qu'avec le couple de signaux. Pour le couple OFDM optimisé, le niveau maximal du fantôme est égale à  $-46,7$  dB et pour les signaux chirps, le niveau maximal du fantôme est égale à  $-35,7$  dB. Donc nous notons bien une meilleure réjection du fantôme avec l'utilisation du couple OFDM optimisé. Pour la résolution en distance et en azimuth, l'utilisation du couple OFDM optimisé n'influe pas sur les valeurs. Le couple OFDM optimisé offre donc de meilleures performances en termes de PSLR, ISLR et de réjection du fantôme par rapport au couple de signaux chirps.

**Extension au traitement MIMO OFDM SAR** Nous utilisons maintenant le couple OFDM optimisé obtenu à l'aide de la procédure d'optimisation dans une configuration MIMO composée de deux antennes en émission et en réception. Nous appliquons le couple OFDM optimisé composé de 65 sous-bandes et obtenu avec l'utilisation de l'algorithme génétique et appliqué avec la meilleure méthode MIMO SAR décrite précédemment. Les résultats ainsi obtenus sont comparés avec ceux obtenus dans le cas de l'utilisation de la méthode MIMO SAR avec des signaux chirps et ceux obtenus dans le cas de l'utilisation d'une configuration SISO. Les valeurs obtenues pour les différents paramètres d'imagerie sont regroupées dans le tableau 6.6. Nous constatons effectivement un gain significatif sur l'ensemble

TABLE 6.6 *Résultats des différents paramètres d'imagerie pour les configurations SISO SAR, MIMO SAR et MIMO OFDM SAR*

	résolutions		sans bruit		avec bruit	
	$\delta_r$ [m]	$\delta_{az}$ [m]	PSLR [dB]	ISLR [dB]	PSLR [dB]	ISLR [dB]
SISO	0,15	0,056	-13,8	-31,0	-9,5	-11,7
MIMO SAR	0,15	0,048	-14,2	-31,0	-11,2	-14,4
MIMO OFDM SAR	0,15	0,037	-14,9	-32,4	-12,0	-17,3

des performances calculées sur une image SAR et obtenu avec des signaux OFDM optimisés pour une application MIMO.

## V Contribution et perspectives

Cette activité de recherche propose d'utiliser des concepts utilisés en communication numérique (configuration et codage) pour améliorer significativement les performances des système et traitement SAR. L'adaptation du traitement SAR consiste à la prise en compte des informations sur plusieurs canaux dans le cas d'une configuration MIMO. Nous montrons que plusieurs adaptations sont possibles en considérant différents paramètres (résolution, PSLR, ISLR). De même, nous montrons que le paramètre essentiel dans une configuration MIMO se concentre sur l'orthogonalité des signaux émis. Aussi, nous développons une stratégie basée sur l'optimisation de signaux OFDM et dont les contraintes s'appliquent sur des critères de qualité image radar (ISLR et PSLR) ainsi que sur le niveau d'orthogonalité par l'intermédiaire de la définition de fonctions d'interambigüité.

L'utilisation de concepts développés en communication numérique pour le traitement SAR en particulier et le traitement radar en général, voit actuellement un fort développement dans les nouvelles applications et en particulier avec l'émergence de solutions numériques abordables en termes de coût et de capacité de réalisation. Notre activité de recherche liée à ce concept de dualité imagerie radar et communications numériques est donc prometteuse concernant le potentiel d'études (pour des systèmes existants) et le potentiel de développement pour des futurs systèmes développés par l'équipe de télédétection de l'IETR.

## 6.4 Synthèse d'ouverture interférométrique [66]

### I Le contexte

Cette activité de recherche se situe dans le cadre d'une collaboration avec l'équipe « systèmes rayonnants complexes » et d'une thèse (Yassine Aouial) à l'encadrement de laquelle j'ai participé. Il s'agit ici de l'application de la synthèse d'ouverture interférométrique pour un système d'imagerie millimétrique dans une configuration passive (*PMMW* pour *Passive Milli Meter Wave*). Le but de ce traitement est de détecter le rayonnement du corps humain ou le reflet de l'environnement sur ce corps humain, dans une bande s'étalant entre 30 GHz et 300 GHz. Cette détection s'accompagne de la notion d'émissivité  $\epsilon$  et de réflectivité  $\rho$  d'un objet dont la température est différente de 0K. Dans ces conditions, la brillance spectrale  $L_{bb}(f, T)$  d'un corps noir, exprimée en  $\text{W.Hz}^{-1}.\text{sr}^{-1}.\text{m}^{-2}$ , est donnée en fonction de la température  $T$  et de la fréquence d'analyse  $f$  avec [158] :

$$L_{bb}(f, T) = \left( \frac{2h f^3}{c^2} \right) \cdot \left( \frac{1}{\exp(h f / k_b T)} \right) df ds d\Omega \quad (6.53)$$

où  $k_b$  est la constante de Boltzmann et  $h$ , la constante de Planck. Cette brillance est celle d'un corps noir isotrope et s'écrit, dans la bande millimétrique (30 GHz-300 GHz) et dans le cas d'un corps réel pour une direction de propagation  $(\theta, \phi)$  avec [159] :

$$L_{gb}(f, T, \theta, \phi) = \epsilon(f, \theta, \phi) \left( \frac{2k_b T f^2}{c^2} \right) df ds d\Omega \quad (6.54)$$

Ainsi, nous introduisons la notion de température de brillance d'un corps réel qu'il est possible de capter dans une direction  $(\theta, \phi)$  et qui est liée à l'émissivité de ce corps réel dans cette direction :

$$T_B(\theta, \phi) = \epsilon(\theta, \phi) T \quad (6.55)$$

L'approche développée dans cette étude s'inspire d'applications de télédétection passive et qui utilisent la synthèse d'ouverture interférométrique [160, 161]. Cette technique permet de reconstruire une scène par l'intermédiaire de la répartition spatiale des températures de brillance de chaque point de la scène.

**Principe** Le principe de la synthèse d'ouverture interférométrique est basée sur la corrélation complexe des signaux reçus sur 2 antennes  $m$  et  $n$  situées en  $(x_m, y_m)$  et  $(x_n, y_n)$  [162]. La figure 6.26 décrit la configuration géométrique de la prise de vue radiométrique. Nous remarquons la relation entre les angles d'observation  $(\theta, \phi)$  et les coordonnées en cosinus directeurs  $(\xi, \eta)$  avec  $(\xi, \eta) = (\sin\theta \cos\phi, \sin\theta \sin\phi)$ . Afin de relier la position des sources  $i$  et  $j$  provenant de surfaces  $ds_i$  et  $ds_j$ , à une température  $T_{Bi}(\xi, \eta)$  et  $T_{Bj}(\xi, \eta)$  l'opération de corrélation permet d'extraire cette information de position à la condition d'avoir incohérence des signaux émis par les sources  $i$  et  $j$  (ce qui est le cas pour les mesures de température de brillance). Nous définissons alors la relation entre la température de brillance  $T_B(\xi, \eta)$  de chaque élément définissant la scène et la fonction de visibilité  $V(.)$  obtenue par

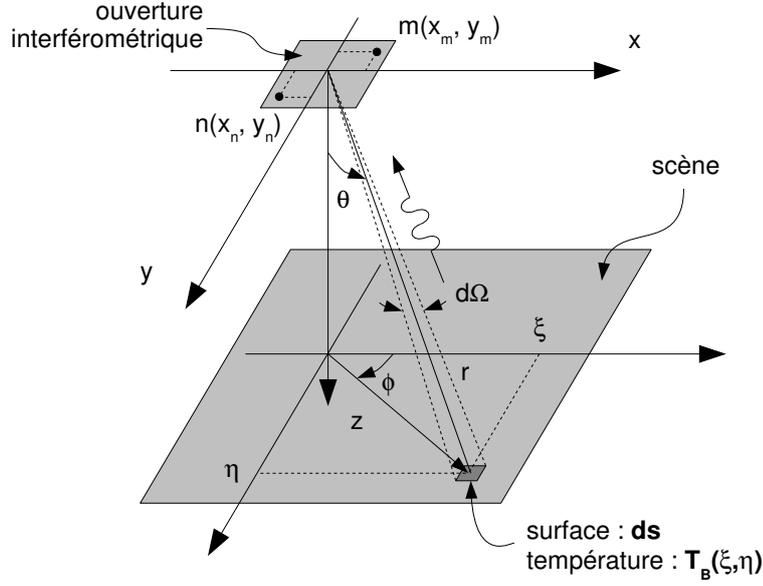


FIGURE 6.26 Géométrie du système de mesures de la température de brillance  $T_B(\xi, \eta)$

corrélation des signaux reçus par les antennes avec [163] :

$$\begin{aligned}
 V_{mn}(u_{mn}, v_{mn}) &= \frac{1}{\sqrt{\Omega_m \Omega_n}} \iint_{\xi^2 + \eta^2 \leq 1} \frac{T_B(\xi, \eta) - T_r}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} \\
 &\quad \times F_m(\xi, \eta) F_n^*(\xi, \eta) \tilde{r}_{mn} \left( -\frac{u_{mn}\xi + v_{mn}\eta}{f_0} \right) \\
 &\quad \times e^{-j2\pi(u_{mn}\xi + v_{mn}\eta)} d\xi d\eta
 \end{aligned} \tag{6.56}$$

pour laquelle nous pouvons définir

1. la fréquence spatiale  $(u_{mn}, v_{mn})$  qui dépend de la distance (*baseline*) entre les deux antennes  $m$  et  $n$ , avec

$$(u_{mn}, v_{mn}) = \frac{f_0}{c} (x_m - x_n, y_m - y_n) \tag{6.57}$$

2. les diagrammes de rayonnement normalisés  $F_m(\xi, \eta)$  et  $F_n(\xi, \eta)$  des antennes  $m$  et  $n$ ,
3. les angles solides  $\Omega_m$  et  $\Omega_n$  liés aux diagrammes de rayonnement,
4. la température équivalente  $T_r$  des récepteurs,
5. la fonction de décorrélation spatiale  $\tilde{r}_{mn}(\cdot)$  entre les chaînes de réception (environ égale à 1 pour un fonctionnement en bande étroite).

La fonction de visibilité peut se traduire par un facteur de réseau  $AF_{eq}(\cdot)$  équivalent pour une température de brillance unitaire ce qui revient à décrire ce facteur de réseau comme la réponse

impulsionnelle de la synthèse d'ouverture interférométrique. Nous décrivons alors

$$AF_{eq}(\xi, \eta) = \sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N \exp(j2\pi(u_{mn}\xi + v_{mn}\eta)) \quad (6.58)$$

où  $N$  est le nombre d'éléments du réseau d'antennes.

**Obtention d'une image de brillance** La reconstruction de la distribution des températures de brillance se fait à partir de la fonction de visibilité mesurée  $V_{mn}(u_{mn}, v_{mn})$  pour un nombre limité de positions d'antenne. Dans un cas idéal, la relation entre la fonction de visibilité et la température se résume à un opérateur de transformée de Fourier ; ce qui n'est pas le cas pour un système réel. En effet, l'ouverture de position des antennes est limitée et les fréquences spatiales échantillonnées. Le système complet est modélisé par l'intermédiaire d'une matrice de modélisation  $G$  qui correspond à l'opérateur permettant de passer de l'espace des températures de brillance  $T$  vers l'espace des visibilité  $V$ , soit  $V = G T$ . Nous notons aussi que la formulation du problème par l'intermédiaire de cette matrice  $G$  permet d'insérer la procédure de calibration, indispensable pour compenser les imperfections du système de mesure. Il s'agit donc de déterminer la matrice adjointe de  $G$ ,  $G^*$ , pour obtenir  $T = G^* V$  [164].

**Paramètres de qualité image** Pour un système d'imagerie, certains paramètres sont incontournables. Dans un premier temps, nous retenons naturellement la résolution angulaire de l'image indiquant la taille de la plus petite zone distinguable de la scène observée. Cette résolution angulaire  $\alpha$  est liée à la plus grande distance  $D_{\text{synth}}$  entre 2 antennes élémentaires du réseau utilisé pour la synthèse d'ouverture interférométrique soit  $\alpha = \lambda_0 / D_{\text{synth}}$ . Ensuite, pour un système basé sur la mesure du rayonnement incident, considéré ici comme un signal utile, il est fondamental de le distinguer du bruit interne au récepteur. Nous définissons alors la sensibilité radiométrique comme étant le plus petit écart de température de brillance  $\Delta T$  mesurable en kelvin [125] avec :

$$\Delta T = \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{B_{RF} \tau_{\text{int}}}} \left( \frac{D_{\text{synth}}}{\lambda_0} \right)^2 \left( \frac{\Omega_{\text{FOV}}}{N_a} \right) \quad (6.59)$$

où  $N_a$  est le nombre total de récepteurs,  $B_{RF}$  est la bande passante du système,  $\tau_{\text{int}}$  est le temps d'intégration du système pour obtenir une image et  $\Omega_{\text{FOV}}$  est le champ de vision total du système. Enfin, la synthèse d'ouverture interférométrique impose une cohérence temporelle des signaux. Cette longueur de cohérence temporelle est définie par  $c / B_{RF}$  et, dans le cas de la synthèse d'ouverture interférométrique, est décrite [165] par  $B_{RF_{\text{max}}} = c / (D_{\text{synth}} \sin(\Omega_{\text{FOV}}/2))$ .

## II Résultats de simulation

Afin d'appliquer l'algorithme de reconstruction des températures de brillance tout en s'approchant le plus possible des conditions d'expérimentation (modélisation des gains d'antenne, des fonctions de transfert des récepteurs, prise en compte du facteur de bruit des récepteurs, du nombre fini des

visibilités). La simulation est décrite suivant quatre étapes de modélisation du problème : scène, antennes, récepteurs, traitement du signal [26].

**Modélisation de la scène** Cette partie simule le comportement de rayonnement de la scène divisée en  $M \times N$  cellules de taille  $\delta\xi$  et  $\delta\eta$ . Chaque cellule émet un signal complexe  $b(\xi_m, \eta_n, t)$  dans la direction  $(\xi_m, \eta_n)$  à la distance  $r$  et représentant la température de brillance de la cellule  $T_B(\xi_m, \eta_n)$ . En considérant que le système présente une bande  $B$ , la densité spectrale de puissance émise s'écrit :

$$|b(\xi_m, \eta_n, t)|^2 = \frac{2 k_B B T_B(\xi_m, \eta_n) f^2}{c^2} r^2 \frac{\delta\xi \delta\eta}{\sqrt{1 - \xi^2 - \eta^2}} \quad (6.60)$$

et représente la puissance rayonnée dans deux directions.

**Modélisation des antennes** Une antenne  $r$  reçoit le signal provenant de chaque cellule de la scène avec un retard dépendant de la position de l'antenne et de la cellule. Le signal reçu tient compte de la surface effective de captation  $A_r^{\text{eff}}(\xi_m, \eta_n, \lambda)$  de l'antenne dans la direction  $(\xi_m, \eta_n)$  ; surface effective qui est reliée au diagramme et à l'angle solide de rayonnement de l'antenne. Le signal reçu par cette antenne  $r$  s'écrit avec :

$$e_r(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N b(\xi_m, \eta_n, t) \sqrt{A_r^{\text{eff}}(\xi_m, \eta_n, \lambda)} \frac{\exp(-j\pi f \frac{r_r}{c})}{r_r} \quad (6.61)$$

où  $b(\xi_m, \eta_n, t)$  est défini avec la relation 6.60.

**Modélisation de la réception** Cette étape modélise l'ensemble des fonctions se trouvant après l'antenne. En particulier, les signaux RF reçus sont ensuite convertis en bande de base (signaux en phase  $I$  et en quadrature  $Q$ ) afin d'être exploitable par le traitement du signal. Un bruit thermique est généré pour s'ajouter au signal décrit par 6.61 et la chaîne de réception est modélisée soit par une réponse impulsionnelle, soit par une fonction de transfert.

**Modélisation du traitement** Cette ultime étape réalise la corrélation complexe à l'aide des signaux  $I$  et  $Q$  décrit par le module de réception. Pour chaque couple d'antennes  $m$  et  $n$ , une valeur de la visibilité  $V_{mn}(u_{mn}, v_{mn})$  est obtenue et la construction de l'image des températures de brillance est réalisée soit par transformée de Fourier directe (cas du récepteur idéal), soit par inversion de la matrice  $G$ .

**Un résultat de simulation** Le résultat que nous proposons dans ce document est obtenu avec les caractéristiques décrites dans le tableau 6.7. à partir de la scène modélisée et présentée sur la figure 6.27. Avec les caractéristiques proposées dans le tableau 6.7, nous obtenons une sensibilité radiométrique de 500 mK. Nous proposons deux résultats de la simulation permettant d'apprécier l'influence du nombre d'antennes  $N_a$  sur la résolution de l'image des températures de brillance (figure 6.28).

TABLE 6.7 Paramètres de simulation modélisant la scène et les antennes

<b>Caractéristiques scène</b>	
Pas d'échantillonnage spatial	$\delta\xi = 0,0104$ radian $\delta\eta = 0,0104$ radian
Nombre de pixels de la scène	$M \times N = 16384$
<b>Caractéristiques antennes</b>	
Type de réseau	« U »
Longueur du réseau	L (variable pour les simulations)
Nombre total d'antennes	$N_a = 3 \times L$
Diagramme de rayonnement	$\cos^2\theta$
Distance inter-antenne	$0,75 \lambda_0$
Champ de vision $\Omega_{FOV}$ (FOV, Field Of View)	$\Delta\xi = 1/\delta u = 1,33$ radians $\Delta\eta = 1/\delta v = 1,33$ radians
<b>Caractéristiques réception</b>	
Nombre de visibilités	$N_b = (2L-1) \times (2L+1)$
Pas d'échantillonnage des fréquences spatiales	$\delta u = 0,75$ et $\delta v = 0,75$
Bande passante $B_{RF}$	100 MHz
<b>Caractéristiques traitement</b>	
Temps d'intégration	100 ms
Dimension de la matrice G	$N_b \times (M \times N)$
Dimension de la matrice des visibilités	$N_b \times N_b$

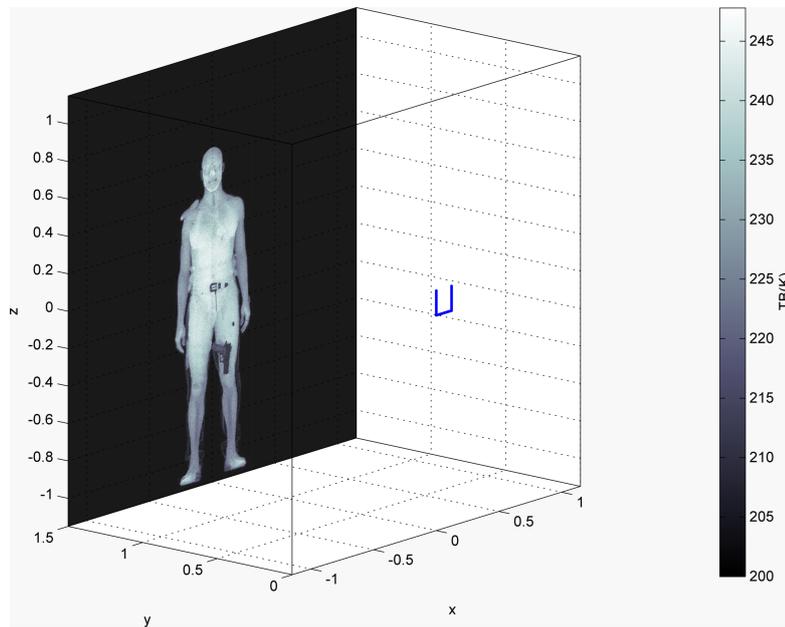


FIGURE 6.27 Description de la scène simulée et de la géométrie du réseau d'antennes utilisé

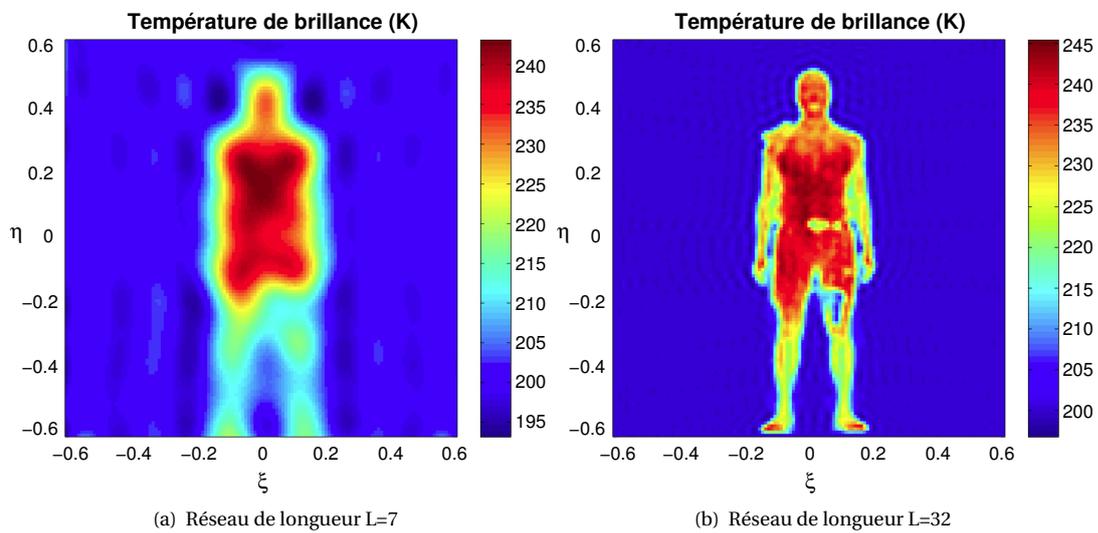


FIGURE 6.28 Reconstruction des températures de brillance en fonction de la longueur de réseau  $L$

### III Utilisation de sous-matrices de commutateurs

Une partie originale du travail de recherche développé dans cette activité d'imagerie passive concerne l'utilisation de sous-matrices de commutateurs et développées dans le cadre de la synthèse d'ouverture interférométrique. La réalisation du système d'imagerie décrit dans le paragraphe 5.4 est aussi motivée par un aspect faible coût. Une solution utilisant peu d'antennes est donc favorisée. Cette diminution du nombre de chaînes de récepteur est rendue possible dans notre cas par l'aspect redondant du traitement par synthèse d'ouverture interférométrique utilisant un réseau dit « plein ». Cette approche est développée dans tout système se basant sur des réseaux à redondance minimale [166]. Notre approche originale propose une division de la matrice de commutateurs en deux sous-matrices permettant de couvrir la totalité des visibilitées de la scène observée. Toutefois, cette stratégie bas-coût impose une répartition particulière des antennes dans le plan d'ouverture car :

- il faut une indépendance entre les deux sous-matrices de commutateurs,
- il faut éviter les intersections de lignes d'alimentation des antennes,
- il faut assurer une couverture complète des fréquences spatiales.

Ces contraintes de répartition des antennes nous amènent donc naturellement à la résolution du problème par l'utilisation d'algorithmes d'optimisation sous contraintes. Parmi les possibilités offertes concernant l'optimisation sous contraintes, un choix se porte sur l'algorithme génétique de part l'intégration facile des contraintes induites par notre problème.

**Dimensionnement et optimisation du problème** Comme décrit dans la section IV, l'algorithme génétique utilise des fonctions d'objectif afin de constituer une fonction d'adaptation  $f$  devant être la plus faible possible pour juger de la fiabilité de la réponse au problème d'optimisation. Pour cette étude aussi, nous considérons 3 fonctions d'objectif

1. la fonction  $f_1$  liée au facteur de redondance (le plus petit possible pour avoir le plus petit nombre d'antennes),
2. la fonction  $f_2$  liée à la couverture des fréquences spatiales qui doit être la plus grande possible,
3. la fonction  $f_3$  qui doit minimiser le nombre d'éléments communs connectés aux deux sous-matrices de commutateurs  $SW_1$  et  $SW_2$ .

La détermination des fonctions d'objectif se fait par l'intermédiaire du codage du problème. Une matrice  $SW_i$  de  $N = L(\text{colonnes}) \times H(\text{lignes})$  éléments représente la présence (1) ou non (0) d'une antenne à la position correspondante. Le facteur de redondance  $R_{SW}$  défini pour notre architecture croise les deux réseaux  $SW_1$  et  $SW_2$  et nous définissons l'espérance du degré de redondance  $R_{SW}$

$$R_{SW} = E[r(u_{mn}, v_{mn})] \quad \forall (x_n, y_n) \in SW_1 \text{ et } \forall (x_m, y_m) \in SW_2 \quad (6.62)$$

La valeur optimale de  $f_1 = R_{SW}$  est égale à 1 : cela correspond au minimum de redondance. Ensuite, la couverture des fréquences spatiales  $(i, j)$  est définie avec le produit d'intercorrélations 2D de  $SW_1$  et

$SW_2$  ou degré de redondance  $CV(i, j)$  de la fréquence spatiale  $(i, j)$  :

$$CV(i, j) = \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^H SW_1(m, n) \times SW_2(m + i, n + j) \quad \text{où } 2 \leq i \leq 2L \text{ et } 2 \leq j \leq 2H \quad (6.63)$$

Donc, si  $CV(i, j)$  est nulle, la fréquence spatiale correspondante n'est pas couverte. La valeur optimale de  $f_2 = \text{card}\{CV(i, j) = 0, \forall (i, j) \neq (0, 0)\}$  est égale à 0. Enfin, il n'est pas possible de trouver une antenne connectée à la fois à  $SW_1$  et à  $SW_2$ . Ainsi, la valeur optimale de  $f_3 = \text{card}\{\{SW_1\} \cap \{SW_2\}\}$  est égale à 0. La fonction d'adaptation est décrite par la relation (6.52) où les coefficients  $\alpha_i$  sont fixés en fonction des valeurs extrêmes des fonctions d'objectif  $f_i$  avec  $\alpha_i = 1/(f_{i_{\max}} - f_{i_{\min}})$ .

**Un exemple de réseau** Dans le cas d'un réseau rectangulaires de  $7 \times 7$ , nous obtenons les couples de valeurs extrêmes  $(f_{1_{\min}}; f_{1_{\max}}) = (1; 27, 8)$ ,  $(f_{2_{\min}}; f_{2_{\max}}) = (0; 168)$  et  $(f_{3_{\min}}; f_{3_{\max}}) = (0; 49)$  et qui donnent les valeurs de pondération normalisées par rapport à  $\alpha_1$  :  $(\alpha_1; \alpha_2; \alpha_3) = (1; 0, 16; 0, 54)$ . À titre d'exemple, nous décrivons l'effet de l'algorithme d'optimisation (résultat d'optimisation provenant de la moyenne de 5 optimisations) en comparant un réseau non optimisé avec un réseau optimisé (figure 6.29) : nous distinguons bien la répartition physique entre les antennes connectées au réseau  $SW_1$  et celles connectées au réseau  $SW_2$ . Pour chacun de ces réseaux, nous déterminons la couverture des fréquences

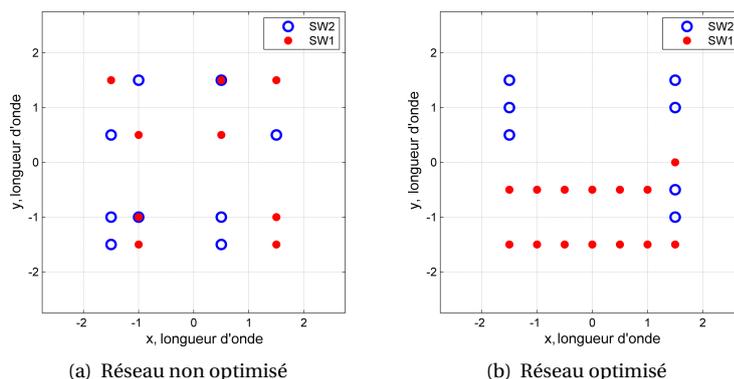


FIGURE 6.29 Comparaison des positions des antennes pour un réseau de taille  $7 \times 7$

spatiales et le degré de redondance associé (figure 6.30) : pour le réseau non optimisé certaines fréquences spatiales ne sont pas couvertes et d'autres montrent un fort taux de redondance. Enfin, nous déterminons le facteur de réseau équivalent  $AF_{eq}(\cdot)$  (figure 6.31) pour chacun des deux réseaux. Il est clair que le facteur de réseau correspondant au réseau optimisé présente un facteur de réseau régulier en terme de répartition du niveau des lobes secondaires. Pour cette optimisation, le facteur de redondance  $f_1$  est égal à 1,16 (au lieu de 1). De plus, les fréquences spatiales sont toutes couvertes ( $f_2 = 0$ ) et la répartition entre les sous-matrices de commutation  $SW_1$  et  $SW_2$  est parfaite avec  $f_3 = 0$ . La répartition des antennes décrite sur la figure 6.30(b) est choisie pour la réalisation du système. Il faut noter que le nombre de fréquences spatiales (ou visibilité) de notre réseau est égal à  $13 \times 13 = 169$ .

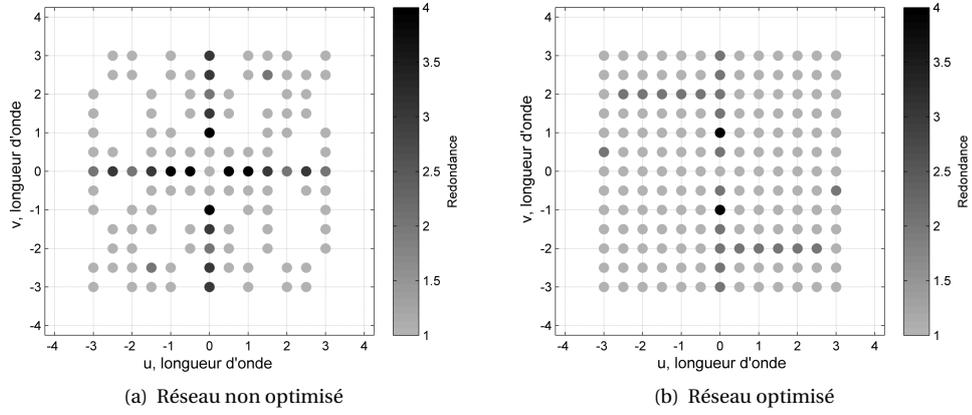


FIGURE 6.30 *Comparaison des fréquences spatiales et degré de redondance associé*

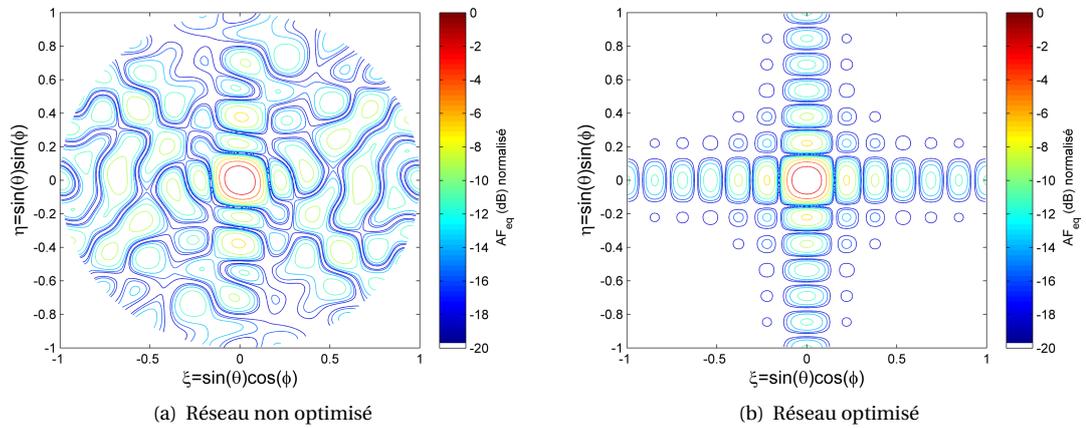


FIGURE 6.31 *Comparaison des facteurs de réseau*

## IV Mesures

Le système de mesures développé est décrit dans ce document (section 5.4). Les performances des mesures sont présentées à la lumière des relations développées précédemment. Une première étape est nécessaire et concerne la calibration du système : chaque chaîne de réception (antenne, amplification, commutateur) étant intrinsèquement différente, il est indispensable de compenser les écarts de phase entre ces chaînes de réception (la différence de phase étant l'information primordiale dans la synthèse d'ouverture interférométrique). À partir de la mesure du diagramme de rayonnement des antennes constituant le réseau du système, la calibration consiste à placer une source de puissance d'émission réglable, au centre de la scène  $(\xi_p, \eta_p) = (0, 0)$  avec  $T_B(\xi_p, \eta_p) = 1$  et à mesurer les visibilités disponibles. La calibration de la matrice  $G$  regroupant les températures de brillance de chaque pixel de la scène pour chaque visibilité permet de placer le point source (ici, une source émettant un signal à 11 GHz, placée à 2 mètres du système radar et dont la PIRE est fixée à -50 dBm pour présenter un contraste important entre la source et le fond de scène) à sa position attendue. La figure 6.32 décrit la reconstruction de la source pour 2 valeurs de PIRE. Il est clair que la détection de la source est d'autant plus aisée que la PIRE est élevée.

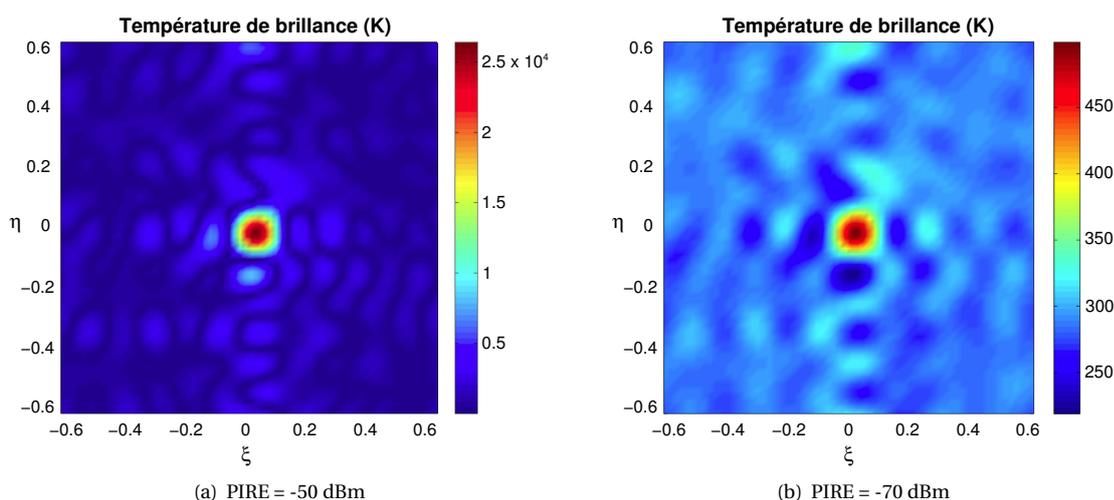


FIGURE 6.32 *Température de brillance pour une source à 11 GHz placée au milieu de la scène et pour différentes valeurs de PIRE*

La seconde étape consiste à tester le système de mesure avec une source de bruit (générant donc un signal équivalent à une source de rayonnement et liée à une température de brillance). Associée à une antenne, cette source de bruit est réglée pour émettre un niveau de puissance sur la bande passante de notre système de -69,75 dBm. Cette source de bruit est placée à 2 m de notre système ce qui permet de déterminer la PIRE de la scène pour l'angle de résolution  $\alpha$  : -71,7 dBm. Les caractéristiques de fonctionnement du système sont exprimées dans le tableau 6.8 et nous obtenons des exemples d'image de température de brillance reconstruite sur la figure 6.33. Sur ces 2 exemples, le manque

TABLE 6.8 *Caractéristiques de fonctionnement du système de mesure*

<b>Caractéristiques récepteur</b>	
Fréquence du système	$f_0 = 11$ GHz
Bande passante	$B_{RF} = 10$ MHz
Facteur de bruit	NF = 2,23 dB
Température récepteur	$T_{rec} = (NF-1)T_{ref} = 194$ K
Température antenne	$T_{ant} = 300$ K
Température système	$T_{sys} = T_{rec} + T_{ant} = 494$ K
Nombre d'antennes	$N_c = 21$
Distance inter-antenne	$0,75 \lambda_0$
Temps d'intégration	$\tau_{int} = 10$ ms
<b>Caractéristiques traitement</b>	
Nombre de fréquences spatiales	$N_b = 169$
Diamètre antenne synthétisée	$D_{syn} = 24,54$ cm
Résolution angulaire	$\alpha = 6,5^\circ$
Pas d'échantillonnage des fréquences spatiales	$\delta u = 0,75$
	$\delta v = 0,75$
Champ de vision $\Omega_{FOV}$ ( <i>FOV, Field Of View</i> )	$\Delta\xi = 1/\delta u = 1,33$ radians
	$\Delta\eta = 1/\delta v = 1,33$ radians
Nombre de pixels de la scène	$M \times N = 64 \times 64 = 4096$
Pas d'échantillonnage spatial	$\delta\xi = 0,0208$ radian
	$\delta\eta = 0,0208$ radian
Dimension de la matrice $G$	[169 $\times$ 4096]
Sensibilité radiométrique	$\Delta T \approx 9,6$ K

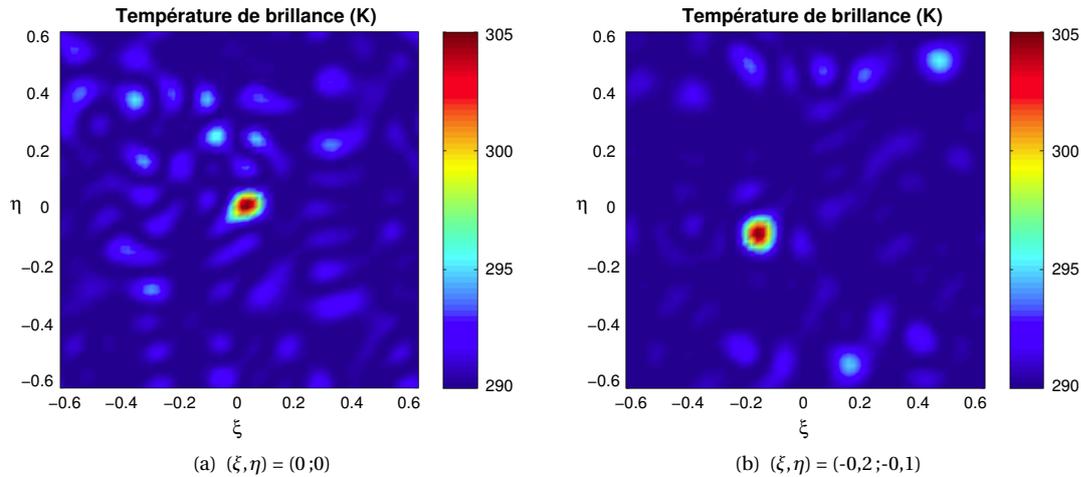


FIGURE 6.33 *Température de brillance pour une source de bruit située à 2 positions et à 2 m du système de mesure*

de dynamique de mesure du système est flagrant et le contraste de température est très faible. Cette limitation importante du système actuel est essentiellement due à la faible bande passante ( $B_{RF} = 10$  MHz) qui limite fortement les performances en terme de sensibilité.

## V Contributions et perspectives

Cette activité permet de montrer la possibilité de réaliser des systèmes passifs, bas-coûts et temps réels pour assurer des activités de sécurité et en particulier pour détecter des objets cachés sous certaines conditions de contraste entre l'objet et le »fond de scène « pour une détection efficace. La technique de synthèse d'ouverture interférométrique montre qu'il est possible d'atteindre des performances (résolution en particulier) compatibles avec celles attendues. L'originalité du travail de prototypage réside dans la stratégie mise en place pour limiter le nombre de chaînes de réception tout en gardant les performances d'un réseau d'antennes plein. La réalisation d'un prototype en bande Ku montre que l'approche théorique est valide.

Cette activité de recherche est riche de possibilités. J'en retiens essentiellement deux. La première est d'étendre le concept actuel vers un système proposant une bande passante RF plus importante. Cette extension permet alors d'atteindre des sensibilités radiométriques rendant notre système opérationnel. La seconde est complémentaire et propose d'utiliser le rayonnement ambiant comme source de puissance et de mesurer la réflectivité du rayonnement ambiant sur un objet. Cette mesure s'articule autour d'activités liées à la corrélation de bruit.

## 6.5 Conclusion

Dans ce chapitre, j'aborde les notions de traitement du signal permettant d'extraire de l'information de position de contributeurs lorsqu'ils sont soit éclairés par une source extérieure soit sources de rayonnement eux-mêmes. De même, les grandeurs d'intérêt sont différentes entre le signal diffracté et la température de brillance. Le traitement du signal que j'aborde ici est essentiellement celui appliqué au signal radar et le but est de pouvoir discriminer en espace les sources d'énergie rétrodiffusantes. La technique utilisée est la synthèse d'ouverture. Outre l'utilisation de la largeur de bande d'un signal émis et l'opération de filtrage adapté associée pour obtenir une bonne résolution dans l'axe de propagation de l'onde électromagnétique, la diversité spatiale du capteur ou de la cible lors d'un mouvement de l'un ou de l'autre, est mise à profit pour focaliser le signal rétrodiffusé par les contributeurs constituant la cible. Un autre aspect aborde aussi la diversité spatiale par la commutation d'éléments rayonnants. Lors de ces activités de recherche, nous proposons aussi des traitements annexes permettant d'améliorer encore les performances des systèmes basés sur la synthèse d'ouverture.

Ce chapitre présente une part importante de mes activités actuelles de recherche et se trouve être aussi les plus proches de mes centres d'intérêt lors de ma thèse. Toutefois, j'ai pu aborder d'autres domaines liés à l'imagerie radar. Ces domaines ont la particularité qu'ils traitent de l'information contenue dans une image radar sans avoir à se pencher sur le traitement radar qui a généré ces images. Ces activités sont aux portes du traitement d'images.

## Chapitre 7

# Jusqu'à l'imagerie radar.

### 7.1 Introduction

Après traitement du signal radar, le résultat obtenu concerne la répartition spatiale de l'énergie soit rétrodiffusée par la scène illuminée (cas d'un radar actif) soit diffusée par une scène observée (cas d'un système passif). L'image radar ainsi synthétisée contient des informations sur la capacité de la scène considérée à renvoyer ou envoyer une onde électromagnétique. Ces informations sont exploitables à deux niveaux. Le premier utilise la cohérence de l'onde considérée. En particulier, dans le cas d'un radar actif et en configuration monostatique, cette cohérence est largement utilisée pour exploiter l'information de polarisation de l'onde électromagnétique. Ainsi, dans le cas d'un milieu diffusant, l'exploitation des différents canaux polarimétriques permet de remonter aux caractéristiques physiques de ce milieu. Le second niveau d'exploitation de l'image radar est lié aux déformations présentes dans l'image radar et qu'il est possible d'analyser dans l'image radar. Cette analyse s'effectue sur les formes et contours. Par exemple, pour un profil de terrain donné, l'analyse des niveaux de rétrodiffusion associés à la répartition spatiale de ces niveaux permet de remonter à une information géométrique de la surface rétrodiffusante correspondante. Mes activités de recherche abordent ces opérations de caractérisation de données physiques à partir d'un traitement du signal radar et s'apparentent à des méthodes d'inversion de paramètres radar. Ces activités ont un socle commun lié aux informations multi-incidences qui alimentent les images radar. Ces informations permettent d'aborder les phénomènes d'interaction de l'onde avec la matière afin d'apporter une diversité de résultats pouvant aider à la discrimination des milieux. Toutefois, ces activités se scindent en deux domaines bien distincts : le premier procède par une approche macroscopique et propose de retrouver des profils de hauteur à l'aide d'images radar multi-incidences. Le second aborde le problème de rétrodiffusion à l'échelle de la longueur d'onde pour déduire d'une image radar l'information de rugosité et d'humidité.

Ce chapitre se découpe en deux parties distinctes puisqu'elles sont liées à deux apports différents de l'image radar. Le premier décrit la rétrodiffusion de l'onde par la matière à l'échelle de la longueur d'onde et aborde les modèles de rétrodiffusion tenant compte des caractéristiques physiques du milieu

rétrodiffusant. Le second aborde la notion de radargrammétrie à partir de la géométrie de prise de vue du radar et des images radar en amplitude. Le point commun de ces deux aspects est constitué de la diversité d'informations obtenue par une configuration multi-incidence.

## 7.2 Imagerie radar et paramètres géophysiques [68]

### I Le contexte

Cette étude se situe dans un contexte d'inversion de paramètres géophysiques de surfaces agricoles nues : rugosité et humidité. Les caractérisations de sol sont classiquement obtenues à partir d'échantillons ponctuels obtenus par extraction manuelle et extrapolation. Des techniques de télédétection complémentaires (optique et radar) permettent d'obtenir les caractéristiques de sol à grande échelle. L'utilisation d'images SAR obtenues avec une précision métrique permet d'envisager une analyse fine des caractéristiques radiométriques du sol. Dans notre cas, nous cibons l'inversion des paramètres de rugosité et d'humidité pour des surfaces agricoles nues. Cette inversion est d'autant plus efficace qu'elle se base sur des données multi-dimensionnelles : multi-fréquentielles, multi-polarisation et multi-incidence.

Concernant les données multi-fréquentielles, le choix se porte sur une fréquence porteuse propice à la pénétration de l'onde dans le sol (humidité) tout en gardant une sensibilité à l'échelle de la longueur d'onde (rugosité) : choix de la bande C [167, 168] correspondant à une longueur d'onde entre 3,9 cm et 7,5 cm. La largeur de bande associée (de 4 à 8 GHz) nous permet d'envisager une résolution en distance compatible avec les applications de télédétection.

Les données en multi-polarisation informent sur le comportement électromagnétique de cibles ponctuelles ou de zones étendues. L'étude de la corrélation entre canaux polarimétriques peut séparer les effets de rugosité et d'humidité du sol sur le signal rétrodiffusé [169]. De plus, des paramètres spécifiques de description du sol (double-rebond et diffraction volumique) s'expriment à l'aide de paramètres polarimétriques [170]. Enfin, il est possible de lier spécifiquement des paramètres de rugosité et d'humidité du sol à des caractéristiques issues de l'analyse polarimétrique de la réponse radar [171].

Enfin, les données multi-incidences constituent une possibilité de discrimination supplémentaire des caractéristiques du sol et améliorent la précision de détermination des données [172]. Cette capacité est soumise à certaines contraintes et, en particulier, la faible variation temporelle des paramètres mesurés (ici, rugosité et humidité). Si cette contrainte est difficile à tenir pour des systèmes satellitaires, nous proposons pour notre étude, un protocole de mesures permettant d'être le plus précis possible concernant l'état des zones étudiées. Il existe de nombreuses études liées à l'analyse de l'influence de l'angle d'incidence. Le choix retenu est un modèle de comportement multi-angulaire simple, semi-empirique, robuste et validé : le modèle de Oh (versions de 1992 [167] et de 2004 [173]) afin de retrouver les états de rugosité et d'humidité de sols nus. Nous cherchons alors à améliorer la robustesse de l'extraction des paramètres physiques au travers de deux approches

1. l'utilisation de données multi-angulaires d'une zone et acquises par le capteur satellitaire Radarsat-2 (RS2) (figure 7.1(a)) à partir de desquelles nous mesurons les données terrain (humidité et rugosité) en lien avec des données météorologiques.
2. l'utilisation d'un système terrestre (*Ground-Based*) mesurant les réponses polarimétriques pour un angle d'incidence évoluant le long de la fauchée (figure 7.1(b)). L'intérêt d'un tel système réside dans la totale maîtrise des conditions d'humidité et de rugosité du sol.

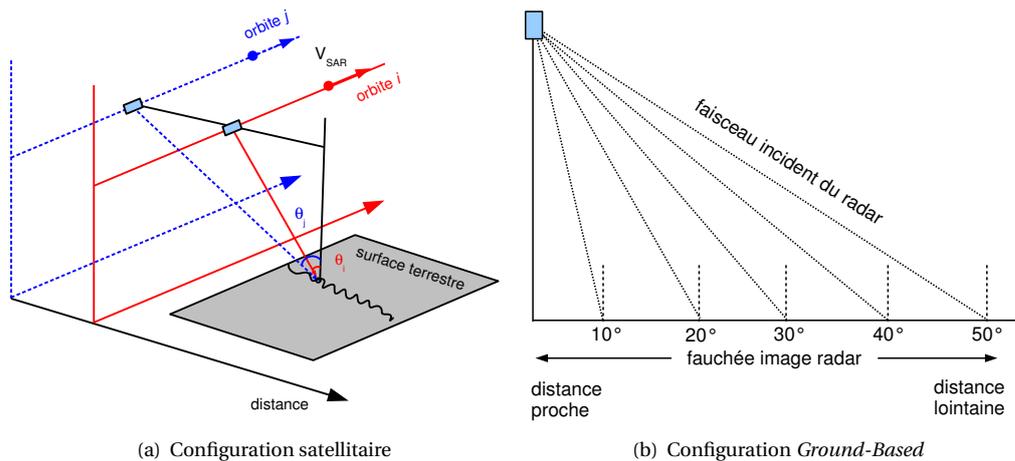


FIGURE 7.1 Différentes configurations multi-incidences

Si l'étude associée à l'utilisation d'un système terrestre se limite ici au dimensionnement d'un tel capteur (taille des cellules de résolution et angle de visée du système), l'utilisation des données RS2 permet d'étudier la sensibilité polarimétrique en considérant la rugosité et l'humidité du sol. De plus, ces données permettent de mettre en place une stratégie d'exploitation des paramètres polarimétriques pour améliorer l'extraction de la rugosité et de l'humidité.

## II Polarimétrie et paramètres physiques

Ce document n'a pas pour but de (re)formuler les relations définissant la description polarimétrique d'une onde et il est possible de se reporter à [174] pour obtenir des informations plus détaillées sur les relations liant la polarisation d'une onde électromagnétique et les paramètres physiques de la matière lorsqu'il y a interaction. Dans notre cas, les modifications alors induites sont analysées après formation de l'image SAR.

**Description de la polarisation** Dans un repère cartésien direct  $(O, \vec{x}, \vec{y}, \vec{z})$ , et dans le cas d'une propagation dans l'axe  $(O, \vec{z})$ , le vecteur champ électrique  $\vec{E}$  se décrit par l'intermédiaire de la fréquence

porteuse  $f_0 = \omega_0/2\pi$ , le nombre d'onde  $k = 2\pi f_0/c$  et les phases à l'origine  $\delta_x$  et  $\delta_y$  :

$$\vec{E}(z, t) = \begin{bmatrix} E_{0x} \cos(j(\omega_0 t - kz + \delta_x)) \\ E_{0y} \cos(j(\omega_0 t - kz + \delta_y)) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7.1)$$

Le vecteur de Jones  $\underline{E}$  et la matrice de Jones  $J$  décrivent alors la polarisation de l'onde avec :

$$\underline{E} = \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{0x} \exp(j(\delta_x)) \\ E_{0y} \exp(j(\delta_y)) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad J = \underline{E} \underline{E}^* T = \begin{bmatrix} E_x E_x^* & E_x E_y^* \\ E_y E_x^* & E_y E_y^* \end{bmatrix} \quad (7.2)$$

Enfin, la décomposition de Pauli propose une interprétation physique de la polarisation de l'onde avec le vecteur de Stokes (composantes  $g_i$ ) :

$$J = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} g_0 + g_1 & g_2 - Jg_3 \\ g_2 + Jg_3 & g_0 - g_1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \underline{g} = \begin{bmatrix} g_0 \\ g_1 \\ g_2 \\ g_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_x E_x^* + E_y E_y^* \\ E_x E_x^* - E_y E_y^* \\ 2\Re(E_x E_y^*) \\ -2\Im(E_x E_y^*) \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

Les composantes  $g_i$  sont une représentation de l'état physique de l'onde avec :

1.  $g_0^2 = g_1^2 + g_2^2 + g_3^2$ , la puissance totale de l'onde,
2.  $g_1$ , la différence d'énergie entre les composantes orthogonales de l'onde,
3.  $g_2$  et  $g_3$ , la différence de phase entre les composantes orthogonales du vecteur décrit par (7.1).

Cette onde polarisée interagit avec la matière et le résultat est décrit par l'intermédiaire de paramètres multi-dimensionnels.

**Interaction avec la matière** Ici aussi, nous proposons un condensé de la théorie polarimétrique de diffusion de l'onde afin de décrire les paramètres utilisés pour la représentation de cette diffusion. Dans un premier temps, dans le cas d'une onde plane incidente définie avec le vecteur de Jones  $\underline{E}_i$ , l'onde rétrodiffusée est décrite avec le vecteur de Jones  $\underline{E}_s$

$$\underline{E}_s = \frac{e^{-jkr}}{r} S \underline{E}_i = \frac{e^{-jkr}}{r} \begin{bmatrix} S_{hh} & S_{hv} \\ S_{vh} & S_{vv} \end{bmatrix} \underline{E}_i \quad (7.4)$$

La matrice de diffusion  $S$  permet de définir une représentation de l'interaction de l'onde polarisée avec la matière : les éléments  $S_{hh}$  et  $S_{vv}$  représentent l'information de co-polarisation et les éléments  $S_{hv}$  et  $S_{vh}$  l'information de polarisation croisée. Toujours en condition de champ lointain, la matrice  $S$  conduit à l'expression de la surface équivalente radar (SER) d'une cible  $\sigma_{qp}$  ou de la SER moyenne par

unité de surface  $A_0$ ,  $\sigma_{qp}^0$  avec

$$\sigma_{qp} = 4\pi|S_{qp}|^2 \quad \text{et} \quad \sigma_{qp}^0 = \frac{\langle \sigma_{qp} \rangle}{A_0} \quad (7.5)$$

La décomposition de Pauli est largement utilisée pour représenter l'information de polarisation dans une image SAR. La matrice  $S$  (équation (7.4)) se décline suivant trois éléments

1. la matrice  $S_s$  pondérée par le coefficient  $\alpha = (S_{hh} + S_{vv})/\sqrt{2}$  et représentant une diffusion simple rebond (exemple de sols nus),
2. la matrice  $S_d$  pondérée par le coefficient  $\beta = (S_{hh} - S_{vv})/\sqrt{2}$  et représentant une diffusion double rebond (exemple d'une zone urbaine),
3. la matrice  $S_v$  pondérée par le coefficient  $\gamma = \sqrt{2}S_{hv}$  et représentant des diffusions multiples (exemple de la végétation),

et nous avons

$$S = \alpha S_s + \beta S_d + \gamma S_v \quad (7.6)$$

Par l'intermédiaire d'une image de type RGB, la représentation de Pauli est une image représentant les intensités  $|\alpha|^2$ ,  $|\beta|^2$  et  $|\gamma|^2$  et qui correspondent aux phénomènes physiques d'interaction onde-matière. Un exemple d'une image de Pauli est décrit sur la figure 7.2 représentant deux extraits de la zone d'étude, observés sous des angles d'incidence différents et à des dates de prise de vue différentes. À partir de ces

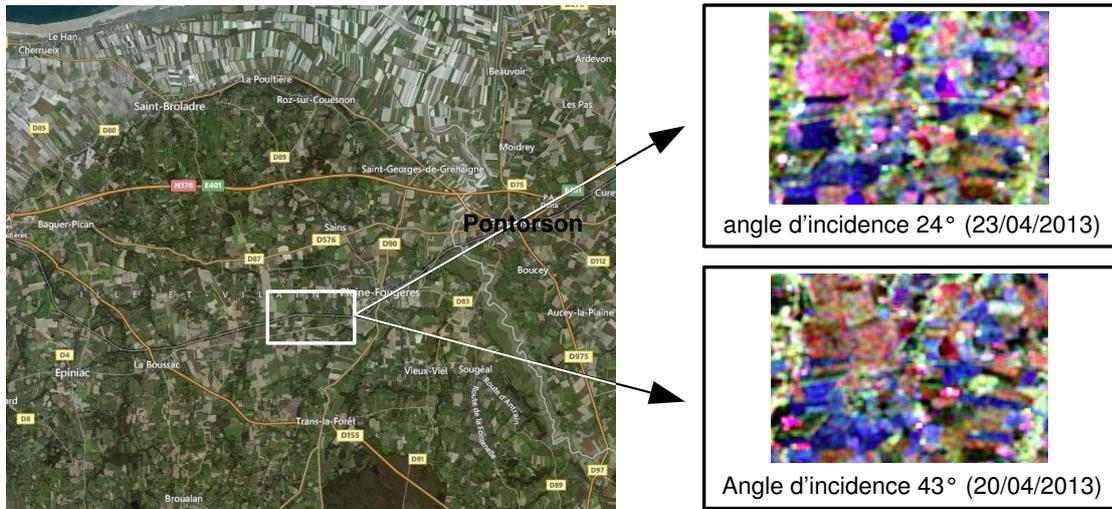


FIGURE 7.2 Comparaisons de deux images SAR RS2 Pauli RGB à deux angles d'incidence (double rebond (rouge), volume (vert) et simple rebond (bleu)).

images SAR dont chaque pixel contient une information de type polarimétrique, nous décrivons les procédures d'inversion de paramètres de rugosité et d'humidité. Ces procédures sont basées sur deux configurations de mesure permettant d'obtenir des images SAR avec un angle d'incidence différent pour chaque image SAR (voir figure 7.1).

**Données polarimétriques utilisées** Des descripteurs polarimétriques spécifiques sont utilisés pour estimer l'humidité et la rugosité des sols.

1. Le modèle semi-empirique de Oh est basé en partie sur des modèles théoriques de diffusion [167, 173] et en partie sur des données radar mesurées en balayant largement les différentes conditions de rugosité, d'humidité, de fréquence et d'angle d'incidence. Trois paramètres sont renseignés pour le modèle de Oh : la SER moyenne  $\sigma_{HV}^0$  en polarisation croisée, le rapport de co-polarisation  $p = \sigma_{HH}^0 / \sigma_{VV}^0$  et le rapport de polarisation croisée  $q = \sigma_{HV}^0 / \sigma_{VH}^0$ .
2. La définition du vecteur de Pauli  $k_p = 1/\sqrt{2}[S_{HH} + S_{VV} \quad S_{HH} - S_{VV} \quad 2S_{HV}]^T$  nous permet de décrire la matrice  $3 \times 3$ , de cohérence  $T$  avec  $T = \langle k_p k_p^{*T} \rangle$ . Cette matrice de cohérence est décomposable en vecteurs propres  $e_i$  et valeurs propres  $\lambda_i$  au nombre de 3 et chaque doublon représente donc le phénomène de simple réflexion, double réflexion et diffusion multiple. Chaque valeur propre est normalisée par rapport à la puissance reçue (*span*) pour donner les pseudo-probabilités  $p_i = \lambda_i / (\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3)$  et définir l'entropie polarimétrique<sup>1</sup>  $H = -\sum_{i=1}^3 p_i \log_3 p_i$  ainsi que l'anisotropie polarimétrique<sup>2</sup>  $A = (p_2 - p_3) / (p_2 + p_3)$ . Enfin, chaque vecteur propre est décrit, entre autres, par l'intermédiaire d'un angle  $\alpha_i$  relatant le mécanisme de diffusion. L'angle moyen de diffusion  $\alpha$  est alors donné avec  $\alpha = p_1 \alpha_1 + p_2 \alpha_2 + p_3 \alpha_3$ <sup>3</sup>. Dans notre cas d'étude, il est possible d'utiliser l'anisotropie  $A$  pour déterminer le degré de rugosité et l'humidité est liée à l'angle  $\alpha$  et à l'entropie  $H$  [171].
3. Sous l'hypothèse de la réflexion de symétrie d'une surface, la réécriture de la matrice de cohérence permet de déterminer de nouvelles valeurs propres et nouveaux vecteurs propres. Le classement de ces nouvelles valeurs propres en fonction de l'ordre entre  $\alpha_1$  et  $\alpha_2$  permet de définir le paramètre DERD [170] quantifiant la rugosité de surface.
4. À partir de la matrice de diffusion  $S$ , le coefficient de corrélation  $\rho_{HHVV}$  entre les canaux  $HH$  et  $VV$  est essentiellement influencé par l'humidité du sol [175]. De même, la transformation de l'écriture d'une polarisation linéaire (H et V) en une écriture de polarisation circulaire (L et R) permet de lier le coefficient de corrélation  $\rho_{LLRR}$  à la rugosité de surface [175].

### III Données expérimentales

Les expériences permettant d'appliquer les procédures d'inversion sont de deux types. Le premier est lié aux mesures SAR. Ces données radar proviennent et d'expérimentations avec un système terrestre et d'acquisitions avec RS2. Les secondes expérimentations traduisent les mesures de vérité terrain à savoir humidité et rugosité.

**Mesures terrain** Pour cette activité de recherche, la validation des procédures d'inversion de données est effectuée avec les mesures des grandeurs inversées : dans notre cas, humidité et rugosité.

---

1. Cas extrêmes :  $H = 0$ , cible déterministe et  $H = 1$ , cible distribuée  
2. Pour les cas extrêmes d'entropie,  $A$  est faible  
3. Pour un sol nu,  $\alpha$  tend vers 0.

L'humidité du sol est classiquement mesurée à l'aide d'un TDR (*Time Domain Reflectometry*) dont les électrodes ont une longueur de 3,8 cm (pénétration du sol par l'onde incidente). La zone imagée par le système terrestre ainsi que les champs de type sol nu et couverts par le passage de RS2 sont mesurés en humidité avec le TDR FieldScout-TDR300. De plus, pour obtenir des données précises d'humidité, nous effectuons une calibration du TDR par une méthode gravimétrique basée sur la diversité des sols mesurés (texture) et sur la masse d'eau réellement présente dans un volume donné du sol (évaporation). Cette procédure débouche sur une courbe globale de correction fournissant le taux d'humidité en fonction de la mesure du TDR.

La mesure de la rugosité du sol est abordée afin qu'elle puisse être déployée sur un très grand nombre de champs en un temps très limité. Notre choix se porte donc sur une méthode utilisant une chaîne [176] de longueur  $L_1$  déposée sur le profil de surface que nous voulons mesurer. Nous mesurons alors une longueur effective  $L_2$  permettant d'établir le facteur de rugosité de Saleh (*SRF*) avec  $RSF = 100(1 - L_1/L_2)$ . Ce facteur de rugosité est lié à la rugosité de la surface caractérisée par  $s$ , en cm, avec la relation empirique

$$s = A.SRF^B \quad (7.7)$$

où  $A$  et  $B$  sont des coefficients à déterminer en comparaison avec des données réelles et précises. Nous développons alors un banc de test basé sur un système laser disposé sur un rail permettant le déplacement de ce système laser au-dessus d'une zone test mesurée simultanément via la méthode de la chaîne (figures 7.3(a) et 7.3(b)). Plusieurs conditions de rugosité sont testées et un modèle de



(a) IETR (18 Juillet 2013)



(b) Monterfil (18 décembre 2013)

FIGURE 7.3 Mesures de rugosité (laser et chaîne).

régression est appliqué pour faire correspondre les rugosités mesurées avec la chaîne avec celles mesurées avec le système laser (mesure de référence) et nous obtenons  $A = 0,50715$  et  $B = 0,7867$ . Il faut garder à l'esprit que ces coefficients  $A$  et  $B$  dépendent de la longueur du maillon de la chaîne et de la pluviométrie (dans notre cas,  $L_1 = 146,5$  cm et la taille du maillon est de 2,2 cm).

La capacité de mesurer les différentes vérités terrain avec des outils et méthodes vérifiées par l'intermédiaire de données tests nous permet d'aborder la caractérisation des zones par l'intermédiaire

d'une image SAR.

**Système radar terrestre** Ce système est décrit dans la partie III, chapitre 6 et est adapté dans cette étude à une mesure polarimétrique (figure 7.4). Les caractéristiques du système pour la mesure sont

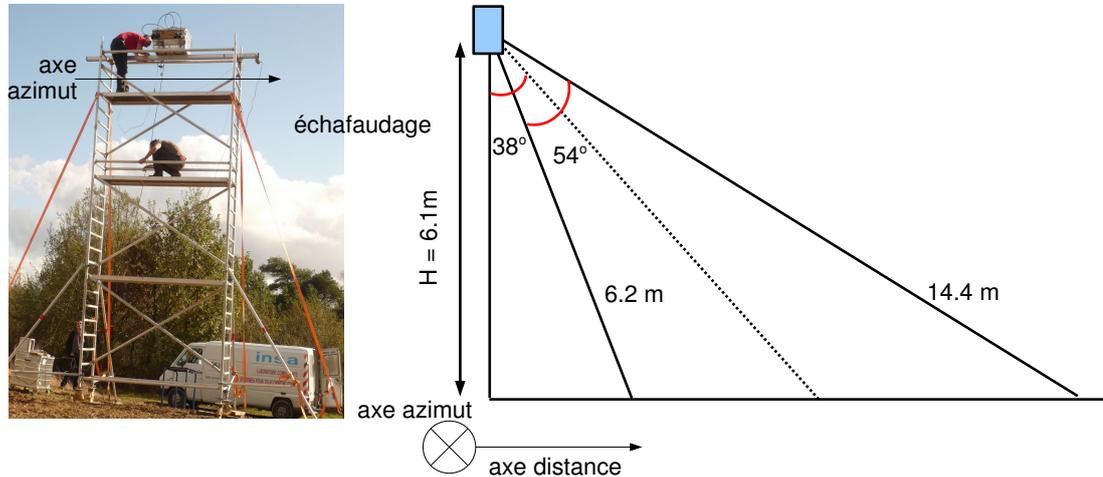


FIGURE 7.4 Configuration géométrique des campagnes de mesure utilisant le système radar terrestre

résumées dans le tableau 7.1. La focalisation SAR est effectuée à l'aide de l'algorithme de rétro-

TABLE 7.1 Caractéristiques du système SAR terrestre

polarisation	fréquence (GHz)	longueur azimut (m)	largeur de bande (MHz)	nombre de positions azimut	nombre de fréquences
full	5,4	1,48	500	100	801

projection (décrit dans la partie II, chapitre 6). Lors de cette étude, nous apportons deux contributions au traitement SAR développé et importantes dans le cas d'une mesure polarimétrique : la prise en compte des diagrammes d'antennes et la calibration polarimétrique à l'aide de cibles canoniques (trièdre) [177]. Les conditions expérimentales d'humidité (figure 7.5(a)) et de rugosité (figure 7.5(b)) sont fixées arbitrairement afin d'analyser expérimentalement l'influence de ces caractéristiques sur la signature SAR.

**Données RADARSAT-2** La zone étudiée se situe autour de Pleine-Fougères (voir figure 7.6). Les images SAR sont acquises à la fois sur des orbites ascendantes et descendantes (ce qui permet d'avoir une grande diversité d'angles d'incidence sur un faible laps de temps) sur la durée du mois d'avril 2013. Ces images SAR sont issues du mode *fine quad-polarization*, simple vue avec une résolution de 5,2 m en distance et 7,6 m en azimut et nous avons à notre disposition 3 angles d'incidence : 24° (FQ5), 31° (FQ11) et 43° (FQ24). Ces données SAR subissent plusieurs traitements avant d'être analysées.



(a) Obtention des conditions d'humidité



(b) Obtention des conditions de rugosité

FIGURE 7.5 Conditions expérimentales de mesures

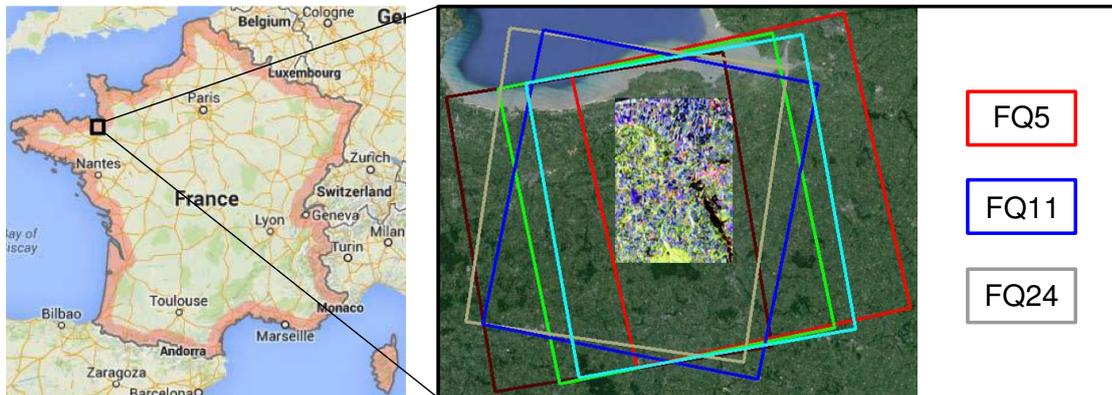


FIGURE 7.6 Images SAR RS2 multi-angulaires sur la région de Pleine-Fougères

1. extraction des données SAR et mise sous la forme de matrice de cohérence (T3) (utilisation de l'outil PolSARpro4.2),
2. application d'un filtre de speckle par application d'une fenêtre glissante (*boxcar*) de taille  $7 \times 7$  pixels,
3. ortho-rectification et passage de l'image décrite dans le plan transverse vers le plan sol (utilisation de l'outil NEST - développement ESA).

Nous remarquons que l'analyse du modèle d'élévation de terrain permet de dire que nous sommes en présence d'un sol suffisamment plat pour ne pas avoir à corriger l'effet de pente d'une zone. Les informations d'occupation des sols fournies par le laboratoire COSTEL (climat et occupation du sol par télédétection) de l'Université de Rennes 2 et les mesures de vérité terrain nous permettent d'extraire 36 champs répondant au critère de sol nu. Il faut enfin noter les conditions météorologiques (figure 7.7) pendant les mesures SAR utilisées dans cette partie d'étude que nous présentons.

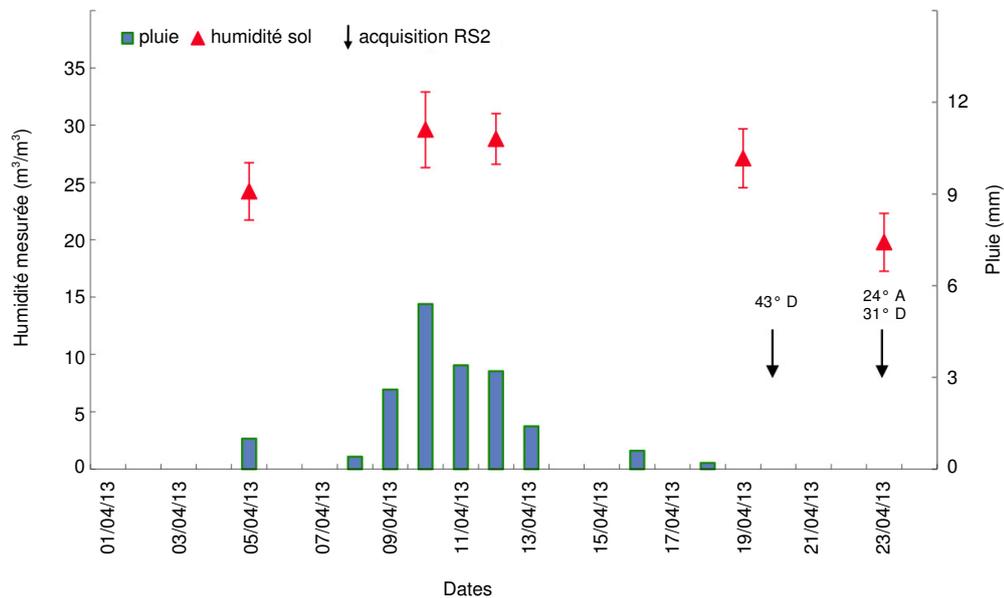


FIGURE 7.7 Évolution temporelle des mesures d'humidité volumétrique (moyenne et écart-type) et indication des périodes de pluie pendant les mesures de RS2.

#### IV Analyses des images SAR

L'analyse d'images SAR provenant de configurations et capteurs différents nous conduit à différents aspects de la diversité d'angle d'incidence et différentes exploitations de cette diversité.

**Images SAR d'un système terrestre (influence de la résolution)** Dans le cas de ce capteur, la diversité d'angle d'incidence se traduit sur une seule image SAR et nous donne accès à des caractéristiques de discrimination de rugosité. Ainsi, à humidité constante (28%), une série de différentes valeurs de

rugosité définie par  $s$  est appliquée sur la zone de mesures (figure 7.8). Pour chacune des valeurs de



FIGURE 7.8 Zone d'expérimentation pour différentes valeurs de rugosité de surface  $s$

rugosité, nous établissons l'image SAR de la zone sous test. Les exemples d'images SAR que nous obtenons (pour une rugosité *Original* correspondant à un sol peu rugueux -figure 7.8) sont décrites sur la figure 7.9 et représentent les valeurs de  $\sigma_{HH}^0$ . Une analyse en fonction de différentes valeurs d'angle

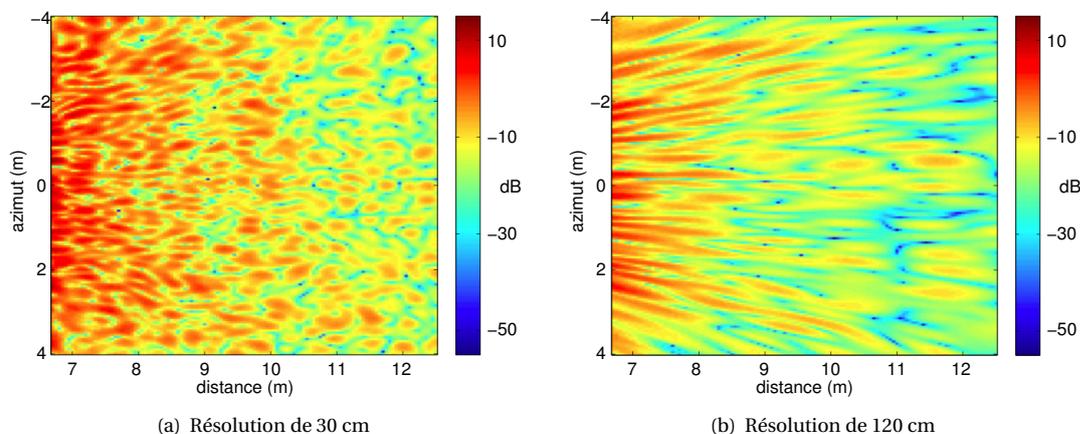


FIGURE 7.9 Image SAR calibrée et décrite en fonction du canal HH (en copolarisation) pour différentes résolutions.

d'incidence consiste à intégrer les valeurs de  $\sigma_{HH}^0$  pour chaque valeur d'angle d'incidence (angle d'incidence défini sur la figure 7.1(b)). Nous décrivons alors l'influence de la valeur de la résolution en distance ainsi que de la rugosité en fonction de l'angle d'incidence (figure 7.10). Nous pouvons effectuer une rapide analyse de ces résultats pour indiquer les influences conjointes de la résolution SAR et des

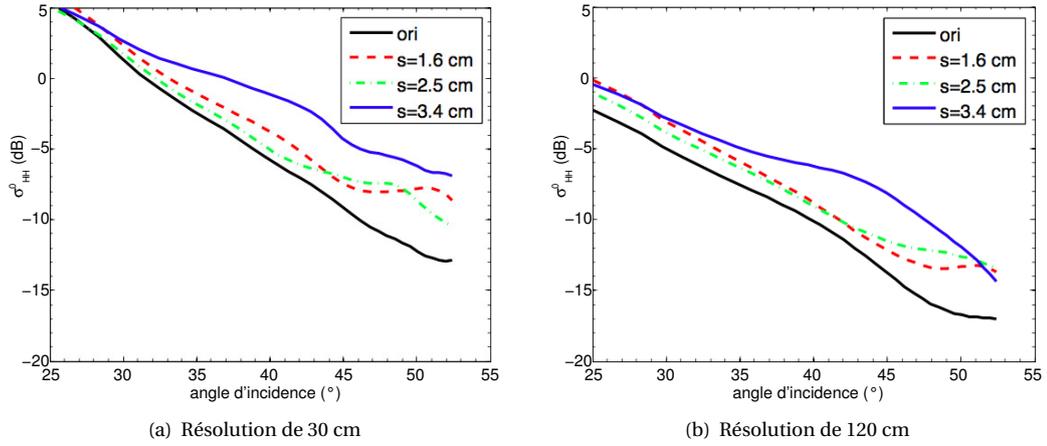


FIGURE 7.10 Description de la rugosité par l'intermédiaire de  $\sigma_{HH}^0$  en fonction de l'angle d'incidence pour différentes valeurs de résolution.

angles d'incidence. Pour des angles d'incidence faible ( $< 35^\circ$ ), il est plus simple de discriminer des valeurs de rugosité à l'aide d'images SAR à forte valeur de résolution. A contrario, il est plus aisé de séparer les rugosités avec des images SAR de faible valeur de résolution pour des angles d'incidence fort ( $> 40^\circ$ ). Cette analyse est corroborée par d'autres études [178, 179] comparant l'influence de l'angle d'incidence sur la discrimination de la rugosité en fonction de la valeur de la cellule de résolution ce qui fait de notre système terrestre d'imagerie radar un outil pouvant donner des indications lors de choix pour des configurations de missions satellitaires.

**Images RS2 (adaptation du modèle de Oh)** La mise à disposition d'images SAR satellitaires permet d'appliquer à grande échelle des procédures d'inversion de paramètres physiques des zones imagées. Toutefois, la dynamique des grandeurs physiques mesurées ne correspond pas à celle des modèles de simulation ou semi-empiriques. Il est donc nécessaire de procéder à une adaptation comportementale de ces modèles. Comme indiqué précédemment, le modèle semi-empirique de Oh modifié [173] propose une tendance d'évolution de certains paramètres dans certaines conditions. Cette partie de nos recherches consiste à modifier le modèle de Oh afin de l'adapter aux données RS2. Le modèle de Oh (version 2004) propose les relations semi-empiriques décrivant les coefficients du modèle

$$\sigma_{HV}^0 = g_1 m v^{0.7} (\cos \theta)^{2.2} (1 - \exp(m_1 (ks)^{n_1})) \quad (7.8)$$

$$q = g_2 (0.13 + \sin 1.5\theta)^{1.4} (1 - \exp(m_2 (ks)^{n_2})) \quad (7.9)$$

$$p = g_3 \left( 1 - \left( \frac{2\theta}{\pi} \right)^{0.35 m v^{-0.65}} \exp(m_3 (ks)^{n_3}) \right) \quad (7.10)$$

où  $g_i, m_i, n_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) sont les coefficients d'adaptation donné dans le tableau 7.2. Les grandeurs  $mv$  et  $ks$  représentent respectivement le taux d'humidité (en %) et la rugosité (ramenée à la longueur

d'onde). Nous comparons les données RS2 obtenues avec les données provenant du modèle de Oh

TABLE 7.2 Coefficients d'adaptation du modèle de Oh (2004) original et adapté

Modèle Coefficient	$\sigma_{HV}^0$			$q$			$p$		
	$g_1$	$m_1$	$n_1$	$g_2$	$m_2$	$n_2$	$g_3$	$m_3$	$n_3$
Valeur originale	0.11	-0.32	1.8	0.095	-1.3	0.9	1	-0.4	1.4
Valeur modifiée	0.11	-0.21	1.3	0.17	-0.71	0.75	1.15	-0.4	1.4

et des mesures de vérité terrain (voir figure 7.11). Une procédure d'adaptation du modèle de Oh 2004

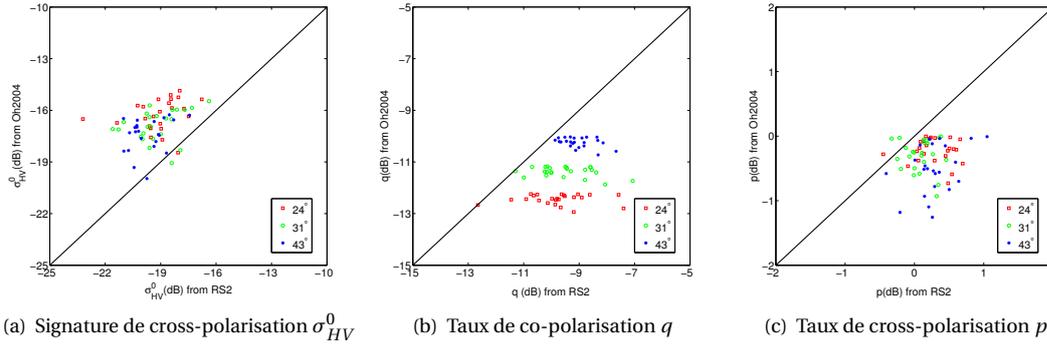


FIGURE 7.11 Comparisons des données RS2 avec celles données par le modèle de Oh 2004 à partir de l'humidité et la rugosité mesurées.

sur les données RS2 obtenues est effectuée à partir de la méthode de Levenberg-Marquardt [180] et porte sur les équations 7.10, (7.9) et (7.8). L'analyse est effectuée sur la moitié des pixels d'intérêt de l'image SAR tout en gardant l'autre moitié pour vérification. Les coefficients modifiés sont décrits dans le tableau 7.2. De la même manière, nous pouvons comparer les données RS2 avec les données provenant du modèle de Oh adapté. Pour quantifier l'effet d'adaptation du modèle de Oh aux données RS2 obtenues, nous déterminons l'erreur quadratique moyenne (*RMSE*) entre les données RS2 ( $O_i$ ) et les données simulées avec le modèle ( $P_i$ ) original ou adapté. Les comparaisons sont décrites pour chaque grandeur  $\sigma_{HV}^0$ ,  $p$  et  $q$  sur la figure 7.13. Une analyse rapide des figures 7.13(a), 7.13(b) et 7.13(c) couplée avec les relations (7.8), (7.9) et (7.10), permet d'indiquer [181] d'une part, que le modèle de Oh adapté permet de limiter l'erreur quadratique moyenne avec les données RS2 obtenues sur notre zone d'intérêt et d'autre part, que l'utilisation des paramètres  $\sigma_{HV}^0$  et  $q$  est préférable pour la caractérisation de la rugosité à des angles d'incidence élevés.

## V Procédure d'inversion de rugosité et d'humidité

Cette section décrit la procédure permettant de choisir les paramètres polarimétriques les plus adaptés à l'inversion de données. Ce choix est guidé par la plus grande sensibilité de ces paramètres à la modification de rugosité et d'humidité des sols nus étudiés dans notre cas. Ainsi l'inversion des

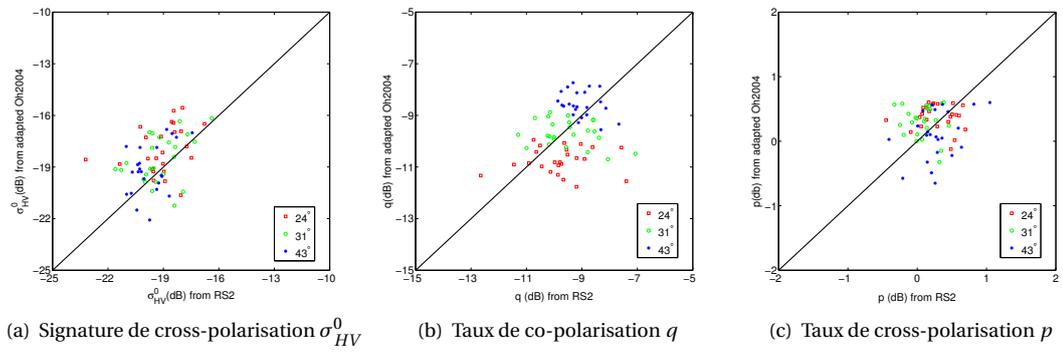


FIGURE 7.12 Comparisons des données RS2 avec celles données par le modèle de Oh 2004

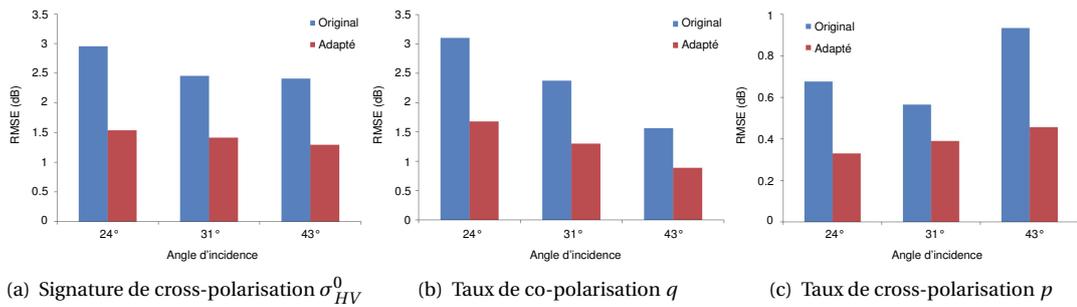


FIGURE 7.13 Comparisons des valeurs de RMSE (dB) entre le modèle de Oh original et adapté.

données de rugosité et d'humidité est effectuée à partir de plusieurs méthodes et exploitations des jeux de données. Les performances d'inversion sont quantifiées à partir des données terrain en utilisant le biais entre la valeur obtenue et la valeur mesurée ainsi que l'erreur quadratique moyenne (EQM) entre ces valeurs [182, 183, 184]. Il est à noter que, pour chaque procédure d'inversion appliquée sur une zone d'étude, la moitié des pixels sont utilisés pour l'inversion et l'autre moitié permet de vérifier la robustesse de l'algorithme.

**Analyse de la sensibilité des paramètres polarimétriques** Cette sensibilité est étudiée et analysée à l'aide du coefficient de Pearson (moment d'ordre 1 des corrélations entre deux grandeurs  $X$  et  $Y$ ) [182]. Dans notre cas, la grandeur  $X$  correspond à la caractéristique polarimétrique obtenue avec la mesure terrain et la grandeur  $Y$  celle obtenue avec les données RS2. La corrélation est évaluée à la fois avec la valeur du coefficient de Pearson  $r$  et sa signification statistique  $p$  : si  $p < 0,05$ , nous avons une correspondance significative entre le paramètre polarimétrique et les caractéristiques physiques du sol et si  $p < 0,01$ , cette correspondance est très significative [185]. Dans le cas mono-angulaire, l'analyse de la corrélation entre les paramètres polarimétriques et la rugosité permet d'extraire les paramètres significatifs à savoir  $\sigma_{HV}^0$ ,  $\sigma_{HH}^0$ ,  $\sigma_{VV}^0$ , DERD,  $\rho_{HHVV}$  et  $\rho_{LLRR}$ . Dans le cas multi-angulaire, l'étude est menée à partir de deux paramètres  $\Delta_{HH}$  et  $\gamma_{HH}$ . Le premier paramètre correspond à une différence de niveaux de rétrodiffusion pour deux angles d'incidence différents et se décrit avec  $\Delta_{HH} = \sigma_{HH}^0(\theta_1) - \sigma_{HH}^0(\theta_2)$ . Une fonction polynomiale d'ordre 2 [186] associée à une fonction exponentielle paramétrée par la rugosité [187] nous permet de décrire une expression de  $\Delta_{HH}$  avec :

$$\Delta_{HH} = m_1(\cos\theta_1 - \cos\theta_2) \exp(n_1 \cdot ks) \quad [dB] \quad (7.11)$$

Le second paramètre correspond à une notion d'index de cohérence de rétrodiffusion et est basé sur une approche décrite dans [187] :  $\gamma_{HH} = \sqrt{\sigma_{HH}(\theta_1) \times \sigma_{HH}(\theta_2)}$ . De la même manière qu'avec  $\Delta_{HH}$ , nous décrivons une expression empirique de  $\gamma_{HH}$  avec :

$$\gamma_{HH} = m_2(\cos\theta_1 + \cos\theta_2) \exp(n_2 \cdot ks) \quad [dB] \quad (7.12)$$

Dans un premier temps, nous établissons les relations empiriques permettant de décrire les paramètres polarimétriques utilisables pour l'inversion des paramètres de rugosité et d'humidité (voir paragraphe II). Ces relations issues de la littérature sont décrites dans le tableau 7.3 ainsi que les coefficients obtenus par la méthode de Levenberg-Marquardt décrivant ces relations empiriques.

Dans un second temps, nous effectuons l'analyse de la sensibilité des paramètres polarimétriques mono- et multi-angulaires par l'intermédiaire du coefficient de corrélation de Pearson entre ces paramètres et la rugosité. Cette analyse est effectuée sur les paramètres mono-angulaires et se résume avec le tableau 7.4 où nous renseignons la valeur moyenne d'humidité  $\bar{n}v$  provenant des relevés effectués. Les paramètres d'anisotropie et  $\alpha_1$  ne sont pas indiqués du fait de leur faible corrélation (par comparaison avec les autres paramètres) avec la rugosité. Nous effectuons cette même analyse avec les données multi-angulaires définies par les relations (7.11) et (7.12) par rapport à des conditions

TABLE 7.3 Relations empiriques entre descripteurs SAR et propriétés du sol

Oh 2004 (original)	$\sigma_{HV}^0 = 0.11 m v^{0.7} (\cos \theta)^{2.2} (1 - \exp(-0.32(k s)^{1.8}))$ $q = 0.095 (0.13 + \sin 1.5 \theta)^{1.4} (1 - \exp(-1.3(k s)^{0.9}))$
Oh 2004 (adapté)	$\sigma_{HV}^0 = 0.11 m v^{0.7} (\cos \theta)^{2.2} (1 - \exp(-0.21(k s)^{1.3}))$ $q = 0.17 (0.13 + \sin 1.5 \theta)^{1.4} (1 - \exp(-0.71(k s)^{0.75}))$
<b>Modèle mono-angulaire</b>	
( $\theta$ faible)	$\sigma_{HH_l}^0$ (dB) = $0.10542 m v - 22.7527 \exp(-0.0188 \cdot k s) + 11.4829 \cos \theta$
( $\theta$ élevé)	$\sigma_{HH_h}^0$ (dB) = $-25.0383 - 5.4863 \exp(-0.3529 \cdot k s) + 25.0649 \cos \theta$ $\sigma_{VV_h}^0$ (dB) = $-26.9743 - 4.8984 \exp(-0.52725 \cdot k s) + 26.0972 \cos \theta$ DERD = $0.13907 \exp(-0.12371 \cdot k s)$ $\rho_{HHVV} = 0.59414 \exp(0.034441 \cdot k s)$ $\rho_{LLRR} = 0.16306 \exp(-0.099327 \cdot k s)$
<b>Modèle multi-angulaire</b>	
(sans pluie)	$\Delta_{HH} = 40.5921(\cos \theta_1 - \cos \theta_2) \exp(-0.5094 \cdot k s)$ $\gamma_{HH_1} = -6.6817(\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \exp(-0.0447 \cdot k s)$
(avec pluie)	$\gamma_{HH_2} = -6.8487(\cos \theta_1 + \cos \theta_2) \exp(-0.0741 \cdot k s)$

TABLE 7.4 Coefficient de corrélation de Pearson entre les paramètres de polarimétrie et la rugosité de surface (' --' → non-corrélation, '\*' →  $p < 0.05$  et '\*\*' →  $p < 0.01$ )

Incidence	24° A	31° D	33° A	40° D	43° D	49° A
Date	(23/04)	(23/04)	(09/04)	(13/04)	(20/04)	(05/04)
$\bar{m}v$	19.7%	19.7%	29.6%	28.8%	27.11%	24.2%
$\sigma_{HH}^0$	0.28	<b>0.64*</b>	<b>0.81**</b>	<b>0.74**</b>	<b>0.69**</b>	<b>0.83**</b>
$\sigma_{VV}^0$	0.25	<b>0.63*</b>	<b>0.71**</b>	<b>0.56*</b>	<b>0.6**</b>	<b>0.65**</b>
$\sigma_{HV}^0$	0.26	0.4	<b>0.47*</b>	0.4	<b>0.56**</b>	--
DERD	-0.21	-0.28	-0.21	<b>-0.45*</b>	-0.39	<b>-0.56**</b>
$\rho_{LLRR}$	-0.28	-0.3	-0.36	<b>-0.48*</b>	-0.39	<b>-0.41*</b>
Anisotropie A	-0.15	-0.48	--	-0.18	-0.24	<b>-0.6*</b>
$\alpha_1$	-0.14	-0.33	<b>-0.62**</b>	<b>-0.58**</b>	-0.21	-0.29
$\rho_{HHVV}$	--	0.36	<b>0.53*</b>	<b>0.66**</b>	<b>0.47*</b>	<b>0.83**</b>

d'humidité similaires (tableau 7.5). Ces tableaux nous permettent de juger de la pertinence ou non du choix de tel ou tel paramètre pour déterminer des sols nus par exemple.

TABLE 7.5 Coefficient de corrélation de Pearson entre les paramètres de polarimétrie multi-angulaires et la rugosité de surface (' -- ' → non-corrélation, '\* ' →  $p < 0.05$  et '\* \* ' →  $p < 0.01$ )

Incidence (sans pluie)	33° et 40° (A, D) (09/04) et (13/04)	33° et 49° (A, A) (09/04) et (05/04)	40° et 49° (D, A) (13/04) et (05/04)
$\Delta_{HH}$	--	-0.21	-0.23
$\gamma_{HH_1}$	<b>0.82**</b>	<b>0.87**</b>	<b>0.85**</b>
Incidence (avec pluie)	24° et 31° (A, D) (23/04) et (23/04)	24° et 43° (A, D) (23/04) et (20/04)	31° et 43° (D, D) (23/04) et (20/04)
$\Delta_{HH}$	<b>-0.5*</b>	-0.35	-0.14
$\gamma_{HH_2}$	<b>0.54**</b>	<b>0.67**</b>	<b>0.75**</b>

**Détection des sols nus** Le choix du paramètre pour détecter les sols nus se porte sur le rapport de polarisation croisée  $q$  considérant les données RS2 disponibles et confrontées avec les données terrain. Pour la période d'avril 2013, nous sommes capables de retrouver environ 84% des sols nus disponibles dans la zone d'intérêt (dans cette étude, cela représente 23 champs).

**Utilisation du modèle de Oh 2004 adapté** À partir de l'équation (7.9), nous retrouvons la valeur de la rugosité  $ks$ . Cette rugosité est ensuite injectée dans l'équation (7.8) pour extraire les informations d'humidité. Les paramètres mono-angulaires choisis proviennent de l'étude de sensibilité réalisée : la rugosité est obtenue de façon optimale en utilisant le rapport de polarisation croisée  $q$  sur une image provenant d'un angle d'incidence élevé et l'humidité est ensuite déduite de la SER moyenne en polarisation croisée  $\sigma_{HV}^0$  sur une image en angle d'incidence faible (figure 7.14). Les données

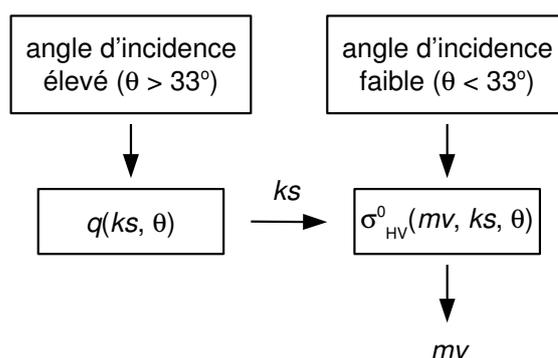


FIGURE 7.14 Utilisation du modèle de Oh adapté pour l'inversion de rugosité et d'humidité.

utilisées (avril 2013) correspondent aux mesures de vérité terrain les plus fiables et denses. Les résultats

d'inversion de rugosité et d'humidité sont décrits sur les figures 7.15(a) et 7.15(b). Mis à part quelques

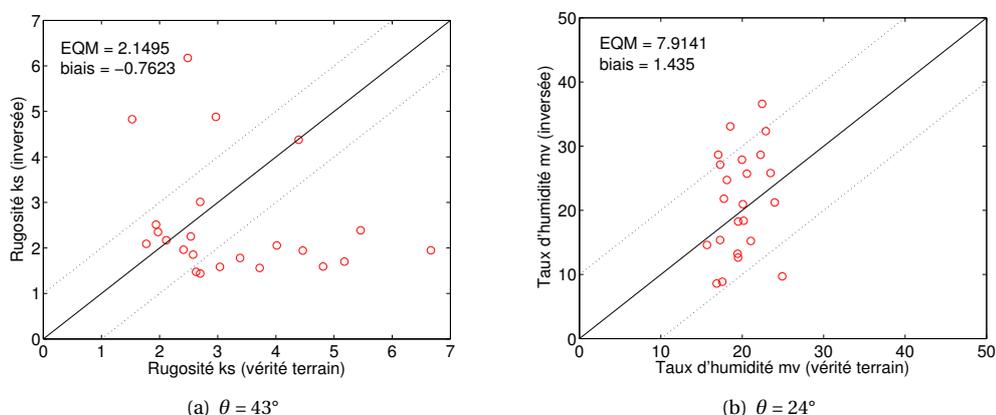


FIGURE 7.15 Inversion de rugosité utilisant le paramètre  $q$  et d'humidité utilisant  $\sigma_{HV}^0$ .

champs pour lesquels la présence d'une légère végétation sur le sol nu induit une trop forte dispersion pour l'algorithme d'inversion, la stratégie d'inversion permet de retrouver la rugosité essentiellement pour des valeurs de  $ks < 3$ . De faibles valeurs de biais sont obtenues. Toutefois, une faible dynamique des valeurs d'humidité  $mv$  induit une relative valeur importante pour l'EQM.

**Utilisation des relations empiriques (expressions mono-angulaires du tableau 7.3)** L'utilisation des relations empiriques se fait en deux étapes. La première est basée sur une approche mono-angulaire et utilisant certains paramètres polarimétriques décrits dans le tableau 7.3. Les résultats obtenus à partir des paramètres DERD,  $\rho_{HHVV}$  et  $\rho_{LLRR}$  indiquent un faible taux d'inversion. Aussi, nous choisissons d'utiliser la SER en polarisation HH ( $\sigma_{HH}^0$ ) pour des angles d'incidence élevés (détermination de la rugosité  $ks$ ) et faibles (détermination de l'humidité  $mv$ ). La stratégie d'inversion associée est décrite sur la figure 7.16. Cette stratégie est classique si nous considérons qu'un angle d'incidence faible rend les paramètres polarimétriques sensibles à l'humidité et qu'un angle d'incidence fort, sensibles à la rugosité. Les résultats d'inversion sont peu concluants avec les paramètres polarimétriques (rugosité puis humidité) mise à part l'utilisation des paramètres  $\sigma_{HHh}^0$  (angle d'incidence élevé) et  $\sigma_{HHl}^0$  (angle d'incidence faible) pour obtenir respectivement la rugosité et l'humidité en utilisant les relations empiriques décrites dans le tableau 7.3. Les résultats de la meilleure inversion sont décrits sur la figure 7.17 L'inversion de la rugosité donne de bons résultats (figure 7.17(a)) mais l'inversion de l'humidité tend à sous- estimer les valeurs estimées de l'humidité. Le problème de la faible dynamique des valeurs d'humidité demeure. Nous proposons alors une approche originale mettant à profit les mesures conjointes liées à des angles d'incidence différents.

**Utilisation de données multi-angulaires** Nous proposons deux approches multi-angulaires afin d'utiliser la combinaison simultanée de deux angles d'incidence. Les paramètres multi-incidences

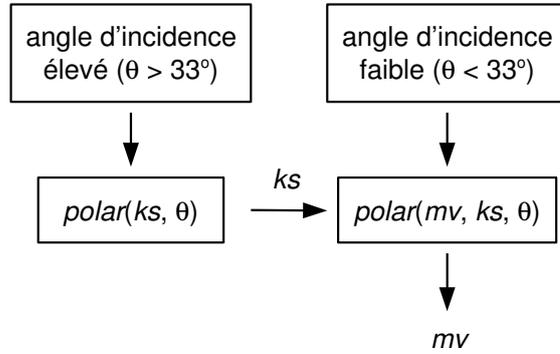
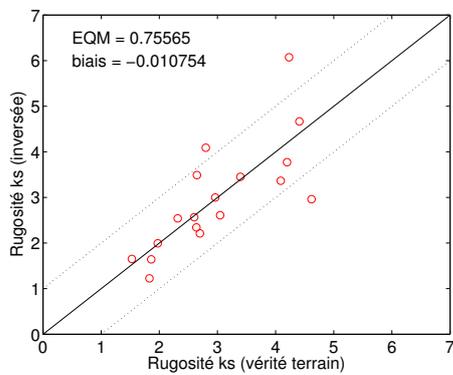
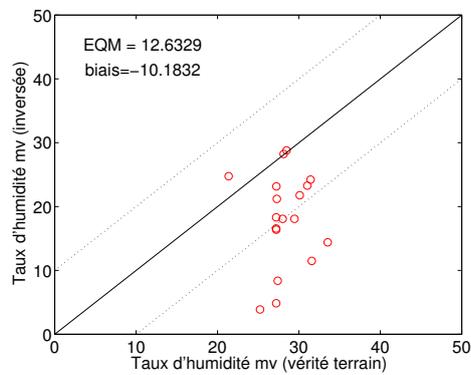


FIGURE 7.16 Utilisation des paramètres polarimétriques polar ( $DERD$ ,  $\rho_{HHVV}$  et  $\rho_{LLRR}$  et  $\sigma_{HH_h}^0$  pour un angle d'incidence élevé et  $\sigma_{HH_l}^0$  pour un angle d'incidence faible) pour l'inversion de la rugosité et de l'humidité.



(a)  $\theta = 33^\circ$  (bonne inversion de  $ks$ )



(b)  $\theta = 24^\circ$  (sous-estimation de  $mv$  : taux de 95%)

FIGURE 7.17 Inversion de rugosité et d'humidité utilisant respectivement les paramètres  $\sigma_{HH_h}^0$  et  $\sigma_{HH_l}^0$ .

sont décrits par les relations (7.11) et (7.12) et dont les coefficients sont décrits dans le tableau 7.3. Nous obtenons alors les relations empiriques nous permettant d'inverser les paramètres de rugosité et d'humidité. Toutefois, les résultats de corrélation décrits dans le tableau 7.5 nous indiquent qu'il est préférable d'utiliser le paramètre  $\gamma_{HH}$  dans la stratégie d'inversion (figure 7.18) quel que soit l'association des angles d'incidence. De même, l'humidité du sol est fortement corrélée avec la SER

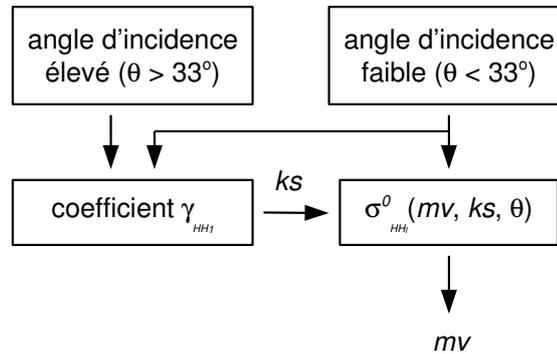


FIGURE 7.18 Approche multi-angulaire pour inversion de la rugosité et de l'humidité.

moyenne  $\sigma_{HH}^0$  pour un angle d'incidence faible (dans notre cas,  $\theta = 24^\circ$  ce qui est en concordance avec [185]).

Un intérêt de cette étude est de montrer que le choix de l'association des angles d'incidence a une influence sur le résultat et la performance de l'inversion de paramètres géophysiques. En effet, pour l'inversion de la rugosité, les résultats décrits sur la figure 7.19 indiquent clairement que les données provenant des images SAR obtenues avec des angles d'incidence de  $24^\circ$  et  $43^\circ$  sont les plus représentatives de la vérité terrain. De la même manière, nous opérons à l'inversion du paramètre

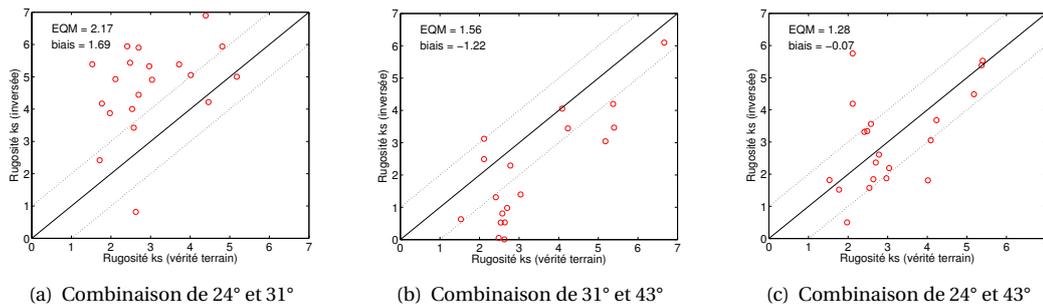


FIGURE 7.19 Inversion de rugosité à partir du paramètre  $\gamma_{HH}$  pour différentes combinaisons d'angles d'incidence.

d'humidité connaissant le paramètre de rugosité et l'angle d'incidence associé. Les résultats sont décrits sur la figure 7.20. L'examen des figures 7.19 et 7.20 nous montre clairement que le couple d'angles d'incidence ( $24^\circ$ ;  $43^\circ$ ) fournit des informations permettant d'inverser efficacement la rugosité. De

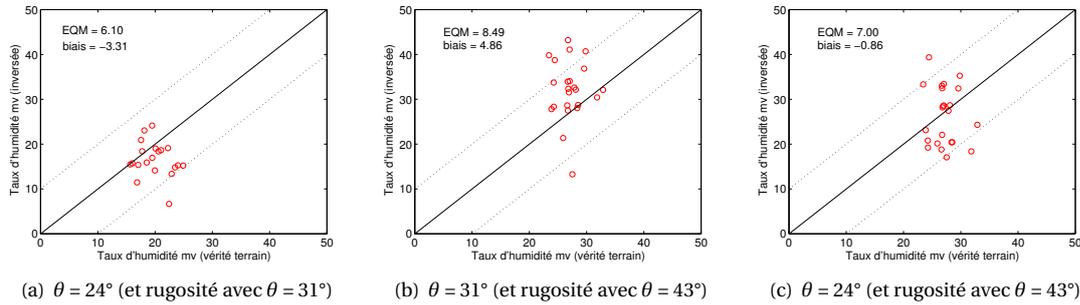


FIGURE 7.20 *Inversion d'humidité à partir du paramètre  $\sigma_{HH_i}^0$  et connaissant la rugosité avec le paramètre  $\gamma_{HH}$ .*

même, l'utilisation des données provenant de l'angle d'incidence  $\theta = 24^\circ$  avec l'information de rugosité obtenue avec les angles ( $24^\circ ; 43^\circ$ ) permet d'obtenir une information fiable de l'humidité.

## VI Contributions et perspectives

Pour la rugosité de surface et l'humidité du sol, le problème réside essentiellement dans la séparation de leurs contributions individuelles sur la signature radar. Ainsi, la multi-polarisation et des mesures multi-angulaires offrent des possibilités de séparer les contributions de la rugosité de surface et de l'humidité du sol. Cette activité de recherche est consacrée à l'étude des potentialités de données SAR polarimétrique multi-angulaire en bande C pour l'inversion des rugosité de surface et des humidités de sols nus.

Dans un premier temps, un système SAR terrestre développé à l'IETR pour lequel nous contribuons à la prise en compte du diagramme d'antenne ainsi que les étalonnages polarimétrique et radiométrique, est utilisé pour mesurer la signature de rétrodiffusion sur plusieurs canaux de polarisation et sous plusieurs angles d'incidence. De même, les conditions de sol nu sont fixées pour avoir différentes rugosités de surface et d'humidité du sol pour l'analyse de leurs effets sur la signature de rétrodiffusion. En outre, les images du SAR terrestre sont focalisées avec des résolutions différentes. Il est également montré que la puissance réfléchie diminue avec la taille des cellules de résolution. Ensuite, les effets de l'angle d'incidence sur la rugosité de surface et l'humidité du sol sont étudiés en sélectionnant les pixels à différents endroits mais correspondant à un état de sol similaire. Nous indiquons que les données SAR avec un angle d'incidence élevé sont préférables pour caractériser la rugosité de la surface. Par rapport au système terrestre SAR, les données multi-angulaire RS2 sont aussi analysées pour caractériser la rugosité de surface et l'humidité du sol.

Dans un second temps, les données RS2 sont comparées au modèle de Oh et ce modèle est adapté à nos mesures. La sensibilité à la rugosité de surface est déterminée pour minimiser la divergence entre le modèle de Oh et les mesures SAR. Nous obtenons alors une diminution de l'erreur quadratique moyenne d'environ 50%. Avec cette amélioration de la description de la rugosité de surface pour les champs agricoles nus, l'adaptation des modèles décrivant  $\sigma_{HV}^0$  et  $q$  est proposée pour l'inversion de

la rugosité de surface. Des descripteurs de signatures de polarisation linéaire (HH, VV et HV), des descripteurs polarimétriques de rugosité de surface (DERD, anisotropie,  $\rho_{LLRR}$  et  $\rho_{HHVV}$ ) et des descripteurs de l'humidité du sol ( $\alpha_1$  et  $\rho_{HHVV}$ ) sont évalués pour estimer les caractéristiques du sol sous différents angles d'incidence. Les résultats démontrent que l'humidité du sol est plutôt corrélée, pour des faibles angles d'incidence (moins de 30°), à la signature HH qu'aux autres paramètres polarimétriques. Afin de combiner les informations issues des observations multi-angulaires, deux indicateurs multi-angulaires de rugosité de surface sont proposés pour séparer les effets de rugosité de surface à partir des signatures reçues : différence entre deux mesures d'angle d'incidence  $\Delta_{HH}$  et paramètre multi-angulaire de rugosité de surface appelé  $\gamma_{HH}$  présentant une tolérance aux erreurs plus élevée. Nous développons des méthodes d'inversion de données (rugosité et humidité) : modèle de Oh adapté où nous concluons que la diversité angulaire donne de meilleurs résultats, utilisation des relations empiriques des paramètres polarimétriques à des angles d'incidence différents et  $\gamma_{HH}$  permettant une bonne inversion de la rugosité en lien avec une signature polarimétrique pour l'humidité. Dans notre étude, nous montrons que la différence des angles d'incidence doit être supérieure à 40° pour une meilleure caractérisation de la rugosité de surface.

Pour les perspectives, elles abordent deux volets. Le premier concerne le système radar terrestre pour lequel il convient de modifier les conditions géométriques afin de limiter la variation d'angle d'incidence dans une cellule de résolution. Ainsi, des études indiquant le lien entre les caractéristiques de la scène radar, la résolution et l'angle d'incidence sont possibles. Pour terminer, il est clair que l'adaptation du modèle semi-empirique de Oh serait complète en étendant la base de données mesurées RS2 et sous des conditions de valeurs plus larges d'humidité et de rugosité.

### 7.3 Imagerie radar et géométrie de prise de vue [69]

#### I Le contexte

Une des manières les plus intuitives pour extraire d'une image une information de profondeur est la stéréogrammétrie. En télédétection, à partir d'au moins 2 images obtenues d'une même zone mais prises avec des angles de visée différents, il est possible de reconstruire le modèle numérique de terrain (MNT ou DEM pour *Digital Elevation Model*) de cette zone. Dans le cadre de l'imagerie radar, plusieurs techniques utilisant au moins ces deux images permettent de reconstruire le relief d'une zone imagée : l'interférométrie, la radarclinométrie et la radargrammétrie. L'activité de recherche que nous décrivons ici concerne l'utilisation de l'amplitude des images radar pour extraction de MNT : la radargrammétrie [188]. L'idée principale repose sur l'appariement de deux images SAR obtenues à partir d'une même zone et prises sous deux angles différents. La carte des disparités ainsi obtenue et conjuguée avec la géométrie de prise de vue permet de remonter à l'information de hauteur de la zone (MNT donc). Avant d'appliquer les différentes étapes liées à la radargrammétrie, il est essentiel d'exposer succinctement les notions de déformations spécifiquement liées au radar à ouverture synthétique (prises de vue à angle d'incidence non nul) et la géométrie d'une image SAR.

**Distorsions d'une image radar** La projection d'une réalité terrain sur l'axe distance associée à une hauteur non nulle induit des déformations qu'il est possible de prévoir en fonction de la planimétrie du terrain (figure 7.21).

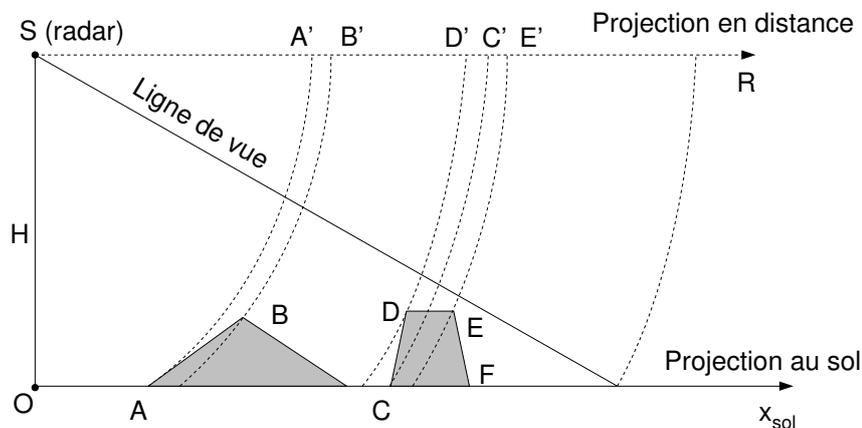


FIGURE 7.21 Phénomènes de distorsion dans une image radar.

1. Phénomène d'ombre aussi appelé effet *shadowing* et se localise sur la figure 7.21 par le segment à partir du point E', image du point E. Les zones d'ombre apparaissent aux endroits où les ondes incidentes ne rencontrent pas la surface terrestre (exemple du point F).
2. Phénomènes de compression et de recouvrement aussi appelé effet *foreshortening*. Quand une pente est orientée vers le radar, la variation de distance sol-radar [AB] sur toute sa surface sera faible (distance [A'B']) : il s'en suit que tous les points de la surface sont disposés sur une étroite bande en distance. De plus, la pente apparaît très claire sur l'image pour deux raisons. D'une part, une surface orientée vers le radar renvoie une grande partie de l'énergie de l'onde incidente vers l'antenne. D'autre part, pour un petit nombre de pixels sur l'image, la zone au sol est très grande donc le nombre de contributeurs y est plus important. Un recouvrement se produit lorsque plusieurs cibles sont imagées sur le même pixel. Ce phénomène se produit lorsque la pente du terrain est égale à l'angle d'incidence local.
3. Phénomènes d'inversion ou de repliement aussi appelé effet *layover*. Pour de fortes pentes (angle de pente > angle d'incidence local), il peut arriver que des points sur l'image radar soient inversés par rapport à leur géométrie sur le terrain (points C' et D' sur la figure 7.21). Ce phénomène est observé pour des reliefs présentant de fortes pentes.

**Informations géographiques d'une image radar** L'utilisation et l'exploitation des images radars pour la cartographie nécessitent plusieurs repères [189] :

- Le repère global (repère géodésique) et le système en vigueur est noté WGS84.
- Le repère local cartographique basé sur un méridien et un ellipsoïde de référence.
- Le repère image qui est décrit par les axes azimut et distance ( $u, v$ ). de l'image radar.

L'ellipsoïde terrestre associée au système WGS84, est définie par un demi grand axe  $a = 6378137.0$  mètres et un demi petit axe  $b = 6356752.3$  mètres. Pour un point M de hauteur  $h$  par rapport à la surface terrestre et dont les coordonnées dans le repère  $(G, i, j, k)$ <sup>4</sup> sont  $(x, y, z)$ , ces coordonnées respectent l'équation [190] :

$$\frac{x^2 + y^2}{(a + h)^2} + \frac{z^2}{(b + h)^2} = 1 \quad (7.13)$$

Un point sur une image radar à une distance  $r$  du radar, vérifie alors une équation de distance (iso-distance : sphère centrée sur le radar) et une équation de Doppler (iso-Doppler : cône Doppler de sommet représenté par le radar). L'équation d'iso-distance se formule avec [191] :

$$(x - X_S)^2 + (y - Y_S)^2 + (z - Z_S)^2 = r^2 \quad (7.14)$$

en considérant que le radar est situé en S de coordonnées  $(X_S, Y_S, Z_S)$ . De plus, si le vecteur vitesse du radar  $\vec{S}$  se décrit avec  $(\dot{X}_S, \dot{Y}_S, \dot{Z}_S)$  et dans le cas d'un angle de dépointage nul (*squint* nul), l'équation d'iso-Doppler s'énonce avec [191] :

$$(x - X_S)\dot{X}_S + (y - Y_S)\dot{Y}_S + (z - Z_S)\dot{Z}_S = 0 \quad (7.15)$$

La solution au système d'équations formé par (7.14) et (7.15) contient les points de la scène se projetant au point image M. Si nous considérons la Terre comme une géode parfaitement lisse<sup>5</sup>, l'intersection de ce point M vérifie aussi l'équation (7.13) et nous obtenons un point M de hauteur  $h_e$  unique en considérant la ligne de visée (figure 7.22).

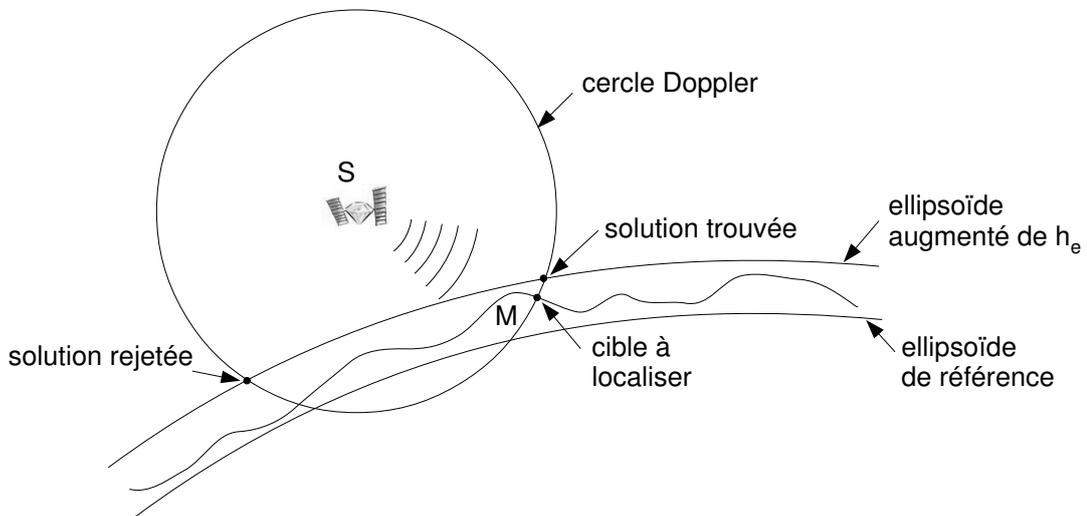


FIGURE 7.22 Intersection du cercle Doppler et de la surface de la Terre.

4. Le repère géocentrique  $(G, i, j, k)$  lié au référentiel terrestre est constitué de l'origine G, centre de la Terre, de l'axe  $i$  dirigé vers le méridien de Greenwich, de l'axe  $k$ , axe polaire dirigé vers le Nord et de l'axe  $j$  complétant le trièdre orthonormé direct.

5. la Terre ne se limite pas à une simple surface et les effets du relief conduisent à des solutions multiples, notamment dans les zones de compression.

**Principe de la radargrammétrie** Le principe central de la radargrammétrie [188] est de localiser les points de l'image radar grâce à deux trajectoires différentes de prise de vue. Les paramètres essentiels pour la méthode de radargrammétrie sont la parallaxe  $p$  et l'angle d'intersection  $\Delta\theta_v$  (figure 7.23). La base stéréoscopique  $B_S$  constitue aussi un paramètre important au regard de la qualité et de la précision de la reconstruction du MNT [192]. Dans notre activité de recherche, nous considérons une configuration stéréoscopique de type *same-side* que nous décrivons sur la figure 7.23. La parallaxe  $p$

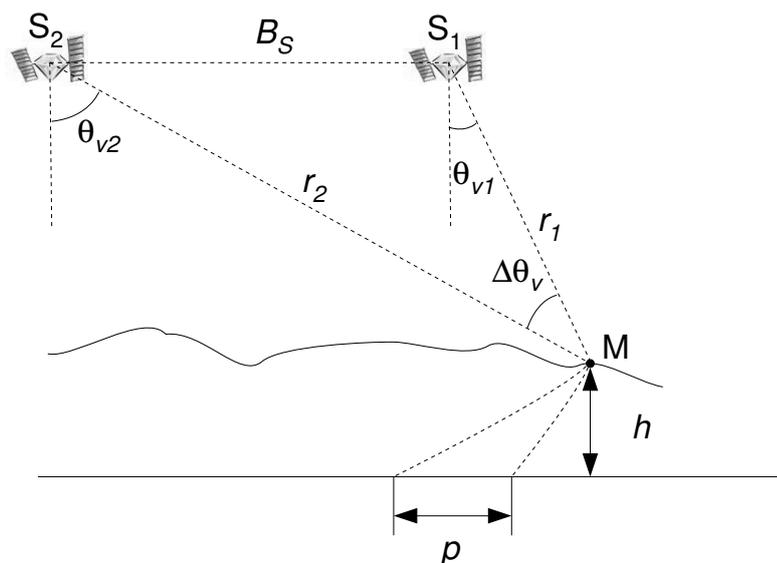


FIGURE 7.23 Définitions des paramètres de prise de vue (configuration stéréoscopique same side)

d'un point  $M$  imagé et présent sur les deux images obtenues avec les positions  $S_1$  et  $S_2$  du radar est directement liée à l'altitude  $h$ . Dans le contexte de l'imagerie satellitaire, nous avons l'expression de  $h$  dans le plan sol [193] :

$$h = \frac{p}{\cot\theta_{v1} - \cot\theta_{v2}} \quad (7.16)$$

L'angle d'intersection  $\Delta\theta_v = \theta_{v1} - \theta_{v2}$  est défini par les deux lignes de vue du radar respectivement en position  $S_1$  et  $S_2$ . Cet angle de convergence augmente avec la base stéréoscopique  $B_S$ . Pour une configuration *same-side* (figure 7.23), il faut noter qu'une grande valeur de  $B_S$  permet d'améliorer la précision du MNT reconstruit quelle que soit la configuration (*same-side* ou *opposite-side*). En revanche, une augmentation trop importante de  $B_S$  induit des fortes disparités entre les deux images SAR ce qui rend difficile l'opération de correspondance [192]. Il est donc nécessaire de trouver un compromis pour la valeur de cette base stéréoscopique.

**Étape d'appariement** Le coeur du traitement radargrammétrique est de faire correspondre deux images SAR stéréoscopiques : opération d'appariement. Le but de cette opération est de faire correspondre chaque pixel d'une image SAR dite « primaire » à un pixel d'une image SAR dite « secondaire ».

L'appariement se fait essentiellement à l'aide de techniques de corrélation dense [192, 193]. Cette mise en correspondance définit une fenêtre de corrélation autour du pixel de l'image primaire pour lequel nous cherchons le point homologue dans l'image secondaire. En imagerie radar, l'opérateur le plus efficace est la corrélation croisée normalisée et centrée (CCNC) (ou aussi *ZNCC* pour *Zero-mean Normalized Cross-Correlation*). Le résultat de cette opérateur est décrit avec le coefficient de corrélation  $\rho$  :

$$\rho = \frac{E[I_1 I_2] - E[I_1] E[I_2]}{\sqrt{V(I_1) V(I_2)}} \quad (7.17)$$

où les variables  $I_1$  et  $I_2$  représentent les amplitudes des pixels contenus dans les fenêtres d'analyse des images, respectivement, primaire et secondaire. La dimension des fenêtres d'analyse est de  $m$  pixels le long de l'axe azimut et  $n$  pixels le long de l'axe distance. L'opérateur  $E[.]$  fournit la valeur moyenne et  $V[.]$  la variance. La valeur de  $\rho$  est naturellement bornée par (-1) et (+1). Nous considérons que deux pixels de chaque image sont appairés lorsque  $\rho$  atteint sa valeur maximale. Ce coefficient  $\rho$  décrit par la relation (7.17), est calculé pour chaque position  $az_s$  et  $rg_s$  de la fenêtre de corrélation parcourant la totalité de la zone de recherche dans l'image secondaire. La disparité est alors calculée entre la position du maximum de la surface de corrélation<sup>6</sup> ( $az_s(\max)$  et  $rg_s(\max)$ ) et la position courante de la fenêtre de corrélation ( $az_r$  et  $rg_r$ ). Nous obtenons alors la disparité

1.  $disp_{az}$  selon l'axe azimut avec  $disp_{az} = |az_s(\max) - az_r|$ ,
2.  $disp_{rg}$  selon l'axe distance avec  $disp_{rg} = |rg_s(\max) - rg_r|$ ,

Ce principe, appliqué pour tous les pixels de l'image primaire, est décrit sur la figure 7.24. En fin de processus d'appariement, nous obtenons une carte des disparités, nécessaire pour la détermination des hauteurs (relation [7.16])

**Robustesse de l'appariement** Les valeurs des disparités doivent être considérées en regard d'un coefficient de confiance dans la corrélation. Si la position du maximum de corrélation est claire, nous indiquons une forte confiance pour cet appariement. En revanche, une fenêtre de corrélation présentant des faibles niveaux maximum de corrélation ou des lobes secondaires important, est attribué d'une corrélation à faible confiance et la présence de bruit plus ou moins important risque d'apporter un biais non négligeable sur la position du maximum. Ainsi, nous mettons en place des procédures permettant de rendre cette étape de corrélation plus robuste : filtrage de speckle pour radargrammétrie [194] et approche pyramidale ou multi-échelle [193]. Si l'effet du filtrage de speckle peut s'avérer bénéfique pour certains cas (zones étendues : réduction du bruit), celui-ci peut s'avérer néfaste dans d'autres cas (zones fortement structurées : extraction de contours). En revanche, l'approche pyramidale par consolidation [195, 196] consiste à réaliser une pyramide d'images de résolution croissante et une carte de disparités est obtenue pour chaque ordre de la pyramide d'images (figure 7.25). Le passage de résolution à l'ordre supérieur (vers des images de plus mauvaise résolution) se fait par l'intermédiaire d'un filtre gaussien [197]. À chaque niveau de résolution (de (a) vers (c) sur la figure 7.25), l'appariement

6. Une surface de corrélation est obtenue avec l'ensemble des valeurs des coefficients de corrélation calculés pour chaque position de la fenêtre de corrélation

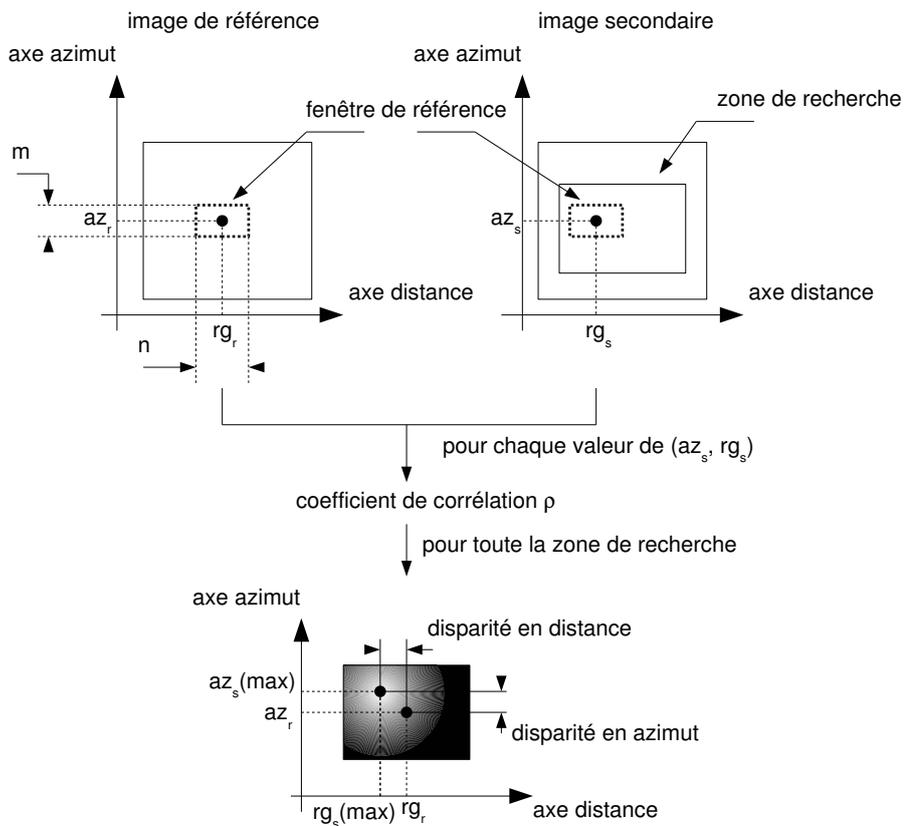


FIGURE 7.24 *Corrélation entre l'image de référence (primaire) et l'image secondaire.*

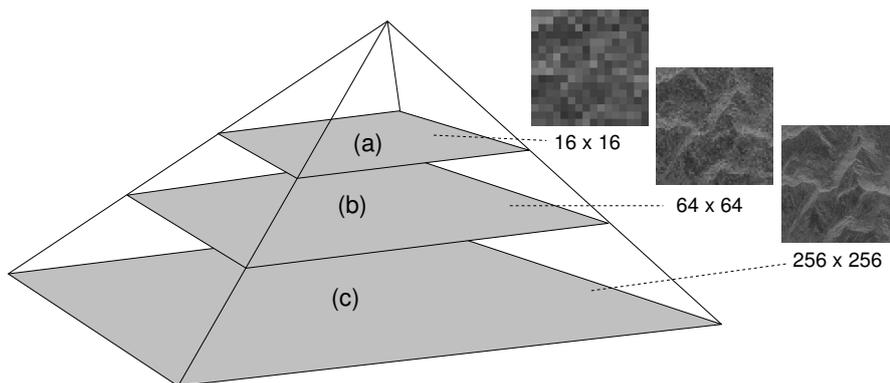


FIGURE 7.25 *Principe de l'approche pyramidale : (a) étape initiale, (b) étape intermédiaire, (c) étape finale.*

est grossièrement localisé dans une zone et s'affine au cours des niveaux. Cette technique permet aussi une forte réduction du temps de calcul.

Une autre amélioration notable de la performance de l'appariement est la prise en compte de lignes épipolaires<sup>7</sup> sur l'image secondaire à partir de la position d'un pixel dans l'image primaire. Cette contrainte épipolaire [198] permet de réduire considérablement la fenêtre de recherche lors du calcul du coefficient de corrélation. Idéalement, la recherche d'un point homologue se fait essentiellement selon l'axe distance ce qui est équivalent à une disparité en azimuth nulle. La surface de corrélation devient alors un profil de corrélation. En pratique, la recherche se fait sur au moins 3 pixels le long de l'axe azimuth pour compenser les erreurs de recalage. Cette amélioration des performances de l'appariement s'accompagne aussi de la prise en compte de points d'amer (ou points de référence) pour corriger les lignes épipolaires.

À la fin de cette étape d'appariement, les images SAR stéréoscopiques sont correctement recalées entre elles et permettent d'appliquer les équations de distance et de Doppler.

**Reconstruction du MNT** Cette étape permet de reconstruire le modèle géométrique 3D (MNT) à partir des images radar stéréoscopiques associées aux coordonnées du satellite (position et vitesse) pendant la prise de vue. Le problème consiste à trouver la solution commune des équations iso-distance (relation 7.14) et iso-doppler (relation 7.15) lorsque les images sont correctement recalées :

$$\begin{cases} (x - X_1)^2 + (y - Y_1)^2 + (z - Z_1)^2 & = r_1^2 \\ (x - X_1)\dot{X}_1 + (y - Y_1)\dot{Y}_1 + (z - Z_1)\dot{Z}_1 & = 0 \\ (x - X_2)^2 + (y - Y_2)^2 + (z - Z_2)^2 & = r_2^2 \\ (x - X_2)\dot{X}_2 + (y - Y_2)\dot{Y}_2 + (z - Z_2)\dot{Z}_2 & = 0 \end{cases} \quad (7.18)$$

où les positions  $(X_{(1,2)}, Y_{(1,2)}, Z_{(1,2)})$  et les vitesses  $(\dot{X}_{(1,2)}, \dot{Y}_{(1,2)}, \dot{Z}_{(1,2)})$  du radar sont connues. La résolution de (7.18) permet donc de reconstruire le MNT brut. Ce MNT est ensuite corrigé par l'intermédiaire de points d'amer [199] et transformé selon un système de coordonnées  $((x, y, z) \rightarrow (\lambda, \phi, h))$  avec  $\lambda$  représentant la longitude,  $\phi$  la latitude et  $h$  la hauteur. Cette transformation permet la comparaison avec des MNT de référence (type SRTM [200]). Il est aussi possible d'appliquer un filtrage de type passe-bas afin de supprimer les aberrations de reconstruction (par exemple, modification abrupte de l'information de hauteur).

Un aperçu global de la chaîne de traitement radargrammétrique que nous développons est présenté sur la figure 7.26. Si cette chaîne de traitement radargrammétrique donne des résultats satisfaisants pour des zones présentant un relief modéré, l'étape d'appariement pour des zones présentant de fortes déformations (zones montagneuses), est peu performante. Notre activité de recherche se concentre donc sur le traitement de ces zones à fort relief par l'intermédiaire d'une approche originale d'appariement basée sur un traitement multi-fenêtre.

7. Les lignes épipolaires ne présentent pas de disparités en azimuth

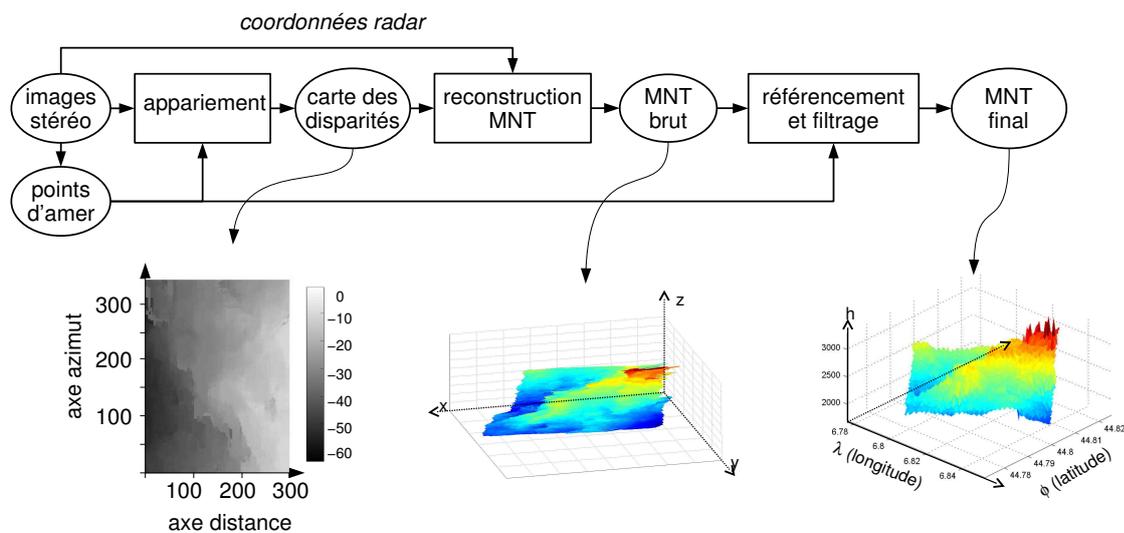


FIGURE 7.26 Description de la chaîne de traitement radargrammétrique.

## II Approche multi-fenêtre

L'analyse effectuée sur les résultats de zones à fort relief montre les mauvais résultats de reconstruction apparaissent pour des points situés dans des zones homogènes (rétrodiffusion constante) ou dans des zones à forte compression (déformation importante). L'augmentation de la taille de la fenêtre de corrélation dans le cas de zones homogènes ou la diminution de la taille de cette même fenêtre dans le cas de zones hétérogènes permet d'améliorer très sensiblement les résultats. Notre approche originale propose une combinaison des analyses de zones afin de s'adapter à la zone de travail.

**Données expérimentales** Les résultats de reconstruction de MNT sont appliqués sur des données de la mission SIR-C, enregistrées en avril 1994 et effectuant l'image des Alpes françaises. La paire d'images retenue est constituée des enregistrements dénommés « PR17310 » et « PR17429 ». La zone commune aux deux images est visible sur la figure 7.27. L'examen des cartes IGN de la région nous indique que l'altitude y varie entre 900 mètres et 3100 mètres : le relief est donc bien diversifié, alternant monts et vallées. Les images sont enregistrées le 10 avril 1994 à 06h31 pour la passe PR17429 (figure 7.28(b)) et le 12 avril 1994 à 05h34 pour le cliché PR17310 (figure 7.28(a)). Il y a donc peu de décorrélation temporelle d'une image à l'autre. Ainsi, nous évitons les différences radiométriques dues aux changements de saison (neige) et qui peuvent être importantes dans ce type de zone. Les deux images (1500 × 3000 pixels) sont obtenues avec des angles de visée de 50.1° et 35.7° ce qui donne une différence  $\Delta\theta_v$  d'environ 15° pour le couple stéréoscopique (différence suffisante pour évaluer les disparités entre les deux images dans cette zone de haut relief : erreur altimétrique pour un angle d'incidence d'environ 50°, inférieure à 20 mètres pour un angle d'intersection de 15°). La résolution en distance des images radar est de 27,1 mètres et en azimut après traitement multi-vues est de 24,8 mètres. Un filtrage de speckle (filtre de Lee) utilisant une fenêtre de 5 × 5 pixels est appliqué afin de réduire le speckle sans

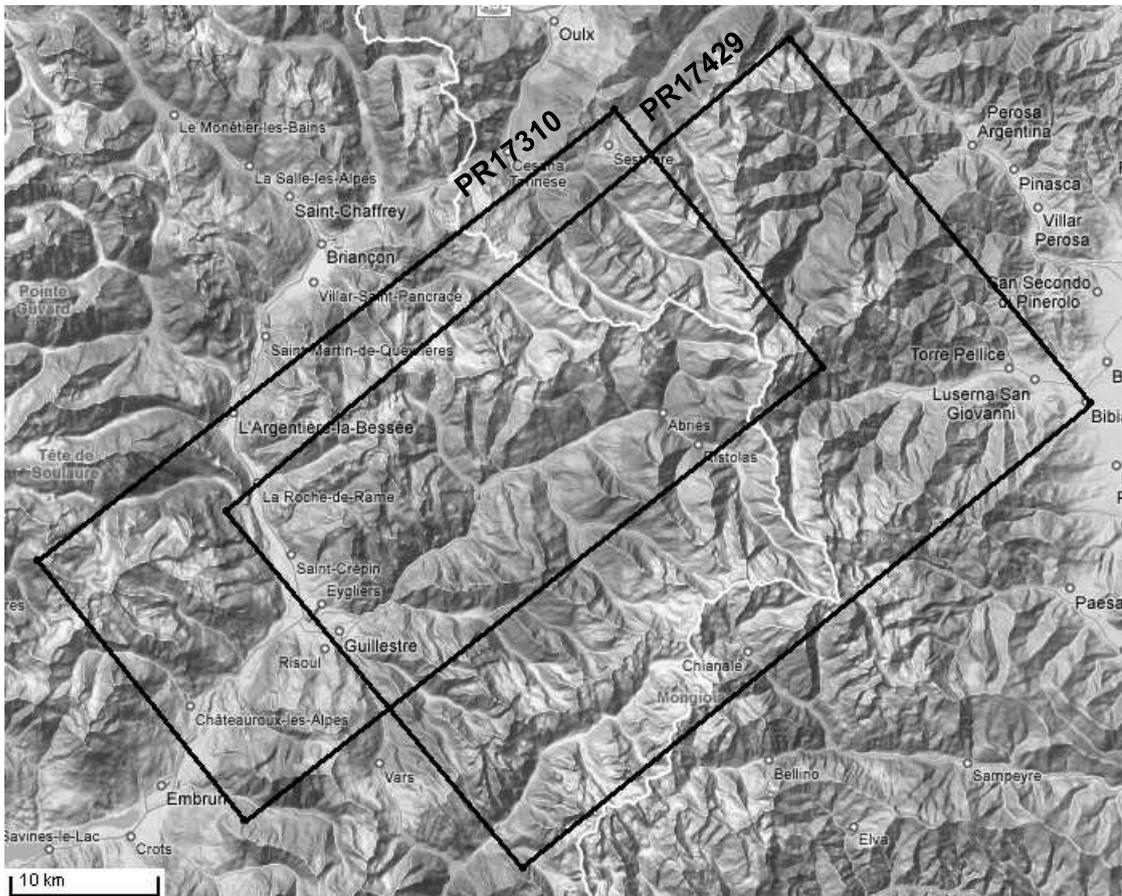
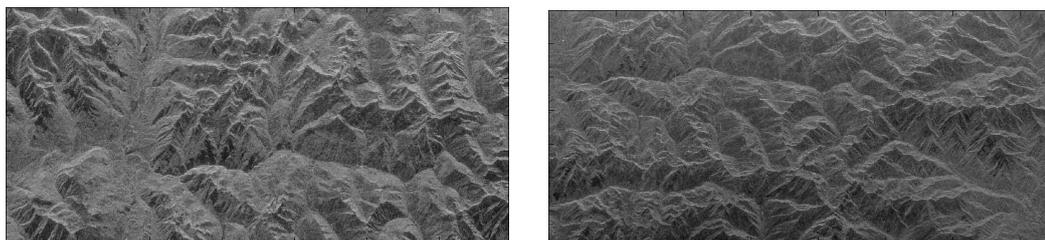


FIGURE 7.27 Carte de relief de la zone étudiée et générée par Google Maps.



(a) Image radar PR17310

(b) Image radar PR17429

FIGURE 7.28 Images radar de la paire stéréoscopique

modifier fortement les contours montagneux. L'extrait d'image radar choisi permet de présenter des zones compressées, des zones homogènes, des zones hétérogènes et des zones d'ombre (figure 7.29). L'utilisation de points d'amer nous permet de recalrer les images entre elles par l'intermédiaire de la

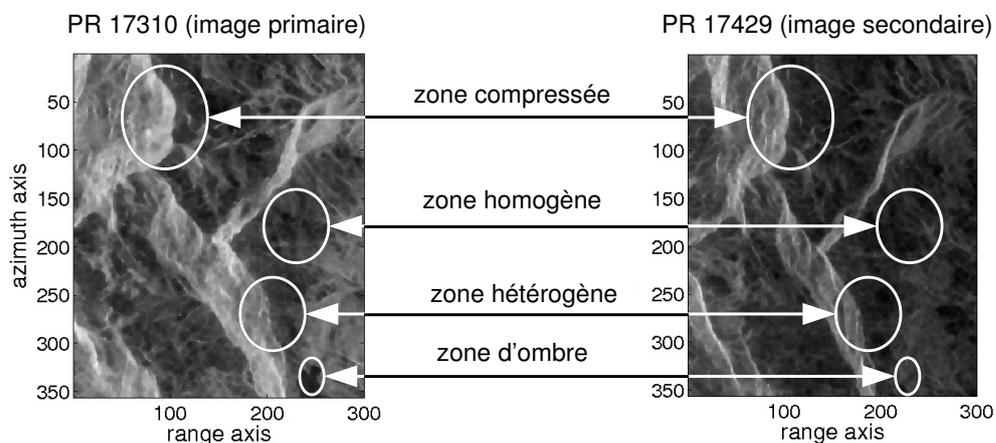


FIGURE 7.29 Zones d'étude extraites des images stéréoscopiques SIR-C

géométrie épipolaire corrigée comme montré sur la figure 7.30. À ce stade, il est possible d'étudier pré-

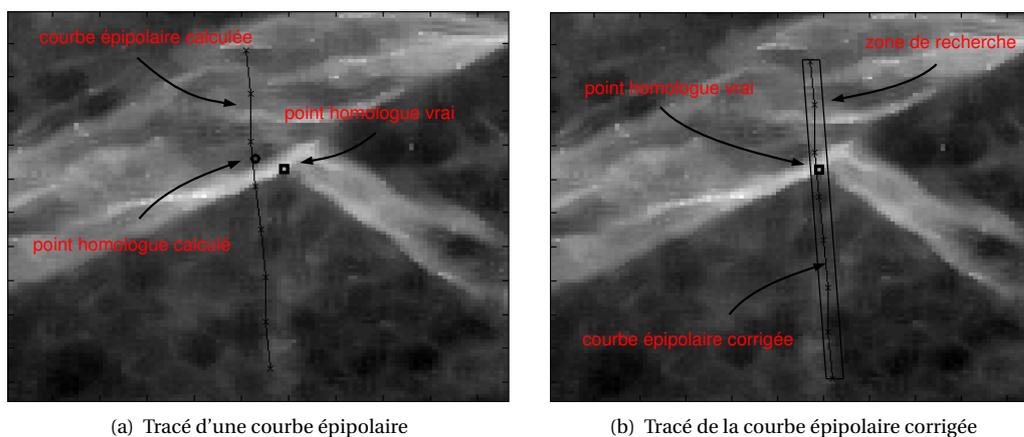


FIGURE 7.30 Exemple d'utilisation d'un point d'amer (pic de l'Agrenier) pour correction du recalage

cisément les performances atteintes par notre approche multi-fenêtres sur une zone particulièrement critique pour l'étape d'appariement : zone montagneuse présentant de fortes disparités géométriques et radiométriques. Nous proposons de décrire notre traitement radargrammétrique sur un pixel de test dont l'appariement est d'abord effectué « manuellement » (disparité de 11 pixels dans l'axe distance) afin d'évaluer les performances de notre approche. Ce traitement original est ensuite appliqué sur une zone plus étendue.

**Produit des coefficients de corrélation (méthode 1)** Une première approche de notre méthode consiste à travailler sur 4 fenêtres de corrélation dont les tailles sont  $23 \times 23$  pixels,  $19 \times 19$  pixels,  $13 \times 13$  pixels et  $7 \times 7$  pixels<sup>8</sup>. Pour chacune de ces fenêtres, un profil de corrélation est obtenu pour le pixel d'analyse considéré et ces profils sont décrits sur la figure 7.31. Les résultats correspondent

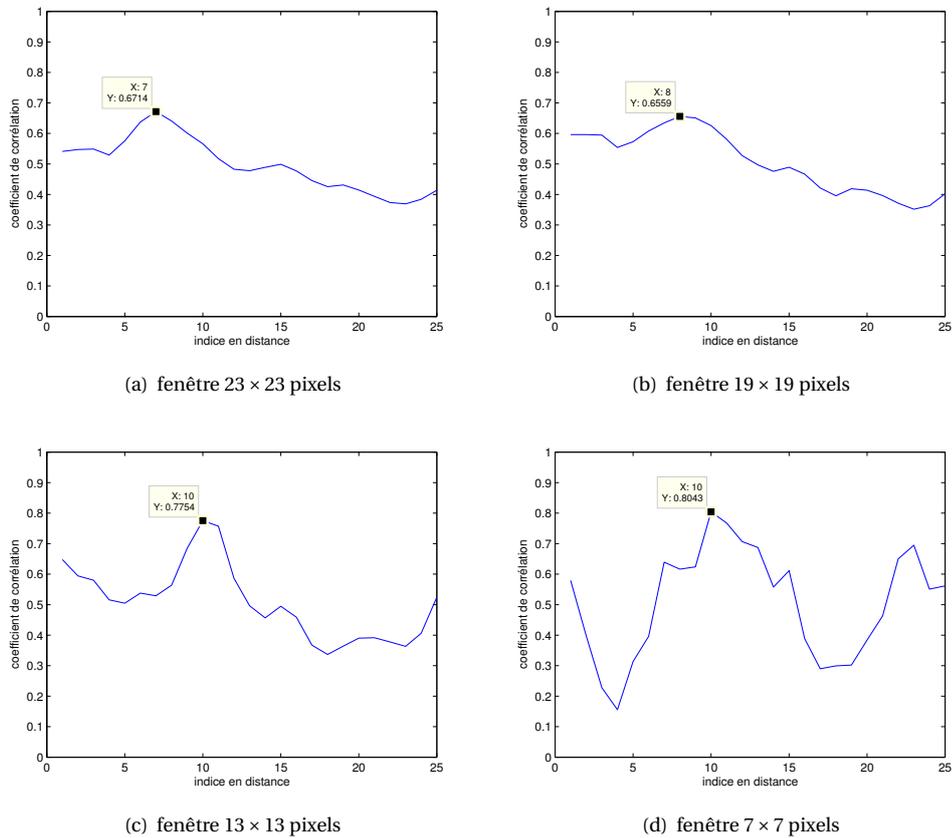


FIGURE 7.31 Méthode 1 : profils de coefficients de corrélation pour le pixel d'analyse (disparité de 11 pixels).

à l'analyse effectuée : une petite fenêtre de corrélation est précise (indice de confiance élevé) sur la position du point homologue mais fait apparaître des lobes secondaires plus importants que pour les autres tailles de fenêtre de corrélation. Notre proposition est de combiner les 4 profils en multipliant chacun d'eux (figure 7.32). Ainsi, la position du point homologue est aussi précise qu'en considérant la taille de fenêtre de  $7 \times 7$  pixels (indice de confiance élevé). De plus, le niveau des lobes secondaires est plus faible par comparaison avec le profil de fenêtre de  $7 \times 7$  pixels ce qui représente un aspect important dans la décision de choix du point homologue.

8. Une analyse plus globale indique que des fenêtres de tailles supérieures à  $23 \times 23$  pixels ou inférieures à  $7 \times 7$  pixels ne sont pas appropriées à la zone d'étude.

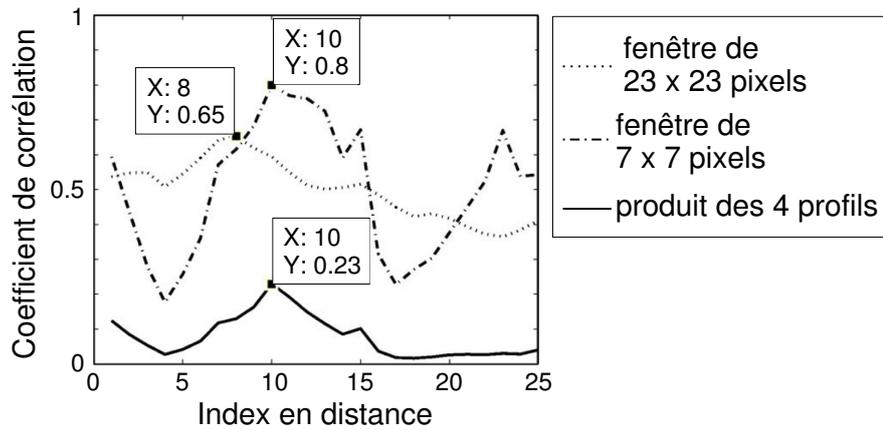


FIGURE 7.32 Profils de corrélation pour comparaison de 2 tailles de fenêtre et de la multiplication des profils provenant de 4 tailles de fenêtre

**Dilatation de la fenêtre de corrélation (méthode 2)** Le pixel de test proposé est situé dans une zone de compression qui représente un type de zone pour laquelle la reconstruction du MNT est mauvaise : un important angle d'intersection induit une forte migration en distance des pixels et donc une forte différence entre les motifs des fenêtres de corrélation. Ce phénomène est illustré sur la figure 7.33 (fenêtre primaire et fenêtre secondaire) et rend peu fiable l'opération d'appariement. Afin d'améliorer

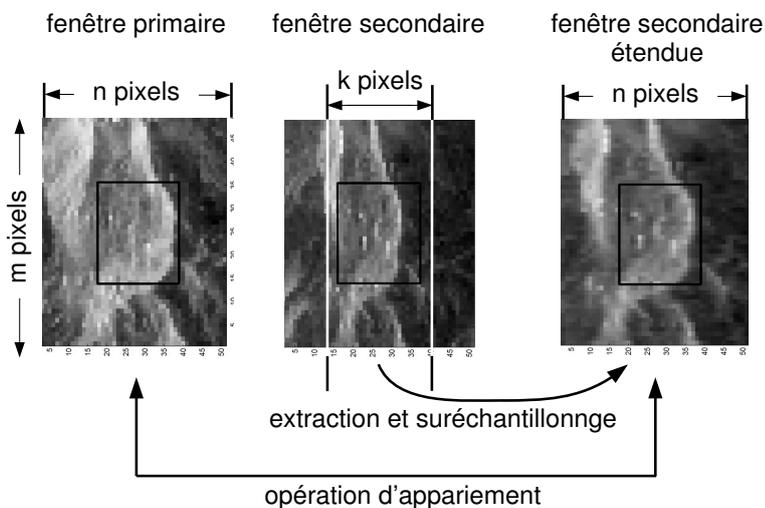


FIGURE 7.33 Exemple de procédure d'expansion de la fenêtre de corrélation.

cet appariement, la fenêtre de corrélation secondaire est d'abord extraite sur  $k$  pixels en distance et ensuite étendue par suréchantillonnage (interpolation bilinéaire) sur  $n$  pixels afin de pouvoir appliquer à nouveau l'opération d'appariement. Une inconnue subsiste quant au choix de  $k$  dont la valeur minimale correspond à un taux de compression maximal. La valeur optimale de  $k$  correspond à un

coefficient de corrélation maximal. Dans notre cas d'étude, cette valeur optimale de  $k$  est égale à 15 pour une fenêtre de corrélation de  $23 \times 23$  pixels. En effet, sur la figure 7.34, nous retrouvons pour  $k = 15$  le meilleur profil de corrélation (finesse du profil) et dont le maximum est bien situé sur le pixel 11 (pixel de référence défini précédemment). L'effet d'extension de la fenêtre de corrélation est double : la

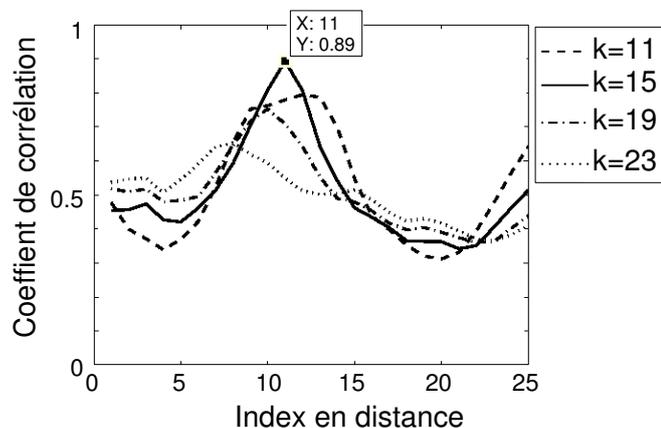


FIGURE 7.34 Profils de corrélation pour différentes valeurs de  $k$ .

position du pixel homologue est exact et l'indice de confiance associé à cette position est élevé puisque le niveau de corrélation est important par rapport au niveau des lobes secondaires. Une analyse plus élaborée du phénomène de compression nous permet d'être plus précis concernant l'obtention de la valeur de  $k$ . Nous proposons une quantification du phénomène de compression par l'intermédiaire du facteur de phénomène de compression  $k_{fi}$  avec

$$k_{fi} = \frac{1}{\sin[\theta_{vi} - \arctan(\theta)]} \quad (7.19)$$

où  $\theta$  est la pente du terrain induisant un phénomène de compression (figure 7.35)<sup>9</sup>. Puisque nous avons un angle d'incidence différent pour chaque image ( $\theta_{v1}$  pour l'image primaire et  $\theta_{v2}$  pour l'image secondaire), nous définissons alors le facteur de compression  $k_s$  dont la définition première correspond à  $k_s = k/n$ , avec

$$k_s = k_{f2}/k_{f1} \quad (7.20)$$

sous la condition d'un angle de pente de terrain constant. Ainsi, il est important de pouvoir relier la variation de pente dans une fenêtre de corrélation avec le facteur de compression  $k_s$ .

**Combinaison des méthodes 1 et 2 (méthode 3)** Nous associons les deux méthodes décrites afin de combiner les effets positifs de ces méthodes à savoir l'extension des fenêtres secondaires de corrélation pour différentes tailles de fenêtres primaires et multiplication des profils correspondant. Une comparaison des profils de corrélation est effectuée pour chacune des méthodes (figure 7.36). Il ap-

9. Le facteur  $k_{fi}$  est aussi défini avec  $k_{fi} = d/d'_i$ .

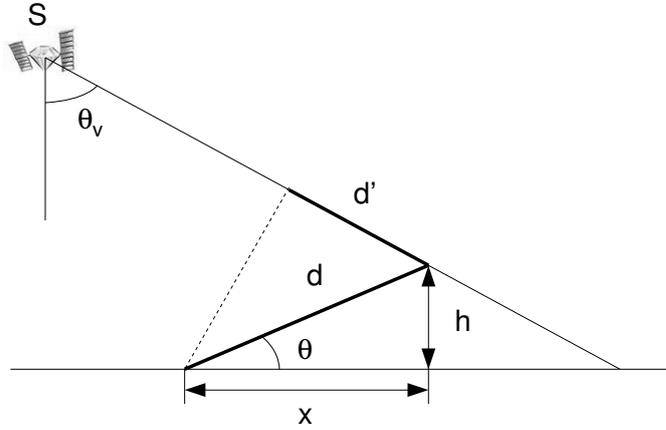


FIGURE 7.35 Géométrie du phénomène de compression.

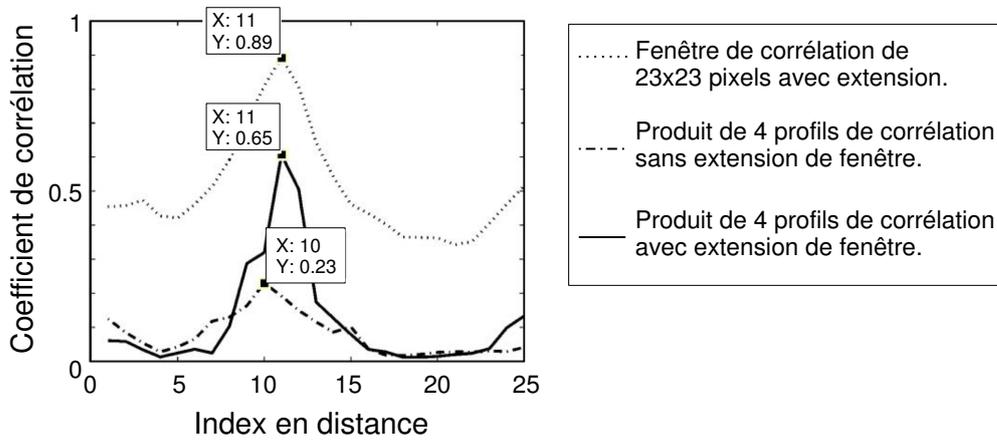


FIGURE 7.36 Profils de corrélation pour différentes méthodes d'amélioration de l'étape d'appariement.

paraît clairement que le profil obtenu avec le produit des 4 profils de corrélation utilisant la méthode d'extension de fenêtre de corrélation est la plus performante pour le pixel de test considéré.

**Application à une zone étendue** La zone considérée est celle décrite avec la figure 7.29 de 356 pixels en azimut et 300 pixels en distance. Les performances des méthodes développées sont comparées à l'aide de la mise en correspondance du MNT généré à la suite de notre chaîne de traitement radar-grammétrique avec un MNT de type STRM (Shuttle Radar Topography Mission) dont les données présentent une précision absolue en hauteur de 16 mètres [200]. Cette comparaison est réalisable grâce à un rééchantillonnage du MNT généré avec notre chaîne de traitement radargrammétrique. Afin de juger de la performance des méthodes proposées, nous calculons les erreurs altimétriques (en mètre) par simple différence entre le MNT STRM de référence et celui généré (figure 7.37). Un

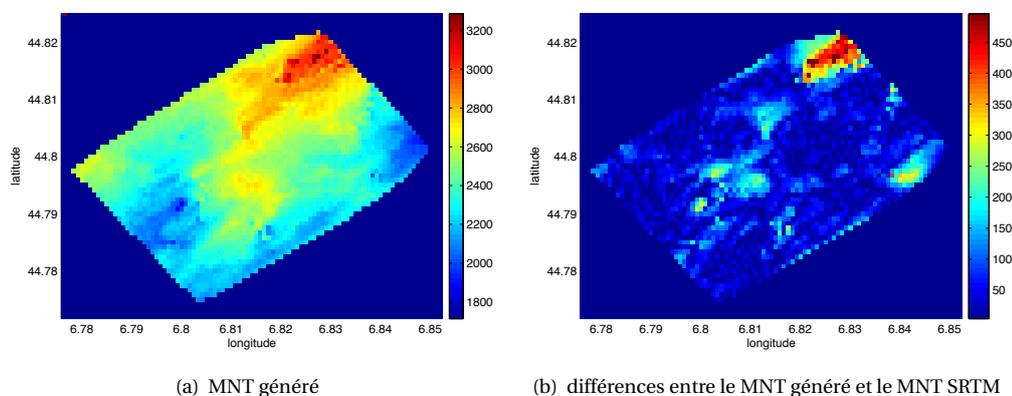


FIGURE 7.37 *MNT généré et comparaison avec le MNT SRTM dans le repère géocentrique.*

autre paramètre à prendre en compte dans l'analyse des résultats concerne les performances des méthodes aux différentes étapes de l'approche pyramidale. En effet, les erreurs de reconstruction altimétriques sont essentiellement dues à un mauvais appariement pendant la première étape. Pour les étapes suivantes, la disparité maximale est limitée surtout si la reconstruction à l'étape précédente est considérée optimale. Il faut donc retenir que l'objectif d'une bonne reconstruction altimétrique se base sur une carte de disparité grossière (étape 1 de la procédure pyramidale) mais sans erreur de localisation. Les résultats sont décrits qualitativement sur la figure 7.38 en comparant une méthode basée sur un corrélateur classique (CCNC) et les méthodes que nous avons développées. Il paraît clair que la méthode 3 fournit de meilleures performances que les autres méthodes. Une analyse quantitative corrobore cet aspect (voir tableau 7.6) et nous permet d'indiquer que la méthode 3 est la meilleure des 3 méthodes. Toutefois, l'application de la méthode 3 aux autres étapes de reconstruction pyramidale n'est pas une évidence comme le prouvent les résultats décrits dans le tableau 7.7. En effet, la méthode 2 apporte de meilleurs résultats à partir de son utilisation aux étapes 2 et 3 de la reconstruction pyramidale. Nous appliquons donc la méthode 2 à ces étapes. Nous avons alors 94,4 % de points dont l'erreur de reconstruction est inférieure à 100 mètres. Toutefois, une analyse plus fine montre les

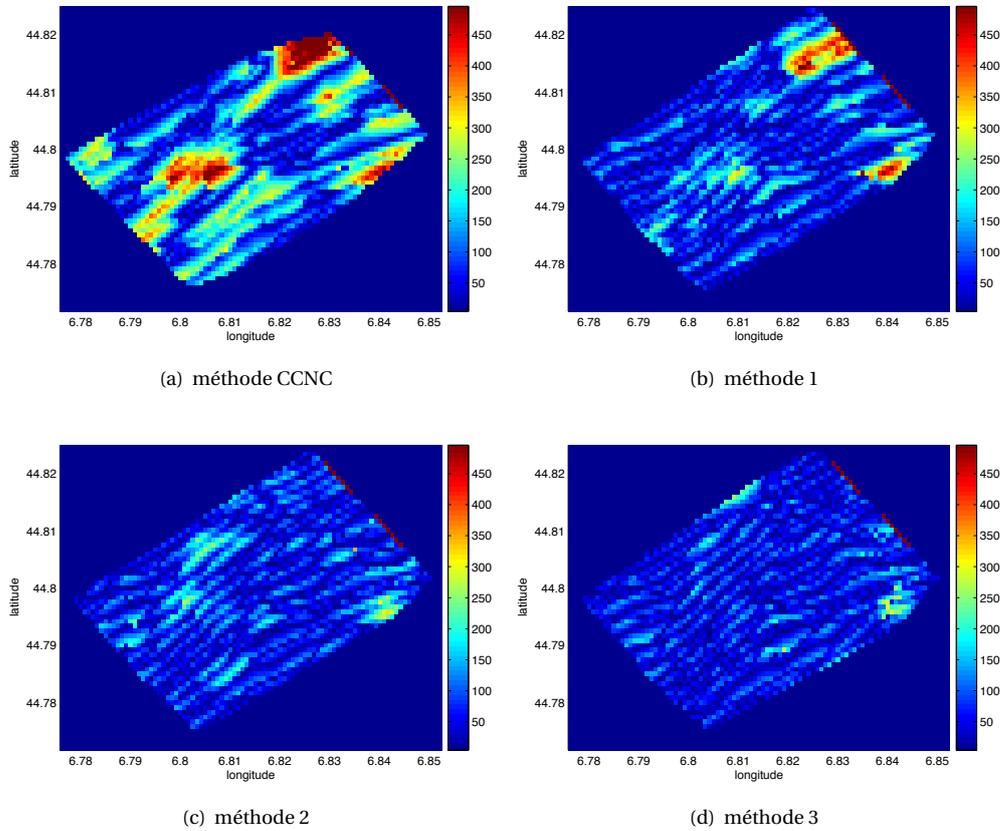


FIGURE 7.38 Erreurs (en m) entre les MNT générés et le MNT SRTM, pour l'étape 1 du traitement multi-échelle.

TABLE 7.6 Erreurs altimétriques du MNT généré lors de la première étape de reconstruction.

Méthode d'appariement	$\Delta h$	% de pixels présentant une erreur altimétrique			
		< 20m	< 50m	< 100m	< 200m
CCNC		9.0 %	20.8 %	38.3 %	70.7 %
Méthode 1		18.0 %	43.4 %	73.0 %	93.9 %
Méthode 2		20.9 %	51.4 %	84.7 %	99.1 %
Méthode 3		29.9 %	66.8 %	95.9 %	99.7 %

TABLE 7.7 Erreurs altimétriques du MNT généré lors de la dernière étape de reconstruction.

Méthode d'appariement	% de pixels présentant une erreur altimétrique				
	$\Delta h$	< 20m	< 50m	< 100m	< 200m
CCNC		32.1 %	59.8 %	80.7 %	93.5 %
Méthode 1		37.1 %	73.2 %	91.1 %	96.6 %
Méthode 2		46.9 %	85.5 %	98.0 %	100.0 %
Méthode 3		43.3 %	82.8 %	97.2 %	100.0 %

cartes de disparités générées à chaque étape peuvent manquer de régularité. Nous améliorons donc encore notre approche en appliquant une précision sub-pixellique pendant l'appariement et en filtrant (filtre passe-bas de Wiener) la carte de disparités. Cet effort est appliqué à l'ensemble des étapes de la reconstruction pyramidale. Le résultat qualitatif est décrit sur la figure 7.39 où nous comparons une carte des erreurs altimétriques en appliquant la méthode 3 à la première étape de la pyramide et l'étape 2 aux autres étapes (figure 7.39(a)) avec une carte obtenue avec la même procédure d'appariement mais en appliquant une résolution sub-pixellique et un filtrage à chaque carte de disparités obtenue (figure 7.39(b)). L'analyse quantitative de ces résultats est exposée dans le tableau 7.8. Ces résultats

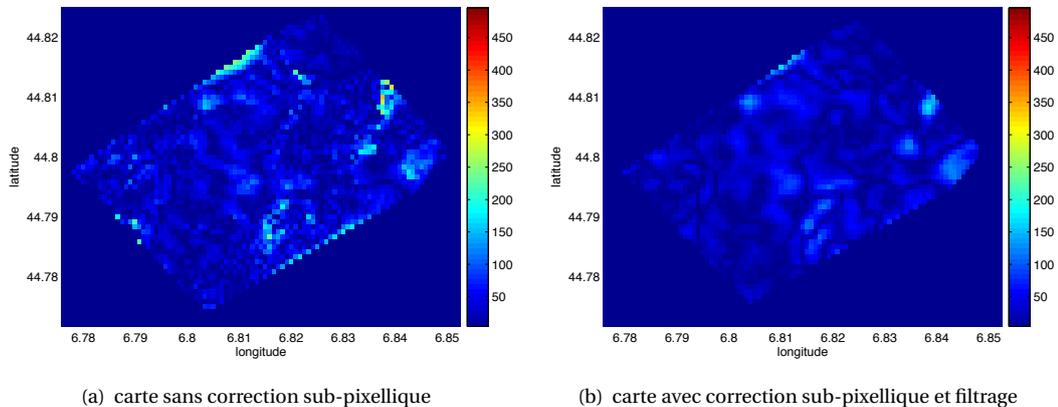


FIGURE 7.39 Evolution des erreurs altimétriques (en mètres) entre les MNT générés et le MNT SRTM.

peuvent être comparés avec des données provenant d'autres capteurs [191] et dont les résultats sont similaires sur des zones moins « contraignantes » que celle que nous avons utilisée pour notre activité de recherche sur la radargrammétrie.

TABLE 7.8 Erreurs altimétriques du MNT généré avec combinaison des méthodes d'appariement entre les étapes de reconstruction pyramidale ainsi qu'une correction sub-pixellique avec filtrage de la carte de disparités.

Étape 1	Étapes 2 et 3	% de pixels présentant une erreur altimétrique			
		$\Delta h$	< 20m	< 50m	< 100m
Méthode 3	CCNC	35.1 %	65.6 %	86.8 %	97.8 %
	Méthode 1	31.1 %	66.8 %	88.4 %	98.0 %
	Méthode 2	46.9 %	85.5 %	98.0 %	100.0 %

### III Contributions et perspectives

Cette activité de recherche correspond à une activité particulière au sein de l'équipe de télédétection de l'IETR puisqu'elle se base sur des images en amplitude pour retrouver des caractéristiques géométriques (altimétrie) de la zone étudiée. Dans un premier temps, cette activité débouche sur la réalisation d'une chaîne de traitement radargrammétrique complète afin d'obtenir des MNT de zones imagées par un système radar SAR. Diverses stratégies sont développées afin de parvenir à des performances du même ordre de grandeur pour une mission SIR-C en regard d'autres capteurs. L'intérêt majeur de cette activité est de développer une méthode originale liée à l'étape d'appariement et basée, entre autres, sur la déformation d'une fenêtre de corrélation dans l'image secondaire afin de ressembler au plus au motif de corrélation de l'image primaire. Cette stratégie s'avère très efficace essentiellement dans des zones montagneuses présentant sur une image radar de très fortes déformations (compression) et présente des performances très intéressantes lorsque des opérateurs classiques d'appariement sont inefficaces. Enfin, des raffinements supplémentaires de corrections sont apportés rendant très performante notre approche multi-fenêtres.

L'une des perspectives associée à cette activité est d'utiliser des paramètres supplémentaires d'analyse de certaines zones pouvant renseigner sur la nature de ces zones (zones homogènes, zones hétérogènes). Ainsi, l'utilisation de paramètres polarimétriques couplée avec notre approche multi-fenêtre doit améliorer la restitution altimétrique dans des zones nécessitant une analyse différente pour la stratégie d'appariement.

## 7.4 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, j'aborde les notions de traitement de l'image radar permettant d'avoir accès aux informations physiques constituant la zone radar imagée. Ces informations physiques sont liées aux caractéristiques intrinsèques de la matière rétrodiffusante : humidité et rugosité du sol. D'autres informations sont d'ordre macroscopique et concernent l'altimétrie. Ainsi, afin d'extraire ces informations, l'analyse des images radar est totalement différente. Dans un cas (analyse microscopique), nous nous attachons à analyser le comportement polarimétrique de l'onde électromagnétique pour

relier la variation de ces paramètres aux caractéristiques de la zone imagée. Pour ce type d'analyse, l'utilisation de données satellitaires permet de couvrir de larges zones étudiées mais nécessite aussi la mise en place de stratégies de mesures de vérité terrain efficaces. Nous proposons aussi une approche système terrestre permettant de maîtriser parfaitement les conditions d'expérimentation. Dans l'autre cas (analyse macroscopique), nous faisons le lien entre la géométrie d'une image SAR et les niveaux d'amplitude de cette image. Ainsi, cette approche se base sur une analyse tendant vers le traitement des images mais en la connectant surtout à la particularité radar du traitement SAR.

# Conclusion générale

Au travers de ce document de synthèse, je tente de décrire la majeure partie des activités de recherche que j'ai pu développer (et que je développe) lors de l'encadrement de doctorant et/ou la responsabilité de contrats de recherche. Chaque activité est décrite dans son contexte et donne lieu à une description des contributions et perspectives associées.

Dans un premier chapitre, la notion d'interaction entre l'onde et la matière est abordée. L'utilisation d'un code de calcul pour simuler le champ rétrodiffusé par une zone dense (zone urbaine dans notre cas) est décrite pour fournir des données d'entrée à un traitement permettant d'obtenir une image radar de cette zone. Ce premier chapitre décrit aussi l'utilisation d'un code de simulation électromagnétique pour décrire finement le champ rétrodiffusé par des véhicules en mouvement. Cette approche est cruciale pour des études paramétriques de point de fonctionnement des systèmes afin d'optimiser les performances. La notion de rétrodiffusion est aussi abordée avec une cible canonique (le dièdre) pour laquelle une association avec la théorie des réseaux réflecteurs permet de conserver le comportement électromagnétique usuel tout en modifiant fondamentalement sa structure. Dans notre cas, le dièdre est « aplati ». À la suite de ce premier chapitre, les perspectives envisagées sont dirigées vers des améliorations des développements décrits :

1. Amélioration et finesse de la simulation pour avoir une approche 3D de l'interaction des ondes avec un milieu dense (urbain) à destination d'applications de traitement du signal d'imagerie radar.
2. Amélioration des codes de calcul électromagnétique utilisés pour situer le plus finement possible la position de points ou de zones de rétrodiffusion (exemple de codes basés sur une approche itérative).
3. Développement d'applications d'augmentation de SER par des structures de géométrie quelconque mais aussi de furtivité en imaginant le concept d'augmentation de SER à « l'envers ».

Le deuxième chapitre s'intéresse à la réalisation de systèmes radar dédiés à des applications d'imagerie radar ou de détection radar. De plus, ces systèmes sont plutôt envisagés comme des « petits » systèmes. Les différentes réalisations que j'ai menées (ou que je continue à mener) sont essentiellement basées sur la technologie FMCW. Les systèmes décrits permettent donc d'effectuer une image SAR à l'aide d'un système terrestre (GB-SAR) ou de détecter des objets de faible SER (exemple des drones). Une autre approche de réalisation est liée à celle d'un système passif dans le cadre d'applications de

surveillance courte distance. Les perspectives possibles à ces activités de recherche sont nombreuses.

1. Dans le cadre des systèmes actifs, la recherche d'une plus grande portée, l'utilisation d'une plus grande bande de fréquence et l'intégration d'un système radar sur la plateforme aéroportée PIMA (acquise par l'IETR au cours de l'année 2015) sont des objectifs à plus ou moins long terme concernant ce volet de réalisation.
2. Pour les systèmes passifs, passé le stade de la réalisation de prototype en bande Ku et Ka, l'extension à une fréquence de fonctionnement plus élevée permettant ainsi une augmentation de la bande passante est une piste incontournable pour augmenter les performances de détection d'un système passif.

Le troisième chapitre aborde le thème du traitement du signal radar. Les applications sont essentiellement orientées vers l'imagerie radar et plusieurs aspects sont décrits. Le premier concerne une étude démontrant une capacité d'adaptation d'un processus SAR à une configuration particulière. Un autre aspect est plus large et s'intéresse à l'adaptation du traitement SAR à des configurations dédiées aux communications numériques. Cette adaptation traite à la fois de la configuration géométrique (MIMO) et de la mise en forme du signal émis (OFDM). Le dernier volet du traitement du signal radar est particulier puisqu'il aborde le traitement des signaux rayonnés par un corps « chaud ». Ce traitement est basé sur la synthèse d'ouverture interférométrique et permet de positionner des sources rayonnantes dans l'espace dans le cas d'un radar passif. L'originalité du travail réside dans la conception d'un système bas-coût grâce à une stratégie de placement d'antennes et de conception de réseaux d'antennes « parcimonieux ». Les perspectives liées à cette activité sont nombreuses et donnent lieu à des possibilités pour chaque volet.

1. L'adaptation du traitement SAR à des configurations particulières permet d'envisager des traitements d'imagerie pour des applications nécessitant des distances de détection courte et moyenne portée.
2. L'utilisation des concepts de communication numérique est très prometteur et, en particulier, avec les possibilités technologiques proposées tant à la réception qu'à l'émission. La mise en forme complexe des ondes émises et assurant des performances particulières est un axe de recherche à fort potentiel de développement.
3. Le thème du traitement radar passif est aussi prometteur d'axes de développement. D'un côté, l'évolution de la partie système doit permettre d'atteindre de meilleures performances de sensibilité de détection. D'un autre côté, l'approche de traitement du bruit réfléchi par une cible (corrélation de bruit) est novatrice dans le domaine des ondes électromagnétiques.

Le dernier chapitre se positionne en bout de « chaîne radar ». Il s'agit alors d'utiliser les images radar comme source d'entrée pour des traitements postérieurs. Ces traitements utilisent deux natures de l'image radar. La première s'intéresse à la nature complexe de chaque pixel de l'image radar sous conditions de maîtrise de la polarisation de l'onde électromagnétique (à l'émission ainsi qu'à la réception). Ainsi, certaines propriétés de la matière rétrodiffusante ayant un effet sur la polarisation de l'onde incidente, nous retrouvons dans l'image SAR, une trace de ces propriétés : notre contribution est

liée à la rugosité et l'humidité des sols nus en utilisant un aspect multi-incidence de l'onde émise. La seconde nature de l'image radar exploitée est plus simple car nous utilisons l'amplitude d'une image radar qui, associée à une configuration de prise de vue de type stéréoscopique, permet de retrouver une information de hauteur de la zone imagée (obtention d'un MNT). Notre analyse et contribution se porte surtout sur des zones présentant un fort potentiel d'erreurs de reconstruction (zones montagneuses). Nous extrayons des perspectives de ce volet de recherches.

1. Les relations entre les caractéristiques d'une scène radar (paramètres bio-physiques par exemple), l'influence de l'angle d'incidence et la cellule de résolution sont à étudier plus profondément en utilisant des données terrain qu'il est nécessaire d'étoffer.
2. Le thème de la radargrammétrie peut être étendu à des images porteuses d'informations plus « riches » pour identifier des informations a priori sur des zones particulièrement peu exploitables avec uniquement l'information d'amplitude.

Les domaines de recherche décrits dans ce document sont vastes et traitent des activités concernant le radar « en général ». Il est d'ailleurs intéressant de constater que le dernier chapitre rejoint le premier chapitre dans la mesure où le traitement des images radar nécessite absolument la connaissance des phénomènes physiques qui accompagnent l'interaction onde-matière. Ces phénomènes physiques donnent naissance à un signal reçu par un système radar devant être sensible aux caractéristiques spécifiques de ces phénomènes. Ces signaux reçus, porteurs d'une information traduisant les conditions particulières de mesure, sont traités afin d'extraire une précision des informations contenues dans l'onde rétrodiffusée. Le traitement de ces informations produit donc des images radar qu'il convient d'interpréter à la lumière des phénomènes physiques de rétrodiffusion. Aussi, me concernant, se déclarer expert de l'ensemble des thèmes qui sont décrits dans le présent document relèverait d'une certaine prétention que je ne souhaite pas avoir. Toutefois, le niveau des connaissances acquises m'autorise à pouvoir aborder chaque élément de la chaîne qui s'étale de l'interaction onde-matière à l'image radar. Il est à noter d'ailleurs que cet éventail de connaissances se retrouvent aussi dans les domaines liés à la formation. Enfin, il est important de noter que les compétences que j'ai pu acquérir tout au long de ces années d'activités de recherche proviennent essentiellement de l'ensemble des collaborations que j'ai eu plaisir à vivre. En espérant que ce plaisir perdure !



# Bibliographie

- [62] S. MÉRIC, G. CHASSAY, O. BÉCHU et T. TENOUX, « Using propagation prediction calculation for SAR imaging urban area », *Electronics Letters*, vol. 34, p. 1147–1149, mai 1998.
- [63] R. GIRET, *Imagerie radar par synthèse d'ouverture pour la gestion du trafic autoroutier*. Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 2003.
- [64] D. LIPUMA, S. MÉRIC et R. GILLARD, « RCS enhancement of flattened dihedral corner reflector using reflectarray approach », *Electronics Letters*, vol. 49, p. 152–154, janvier 2013.
- [65] S. MÉRIC, « Description et organisation du traitement du signal pour PoSAR ». Documentation interne, équipe de télédétection, septembre 2013.
- [66] Y. AOUIAL, *Étude et conception d'un système d'imagerie passive à courte portée basé sur la synthèse de réseau d'antennes commutables. Application dans les bandes Ku et Ka*. Thèse doctorat, Université de Rennes 1, 2012.
- [67] V. RICHÉ, *Étude et réalisation d'un système d'imagerie SAR exploitant des signaux et configurations de communication numérique*. Thèse doctorat, Université de Rennes 1, 2013.
- [68] H. WANG, *Geophysical parameter retrieval over bare agricultural fields using multi-angular polarimetric SAR datasets*. Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, mai 2014.
- [69] F. FAYARD, *Génération de MNT d'une zone montagneuse par radargrammétrie et approche multi-échelle*. Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées, février 2010.
- [70] D. MAC MANARA, G. PISTORIUS et J. MALHERBE, *Introduction to Uniform Theory of Diffraction*. Artech House, 1990.
- [71] M. KLINE, « An asymptotic solution of Maxwell's equations », *Communications on Pure and Applied Mathematics*, vol. 4, no. 2-3, p. 225–262, 1951.
- [72] J. KELLER, « Geometrical Theory of Diffraction », *Journal of the Optical Society of America*, vol. 52, p. 116–130, Feb 1962.
- [73] R. KOUYOUMJIAN et P. PATHAK, « A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface », *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 11, p. 1448–1461, 1974.

- [74] J.-F. LEGENDRE, *Étude de modèles de prédiction de la propagation basés sur la théorie géométrique de la diffraction*. Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 1996.
- [75] G. RUCK, D. BARRICK, W. STUART et C. KRICHBAUM, *Radar Cross Section Handbook*. Plenum Press, New York, 1970.
- [76] L. BOITHIAS, *Propagation des ondes électromagnétiques*. Dunod, Paris, 1984.
- [77] K. SCHULER, D. BECKER et W. WIESBECK, « Extraction of Virtual Scattering Centers of Vehicles by Ray-Tracing Simulations », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, p. 3543–3551, 2008.
- [78] J. A. STRATTON, *Electromagnetic Theory*. McGraw-Hill Companies (New York), 1941.
- [79] T. B. A. SENIOR, « Impedance Boundary Conditions for Imperfectly Conducting Surfaces », *Applied Scientific Research B*, vol. 8, p. 418–436, 1960.
- [80] B. UGUEN, *Une méthode hybride pour l'étude de la section efficace radar d'objets de géométrie arbitraire*. Thèse doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, 1992.
- [81] R. GIRET, S. MÉRIC, G. CHASSAY et C. GERVAISE, « Estimation de la vitesse linéaire d'un véhicule à partir d'un signal CW », in *XIIIe Journées Nationales Microondes*, (Lille, France), p. 567–570, avril 2003.
- [82] J.-S. LEE et E. POTTIER, *Polarimetric Radar Imaging: from Basics to Applications*. CRC Press, 2009.
- [83] L. W. STUTZMAN, *Polarization in Electromagnetic Systems*. Artech House, 1993.
- [84] R. L. FREEMAN, « Permittivity and Conductivity as a Function of Frequency », *Reference Manual for Telecommunication Engineering (from CCIR Recommendation N°527)*, p. 570–571, septembre 1979.
- [85] I. CUINAS et M. SANCHEZ, « Building material characterization from complex transmissivity measurements at 5.8 GHz », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, p. 1269–1271, Aug 2000.
- [86] R. WAHL, M. LAYH et T. EIBERT, « Wave Propagation Inside and Around Vehicles in Dynamic Time Variant Scenarios », in *Vehicular Technology Conference, 2006. VTC 2006-Spring. IEEE 63rd*, vol. 6, p. 2883–2886, May 2006.
- [87] F. WEINMANN et A. TZOULIS, « Numerical modeling results of radar signatures for large and complex targets », in *Radar Conference, 2008. RADAR '08. IEEE*, p. 1–6, May 2008.
- [88] P. POULIGUEN, R. HÉMON, C. BOURLIER, J.-F. DAMIENS et J. SAILLARD, « Analytical Formulae for Radar Cross Section of Flat Plates in Near Field and Normal Incidence », *Progress in Electromagnetics Research B*, p. 263–279, 2008.

- [89] P. CHEN, S. MÉRIC, O. LAFOND, M. HIMDI et R. EL-MAKHOUR, « Investigating the Influence of Rotating Steel Platform in the RCS Measurement of Vehicles At 22-26 GHz for Automotive Radar Application », in *European Conference on Antennas and Propagation*, (Goteborg, Suède), avril 2013.
- [90] R. HÉMON, *Calcul de la diffraction électromagnétique par une cavité de type manche à air*. Thèse doctorat, Université de Nantes, 2009.
- [91] N. YAMADA, Y. TANAKA et K. NISHIKAWA, « Radar cross section for pedestrian in 76 GHz band », in *Microwave Conference, 2005 European*, vol. 2, p. 4 pages, Oct 2005.
- [92] J. JANSSON, A. EIDEHALL et J. POHL, « Systems for Collision Avoidance in Road Vehicles », rap. tech., Final Report, IVSS Program, 2007.
- [93] I. GALLINA, G. CASTALDI et V. GALDI, « Transformation Media for Thin Planar Retrodirective Reflectors », *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 7, p. 603–605, 2008.
- [94] J.-A. MCGREGOR, E.-M. POULTER et M.-J. SMITH, « Switching system for single antenna operation of an S-band FMCW radar », *Radar, Sonar and Navigation, IEE Proceedings*, vol. 141, p. 241–248, Aug 1994.
- [95] W. BUTLER, P. POITEVIN et J. BJOMHOLT, « Benefits of Wide Area Intrusion Detection Systems using FMCW Radar », in *Security Technology, 2007 41st Annual IEEE International Carnahan Conference on*, p. 176–182, Oct 2007.
- [96] A.-G. STOVE, « Linear FMCW radar techniques », *Radar and Signal Processing, IEE Proceedings F*, vol. 139, p. 343–350, Oct 1992.
- [97] M. SKOLNIK, *Radar Handbook*. McGraw-Hill, 2008.
- [98] F. ULABY et M. DOBSON, *Handbook of Radar Scattering Statistics for Terrain*. Artech House, 1989.
- [99] S. MÉRIC, R. GIRET et G. CHASSAY, « Investigation in SAR/ISAR processing for radar imaging vehicles », in *Physics in Signal and Image Processing*, (Marseille, France), p. 209–214, jan. 2001.
- [100] R. GIRET, S. MÉRIC et G. CHASSAY, « Utilisation du traitement SAR/ISAR pour imagerie autoroutière », in *XIIe Journées Nationales Mircoondes*, (Poitiers, France), p. 126–127, avril 2001.
- [101] R. GIRET, S. MÉRIC et G. CHASSAY, « Radar Images of Vehicles based on SAR/ISAR Processing », in *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, (Boston, États-Unis), p. 277–280, juil. 2001.
- [102] R. GIRET, S. MÉRIC et G. CHASSAY, « Radar Imaging in motorway context », in *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, (Turin, Italie), p. 507–510280, sept. 2001.

- [103] R. GIRET, S. MÉRIC et G. CHASSAY, « 2D radar image of moving vehicles from 1D-signal using SAR processing », in *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Munich, Allemagne), p. 633–636, mai 2002.
- [104] R. GIRET, S. MÉRIC et G. CHASSAY, « Principe du radar à ouverture synthétique. Application à l'imagerie radar utilisant un signal à ondes continues », in *TELECOM & JFMMA*, (Marrakech, Maroc), p. 152–155, oct. 2003.
- [105] M. SOUMEKH, *Synthetic Aperture Radar Signal Processing*. Wiley-Interscience, 1999.
- [106] XR-2206, *Monolithic Function Generator*. Notice de composant électronique : [https://www.sparkfun.com/datasheets/Kits/XR2206\\_104\\_020808.pdf](https://www.sparkfun.com/datasheets/Kits/XR2206_104_020808.pdf).
- [107] HMC358MS8G, *MMIC VCO w/ buffer amplifier, 5.8 - 6.8 GHz*. Notice de composant électronique : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc358.pdf>.
- [108] F. TEFIKU et C.-A. GRIMES, « Design of Broad-Band and Dual-Band Antennas Comprised of Series-Fed Printed-Strip Dipole Pairs », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 48, juin 2000.
- [109] ERA-1+, *Monolithic Amplifier, DC - 8 GHz*. Notice de composant électronique : <http://194.75.38.69/pdfs/ERA-1+.pdf>.
- [110] MAAM37000, *Low Noise GaAs MMIC amplifier, 3.5 - 7.0 GHz*. Notice de composant électronique : <http://cdn.macom.com/datasheets/MAAM37000.pdf>.
- [111] HMC315, *MMIC Darlington amplifier, DC - 7.0 GHz*. Notice de composant électronique : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc315.pdf>.
- [112] IDOH-03-458, *Quadrature I.F. Mixer Demodulator, LO&RF 4 - 8 GHz, I&Q DC - 100 MHz*. Notice de composant électronique : [http://www.pulsarmicrowave.com/spec\\_sheets/IDOH-03-458.pdf](http://www.pulsarmicrowave.com/spec_sheets/IDOH-03-458.pdf).
- [113] SMT100, *Virtex5 FPGA, PCI/104-Express format*. Notice de composant électronique : <http://www.sundance.com/wp-content/uploads/docs/SMT100-Product-Specification.pdf>.
- [114] SMT350, *Virtex4 FPGA, ADC and DAC, clock circuitry*. Notice de composant électronique : [http://www.sundance.com/wp-content/uploads/docs/SMT350\\_Technical\\_Specification.pdf](http://www.sundance.com/wp-content/uploads/docs/SMT350_Technical_Specification.pdf).
- [115] ADF4158, *Direct Modulation/Waveform Generating, 6.1 GHz Fractional-N Frequency Synthesizer*. Notice de composant électronique : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF4158.pdf>.
- [116] AFD3-020080-20P, *Power Amplifier*. Notice de composant électronique : <http://www.miteq.com/viewmodel.php?model=AFD3-020080-20P>.
- [117] AFS3-02000800-24-LN, *Low Noise Amplifier*. Notice de composant électronique : <http://www.miteq.com/viewmodel.php?model=AFS3-02000800-24-LN>.

- [118] *MI-0408, Double-Balanced Mixers.* Notice de composant électronique : <http://www.miteq.com/viewmodel.php?model=AFS3-02000800-24-LN>.
- [119] *Arduino, an Open-Source Electronics Platform.* Notice de fonctionnement : <http://www.arduino.cc>.
- [120] *D20612, 6 - 12 GHz 2-Way Power Divider.* Notice de fonctionnement : [http://www.clearmicrowave.com/pdf\\_spec/D20612.pdf](http://www.clearmicrowave.com/pdf_spec/D20612.pdf).
- [121] *HMC488MS8G, GaAs MMIC Mixer w/ integrated LO Amplifier, 4 - 7 GHz.* Notice de fonctionnement : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc488.pdf>.
- [122] *HMC407MS8G, GaAs InGaP HBT MMIC Power Amplifier, 5 - 7 GHz.* Notice de fonctionnement : <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc407.pdf>.
- [123] *HMC392, GaAs MMIC Low Noise Amplifier, 3.5 - 7.0 GHz.* Notice de fonctionnement : <http://datasheet.octopart.com/HMC392-Analog-Devices-datasheet-36992407.pdf>.
- [124] R. APPLEBY et R. ANDERTON, « Millimeter-Wave and Submillimeter-Wave Imaging for Security and Surveillance », *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, p. 1683–1690, Aug 2007.
- [125] N. SALMON, J. BEALE, J. PARKINSON, S. HAYWARD, P. HALL, R. MACPHERSON, R. LEWIS et A. HARVEY, « Digital Beam-Forming for Passive Millimetre Wave Security Imaging », *in Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on*, p. 1–11, Nov 2007.
- [126] S. GAO, L. LI, M. LEONG et T. YEO, « A broad-band dual-polarized microstrip patch antenna with aperture coupling », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, p. 898–900, avril 2003.
- [127] *NEC NE4210S01, Low Noise Hetero-Junction FET Amplifier, 12 - 18 GHz.* Notice de fonctionnement : <http://datasheet.octopart.com/NE4210S01-T1B-NEC-datasheet-15346.pdf>.
- [128] *MA4AGSW4, SP4T AlGaAs PIN Diode Switch.* Notice de fonctionnement : <http://cdn.macom.com/datasheets/MA4AGSW4.pdf>.
- [129] *ZX05-30W+, Coaxial Frequency Mixer.* Notice de fonctionnement : <http://194.75.38.69/pdfs/ZX05-30W+.pdf>.
- [130] *VLF-95, Coaxial Low Pass Filter.* Notice de fonctionnement : [https://www.cdiweb.com/datasheets/mini\\_circuits/VLF-95.pdf](https://www.cdiweb.com/datasheets/mini_circuits/VLF-95.pdf).
- [131] *ZX60-4016E+, Connectorized Amplifier.* Notice de fonctionnement : <http://194.75.38.69/pdfs/ZX60-4016E+.pdf>.
- [132] *NI USB-6501, Low-Cost USB Digital I/O Device.* Notice de fonctionnement : <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-135>.

- [133] ICS-544 4-Channel, 14-Bit, 105 MHz PMC ADC Board with Down-Converters and Xilinx FPGA. Notice de fonctionnement : <http://www.geautomation.com/download/ics-544-4-channel-14-bit-105-mhz-pmc-adc-board-down-converters-and-xilinx-fpga>.
- [134] D. MASSONNET et J.-C. SOUYRIS, *Imaging with Synthetic Aperture Radar*. EPFL Press, 2011.
- [135] S. MÉRIC et R. PANCOT, « Using Polynomial Wigner-Ville Distribution for Velocity Estimation in Remote Toll Applications », *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 11, p. 409–413, juillet 2013.
- [136] L. COHEN, *Time-Frequency Analysis*. Prentice Hall Signal Processing Series, Prentice Hall, 1995.
- [137] B. BOASHASH, P. O'SHEA et M. J. ARNOLD, « Algorithms for instantaneous frequency estimation: a comparative study », in *Advanced Signal Processing Algorithms, Architectures, and Implementations, SPIE Proc.*, vol. 1348, p. 126–148, nov 1990.
- [138] B. BARKAT et B. BOASHASH, « Instantaneous frequency estimation of polynomial fm signals using the peak of the pwvd: statistical performance in the presence of additive gaussian noise », *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 47, p. 2480–2490, sep 1999.
- [139] B. BOASHASH et P. O'SHEA, « Polynomial wigner-ville distributions and their relationship to time-varying higher order spectra », *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 42, p. 216–220, jan 1994.
- [140] P. STOICA et J. LI, *MIMO Radar Signal Processing*. John Wiley, 2009.
- [141] S. WEINSTEIN, « The History of Orthogonal Frequency-Division Multiplexing », *IEEE Communications Magazine*, vol. 47, p. 26–35, novembre 2009.
- [142] R. BAMLER, « A comparison of range-Doppler and wavenumber domain SAR focusing algorithms », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 30, p. 706–713, juillet 1992.
- [143] Z. LI, J. WANG et H. LIU QING, « Interpolation-Free Stolt Mapping for SAR Imaging », *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, vol. 11, p. 926–929, mai 2014.
- [144] J. H. G. ENDER et J. KLARE, « System architectures and algorithms for radar imaging by MIMO-SAR », *IEEE*, vol. 1, p. 1–6, 2009.
- [145] J. KLARE, O. SAALMANN, H. WILDEN et A.R. BRENNER, « First experimental results with the imaging MIMO radar MIRA-CLE X », in *8th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, juin 2010.
- [146] W. WANG, Q. PENG et J. CAI, « Novel MIMO SAR for urban remote sensing applications », in *21st International Society of Photogrammetry and Remote Sensing*, vol. 37, p. 139–144, juillet 2008.
- [147] R. DAVIS, R. FANTE et R. PERRY, « Phase Coded Waveforms for Radar », *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 1, p. 401–408, 2007.

- [148] L. ZHUANG et X. LIU, « Application of frequency diversity to suppress grating lobes in coherent MIMO radar with separated subapertures », *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 1, p. 10, 2009.
- [149] L. FERRO-FAMIL, C. LECONTE, F. BOUTET, X.-V. PHAN, M. GAY et Y. DURAND, « PoSAR: A VHR tomographic GB-SAR system application to snow cover 3-D imaging at X and Ku bands », in *Radar Conference (EuRAD), 2012 9th European*, p. 130–133, novembre 2012.
- [150] J.-H. KIM, *Multiple-Input Multiple-Output Synthetic Aperture Radar for Multimodal Operation*. Thèse doctorat, Karlsruhe Institut für Technologie, 2011.
- [151] D. GARMATYUK et M. BRENNEMAN, « Adaptive multicarrier OFDM SAR signal processing », in *8th European Conference on Synthetic Aperture Radar*, (Aachen, Germany), p. 970–974, juin 2010.
- [152] N. LEVANON et E. MOZENON, *Radar Signals*. Wiley-Interscience, 2004.
- [153] J.-C. CURLANDER et R.-C. MCDONOUGH, *Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing*. Wiley-Interscience, 1991.
- [154] J. MITTERMAYER et J.-M. MARTÍNEZ, « Analysis of Range Ambiguity Suppression in SAR by Up and Down Chirp Modulation for Point and Distributed Targets », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, p. 4077–4079, 2003.
- [155] D. GARMATYUK, « Simulated imaging performance of UWB SAR based on OFDM », in *IEEE International Conference on Ultra-Wideband*, 2007.
- [156] M. GEN et R. CHENG, *Multiobjective Optimization Problems*. John Wiley & Sons, 2007.
- [157] V. RICHÉ, S. MÉRIC, J.-Y. BAUDAIS et É. POTTIER, « Investigations on OFDM Signal for Range Ambiguity Suppression in SAR Configuration », *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 52, p. 4194–4197, juillet 2014.
- [158] F.-T. ULABY, R.-K. MOORE et A.-K. FUNG, *Microwave remote sensing: Active and passive. Volume 1 - Microwave remote sensing fundamentals and radiometry*. Addison-Wesley Publishing, 1981.
- [159] G. B. RYBICKI et A. P. LIGHTMAN, *Radiative Processes in Astrophysics*. Wiley-VCH, 1985.
- [160] C. RUF, C. SWIFT, A. TANNER et D. LE VINE, « Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the Earth », *Geoscience and Remote Sensing, IEEE Transactions on*, vol. 26, p. 597–611, septembre 1988.
- [161] M. PEICHL, H. SUESS, M. SUESS et S. KERN, « Microwave imaging of the brightness temperature distribution of extended areas in the near and far field using two-dimensional aperture synthesis with high spatial resolution », *Radio Science*, vol. 33, no. 3, p. 781–801, 1998.

- [162] I. CORBELLA, N. DUFFO, M. VALL-LLOSSERA, A. CAMPS et F. TORRES, « The visibility function in interferometric aperture synthesis radiometry », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, p. 1677–1682, août 2004.
- [163] F. ZERNIKE, « The concept of degree of coherence and its application to optical problems », *Physica*, vol. 5, no. 8, p. 785–795, 1938.
- [164] E. ANTERRIEU, « A Resolving Matrix Approach for Synthetic Aperture Imaging Radiometers », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, p. 1649–1656, août 2004.
- [165] S. JEON, A. BABAKHANI et A. HAJIMIRI, *Advanced Millimeter-Wave Technologies: Antennas, Packaging and Circuits*, chap. Integrated Phased Arrays. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, UK, 2009.
- [166] A. CAMPS, A. CARDAMA et D. INFANTES, « 5synthesis of large low-redundancy linear arrays », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, p. 1881–1883, décembre 2001.
- [167] Y. OH, K. SARABANDI et F. T. ULABY, « An empirical model an inversion technique for radar scattering from bare soil surfaces », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 30, p. 370–381, 1992.
- [168] N. BAGHDADI, R. CRESSON, E. POTTIER, M. AUBERT, M. ZRIBI, A. JACOME et S. BENABDALLAH, « A potential use for the C-band polarimetric SAR parameters to characterize the soil surface over bare agriculture fields », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 50, p. 3844–3858, 2012.
- [169] F. MATTIA, T. LE TOAN, J. SOUYRB, G. DE CAROLIS, N. FLOURY, F. POSA et G. PASQUARIELLO, « The effect of surface roughness on multifrequency polarimetric SAR data », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 35, p. 954–966, 1997.
- [170] S. ALLAIN, L. FERRO-FAMIL et E. POTTIER, « Two novel surface model based inversion algorithms using multi-frequency PolSAR data », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2004.
- [171] I. HAJNSEK, E. POTTIER et S. R. CLOUDE, « Inversion of surface parameters from polarimetric SAR », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 41, p. 727–744, 2003.
- [172] B. MOLINEAUX, A. CHANZY et M. ZRIBI, « Using Multi-Angular Radar Data to Discriminate the Influence of Rough Surface Scattering on Soil Moisture Inversions over Bare Soils », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 1999.
- [173] Y. OH, « Quantitative Retrieval of Soil Moisture Content and Surface Roughness From Multipolarized Radar Observations of Bare Soil Surfaces », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, p. 596–601, 2004.

- [174] J. LEE et E. POTTIER, *Polarimetric radar imaging from basics to applications*. CRC Press, 2009.
- [175] S. ALLAIN, L. FERRO-FAMIL, E. POTTIER et I. HAJNSEK, « Extraction of surface parameters from multi-frequency and polarimetric SAR data », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2002.
- [176] A. SALEH, « Soil roughness measurements: chain method », *Journal of Soil and Water Conservation*, vol. 48, p. 527–529, 1993.
- [177] T. AINSWORTH, L. FERRO-FAMIL et J.-S. LEE, « Orientation angle preserving a posteriori polarimetric SAR calibration », *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 44, no. 4, p. 994–1003, 2006.
- [178] N. BAGHDADI, C. KING, A. BOURGUIGNON et A. REMOND, « Potential of ERS and RADARSAT data for surface roughness monitoring over bare agricultural fields: application to catchments in northern France », *International Journal of Remote Sensing*, vol. 23, p. 3427–3443, 2002.
- [179] S. ALLAIN, L. FERRO-FAMIL, E. POTTIER et J. FORTUNY, « Influence of resolution cell size for surface parameters retrieval from polarimetric SAR data », in *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, 2003.
- [180] G. A. F. SEBER et C. J. WILD, *Nonlinear Regression*. Wiley-Interscience, 2003.
- [181] H. WANG, S. MÉRIC, S. ALLAIN et É. POTTIER, « Adaptation of Oh Model for Soil Parameters Retrieval Using Multi-Angular RADARSAT-2 Datasets », *Journal of Surveying and Mapping Engineering*, vol. 2, p. 65–74, décembre 2014.
- [182] C. J. WILLMOTT, « Some comments on the evaluation of model performance », *Bulletin American Meteorological Society*, vol. 11, p. 1309–1313, 1982.
- [183] N. BAGHDADI et M. ZRIBI, « Evaluation of radar backscatter models IEM, OH and Dubois using experimental observations », *International Journal of Remote Sensing*, vol. 27, p. 3831–3852, 2006.
- [184] A. MERZOUKI, H. MCNAIRN et A. PACHECO, « Evaluation of the Dubois, Oh, and IEM radar backscatter models over agricultural fields using C-band RADARSAT-2 SAR image data », *Canadian Journal of Remote Sensing*, vol. 36, p. 274–286, 2010.
- [185] J. ADAMS, A. BERGAND, H. MCNAIRN et A. MERZOUKI, « Sensitivity of C-band SAR Polarimetric Variables to Unvegetated Agricultural Fields », *Canadian Journal of Remote Sensing*, vol. 39, no. 01, p. 1–16, 2013.
- [186] S. G. WANG, X. LI, X. J. HAN et R. JIN, « Estimation of surface soil moisture and roughness from multi-angular ASAR imagery in the Watershed Allied Telemetry Experimental Research (WATER) », *Hydrology and Earth System Sciences*, vol. 15, p. 1415–1426, 2011.

- [187] M. ZRIBI et M. DECHAMBRE, « A new empirical model to retrieve soil moisture and roughness from C-band radar data », *Remote Sensing of Environment*, vol. 84, p. 42–52, 2002.
- [188] F. LEBERL, *Radargrammetric image processing*. Artech House, 1990.
- [189] J. DUFOUR, *Introduction à la géodésie*. Coll. ENSG-IGN, Hermès, 2001.
- [190] Y. BELGUED, *Amélioration de la qualité géométrique des images spatiales radar - Méthodes de localisation et restitution du relief par radargrammétrie*. Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [191] G. OLLER, *Introduction à l'imagerie par Radar à Synthèse d'Ouverture (RSO) - Détection et extraction de contours dans les images RSO - Génération de Modèles Numériques de Terrain par radargrammétrie*. Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [192] T. TOUTIN et L. GRAY, « State-of-the-art of elevation extraction from satellite SAR data », *ISPRS Journal of Photogrammetry & Remote Sensing*, vol. 55, p. 13–33, 2000.
- [193] F. ADRAGNA et J.-M. NICOLAS, *Traitement des images de RSO (sous la direction de H. Maître)*. Hermès, 2001.
- [194] F. JACQUIS, *Techniques de corrélation pour la radargrammétrie - Filtrage et détection de structures - Application à des images satellites ROS-ERS1*. Thèse doctorat, Université de Joseph Fourier - Grenoble 1, 1997.
- [195] P. BURT et E. ADELSON, « The laplacian pyramid as a compact image code », *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-31, p. 532–540, Avril 1983.
- [196] L. NOCERA, *Reconstruction du relief en imagerie radar à ouverture de synthèse : stéréoscopie et ombrages*. Thèse doctorat, Université de Paris 7 Jussieu, 1996.
- [197] M. DENOS, « A pyramidal scheme for stereo matching SIR-B imagery », *International Journal of Remote Sensing*, vol. 13, no. 2, p. 387–392, 1992.
- [198] Z. ZHANG, R. DERICHE, O. FAUGERAS et Q. LUONG, « A Robust Technique for Matching Two Uncalibrated Images through the Recovery of the Unknown Epipolar Geometry », *Artificial intelligence*, vol. 78, p. 87 – 119, 1995.
- [199] S. MÉRIC, F. FAYARD et É. POTTIER, « Radargrammetric SAR image processing », in *Geoscience and remote sensing* (IN-TECH, éd.), p. 421–454, Pei-Gee Peter Ho, oct. 2009.
- [200] E. RODRIGUEZ, C. MORRIS, J. BELZ, E. CHAPIN, J. MARTIN, W. DAFFER et S. HENSLEY, « An Assessment of the SRTM Topographic Products », rap. tech., Jet Propulsion Laboratory, 2005.

# Table des figures

4.1 Paramètres SAR utilisés pour la simulation . . . . .	53
4.2 Image SAR synthétisée à partir du champ électromagnétique rétrodiffusé par une zone urbaine. Les dimensions de l'image radar sont exprimées en référence au point considéré comme le milieu de la scène (point de coordonnées nulles en distance et en azimut). Les niveaux d'amplitude sont normalisés par rapport au maximum et exprimés en dB. . . . .	54
4.3 Géométrie décrivant le contexte de l'optique géométrique . . . . .	55
4.4 Modèle de véhicule de tourisme décrit par un ensemble de facettes métalliques . . . . .	58
4.5 Modèle de camionnette décrit par un ensemble de facettes métalliques . . . . .	59
4.6 Application du principe de l'antenne image pour les 4 configurations pour le calcul du champ diffracté et reçu par l'antenne réelle. . . . .	60
4.7 Description des bases locales et application du principe de l'antenne image pour le calcul des champs réfléchis. . . . .	61
4.8 Images radar pour un signal émis de la forme CW . . . . .	62
4.9 Description des conditions géométriques de la simulation des puissances reçues en fonction de la distance et du décalage latéral de l'antenne par rapport à l'arrière du véhicule pour une hauteur donnée de l'antenne. . . . .	64
4.10 Cartographie des puissances reçues en fonction de la distance et du décalage de l'arrière du véhicule (diagramme unitaire et isotrope de l'élément de réception et pas de prise en compte du sol) . . . . .	64
4.11 Mesures et configuration de mesures de la SER d'une MEGANE Renault : « mesure 1 » pas d'absorbant, « mesure 2 » présence d'absorbants, « mesure 3 » correction avec mesure à vide et sans absorbant et « mesure 4 » correction avec mesure à vide et avec absorbants. . . . .	65
4.12 Réseau réflecteur et déphaseur avec $\gamma > 0$ (dépointage « vers » les phases négatives et prise en compte du sens anti-trigonométrique des angles : $\phi_0 > 0$ ) . . . . .	67
4.13 Cas où l'angle d'incidence apporte un retard ou une avance de phase par rapport au cas de l'incidence normale . . . . .	68
4.14 Schéma de principe dans une configuration dite à incidence nulle . . . . .	68
4.15 Analyse de la géométrie dans une configuration dite à incidence non nulle . . . . .	69
4.16 Loi de déphasage avec des cellules en anneau circulaire et $L_{\text{substrat}} = \lambda/2$ . . . . .	70

4.17 Comparaison des loi de déphasage avec des cellules en anneau circulaire pour deux valeurs de $L_{\text{substrat}}$ . . . . .	71
4.18 Dispositif mesuré . . . . .	71
4.19 Comparaison des SER d'une plaque métallique, d'un dièdre métallique à 90° et d'un dièdre à réseaux réflecteurs en polarisation TE. . . . .	72
4.20 Mesure de la SER d'un dièdre à réseaux réflecteurs pour les polarisations TE et TM . . . . .	73
5.1 Schéma de principe d'un système radar <i>FMCW</i> . . . . .	81
5.2 Génération du signal de commande du VCO . . . . .	82
5.3 Comportement du VCO en fonction de la tension d'entrée . . . . .	82
5.4 Système radar complet . . . . .	83
5.5 Signal radar pour synthèse d'une image SAR . . . . .	84
5.6 Schéma fonctionnel du système PoSAR . . . . .	86
5.7 Description du système PoSAR . . . . .	87
5.8 Campagnes de mesures radar . . . . .	87
5.9 Système assemblé sur un support de démonstration. . . . .	89
5.10 Campagnes de mesures radar . . . . .	89
5.11 Architecture du système de détection passive . . . . .	91
5.12 Module hyperfréquence : éléments rayonnants . . . . .	93
5.13 Module hyperfréquence : éléments actifs et lignes microrubans . . . . .	93
5.14 Description d'un module radiofréquence Rx . . . . .	94
5.15 Ensemble pour la mesure de la position d'une source de bruit . . . . .	95
5.16 Températures de brillance reconstruites par synthèse d'ouverture interférométrique (voir paragraphe 6.4). . . . .	95
6.1 Description géométrique de la configuration radar . . . . .	99
6.2 Configurations géométriques suivant 2 plans . . . . .	99
6.3 Description géométrique de la configuration radar . . . . .	101
6.4 Adaptation dans un contexte SAR . . . . .	106
6.5 Synoptique de l'algorithme <i>Range Stacking</i> pour l'application autoroutière . . . . .	108
6.6 Géométrie pour la détermination de la vitesse . . . . .	109
6.7 Application de la PWVD <sub>6</sub> sur la mesure d'un signal réfléchi . . . . .	110
6.8 (haut) Mesure du signal en bande de base $s_{r_b}(t)$ et $\hat{s}_{r_b}(t)$ et (bas) fréquence instantanée extraite de la PWVD <sub>6</sub> . . . . .	111
6.9 Image radar d'une sphère à partir d'un signal FMCW simulé par une méthode basée sur l'optique physique (polarisation HH). . . . .	113
6.10 Images radar d'une voiture pour un signal simulé de la forme FMCW . . . . .	113
6.11 Images radar d'une camionnette pour un signal simulé de la forme FMCW . . . . .	114
6.12 Représentation des fréquences spatiales SAR pour des données discrètes . . . . .	116
6.13 Synoptique simplifié de l'algorithme $(\omega - k)$ . . . . .	116

6.14	Géométrie de la configuration MIMO $2 \times 2$ . . . . .	118
6.15	Description d'une configuration MIMO $2 \times 2$ . . . . .	119
6.16	Comparaisons des images SISO et MIMO SAR normalisées et obtenues par simulation . .	120
6.17	Système expérimental d'imagerie MIMO SAR . . . . .	121
6.18	Comparaisons des images SISO et MIMO SAR normalisées et obtenues par mesures expérimentales . . . . .	122
6.19	Fonctions d'ambiguïté pour différentes valeurs de $N$ . . . . .	124
6.20	Existence d'une ambiguïté en distance . . . . .	124
6.21	Configuration géométrique de l'imagerie SAR avec ambiguïté en distance . . . . .	125
6.22	Procédure de correction de l'ambiguïté . . . . .	125
6.23	Évolution de la résolution en fonction du nombre de trous consécutifs dans le spectre d'un signal OFDM . . . . .	127
6.24	Images SAR d'un contributeur avec application de la procédure $\omega - k$ sur des signaux OFDM . . . . .	128
6.25	Comparaison des images avec ambiguïté après corrections obtenues en fonction des signaux utilisés . . . . .	130
6.26	Géométrie du système de mesures de la température de brillance $T_B(\xi, \eta)$ . . . . .	133
6.27	Description de la scène simulée et de la géométrie du réseau d'antennes utilisé . . . . .	137
6.28	Reconstruction des températures de brillance en fonction de la longueur de réseau $L$ . .	137
6.29	Comparaison des positions des antennes pour un réseau de taille $7 \times 7$ . . . . .	139
6.30	Comparaison des fréquences spatiales et degré de redondance associé . . . . .	140
6.31	Comparaison des facteurs de réseau . . . . .	140
6.32	Température de brillance pour une source à 11 GHz placée au milieu de la scène et pour différentes valeurs de PIRE . . . . .	141
6.33	Température de brillance pour une source de bruit située à 2 positions et à 2 m du système de mesure . . . . .	143
7.1	Différentes configurations multi-incidences . . . . .	147
7.2	Comparaisons de deux images SAR RS2 Pauli RGB à deux angles d'incidence (double rebond (rouge), volume (vert) et simple rebond (bleu)). . . . .	149
7.3	Mesures de rugosité (laser et chaîne). . . . .	151
7.4	Configuration géométrique des campagnes de mesure utilisant le système radar terrestre	152
7.5	Conditions expérimentales de mesures . . . . .	153
7.6	Images SAR RS2 multi-angulaires sur la région de Pleine-Fougères . . . . .	153
7.7	Évolution temporelle des mesures d'humidité volumétrique (moyenne et écart-type) et indication des périodes de pluie pendant les mesures de RS2. . . . .	154
7.8	Zone d'expérimentation pour différentes valeurs de rugosité de surface $s$ . . . . .	155
7.9	Image SAR calibrée et décrite en fonction du canal HH (en copolarisation) pour différentes résolutions. . . . .	155

7.10	Description de la rugosité par l'intermédiaire de $\sigma_{HH}^0$ en fonction de l'angle d'incidence pour différentes valeurs de résolution. . . . .	156
7.11	Comparaisons des données RS2 avec celles données par le modèle de Oh 2004 à partir de l'humidité et la rugosité mesurées. . . . .	157
7.12	Comparaisons des données RS2 avec celles données par le modèle de Oh 2004 . . . . .	158
7.13	Comparaisons des valeurs de <i>RMSE</i> (dB) entre le modèle de Oh original et adapté. . . . .	158
7.14	Utilisation du modèle de Oh adapté pour l'inversion de rugosité et d'humidité. . . . .	161
7.15	Inversion de rugosité utilisant le paramètre $q$ et d'humidité utilisant $\sigma_{HV}^0$ . . . . .	162
7.16	Utilisation des paramètres polarimétriques <i>polar</i> (DERD, $\rho_{HHVV}$ et $\rho_{LLRR}$ et ( $\sigma_{HH_h}^0$ pour un angle d'incidence élevé et $\sigma_{HH_l}^0$ pour un angle d'incidence faible)) pour l'inversion de la rugosité et de l'humidité. . . . .	163
7.17	Inversion de rugosité et d'humidité utilisant respectivement les paramètres $\sigma_{HH_h}^0$ et $\sigma_{HH_l}^0$ . . . . .	163
7.18	Approche multi-angulaire pour inversion de la rugosité et de l'humidité. . . . .	164
7.19	Inversion de rugosité à partir du paramètre $\gamma_{HH}$ pour différentes combinaisons d'angles d'incidence. . . . .	164
7.20	Inversion d'humidité à partir du paramètre $\sigma_{HH_l}^0$ et connaissant la rugosité avec le paramètre $\gamma_{HH}$ . . . . .	165
7.21	Phénomènes de distorsion dans une image radar. . . . .	167
7.22	Intersection du cercle Doppler et de la surface de la Terre. . . . .	168
7.23	Définitions des paramètres de prise de vue (configuration stéréoscopique <i>same side</i> ) . . . . .	169
7.24	Corrélation entre l'image de référence (primaire) et l'image secondaire. . . . .	171
7.25	Principe de l'approche pyramidale : (a) étape initiale, (b) étape intermédiaire, (c) étape finale. . . . .	171
7.26	Description de la chaîne de traitement radargrammétrique. . . . .	173
7.27	Carte de relief de la zone étudiée et générée par Google Maps. . . . .	174
7.28	Images radar de la paire stéréoscopique . . . . .	174
7.29	Zones d'étude extraites des images stéréoscopiques SIR-C . . . . .	175
7.30	Exemple d'utilisation d'un point d'amer (pic de l'Agrenier) pour correction du recalage . . . . .	175
7.31	Méthode 1 : profils de coefficients de corrélation pour le pixel d'analyse (disparité de 11 pixels). . . . .	176
7.32	Profils de corrélation pour comparaison de 2 tailles de fenêtre et de la multiplication des profils provenant de 4 tailles de fenêtre . . . . .	177
7.33	Exemple de procédure d'expansion de la fenêtre de corrélation. . . . .	177
7.34	Profils de corrélation pour différentes valeurs de $k$ . . . . .	178
7.35	Géométrie du phénomène de compression. . . . .	179
7.36	Profils de corrélation pour différentes méthodes d'amélioration de l'étape d'appariement. . . . .	179
7.37	MNT généré et comparaison avec le MNT SRTM dans le repère géocentrique. . . . .	180
7.38	Erreurs (en m) entre les MNT générés et le MNT SRTM, pour l'étape 1 du traitement multi-échelle. . . . .	181

7.39 Evolution des erreurs altimétriques (en mètres) entre les MNT générés et le MNT SRTM. . 182



# Liste des tableaux

2.1	Description synthétique des activités de formation. . . . .	17
2.2	Description synthétique des modules créés et supports pédagogiques associés. . . . .	18
2.3	Description synthétique des interventions nationales et internationales. . . . .	19
3.1	Description des stages encadrés (DEA/Master et ingénieur). . . . .	27
3.2	Description des thèses encadrées. . . . .	28
3.3	Description des thèses encadrées (suite). . . . .	29
5.1	Cahier des charges pour le système radar FMCW. . . . .	81
6.1	Erreur relative (moyenne $m$ et écart-type $\sigma$ ) (%) entre les vitesses $V_p$ et $V_m$ . . . . .	111
6.2	Quantifications de performances pour les images SISO et MIMO SAR obtenues par simulation . . . . .	121
6.3	Quantifications de performances pour les images SISO et MIMO SAR obtenues par mesures expérimentales . . . . .	122
6.4	Paramètres principaux pour l'imagerie radar OFDM . . . . .	126
6.5	PSLR, ISLR et $\Delta F_0$ pour les différents signaux OFDM solutions après optimisation par l'algorithme génétique . . . . .	130
6.6	Résultats des différents paramètres d'imagerie pour les configurations SISO SAR, MIMO SAR et MIMO OFDM SAR . . . . .	131
6.7	Paramètres de simulation modélisant la scène et les antennes . . . . .	136
6.8	Caractéristiques de fonctionnement du système de mesure . . . . .	142
7.1	Caractéristiques du système SAR terrestre . . . . .	152
7.2	Coefficients d'adaptation du modèle de Oh (2004) original et adapté . . . . .	157
7.3	Relations empiriques entre descripteurs SAR et propriétés du sol . . . . .	160
7.4	Coefficient de corrélation de Pearson entre les paramètres de polarimétrie et la rugosité de surface (' - -' $\rightarrow$ non-corrélation, '* ' $\rightarrow p < 0.05$ et '* * ' $\rightarrow p < 0.01$ ) . . . . .	160
7.5	Coefficient de corrélation de Pearson entre les paramètres de polarimétrie multi-angulaires et la rugosité de surface (' - -' $\rightarrow$ non-corrélation, '* ' $\rightarrow p < 0.05$ et '* * ' $\rightarrow p < 0.01$ ) . . . . .	161

7.6	Erreurs altimétriques du MNT généré lors de la première étape de reconstruction. . . . .	181
7.7	Erreurs altimétriques du MNT généré lors de la dernière étape de reconstruction. . . . .	182
7.8	Erreurs altimétriques du MNT généré avec combinaison des méthodes d'appariement entre les étapes de reconstruction pyramidale ainsi qu'une correction sub-pixellique avec filtrage de la carte de disparités. . . . .	183