



HAL
open science

Fusion de capteurs radars et infrarouge pour l'aide au pilotage d'hélicoptère

Karim Mazouni

► **To cite this version:**

Karim Mazouni. Fusion de capteurs radars et infrarouge pour l'aide au pilotage d'hélicoptère. Electromagnétisme. Université Nice Sophia Antipolis, 2011. Français. NNT: . tel-00832147

HAL Id: tel-00832147

<https://theses.hal.science/tel-00832147>

Submitted on 10 Jun 2013

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

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

UNIVERSITÉ DE NICE - SOPHIA ANTIPOLIS
ÉCOLE DOCTORALE STIC
SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION
ET DE LA COMMUNICATION

T H È S E

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences

de l'Université de Nice - Sophia Antipolis

Mention : ELECTRONIQUE

Présentée et soutenue par

Karim MAZOUNI

Fusion de capteurs radars et infrarouge pour l'aide au pilotage d'hélicoptère

Thèse dirigée par Claire MIGLIACCIO et Jean-Yves DAUVIGNAC
préparée au LEAT de Sophia Antipolis

Jury :

<i>Président :</i>	Wolfgang MENZEL	-	Université de Ulm (Allemagne)
<i>Rapporteurs :</i>	Marc HÉLIER	-	L2E-Université Pierre et Marie Curie
	Ronan SAULEAU	-	IETR-Université de Rennes 1
<i>Directeur :</i>	Claire MIGLIACCIO	-	LEAT-Université de Nice-Sophia Antipolis
	Jean-Yves DAUVIGNAC	-	LEAT-Université de Nice-Sophia Antipolis
<i>Examineurs :</i>	Thierry MEYNARD	-	ATE
	Christian PICHOT	-	LEAT-Université de Nice-Sophia Antipolis
	Akiko KOHMURA	-	ENRI (Japon).

Remerciements

Ce travail de thèse Région-Entreprise, financée par la région Provence Alpes Côte d'Azur, a été effectué au Laboratoire d'Électronique, Antennes et Télécommunications de Nice Sophia-Antipolis (LEAT), dirigé par le Professeur Christian Pichot, et en collaboration avec l'équipe "Mission Sensor" dirigé par M. Thierry Meynard de la société ATE.

J'adresse mes sincères remerciements aux Professeurs Claire Migliaccio et Jean-Yves Dauvignac, responsable de l'équipe "Systèmes de Détection, Dimagerie et Systèmes Antennaires Associés" (SDDSAA), qui ont bien voulu assurer la direction de cette thèse. Ils ont été des exemples de Professeurs durant mon parcours universitaire et leurs expériences scientifiques et leurs précieux conseils m'ont permis l'accomplissement de ce travail.

Je remercie W. Menzel, Professeur à l'université de Ulm et Directeur de l'institut des techniques micro-ondes (Institut für Mikrowellentechnik), qui me fait l'honneur de présider le jury.

J'exprime ma profonde gratitude à M. Helier, Professeur à l'université Pierre et Marie Curie de Paris et membre du L2E, ainsi qu'à Monsieur R. Sauleau, Professeur à l'université de Rennes 1 et membre de l'IETR, qui ont accepté de juger ce travail.

J'associe à mes remerciements T. Meynard (ATE) , C. Pichot (LEAT) et A. Kohmura (ENRI-Tokyo), qui me font l'honneur de participer à ce jury et qui ont suivi le déroulement de ce projet.

J'exprime toute ma reconnaissance et remercie vivement le Professeur N. Yonemoto et S. Futatsumori de l'Electronic Navigation Institute (ENRI) de Tokyo, de m'avoir accueilli chaleureusement dans leurs locaux que ce soit à Tokyo ou à Sendai, et de m'avoir fait découvrir le Japon et sa gastronomie.

Je remercie J. Lantéri, Maître de Conférence à l'université de Nice Sophia-Antipolis, pour sa disponibilité, les nombreux conseils et l'aide constante et amicale dont il a su me faire profiter.

Mes remerciements se portent également vers J.-L. Le Sonn et Laurent Brochier qui m'ont aidé pour la réalisation et la mesure des antennes en bandes millimétriques.

Je voudrais remercier sincèrement mes collègues de bureau A. CHEbihi, M Monedero, S. Tourette et F. Canneva (qui fût aussi mon colocataire) pour leurs aides, leur bonne humeur et surtout pour m'avoir supporté tout au long de ma thèse.

Je remercie de même l'ensemble des doctorants et bien entendu l'ensemble du personnel pour leur bonne humeur et les nombreux cafés pris ensemble, avec une mention spéciale à ceux de l'équipe TLM qui sont devenus avec les années plus que des collègues, des amis.

Je tiens également à remercier mes amis et mes proches pour leur aide et leur soutien.

Je remercie mes parents et je leur rends hommage pour le soutien, l'écoute et la patience dont ils ont fait preuve afin d'atteindre mes objectifs.

Enfin, un grand merci à Estelle ma fiancée pour le bébé qu'elle m'a donné et pour sa patience tout au long de la thèse et plus particulièrement sur la fin lorsque la pression s'est faite sentir.

Table des matières

Introduction	i
1 Etat de l'art des systèmes radars et des antennes focalisantes en bande millimétrique	1
1.1 Les systèmes radars	1
1.1.1 Radar large bande	5
1.2 Les antennes focalisantes	7
1.2.1 Les antennes à ondes de fuites	7
1.2.2 Les lentilles	12
1.2.3 Les antennes réflecteurs	20
1.2.4 Les réseaux d'antennes	22
1.2.5 Les réseaux réflecteurs	24
1.2.6 Conclusion du chapitre	26
2 Les cellules élémentaires	27
2.1 Introduction	27
2.1.1 Théorie	27
2.1.2 Etude physique du patch	28
2.1.3 Choix du substrat	29
2.2 Etat de l'art des cellules élémentaires	30
2.2.1 Patch passif	31
2.2.2 Patch actif	33
2.3 Les méthodes de simulation	34
2.3.1 L'approche guide d'onde par la méthode des parois électriques et magnétiques	35
2.3.2 L'approche guide d'onde par la méthode des parois de Floquet	36
2.3.3 Méthode dite maître-esclave	38
2.4 Cellules élémentaires étudiées	41
2.4.1 Patches complexes à polarisation linéaire-circulaire	42
2.4.2 Le patch rectangulaire	46
2.5 Conclusion du chapitre	60
3 Les antennes focalisantes	61
3.1 Introduction à notre programme de simulation	61
3.2 Le réflecteur de Fresnel à polarisation circulaire	63
3.2.1 Réflecteur à zones de Fresnel	64
3.2.2 Simulation du réflecteur de Fresnel	65
3.2.3 Mesure du réflecteur de Fresnel	67
3.3 Le reflectarray multi-faisceaux	71

3.3.1	Théorie	71
3.4	Réseaux réflecteur en offset à polarisation linéaire	74
3.4.1	Le cornet à diagramme de rayonnement <i>Prolate</i>	75
3.4.2	Résultats	78
3.4.3	Validation de l'optimisation	81
3.5	Conclusion du chapitre	82
4	Mesures radar d'objets et de débris localisés sur piste d'aéroport	83
4.1	Projet Sakura 1	84
4.1.1	Présentation du radar FM-CW de l'ENRI	84
4.1.2	Test du radar	85
4.1.3	Mesure à la base de Tokyo	87
4.2	Projet Sakura 2	91
4.2.1	Radar	91
4.2.2	Mesure radar à Sendai	93
4.2.3	Mesure radar à Tokyo	100
4.3	Discussion sur la surface équivalente radar des cylindres	103
4.3.1	Etude monostatique du cylindre métallique	105
4.3.2	Etude bistatique du cylindre métallique	108
4.4	Conclusion du chapitre	111
5	Projet Infradar	113
5.1	Introduction au système	113
5.1.1	Le radar FMCW de Ulm	113
5.1.2	La caméra IR d'ATE	115
5.2	Mesure en environnement réel	116
5.2.1	Site d'essais	116
5.2.2	Paramètres de mesure	117
5.2.3	Observations	117
5.2.4	Lignes à haute tension	121
5.3	Mesures réalisées à Sophia Antipolis	125
5.3.1	Nouveaux traitement	125
5.3.2	Image radar	128
5.4	Conclusion du chapitre	131
	Conclusion	133
	Annexe 1 : Conditions de stigmatisme rigoureux et Conditions d'Abbe	135
.1	Stigmatisme rigoureux	135
.2	Condition d'Abbe	136
	Annexes 2 : Détection de cibles sur l'aéroport de Sendai	139
	Bibliographie	145
	Publications	155
	Résumé	157

Introduction

Au début du XX^{eme} siècle, le trafic maritime est très important et les collisions entre navires ou avec des obstacles cachés par la brume sont communs. Plusieurs instruments sont en usage pour essayer d'éviter ces accidents dont la corne de brume, néanmoins un moyen direct de détection des obstacles est recherché. L'hollandais Christian Hülsmeier applique les lois de l'électromagnétisme de Maxwell et utilise les ondes électromagnétiques découvertes par Hertz dans un précurseur du radar, le « Telemobiloskop ». Dans un premier temps, ce que l'on n'appelle pas encore radar, mais détecteur électromagnétique en français, consiste à détecter l'écho d'un système d'ondes électromagnétiques continues. On peut détecter une présence, cependant le positionnement de l'obstacle n'est pas possible. C'est dans les années 30 que les diverses équipes travaillent de façon relativement indépendante si bien que les développements observés dans chaque pays connaissent chacun leur propre rythme et leur propre logique (Hollmann en Allemagne, Hyland et Page pour les USA, Elie, Gutton, Hugon et Ponte pour la France ou Watson-Watt pour la Grande Bretagne). Pendant la seconde guerre mondiale, plus d'une centaine de radars ont été développés en bande VHF pour répondre aux besoins de surveillance que ce soit sur terre ou sur mer, à courte ou longue portée. Le radar a joué un rôle crucial dans le conflit et a probablement eu une contribution importante pour la victoire des Alliés en Europe.

L'expérience acquise par les chercheurs pendant la guerre leur a permis d'élargir le système à d'autres applications. On le retrouve directement ou indirectement aujourd'hui dans l'aviation civile, le contrôle maritime, la détection météorologique, les détecteurs de vitesse de nos routes et même en médecine. Cependant, il est nécessaire d'utiliser des antennes focalisantes, c'est-à-dire à grand gain et à faisceau étroit, afin d'obtenir une résolution et une portée satisfaisantes. La taille d'une antenne étant inversement proportionnelle à sa fréquence, la bande VHF ne permet pas de répondre aux contraintes de portabilité et la bande de fréquence a évolué avec les spécifications.

Aujourd'hui, de nombreux systèmes de détection sont réalisés en bande millimétrique car cette bande de fréquence permet de réaliser des antennes électriquement grandes mais de petites dimensions. De plus, depuis une dizaine d'années, une alternative en circuit imprimé est apparue permettant de réduire les dimensions et les coûts de fabrication de l'antenne. Plus précisément, des avancées significatives ont été faites dans le domaine des réflecteurs imprimés sur substrat et des gains de 40 dBi ont été atteints en bande millimétrique, malgré des rendements de l'ordre de 40%.

Dans la continuité de ces avancées, cette thèse effectuée au Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications a pour objectif la conception d'un système de détection en bande millimétrique dans le cadre de deux projets. Le projet Infradar en collaboration avec des partenaires industriels (ATE et Opéra Ergonomie) a pour but l'aide au pilotage d'hélicoptère par la réalisation d'un système anticollision capable de détecter des obstacles comme les lignes à hautes tensions ou des pylônes électriques à longue portée. Par ailleurs, le projet Sakura en collaboration avec un institut étranger (Electronic Navigation Research

Institute of Tokyo) se focalise sur la détection d'objets et de débris sur piste d'aéroport.

Ainsi, le premier chapitre sera destiné à nous familiariser avec le fonctionnement des radar large bande et justifiera le choix d'un système fréquentiel plutôt que temporel. Nous verrons aussi un état de l'art des antennes focalisantes utilisées en bande millimétrique telles que les réseaux d'antennes classiques ou encore les lentilles en transmission. Les avantages et les inconvénients des différentes antennes seront abordés.

Le chapitre 2 sera consacré aux cellules élémentaires présentes à la surface des différents réseaux réflecteurs que nous réaliserons. Nous décrirons le principe de fonctionnement d'une cellule élémentaire simple et l'influence du choix du substrat. Puis un état de l'art des patchs passifs et actifs sera présenté afin de définir les différentes cellules possibles pour notre système. Nous expliquerons aussi les différentes approches utilisées pour simuler les patchs en fonction des cas étudiés (polarisation, symétrie...), pour enfin présenter les patchs développés lors de cette thèse.

Nous avons énoncé le besoin d'antennes focalisantes pour obtenir un système de détection à haute résolution et longue portée. Pour ce faire, différents réseaux réflecteurs ont été étudiés et seront abordés dans le chapitre 3. Nous décrirons tout d'abord la réalisation d'un réflecteur de Fresnel à polarisation circulaire. Ce type de polarisation peut être décomposé en polarisation horizontale et verticale ce qui permet d'obtenir deux fois plus d'informations qu'une polarisation linéaire. Ensuite, nous présenterons un réseau réflecteur à quatre faisceaux conçu par optimisation de la distribution de phase. Enfin, pour répondre aux besoins d'amélioration de l'efficacité de rayonnement, nous décrirons les travaux menés sur un réseau réflecteur alimenté par un cornet prolate en offset de 27° .

Le Projet Sakura, qui s'est déroulé sur deux ans, sera décrit au chapitre 4 en deux parties. La première année, les études ont portées sur des mesures en chambre anéchoïde à l'aide d'un radar FMCW et d'un réflecteur de Fresnel à polarisation circulaire à 77 GHz. La seconde année, des mesures en extérieur ont été réalisées sur et en dehors de l'aéroport de Sendaï, puis à la base de l'ENRI à Tokyo. Les résultats seront confrontés à un modèle théorique afin de comprendre les limites du système.

Enfin, nous discuterons dans le chapitre 5 des mesures réalisées à Aix en Provence et à Sophia Antipolis dans le cadre du projet Infradar. Le projet débutant, les premiers résultats seront présentés permettant d'entrevoir le potentiel de notre système pour ce type d'application.

Chapitre 1

Etat de l'art des systèmes radars et des antennes focalisantes en bande millimétrique

Nous présentons dans ce premier chapitre les principes fondamentaux de fonctionnement des radars afin de définir la faisabilité de notre système. En effet, il existe de nombreux radars en bande millimétrique mais chacun est conçu en fonction de spécifications données. Notre but est de concevoir un système millimétrique permettant de détecter des objets de tailles réduites et à faibles Section Equivalente Radar (S.E.R) par simple réflexion du signal. Afin d'obtenir la meilleure résolution possible, le choix du millimétrique et plus précisément de la bande 75-81 GHz s'est rapidement imposé[1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10].

1.1 Les systèmes radars

Le mot radar est un néologisme provenant de l'acronyme anglais : RAdio Detection And Ranging, que l'on peut traduire par « détection et estimation de la distance par ondes radio », « détection et télémétrie radio », ou plus simplement « radiorepérage ». Un radar émet une onde électromagnétique et reçoit les échos diffractés par la cible. En analysant le signal diffracté, il est possible de localiser la cible, donner sa direction, sa vitesse et obtenir une image radar de l'environnement incluant la cible. Le radar peut détecter des objets ayant une large gamme de propriétés diffractives, alors que les autres types de signaux, tels que le son ou la lumière visible, revenant de ces objets, seraient trop faibles pour être détectés. De plus, les ondes radio peuvent se propager avec une faible atténuation à travers l'air et divers obstacles, tels les nuages, le brouillard ou la fumée, qui absorbent rapidement un signal lumineux. Cela rend possible la détection et le pistage dans des conditions qui paralysent les autres technologies. Le radar peut être monostatique (ou bistatique faible) ou encore bi ou multistatique. Dans la configuration monostatique, seul le signal réfléchi est capté. La même antenne est utilisée à l'émission et à la réception. Le bistatique faible correspond à deux antennes différentes(une à l'émission, l'autre en réception), mais placées suffisamment proches pour que l'on ne reçoive que le signal réfléchi par la cible. Une alternative à cette solution est le radar bi ou multistatique. Dans ce cas, l'antenne (ou les antennes) placée(s) en réception capte(nt) les signaux diffractés par la cible dans d'autres directions. Cette technique a l'avantage d'augmenter les capacités de détection. Malheureusement, la maturité technologique des radars millimétriques ne permet pas de la mettre en oeuvre.

C'est pourquoi nous nous focalisons ici sur les radars monostatiques. Le radar monostatique est composé :

- d'une antenne qui concentre l'énergie dans une direction de l'espace,
- d'un duplexeur qui joue un rôle de commutateur, permettant d'isoler le récepteur à l'émission et d'avoir des pertes minimales en réception,
- d'un émetteur (amplificateur à état solide, klystron ou tube à ondes progressives selon la bande de fréquence) qui génère l'impulsion hyperfréquence,
- d'un récepteur qui amplifie le signal, réalise une transposition en fréquence et un filtrage adapté afin d'estimer les paramètres de la cible,
- d'un modulateur dont le rôle est le stockage de l'énergie entre deux impulsions et la mise en forme de l'impulsion (modulation d'impulsion),
- d'un traitement réalisé par ordinateur qui exploite et met en forme les informations fournies par le récepteur,
- d'un synchronisateur qui définit les instants d'émission et de réception (distribution d'horloge).

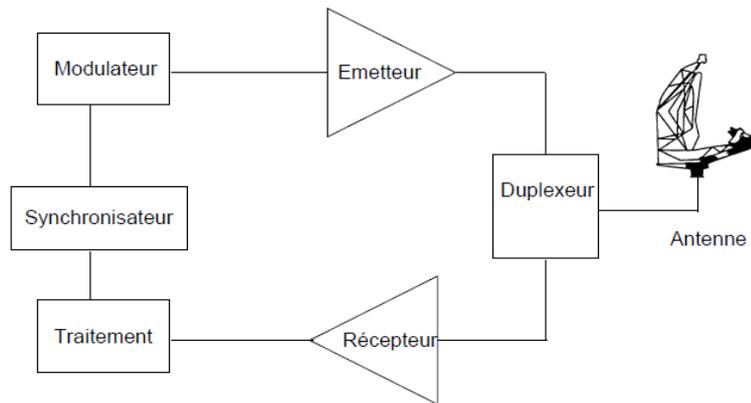


FIGURE 1.1 – Schéma de principe d'un radar

1.1.0.1 Localisation de la cible

La localisation de la cible s'obtient par l'utilisation :

- d'un radar panoramique dont l'antenne très directive rayonne un faisceau très étroit. Connaissant l'angle vers lequel pointe le radar et en déduisant de l'écho radar la distance à laquelle se trouve la cible, la position de celle-ci est alors parfaitement connue,
- de la corrélation des données de plusieurs mesures réalisées à différents points de l'espace. L'objet à détecter se trouve alors au point d'intersection des différents cercles ou ellipses correspondant aux relevés de distance effectués à chaque position du ou des radars.

Cependant, la localisation est limitée en distance par les paramètres du radar. L'éq. 1.1 représente l'équation du radar monostatique.

$$P_r = \frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (1.1)$$

Elle définit la puissance reçue P_r en fonction de :

- la puissance émise P_e ,
- le gain de l'antenne G ,
- la longueur d'onde λ ,
- la surface équivalente radar σ ,
- la distance séparant la cible de l'antenne R .

Cette équation nous permet donc de déterminer la distance maximale de détection de cible R_{max} .

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{r_{seuil}}}} \quad (1.2)$$

$P_{r_{seuil}}$ étant la puissance reçue supérieure au seuil de réception. L'équation précédente peut être réécrite afin de prendre en compte le bruit.

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_e G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 S_{min}}} \quad (1.3)$$

avec $S_{min} = kT_0 B F_n \left(\frac{S}{N}\right)$. Dans cette expression $kT_0 B$ est le bruit thermique où k est la constante de Boltzmann, T_0 la température ambiante de l'ordre de 290° K, F_n est le facteur de bruit et B est la largeur de bande du récepteur. De plus, le signal reçu S doit être supérieur au bruit N d'un facteur $\left(\frac{S}{N}\right)_1$ que l'on nomme rapport signal sur bruit ou R.S.B. Néanmoins, la distance maximum R_{max} mesurable par un radar n'est pas seulement limitée par le résultat de l'équation du radar, mais aussi par la durée du temps qui sépare l'émission de deux impulsions consécutives dans le cas d'un radar impulsionnel.

$$R_{max} = c_0 \frac{PRI - DI}{2} \quad (1.4)$$

Cette équation est appelée distance maximale de détection sans ambiguïté où c_0 est la vitesse de la lumière, PRI la période de répétition des impulsions et DI la durée des impulsions.

1.1.0.2 Direction et vitesse de la cible

La direction de la cible est directement obtenue par la connaissance de la position angulaire du radar et des propriétés de l'écho détecté. Si la cible est mobile, il apparaît une variation de la fréquence du signal incident f_d que l'on appelle effet Doppler, cette variation permet de déterminer la vitesse de l'objet à détecter comme indiqué en éq. 1.5 dans le cas d'un radar monostatique.

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda} = \frac{2v \cos \theta}{\lambda} \quad (1.5)$$

v_r représente la vitesse relative de la cible tandis que v désigne la vitesse absolue corrélatée à θ l'angle réalisé entre la direction de la cible et le faisceau radar.

1.1.0.3 Identification de la cible

Afin d'identifier l'objet, il est possible de réaliser des corrélations ou des comparaisons de la réponse reçue avec celle de cibles connues.

1.1.0.4 Image radar

Pour obtenir un système radar le plus efficace possible, il est intéressant de recenser les différentes signatures radar de nos cibles afin de pouvoir en définir la nature et le danger. Enfin, les avancées nous permettent aujourd'hui de réaliser des images radar. Pour ce faire, plusieurs méthodes sont possibles comme :

- l'utilisation d'un radar panoramique où un faisceau radar étroit balaye la zone à analyser, l'image est obtenue par projection en coordonnées polaires,
- l'utilisation d'un multistatique où plusieurs radars sont disposés à des positions différentes. Cette méthode est rarement utilisée à cause de la difficulté de synchroniser les différents systèmes,
- l'utilisation d'un SAR (Synthetic Aperture radar où radar à ouverture synthétique) : le radar se déplace le long de la zone à analyser et effectue des mesures suivant un intervalle choisi. Des variantes existent, parmi lesquelles se trouvent le arcSAR (le système tourne autour de la cible) et l'iSAR (la cible se déplace ou tourne sur elle même devant le radar).

La qualité des images radar dépend de la résolution en distance R_{dist} et de la résolution angulaire R_{ang} . La résolution en distance est la capacité d'un système radar à distinguer deux ou plusieurs cibles situées dans la même direction mais à des distances différentes. La qualité de la résolution dépend de la largeur de l'impulsion émise ou la bande passante, du type et de la taille des cibles, et de l'efficacité du récepteur. La largeur d'impulsion (la bande passante) sont les paramètres prépondérants pour la résolution en distance. Un système radar bien conçu, en considérant que tous les autres facteurs permettent une efficacité maximale, devrait être capable de distinguer des cibles espacées d'un temps égal à une demi largeur d'impulsion τ (ou BP). En conséquence, la résolution en distance théorique d'un radar peut être calculée grâce à la formule suivante :

$$R_{dist} \geq \frac{c_0 \tau}{2} = \frac{c_0}{2BP} \quad (1.6)$$

La résolution angulaire est obtenue directement à partir de l'angle d'ouverture à -3 dB et évolue dans le plan d'azimut en fonction de la distance comme représenté en fig.1.2 et défini en éq. 1.7.

$$R_{ang}(d) = 2d \sin \theta \quad (1.7)$$

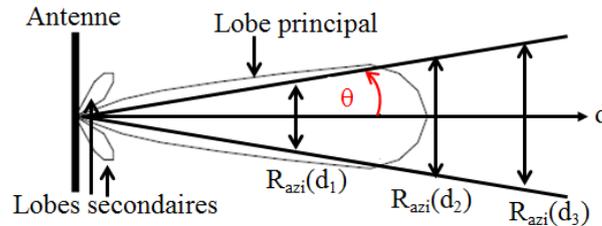


FIGURE 1.2 – Evolution de la résolution en azimut en fonction de la distance de détection

1.1.0.5 Applications

Les radars ont un champ d'applications très vaste qui couvre :

- le domaine militaire,
- l'observation météorologique,
- le contrôle aérien (ASDE),
- la métrologie,
- l'aide à la navigation, (FOD),
- la détection de débris ou de mines (GPR),
- la détection à travers les murs à des fins de surveillance et de sauvetage.

1.1.1 Radar large bande

Notre étude a pour but de réaliser un système de détection de débris type FODs (Foreign Object Debris) ou de détection d'obstacles pour l'aide au pilotage d'hélicoptères. Pour ce faire, il convient d'utiliser des radars de type large bande lesquels permettent d'obtenir de grandes précisions. De plus, la diversité des fréquences augmente le nombre d'informations reçues car le comportement d'une cible est différent en basses fréquences et en hautes fréquences. Deux techniques peuvent être distinguées :

- la technique temporelle pour laquelle les signaux émis sont des impulsions et la mesure est réalisée dans le domaine temporel,
- la technique harmonique qui utilise des signaux sinusoïdaux dont la fréquence est modulée. Ce sont les radar appelés *Step frequency* ou *Frequency Modulated Continuous Wave* (FMCW). La mesure est réalisée dans le domaine fréquentiel.

Nous allons donc expliquer brièvement le fonctionnement du radar impulsionnel et du radar FMCW afin d'avoir un aperçu de l'intérêt des différentes méthodes.

1.1.1.1 Le radar impulsionnel

Le principe d'un radar ULB impulsionnel consiste en une commutation d'énergie de durée très brève dans une chaîne d'émission Ultra Large Bande. Le signal ULB émis (fig. 1.3) est une impulsion ultra courte, de l'ordre de la nanoseconde, sans porteuse. Son contenu

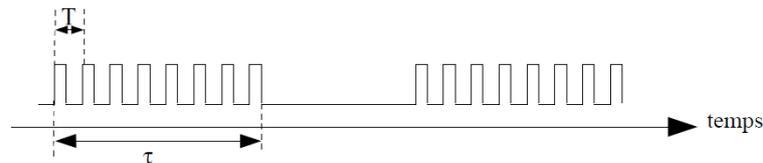


FIGURE 1.3 – Train d'impulsions

spectral instantané est compris entre quelques MHz et quelques GHz. La fig.1.4 illustre

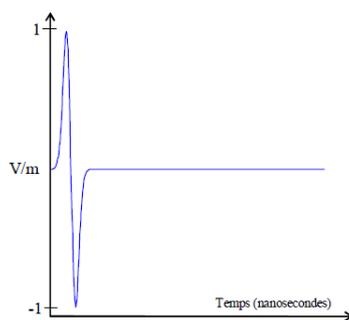


FIGURE 1.4 – Signal temporel émis[11]

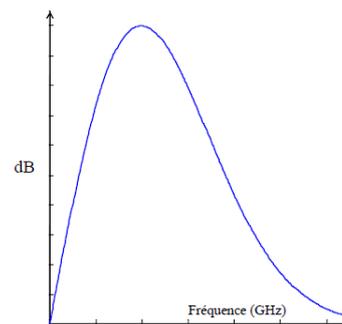


FIGURE 1.5 – Spectre du signal émis[11]

une impulsion dans le domaine temporel tandis que la fig.1.5 représente son spectre. On remarque bien l'étendue de la bande de fréquence induite par la faible largeur d'impulsion. La discrimination est la capacité d'un radar à distinguer deux cibles proches. Un radar est capable de distinguer des objets situés dans un même azimut et distant d'au moins

d. Plus la largeur d'impulsion est courte, meilleure est la discrimination. Plus la longueur d'onde est courte, plus la fréquence de l'onde est élevée, meilleure est la discrimination. La réponse transitoire d'une cible illuminée par un signal impulsionnel est très riche et permet de localiser la cible en calculant le temps de parcours de l'impulsion. La forme du signal reçu peut différer de celle du signal émis car elle est composée de différentes contributions :

- la diffusion directe de la cible, appelée réflexion spéculaire (du latin speculum = miroir),
- le régime entretenu, qui décrit le comportement de la cible en présence de l'illumination,
- la réponse libre lorsque l'impulsion est passée. Elle est à l'origine de l'analyse des pôles de résonances propres visant à l'identification.

Pour exemple, la fig.1.6 illustre le cas d'une cible cylindrique et la réponse du signal réfléchi[11].

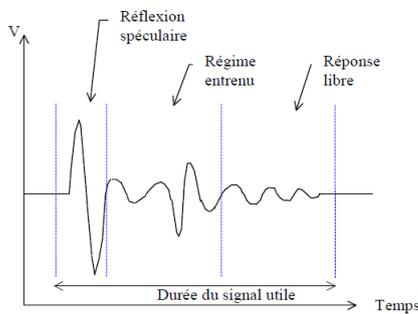


FIGURE 1.6 – Réponse transitoire réfléchie[11]

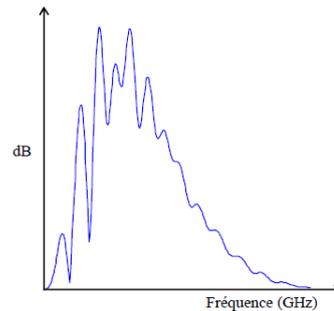


FIGURE 1.7 – Spectre de la réponse réfléchie[11]

Les premiers instants correspondent à la réflexion sur la face avant du cylindre (spéculaire), tandis que les échos proviennent des autres parties de la cible et des courants induits sur sa surface (régime entretenu et réponse libre). Les modifications de l'allure de l'impulsion réfléchie (figures 1.6 et 1.7) par rapport à celle émise (figures 1.4 et 1.5) apparaissent sur le spectre. Ce type de radar est généralement appliqué pour de nombreuses applications radar comme la surveillance, l'aide à la conduite automobile ou pour le calcul de l'épaisseur de glace sur des glaciers[12][13][14][15].

1.1.1.2 Le radar FMCW

La forme d'onde est un signal sinusoïdal dont la fréquence varie linéairement dans le temps. Le système d'émission est constitué d'un oscillateur commandé en tension (VCO) piloté par un système chargé d'asservir la variation de la fréquence et de la rendre linéaire en fonction du temps. Pour cela, ce système de commande prélève une infime partie du signal émis. Le signal est ensuite transmis à une antenne d'émission et une antenne de réception reçoit la réponse de la cible. Le signal reçu est mélangé avec une partie de celui émis. La fig.1.8 présente l'évolution de la fréquence en fonction du temps de réponse du signal émis et du signal réfléchi par la cible. Le signal reçu est retardé dans le temps. A un instant donné, sa fréquence instantanée est différente de celle émise. La différence de fréquence mesurée donne un renseignement sur le retard du signal reçu et permet par conséquent de connaître le temps de parcours aller retour de l'onde entre le radar et la cible. La distance de la cible est déduite de ce temps. Ce type de radar est souvent utilisé pour effectuer des

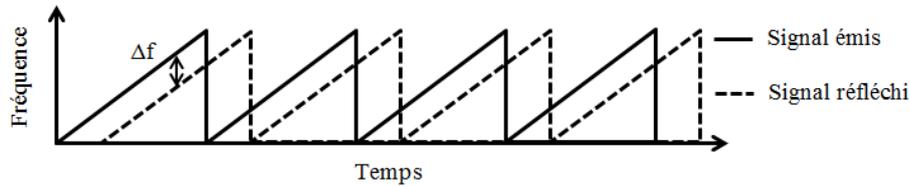


FIGURE 1.8 – Evolution de la fréquence en fonction du temps

mesures de distance (météorologie, mesure du niveau de fluide, radar d'aide à la conduite automobile, radar de détection de lignes à hautes tensions...)[1][3][16][10].

Les radars FMCW possèdent de nombreux avantages par rapport aux radars conventionnels à impulsion :

- faible probabilité d'interception(LPI),
- facilité de fabrication avec les composants RF à base de semi-conducteur,

De plus, ce qui distingue essentiellement les radars FMCW de leur rival conventionnel est la répartition de l'énergie sur une période de temps beaucoup plus large. De cette façon, les détecteurs qui sont équipés de filtres sélectifs ont beaucoup de difficultés à trouver leurs bandes de balayage, d'autant plus que le niveau de crête de puissance de ces radars est beaucoup plus faible. Par ailleurs, avec le progrès des composants RF et des processeurs numériques(DSP), la fabrication d'un radar FMCW est faisable dans les laboratoires de recherche. En effet, les circuits en semi-conducteur, de par leurs limitations physiques, ne peuvent guère dépasser les puissances de pic au-delà de leurs tensions d'alimentation DC, ce qui réserve les klystrons et les magnétrons en tant que candidats exclusifs à la fabrication des radars à impulsion. Nous utiliserons donc la technologie FMCW pour réaliser nos études en raison du faible coût de la réalisation, de la qualité de résolution et de la possibilité de réaliser ce système par un laboratoire de recherche partenaire. Néanmoins, pour obtenir la résolution nécessaire à notre détection, il est important d'utiliser des antennes focalisantes avec des gains supérieurs à 30 dBi.

1.2 Les antennes focalisantes

Nous avons vu l'intérêt du choix du radar FMCW dans la détection de cible et l'avantage d'utiliser des antennes à grand gain ou focalisantes pour augmenter la distance de détection. Néanmoins, afin de satisfaire aux contraintes d'intégration futures, l'antenne doit être à moindre coût, compacte et légère. Cette section est consacrée à l'étude des différentes antennes focalisantes existants dans la littérature dans le domaine millimétrique. Nous nous concentrerons sur les 5 principales familles qui sont :

- les antennes à ondes de fuite,
- les lentilles,
- les antennes réflecteur,
- les réseaux d'antennes,
- les réseaux réflecteurs.

1.2.1 Les antennes à ondes de fuites

Une antenne à ondes de fuites ou *leaky wave antenna* (LWA) est en général une structure de type guide d'onde qui permet d'évacuer une partie de la puissance tout au long de sa

propagation suivant la longueur de l'antenne. L'exemple le plus simple est un guide d'onde rectangulaire avec une fente continue le long d'une de ses faces comme indiqué en fig. 1.9. Les pertes s'effectuent sur toute la longueur, donc la longueur entière constitue l'ouver-

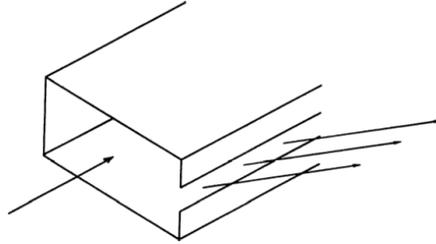


FIGURE 1.9 – Principe de l'antenne à onde de fuite[17]

ture équivalente de l'antenne. La quantité d'énergie qui s'échappe est tellement importante qu'elle n'arrive pas jusqu'à l'extrémité du guide d'onde. Cela s'exprime par une importante valeur de α dans le nombre d'onde complexe k :

$$k = \beta - j\alpha \quad (1.8)$$

α est la constante de pertes et β la constante de propagation. Une grande valeur de α implique de fortes pertes et une diminution de l'ouverture équivalente conduisant à un diagramme de rayonnement dont le faisceau principal est large. Inversement, une faible valeur procure une longue ouverture équivalente et un faisceau principal très fin. De plus, α influe fortement sur l'efficacité de rayonnement. En général, les LWA sont conçues pour avoir une valeur de α qui permet de rayonner 90% de la puissance le temps que l'onde atteigne la fin du guide d'onde. La puissance restante est absorbée par une charge placée en fin de guide d'onde. Typiquement, un LWA est de l'ordre de 20 longueurs d'onde, le maximum de rayonnement se situe à 45° de l'axe du guide d'onde et a une largeur de faisceau à -3 dB de 4° . Il existe deux types de LWAs définis selon que la géométrie de la structure du guide d'onde est uniforme ou modulée périodiquement. Ces deux types sont similaires sur le principe, mais leurs performances diffèrent sur plusieurs points ainsi que dans leur conception.

1.2.1.1 Les structures uniformes

En 1940, Hansen a démontré qu'une antenne pouvait être créée en coupant un guide d'onde rectangulaire selon sa longueur par laquelle la puissance pouvait fuir vers le milieu extérieur[18]. Ensuite, Goldstone et Oliner obtiennent des résultats proches en théorie et en mesure en étudiant des LWA en guide rectangulaire avec une ouverture longitudinale, mais ce type de structure reste simple et des méthodes permettent d'améliorer ces résultats[19]. Ainsi, [20] explique le principe et les méthodes utilisées afin de dimensionner un guide métallique chargé par des stubs ouverts à 50 GHz se terminant par des cloisons simples ou par un bord replié (collerette) dans le but d'éviter les diffractions (fig. 1.10). Les stubs ont pour but d'éliminer le champ E polarisé verticalement afin d'obtenir un rayonnement avec une polarisation horizontale pure. Si la fente se situe au milieu du guide, le champ E_x est nul, il n'y a pas de rayonnement (la fente ne coupe aucune ligne de courant). Les champs ont même amplitude mais sont de sens opposés pour les fentes situées symétriquement par rapport au plan de symétrie yOz . Une solution microruban avec des fentes, pour supprimer le mode fondamental et améliorer le rayonnement, a été proposée en bande C par Menzel [22]

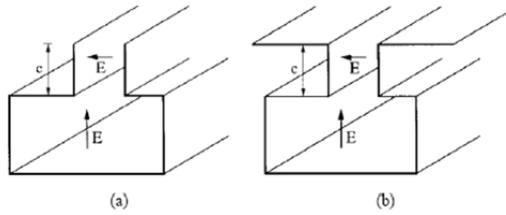


FIGURE 1.10 – LWA uniforme à cloisons simples ou repliées[20]

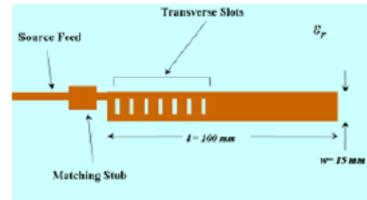


FIGURE 1.11 – LWA uniforme en technologie microruban[21]

(fig. 1.11), puis un plan de masse a été ajouté afin de réduire les dimensions de l’antenne par deux pour des performances similaires [23]. Une dernière solution consiste à utiliser un guide diélectrique de type *Non Radiative Dielectric*(NRD) dans un guide métallique ouvert comme représenté en fig. 1.12. Les LWA représentées en fig. 1.12 font intervenir des

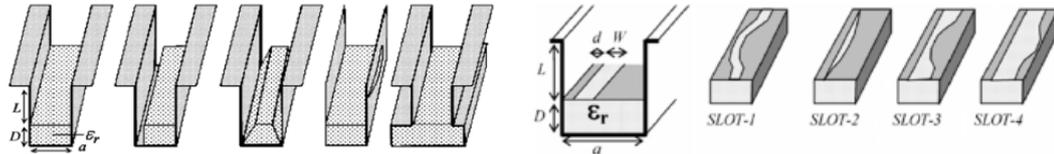


FIGURE 1.12 – LWA périodique en technologie NRD[24]

FIGURE 1.13 – LWA périodique en technologie hybride NRD-strip[25]

guides asymétriques ou de formes complexes à 50 GHz [24]. Pour contourner la difficulté de fabrication, [25] et [26] proposent d’utiliser un guide image sur lequel un motif est imprimé afin de contrôler l’illumination de l’ouverture et ainsi obtenir les lobes secondaires souhaités pour le diagramme de rayonnement (fig. 1.13). Cette transition métallique insérée sur le dessus du guide diélectrique a pour but de modifier la constante d’atténuation du mode de fuite tout en gardant inchangée la constante de phase de la structure. De même, il est possible d’utiliser une ligne microruban à la place du guide diélectrique comme l’a montré Chou en bande C [27].

1.2.1.2 Les structures périodiques

Les structures périodiques à onde de fuite diffèrent des structures uniformes par le fait qu’elles comportent des perturbations de manière régulière le long de la structure ce qui a pour effet de modifier complètement le comportement de l’antenne. On passe ainsi d’une structure dite "Fast wave" à une structure dite "Slow wave" qui se propage le long de la structure et rayonne lorsqu’elle rencontre les discontinuités. Le cas le plus simple a été étudié par Goldstone et Oliner en 1959 [19]. Il s’agit d’un guide d’onde percé de trou de diamètre d espacés périodiquement d’une distance s (fig. 1.14). On notera que si l’espace entre les trous est suffisamment faible ($s < \frac{\lambda}{2}$) alors cette antenne aura un comportement équivalent à celui d’une LWA uniforme. Les LWAs à lignes microrubans ont donc été étudiées en bande Ka (fig. 1.15) et les résultats obtenus présentent deux faisceaux dépointés chacun de 45° autour de l’axe de propagation de l’onde dans la structure pour une réjection des lobes secondaires proche de -10 dB [29].

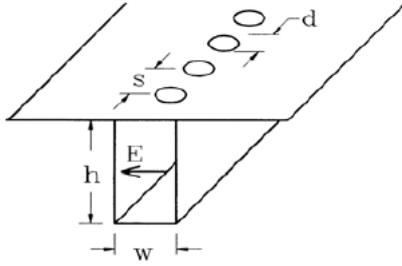


FIGURE 1.14 – LWA périodique simple[19]

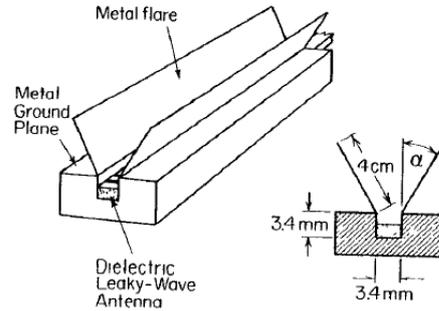


FIGURE 1.15 – LWA périodique à fentes inséré dans un guide métallique[28]

De même, les technologies en guide diélectrique ont été appliquées aux LWAs périodiques. Guglielmi travaille en bande Q sur les guides images en technologie NRD et définit de façon périodique des cellules contenant deux perturbations [30][31]. Les perturbations peuvent être une absence ou un dépôt de métal et on les nommera ouverture ou strip respectivement. Le choix du couple épaisseur des perturbations (lignes ou ouvertures) et période entre chaque cellule élémentaire conduit à l'optimisation du dépointage du faisceau en fonction de la fréquence. Il est aussi possible d'insérer le guide dans un guide d'onde métallique ouvert sur sa longueur dont les extrémités sont orientées de façon à réaliser un cornet [28]. Les résultats à 81,5 GHz montrent que si la transition entre les perturbations est continue et linéaire, l'efficacité de rayonnement est améliorée et le faisceau est plus fin. Une formule empirique a été développée pour définir la largeur $w(n)$ de la n^{ime} perturbation :

$$w(n) = \begin{cases} (0.15 + 0.015(n - l))\lambda_g, & n < 18 \\ 0,4\lambda_g, & n \geq 18 \end{cases} \quad (1.9)$$

Enfin, la technologie des guides diélectriques a été étudiée. Schwering travaille sur les LWA périodiques en guide diélectrique corrugué et à la différence des guides NRD, l'environnement métallique autour du guide diélectrique a disparu[32]. Néanmoins, un plan de masse est présent sous la structure de manière à éviter le rayonnement arrière. Ghomi, contrairement aux autres, s'est intéressé à la forme du guide lui même et propose deux solutions, sinusoïdale et exponentielle (fig1.16), afin d'obtenir des diagrammes de rayonnement avec des lobes secondaires plus faibles en bande Ku [33].

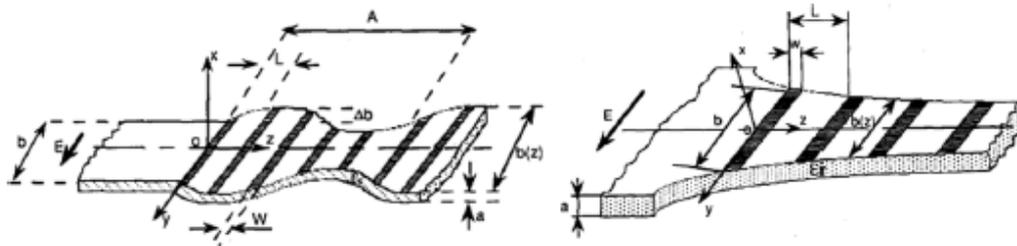


FIGURE 1.16 – LWA ayant des dimensions de perturbations variables[33]

1.2.1.3 Balayage mécanique et électronique

Les différentes solutions que nous venons de citer sont passives donc ne permettent pas de réaliser un balayage du faisceau, cependant des solutions mécaniques et électroniques existent. En ce qui concerne les technologies mécaniques, la première idée est basée sur un guide diélectrique dont les perturbations peuvent être modifiées[34]. En effet, dans ce modèle, des colonnes de perturbations de période différentes sont disposées sur une structure mobile, le guide diélectrique étant fixe. En changeant la configuration présentée au guide, il est possible de dépointer le faisceau comme représenté en fig. 1.17. Notons que la variation de la fréquence est un autre paramètre de dépointage pour ce type de LWA. Le problème majeur

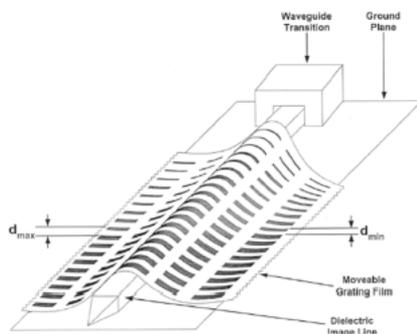


FIGURE 1.17 – LWA à balayage mécanique et fréquentiel[34]

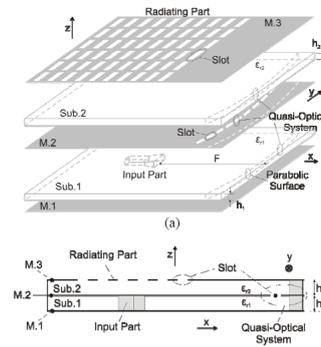


FIGURE 1.18 – LWA à balayage mécanique[35]

de ce système est qu'il n'est pas automatisé pour le moment et qu'une automatisation dégraderait les performances dans le temps. Une autre solution consiste à perturber le champ présent dans un guide diélectrique par un rouleau métallique dont les strips varient en fonction de la position angulaire. Ainsi, les grilles présentées devant le guide varient de manière continue lors de la rotation du cylindre ce qui entraîne le dépointage angulaire du rayonnement. Afin de focaliser le rayonnement dans un seul plan, un réflecteur parabolique est situé en face de la structure et un plan de masse est situé sous les perturbations afin de rediriger le rayonnement dans la direction désirée. Avec cette solution, un balayage de 30° est réalisé avec un faisceau de $0,5^\circ$ d'ouverture angulaire. Enfin, il faut citer les LWA à sources multiples [35]. Basé sur le LWA à excitation optique, cette antenne en bande K possède sept cornets proche les uns des autres lui permettant de réaliser un dépointage de 60° en élévation et de 80° en azimut (fig. 1.18). Les auteurs obtiennent des lobes secondaires inférieurs à 13 dB et un efficacité de l'ordre de 80%. En ce qui concerne le balayage électronique, la méthode la plus simple est d'utiliser le balayage en fréquence car les LWA sont très sensibles à ce paramètre [36][37]. Les résultats sont remarquables car le faisceau dépointe de $\pm 60^\circ$, néanmoins la bande de fréquence nécessaire est de l'ordre de 2,4 GHz, il convient donc de réaliser une antenne ultra large bande d'où la difficulté. Une grande partie des méthodes présentes dans la littérature est basée sur l'utilisation de diodes PIN. L'ajout de diodes sur les côtés de la structure ou directement sur la ligne microruban modifie les conditions aux limites de manière électronique afin de réaliser un balayage[38][39]. Il est aussi possible de commuter les faisceau à l'aide de switch[40] ou d'utiliser des déphaseurs alimentés en tension par diodes ce qui permet d'obtenir des dépointages de l'ordre de $\pm 15^\circ$.

1.2.2 Les lentilles

Parmi les structures permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement très directif ainsi qu'un grand gain (généralement supérieur à 30 dB) et de faibles lobes secondaires (inférieures à -20 dB), on trouve les lentilles qui sont largement utilisées dans le domaine des microondes et des ondes millimétriques en raison de leurs bonnes performances. Les antennes lentilles sont des projecteurs d'ondes transformant une onde sphérique en onde plane et leur alimentation en transmission permet d'éviter le phénomène de masquage. Elles sont considérées comme des antennes dites optiques et peuvent être divisées en deux grandes familles : les lentilles diélectriques et métalliques.

1.2.2.1 Les lentilles diélectriques

Le principe des antennes lentilles est basé sur le principe de collimation lorsque l'on se trouve en mode d'émission. En microonde comme en optique, une lentille a pour rôle de modifier la phase et la direction du rayonnement émis par la source primaire [41]. A partir d'une source ponctuelle placée au foyer de la lentille, on génère une onde sphérique puis une onde plane après le passage au travers de la lentille qui est assimilée à une ouverture rayonnante (fig. 1.19). Classiquement, une lentille est fabriquée à l'aide d'un matériau diélectrique homogène dont l'indice de réfraction est noté n . La conception de la lentille repose sur les principes suivants :

- l'égalité des parcours optiques dans une direction donnée,
- la loi de réfraction.

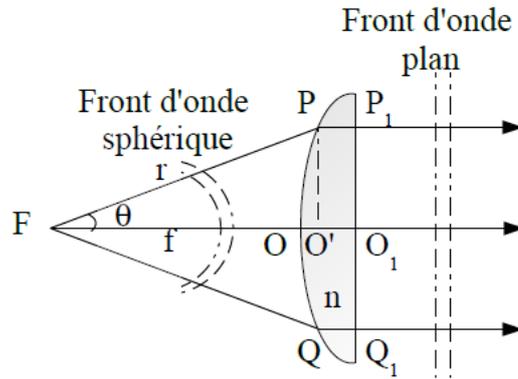


FIGURE 1.19 – Schéma de principe d'une lentille classique[42]

La fig. 1.20 (a,b) présente une lentille convexe avec un indice de réfraction supérieur à 1, tandis que des lentilles concaves ($n < 1$) sont représentées en fig. 1.20 (c,d). On suppose que la source est placée au point focal F , l'équation à la surface de la lentille est obtenue par la condition de l'égalité des chemins optiques :

$$\begin{aligned} (FP) + n(PP_1) &= (FO) + n(OO_1) \\ (FP) &= (FO) + n(OO') \end{aligned} \quad (1.10)$$

Soit,

$$r = f + n(r \cos(\theta) - f) \quad (1.11)$$

Ainsi,

$$r = \frac{f(n-1)}{n(\cos(\theta) - 1)} \quad (1.12)$$

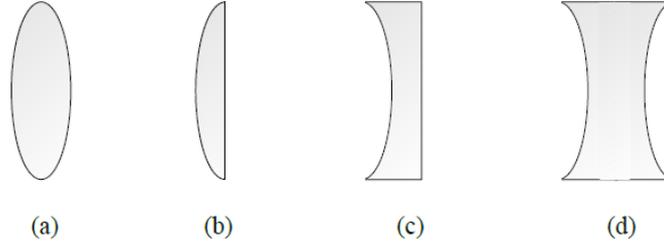


FIGURE 1.20 – Différent types de lentilles diélectriques (a,b) : lentilles convexes $n > 1$; (c,d) : lentilles concaves $n < 1$ [42]

L'éq. 1.12 nous permet de déterminer l'angle d'éclairement maximum θ_{max} (valeur de θ pour laquelle le dénominateur de r s'annule (de plus si l'on dépassait cette valeur, le rayon r serait alors négatif). Ce qui donne l'asymptote :

$$\theta_{max} = \cos^{-1}\left(\frac{1}{n}\right) \quad (1.13)$$

Cette valeur de θ_{max} est à différencier de celle de $\theta_0 = \tan^{-1}\left(\frac{D}{2f}\right)$ qui est inférieure à θ_{max} et qui correspond à l'angle d'éclairement de la lentille (défini en fonction du diamètre de la lentille et de la distance focale comme indiqué en fig. 1.21). Le gain maximal de l'antenne est défini par la surface de l'ouverture de la lentille en supposant une illumination uniforme (éq. 1.14).

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (1.14)$$

où S est la surface de la lentille et λ et la longueur d'onde à la fréquence considérée. Néanmoins, le gain est sensible à l'illumination et au positionnement de la source affectant directement les propriétés de l'antenne comme représenté en fig. 1.21. En effet, au delà de l'angle d'illumination θ_0 , toute puissance émise est perdue car non émise par la lentille, c'est ce que l'on appelle les pertes par débordement ou "spillover" η_s comme décrit en éq. 1.15.

$$\eta_s = 2 \cot^2 \theta_0 \frac{\int_0^{\theta_0} |E(\theta)|^2 \tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) d\theta}{\int_0^{\theta_0} |E(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (1.15)$$

Afin de diminuer ces pertes, il est habituel de réduire la distance focale. Néanmoins, si la source n'illumine pas tout le réflecteur de manière uniforme, les amplitudes incidentes diffèrent d'un point à l'autre de la surface et le gain est réduit. Ce phénomène s'appelle l'efficacité d'éclairement ou "taper efficiency" η_t lequel peut être défini par l'éq. 1.16.

$$\eta_t = \frac{\int_0^{\theta_0} |E(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta}{\int_0^{\pi} |E(\theta)|^2 \sin(\theta) d\theta} \quad (1.16)$$

Le coefficient de reflexion de surface peut être estimé par la formule suivante (incidence normale) :

$$R = \frac{n - 1}{n + 1} = \frac{\sqrt{\varepsilon_r} - 1}{\sqrt{\varepsilon_r} + 1} \quad (1.17)$$

Le choix de l'indice de réfraction n est très important. Il influe sur la conception et les performances de la lentille. Nous voyons d'après l'éq. 1.13 que l'augmentation de n entraîne une augmentation de l'angle θ_{max} , ce qui permet de réduire la distance focale. Ainsi, l'encombrement peut être réduit mais l'éq. 1.17 nous montre que cela entraîne une augmentation

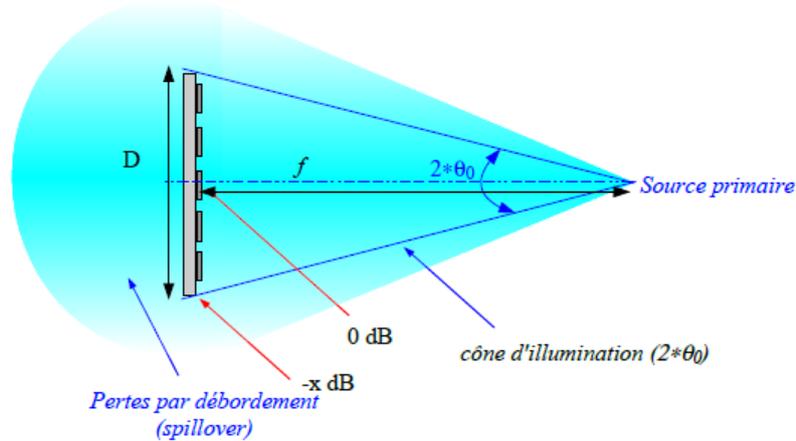


FIGURE 1.21 – Représentation des pertes par débordement dans le cas d'une lentille

du coefficient de réflexion. La permittivité du substrat utilisé pour la lentille va directement jouer sur ses caractéristiques en rayonnement. En effet, l'utilisation d'un substrat ayant une permittivité élevée réduit la taille de la lentille mais augmente les pertes par réflexion à l'interface air/lentille. Ces phénomènes de réflexions multiples perturbent le rayonnement de la lentille et génèrent une remontée des lobes secondaires, de la composante croisée et du rayonnement arrière de la lentille. Une méthode permet de diminuer l'effet négatif dû à l'utilisation d'une lentille avec un ϵ_r élevé : il s'agit d'un traitement anti-réfléchissant conseillé et nécessaire pour un $\epsilon_r > 4$. La gamme d' ϵ_r utilisée en millimétrique varie approximativement entre 1.2 et 11.7 pour un $\tan\delta \approx 5.10^{-3}$. On retrouve ainsi des matériaux à ϵ_r relativement faible pour des applications utilisant la formation de faisceaux comme le Polyéthylène ($\epsilon_r=2,33$, $\tan\delta \approx 4.10^{-4}$), le Polypropylène ($\epsilon_r=2,43$), le Rexolite ($\epsilon_r=2,54$) ou le Polystyrène ($\epsilon_r=2,53$, $\tan\delta < 10^{-3}$). De même, pour des applications où la puissance transmise entre la source et la lentille est importante, des matériaux à ϵ_r plus élevé sont utilisés tels que le Quartz ($\epsilon_r=3,8$), le Kapton ($\epsilon_r=3,87$), différentes céramiques ($\epsilon_r=6,6$) ou le Silicium ($\epsilon_r=11,7$).

Le problème majeur est que les lentilles diélectriques décrites plus haut ne permettent pas d'atteindre les objectifs que l'on se fixe en termes de champ de vision ou de balayage nécessaire puisque ce type de lentille ne possède qu'un seul foyer et présente des aberrations dès que la source n'est plus située au point focal [43]. Les lentilles sphériques permettent le respect de conditions supplémentaires et ainsi une diminution des aberrations mais globalement elles présentent les mêmes défauts que la lentille simple. Pour répondre à ce problème des lentilles de forme arbitraire ont été étudiées. L'avantage principal est l'ajout d'une lamelle permettant le plaquage des sources. Ainsi, il est possible d'optimiser la lentille en adaptant sa forme, pour la corrélérer avec l'illumination de la source primaire et ainsi respecter un certain gabarit de diagramme de rayonnement [44][45] (fig. 1.22). Ces lentilles en bande V nous permettent de couvrir une zone de balayage de $\pm 25^\circ$ par commutation de faisceaux. L'excitation choisie pour alimenter ce type de lentille peut être un réseau de patches, un réseau de fentes ou des ouvertures rayonnantes, ce qui facilite le balayage en deux dimensions. Pour exemple, l'Université du Michigan a développé des lentilles à 24 et 77 GHz aux performances sans comparaison puisqu'elles permettent d'effectuer un balayage de $\pm 90^\circ$ avec un niveau de lobes secondaires inférieur à 15 dB [46]. Cette lentille en Teflon

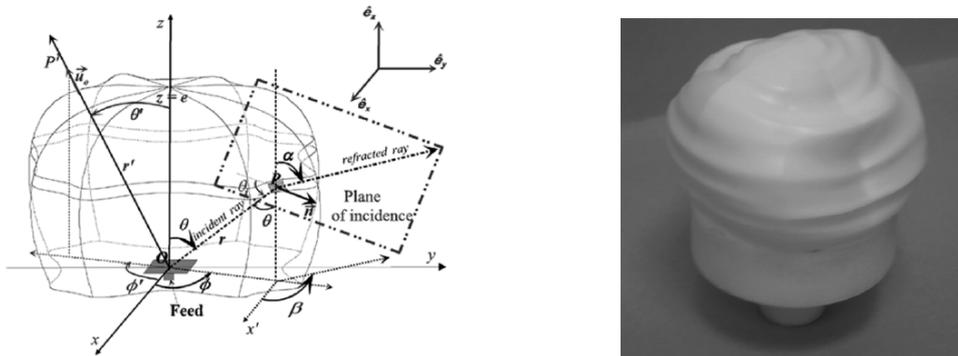


FIGURE 1.22 – Principe et photographie d'une lentille de forme arbitraire[44]

de 50 mm diamètre est éclairée par des antennes de type "Tapered Slot Antenna" (TSA) imprimées sur un substrat de Duroïd de $127 \mu\text{m}$ et réparties le long d'un demi-cercle situé à 13 mm de la surface de la lentille (fig. 1.23). Cette technique permet aussi de faire du

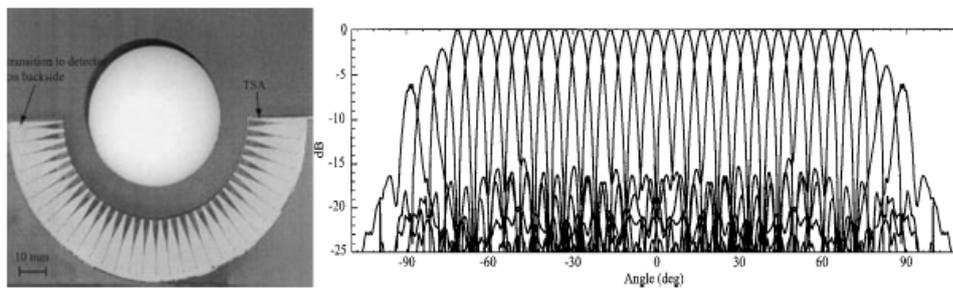


FIGURE 1.23 – Lentille sphérique alimenté par des TSA[46]

multifréquence comme décrit en [47]. Cependant, bien que les performances de ce système antennaire sont impressionnantes, les contraintes de dimensions de l'ensemble du système auxquelles il faudrait ajouter celles des cartes électroniques sont trop importantes. De plus, il faut également prendre en compte la commutation entre l'ensemble des sources qui nécessite l'ajout de commutateurs dans la structure ce que l'on souhaite particulièrement éviter puisque cela augmenterait le coût de fabrication et ajouterait des pertes non négligeables.

La lentille biconvexe permet de réduire les lobes secondaires contrairement à la lentille plano convexe dont la face plane réfléchit une partie de l'onde [48]. Mais le principal avantage de cette antenne est la possibilité de dépointer le faisceau par déplacement de la source, l'antenne respectant les conditions de stigmatisme rigoureux et les conditions d'Abbe (voir Annexe 1). Néanmoins, le déplacement de la source est limité par la distance focale. Les lentilles plano convexes et biconvexes sont limitées en compacité à cause de la distance focale. En effet, plus cette distance est petite, plus la concavité de la lentille est grande (l'épaisseur centrale) et plus le poids est important. Dans ce cadre, il est possible d'avoir recours aux lentilles zonées. Elles sont obtenues par combinaison de deux ou plusieurs diélectriques répartis alternativement de manière concentrique ou encore par découpage de zones dans l'épaisseur de la lentille. La conception des lentilles zonées est basée sur le principe de la correction de phase dans la direction souhaitée. Contrairement aux lentilles classiques qui focalisent l'énergie grâce à la réfraction des ondes au travers d'un diélectrique,

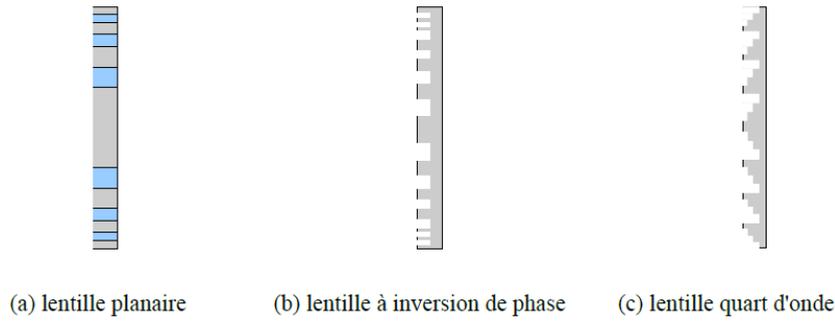


FIGURE 1.24 – Lentilles zonées

les lentilles zonées exploitent les phénomènes d'interférences et de diffraction apparaissant lorsque les ondes traversent une interface de deux diélectriques différents (figure 1.24 (a)) ou une structure à plusieurs échelons (figure 1.24 (b,c)). C'est en 1821, qu'Augustin Fresnel, ingénieur à la commission des phares, a proposé de remplacer les réflecteurs métalliques par des lentilles à échelon. Ces lentilles, dites de Fresnel, constituées d'un disque central convexe (bombé vers l'extérieur) entouré d'une série d'anneaux concentriques jouant le rôle de prismes, focalisent les rayons d'une source lumineuse sur un seul plan. En effet, à la sortie de la lentille, les rayons lumineux réfractés par les anneaux concentriques se trouvent parallèles les uns aux autres et se propagent le long d'une direction unique. Ce procédé permet donc d'éclairer uniquement l'horizon en évitant la diffusion des rayons dans tout l'espace, et d'augmenter jusqu'à 4,5 millions de fois l'intensité du faisceau lumineux. Il s'avère si performant qu'il équipa progressivement tous les phares du monde et se trouve encore aujourd'hui à l'origine des nombreux faisceaux lumineux qui balayent notre ciel. Ce type de lentille a par la suite été développé pour concevoir des antennes à grands gains dans le domaine millimétrique. Le rayon des anneaux concentriques est alors calculé de manière à ce que la différence de marche des ondes corresponde à une différence de phase permettant une interférence constructive des ondes se recombinant au point focal. En s'appuyant sur le tracé des rayons, le rayon des réseaux zonés est calculé avec la formule de Fresnel :

$$r_n = \sqrt{2nf \frac{\lambda}{P} + \left(\frac{n\lambda}{P}\right)^2} \quad (1.18)$$

où r_n est le rayon extérieur de la $n^{ième}$ zone, f représente la focale, λ la longueur d'onde dans l'air et P l'ordre de correction de Fresnel. Comparées aux lentilles classiques, les lentilles plates à zones ont les avantages suivants : poids léger, faible épaisseur, simplicité de fabrication, faibles pertes diélectriques et faible coût [49][50][51][52]. Cependant, à cause des marches de la lentille, l'erreur de phase est accrue ce qui entraîne une diminution du rendement et une hausse du niveau des lobes secondaires. Contrairement aux lentilles classiques, elles sont dépendantes de la fréquence comme l'illustre la formule 1.18. Ces lentilles plates à zones sont néanmoins très utilisées dans le domaine millimétrique car elles offrent un bon compromis entre le coût, la taille et la directivité.

Afin de pallier les problèmes de compacité sans dégrader les performances en balayage, le Pr. W. Menzel de l'université de Ulm a développé une solution innovante qui consiste à monter une structure repliée, formée d'une surface rainurée, d'une grille polarisante et d'une lentille plano convexe imbriquée dans cette architecture [53]. Dans ce système à 20 GHz, les rayons émis par la source primaire sont tout d'abord réfléchis par la grille polarisante (champ E parallèle aux lames de la grille), puis une rotation de 90° du champ électrique

s'effectue lors de la réflexion sur la surface rainurée. En effet, comme représenté en fig. 1.25 (a), un champ électrique incident E_{in} sur une surface rainurée peut se décomposer en deux composantes E_x et E_y . La surface rainurée ne laisse passer que la composante perpendiculaire à la rainure et réfléchit la composante parallèle (b). Enfin, la composante perpendiculaire à la rainure est réfléchi par le fond de la surface rainurée, ce qui fait qu'elle a parcouru $\frac{\lambda}{2}$ de plus que la composante parallèle. Il s'ensuit un champ électrique réfléchi E_{out} déphasé de 90° (c). Ainsi, lorsque le champ atteint de nouveau la grille, le champ E

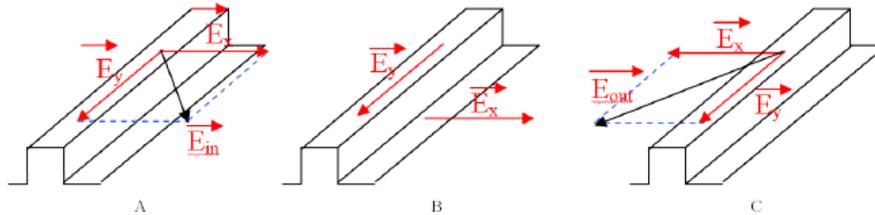


FIGURE 1.25 – Principe du déphasage par grille polarisante

est perpendiculaire à celle-ci et la traverse. Cette méthode permet de réduire de moitié la distance focale donc de gagner en compacité.

Enfin, une dernière solution en lentille diélectrique est la lentille à gradient d'indice. La plus connue est la lentille de Luneberg apparue vers la fin de la seconde guerre mondiale. Il s'agit d'une lentille sphérique constituée d'un milieu inhomogène dans lequel l'indice de réfraction suit une loi telle qu'il décroît de $n=1,41$ au centre de la lentille à $n=1$ à sa périphérie, de façon à réaliser l'adaptation d'impédance avec le milieu extérieur [54]. La loi décrite par la variation d'indice est définie par l'éq. 1.19 :

$$n = \sqrt{2 - \left(\frac{r_1}{r}\right)^2} \quad (1.19)$$

r_1 est le rayon extérieur de la lentille et r le rayon associé au point considéré. Le principal avantage de cette lentille est sa forme sphérique qui permet une focalisation parfaite quelle que soit l'angle d'incidence ce qui facilite le balayage. En effet, il est possible d'obtenir des

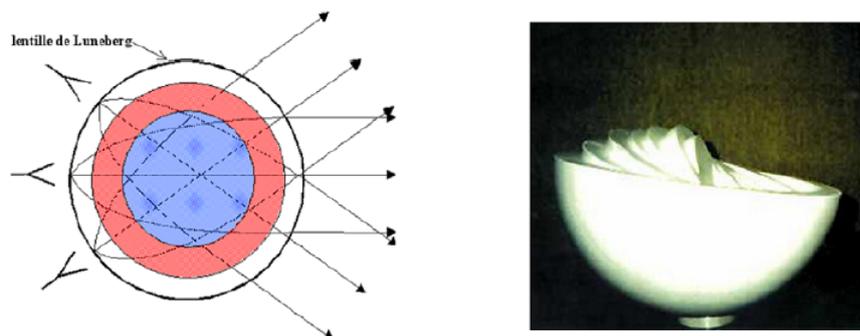


FIGURE 1.26 – Lentille de Luneberg

dépointages de faisceau de l'ordre de $\pm 70^\circ$ avec une efficacité de 45 à 65%. Néanmoins, sa conception et sa fabrication sont complexes [55] ce qui est un paramètre non négligeable

pour les partenaires industriels. Une forme simplifiée de lentille à gradient d'indice est la lentille de Eaton-Lippman [56] ou la lentille de Maxwell dite "Fish Eye" du fait de sa ressemblance avec l'oeil d'un poisson [54][57]. La différence avec la lentille précédente se situe dans le choix de la loi de variation d'indice.

1.2.2.2 Les lentilles métalliques

Les lentilles à diélectrique artificiel sont le modèle le plus simple d'antennes métalliques. Elles sont constituées d'empilement de plaques métalliques formant un diélectrique artificiel dont l'indice de réfraction équivalent est inférieur à 1 [58][59](fig. 1.27). La vitesse de phase des ondes dans ce milieu est supérieure à leur vitesse dans l'air. Les performances de ce

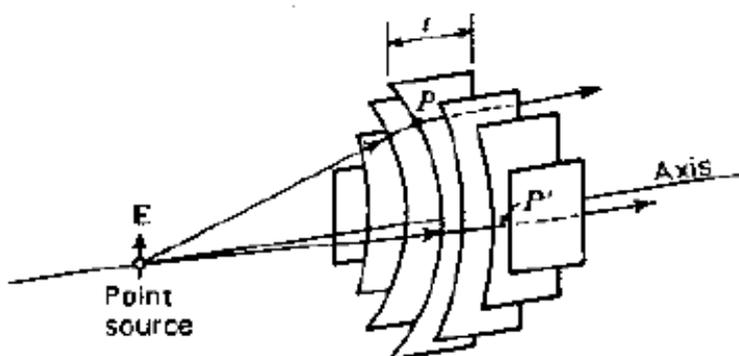


FIGURE 1.27 – Lentille à diélectrique artificiel[60]

type de lentille sont similaires aux lentilles classiques. Il est possible de réaliser un balayage important de l'ordre de $\pm 45^\circ$. A la fréquence à laquelle nous désirons travailler, 77 GHz, le principal inconvénient réside dans les multiréflexions, les diffractions dues aux arêtes vives et le couplage entre les sources primaires et la lentille qui engendrent des remontées indésirables de lobes latéraux. De plus la précision de réalisation implique des coûts importants et une complexification qui ne permet aucun montage en série. De même, la lentille artificielle de Luneberg est une solution efficace réalisée à 77 GHz pour la première fois en 2002, bien qu'elle soit connue depuis 1960 [61]. La variation d'indice se fait par l'intermédiaire des plots métalliques qui ont des hauteurs différentes et qui permettent de contraindre le champ pour obtenir la variation d'indice de manière artificielle (fig. 1.28). La répartition des plots entre les plaques permet d'obtenir des faisceaux identiques, indépendamment de l'angle d'alimentation. Elle présente l'avantage, de réaliser un balayage de faisceau ($\pm 10^\circ$) sans effet d'aberration, et possède une de ses dimensions fortement réduite par rapport à la lentille de Luneburg classique. Cependant, il est nécessaire d'ajouter un système focalisant dans le plan d'élévation puisque la lentille artificielle ne focalise pas dans ce dernier et cela ajoute des problèmes d'encombrement.

Contrairement aux autres lentilles, les lentilles de Rotman ne sont pas placées devant une antenne de faible directivité [63]. Elles sont directement intégrées dans le circuit d'excitation. Leur rôle n'est pas d'augmenter la directivité de l'antenne mais de réaliser un balayage sur une plage angulaire donnée. A chaque entrée correspond un faisceau dans une direction donnée dont la directivité dépend du nombre d'antennes connectées en sortie de la lentille (fig. 1.29). Le balayage est alors réalisé par commutation des différentes voies d'entrées et il est donc nécessaire d'avoir autant d'entrées que de faisceaux désirés. Une lentille de ce

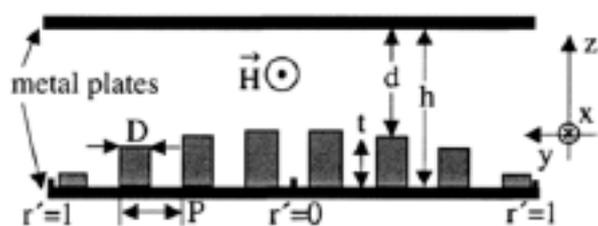


FIGURE 1.28 – Lentille artificielle de Luneberg[61]

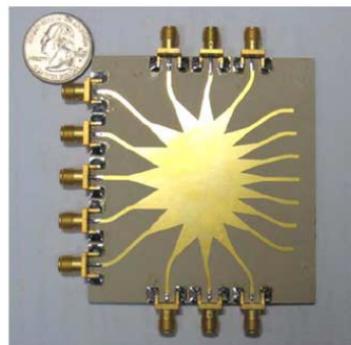


FIGURE 1.29 – Lentille de Rotman[62]

type a été utilisée pour la réalisation d'un prototype de radar à 35 GHz [64] et pour des applications radar à 77 GHz [65]. Les accès sont en technologie guide d'onde rectangulaire. Ce système permet de bonnes performances de balayage sur $\pm 20^\circ$, mais une telle réalisation à 76 GHz nécessiterait un usinage très précis.

Enfin, il faut citer les lentilles formées d'anneaux métalliques dont les rayons sont calculés d'après les lois classiques de l'optique géométrique afin d'obtenir une construction en phase des ondes diffractées à travers les faces transparentes de l'antenne (fig. 1.30). Le principe est le même que pour les lentilles de Fresnel classiques et répondent à l'éq. 1.18 [51]. Ceci



FIGURE 1.30 – Lentille de Fresnel à anneaux métalliques[51]

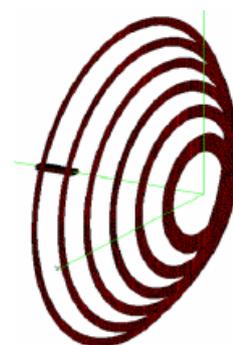


FIGURE 1.31 – Lentille de Fresnel à anneaux métalliques situés dans différents plans[66]

permet d'obtenir une lentille plane, compacte, ayant une très haute directivité et un très faible rendement puisque la moitié de la surface effective de l'antenne est opaque. Cependant, cette lentille est limitée en terme de balayage puisque les anneaux sont modélisés pour une seule position de la source primaire. Pour améliorer les propriétés de balayage, il suffit de positionner les anneaux métalliques dans différents plans afin de suivre une équation parabolique, circulaire ou optimisée (fig. 1.31). Le positionnement des anneaux dans différents plans permet d'ajouter une variable supplémentaire d'optimisation pour améliorer le balayage. Néanmoins, nous restons limités en termes de rendement et en termes d'efficacité de balayage ($\pm 15^\circ$). Enfin, Une solution innovante a été développée à l'IRCTR en Hollande [67], composée d'un bloc de semi-conducteur (SiGeAs) et d'un laser pulsé, mais le coût et l'imaturité de la technologie ne les rendent pas envisageables pour notre application.

1.2.3 Les antennes réflecteurs

Les antennes à réflecteurs sont des antennes à projecteurs d'ondes assimilables à des ouvertures rayonnantes de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde [41]. Leur rôle est de transformer une onde sphérique en onde plane : la source est placée au point focal du système à réflecteurs. Le rayonnement obtenu forme un faisceau très directif qui s'accompagne de faibles lobes secondaires. Nous aborderons dans cette section les trois grandes familles d'antennes à réflecteurs qui sont :

- les antennes à simple réflecteur,
- les antennes à double réflecteur,
- les réflecteurs zonés,

1.2.3.1 Les antennes à simple réflecteur

Le système rayonnant le plus simple et le plus répandu est constitué d'un seul réflecteur éclairé par une antenne source primaire [68]. Sa surface réfléchissante est de forme parabolique ou circulaire à symétrie de révolution. Ceci nous ramène au principe des lentilles plano convexes puisqu'un réflecteur parabolique respectera la condition de stigmatisme et un réflecteur circulaire respectera la condition d'aplanétisme d'Abbe. Nous déduisons qu'un réflecteur simple ne pourra pas respecter les deux conditions simultanément contrairement aux lentilles plano convexes. Différentes antennes peuvent constituer la source primaire,



FIGURE 1.32 – Antennes à réflecteur simple centré et en 'offset'

mais dans la grande majorité des cas, les antennes cornets sont choisies. En effet, pour ne pas dégrader l'efficacité de rayonnement, le positionnement et l'angle d'éclairage de la source sont des paramètres essentiels car ils influent sur l'efficacité de cône et les pertes par débordement comme énoncé dans la section sur les lentilles. Le principal avantage des paraboles est le gain très élevé (généralement supérieur à 30 dBi et pouvant aisément atteindre 40 à 50 dBi) calculé selon la méthode de l'ouverture équivalente et permettant ainsi des communications longue portée. De plus, des faisceaux très fins sont obtenus (angle d'ouverture à -3 dB inférieur à 1°). Un bon découplage de polarisation et une large bande passante sont également possibles avec ce type d'antenne. Le réflecteur parabolique est une solution très efficace notamment pour les applications en bande millimétrique et submillimétrique où les pertes diélectriques deviennent très importantes et détériorent les performances des réseaux d'antennes imprimées. Cependant, une antenne réflecteur classique ne permet pas de réaliser de dépointage de faisceau car le profil complexe est conçu pour un positionnement donnée de la source primaire. Néanmoins, certains modèles optimisent le réflecteur pour permettre à la source de dépointer mécaniquement ou électroniquement sans perdre d'efficacité [69][70][71]. Le traitement et la réalisation de la surface parabolique constituent

des étapes délicates dans le processus de réalisation, ce qui engendre un prix de fabrication élevé et des pertes dues au masquage par la source primaire. Enfin, les structures offset éliminent le blocage de la source primaire mais le problème de fixation de cette dernière n'est pas résolu [72][73].

1.2.3.2 Les antennes à double réflecteur

Les antennes employant deux réflecteurs ont l'avantage de réduire la dimension axiale de la structure pour une même distance focale et offrent plusieurs variables ce qui permet d'optimiser simultanément différents types d'aberrations. Une antenne est dite Cassegrain

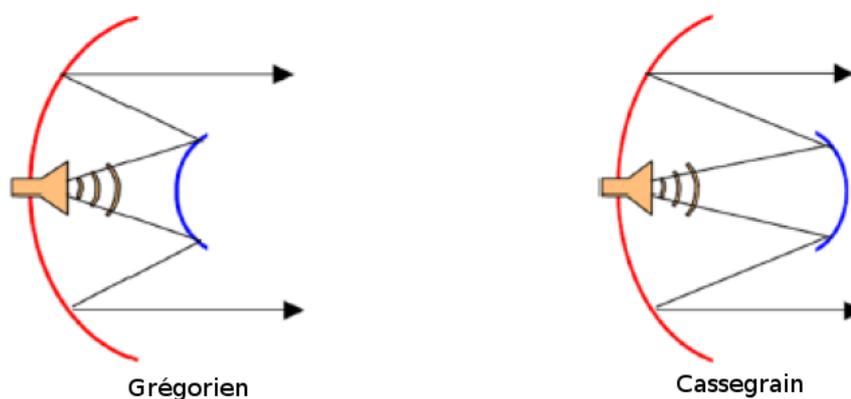


FIGURE 1.33 – Antenne à double réflecteur Grégorien et Cassegrain

lorsque le sous-réflecteur est hyperbolique et Grégorienne lorsque le sous-réflecteur est elliptique (fig. 1.33). Le sous réflecteur peut aussi être matérialisé par un réseau réflecteur ou une grille polarisante comme dans le cas de la lentille repliée de la section précédente [74]. Tout comme pour une antenne à réflecteur simple, il est possible de réaliser un décalage de la source pour optimiser les dimensions de l'antenne et réduire les pertes par masquage. Enfin, il est possible d'obtenir un balayage par déplacement mécanique du sous réflecteur en bande Ku et Ka [75] ou par commutation de faisceaux [76].

1.2.3.3 Les réflecteurs zonés

Tout comme les lentilles à zones, le réflecteur peut comporter des zones pour réduire le volume, le poids et surtout la complexité de fabrication. Les zones sont définies par l'équation de Fresnel vue en section précédente [77][78]. Il est constitué d'anneaux métalliques concentriques gravés sur un substrat métallisé en face arrière dont l'épaisseur d est calculée par la relation 1.20.

$$d = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.20)$$

La fig. 1.34 représente un réflecteur à deux zones qui est la configuration la plus simple et un réflecteur à quatre zones. Le réflecteur à zones présente certains avantages : simplicité de fabrication, faible épaisseur, faible poids et coût réduit. Du fait de la correction de la phase en zone, la phase de réflexion est donc moins précise que celle du réflecteur parabolique ce qui diminue les performances par rapport aux réflecteurs classiques. Ils sont moins efficaces, possèdent des lobes secondaires plus élevés et des pertes plus importantes liées à la présence du substrat diélectrique. Cependant, les performances s'améliorent en augmentant le nombre de zones de correction.



FIGURE 1.34 – Réflecteur de Fresnel à 2 et 4 zones

1.2.4 Les réseaux d'antennes

Les réseaux d'antennes sont caractérisées par un ensemble d'antennes, généralement semblables et à faible gain, alimenté de manière à ce que la mise en réseau somme les contributions des différentes antennes en contrôlant les amplitudes et phases avec lesquelles on les alimente dans le but de réaliser des antennes à grande directivité. Il existe trois grandes familles dont nous allons décrire le fonctionnement.

1.2.4.1 Les réseaux phasés alimentés par lignes

Les antennes patchs sont des antennes imprimées dont nous parlerons plus longuement au chapitre 2. Généralement, un substrat diélectrique est intercalé entre un dépôt métallique de dimensions prédéfinies et un plan de masse ce qui lui confère un faible gain. La mise en réseau de plusieurs antennes patchs est donc intéressante pour obtenir une grande directivité. Néanmoins, les différents signaux doivent suivre une loi d'amplitude et de phase particulière pour que la somme des contributions ait lieu [79]. Le cas le plus simple est un réseau linéaire de patch où une source alimente les patchs par ligne microruban. Les lois de phase et d'amplitude sont réalisées par des diviseurs de puissance imprimés (fig. 1.35) ou par optimisation de la forme de l'antenne (fig. 1.36). Par exemple, un réseau d'an-

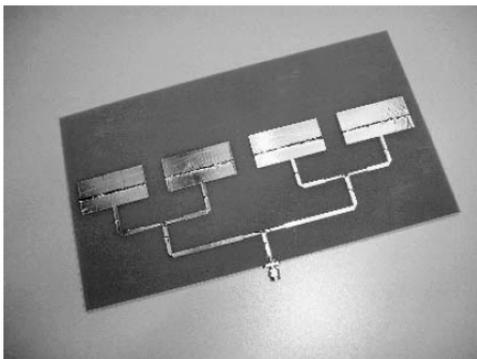


FIGURE 1.35 – Réseau linéaire de patchs avec diviseur de puissance[80]

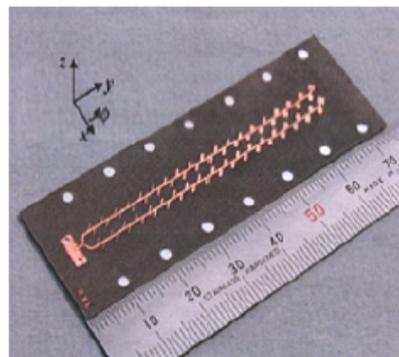


FIGURE 1.36 – Réseau linéaire de patchs inclinés de 45°[81]

tennes orientées à 45°, dont la forme du patch est calculée pour optimiser le diagramme

de rayonnement, a été conçu et un gain de 22 dBi a été obtenu à 77 GHz [81]. Ces types d'architectures nécessitent des circuits d'alimentation assez complexes et introduisent des pertes qui limitent l'ajout des éléments rayonnants, et par suite le gain de la structure. Afin de réaliser un balayage, il est possible d'ajouter des déphaseurs avant chaque patch afin de réaliser de la reconfigurabilité. Une autre méthode consiste à mettre en parallèle des réseaux

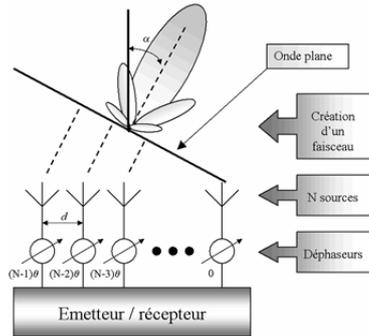


FIGURE 1.37 – Principe du réseau linéaire de patches à déphaseurs

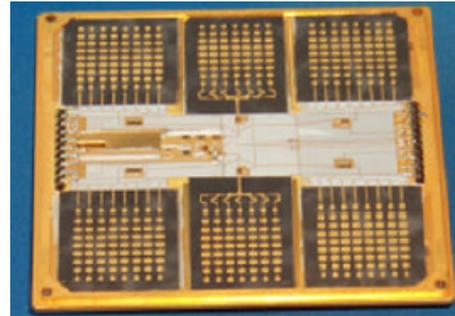


FIGURE 1.38 – Réseaux de patches à commutations de faisceau développé par MTS

d'antennes rayonnant dans des directions différentes et de réaliser le balayage en commutant les réseaux. [82] utilise un réseau de patches à base de polarisation circulaire. L'excitation, relativement complexe, d'un module multi-couche à base d'anneaux hybrides s'appuie sur la technologie LTCC. Le réseau de 8×8 patches fonctionne à la fréquence de 30 GHz et permet l'obtention d'une couverture angulaire de $\pm 55^\circ$ pour un gain d'environ 22 dBi dans l'axe. Mais la technologie utilisée, pour la réalisation du prototype LTCC, est une technologie en phase de maturation et donc relativement chère dans le cadre d'une production en série. Notons que les réseaux phasés sont des antennes en transmission contrairement aux antennes réflecteurs et plus précisément aux réseaux réflecteurs. En effet, dans ce système, une source primaire émet une onde sphérique incidente vers un réseau d'antennes lequel réémet une onde plane par transmission. Les antennes utilisées étaient à la base des guides d'ondes ou des fentes de dimensions variable, qui permettent de réaliser des retards pour obtenir une onde plane [80]. La technologie microruban a permis de réduire les dimensions axiales de ce genre d'antenne par l'utilisation de patches diélectriques sans plan de masse [83]. En effet, il est aussi possible de jouer sur la permittivité ϵ_r ou la perméabilité μ_r du matériau pour faire varier la phase par l'ajout des ferrites ou de matériaux ferroélectriques [84][85][86]. Pour exemple, le réseau phasé utilisant des déphaseurs de type Reggia-Spencer consiste en une tige ferromagnétique positionnée au centre d'un guide autour duquel un solénoïde est enroulé [87]. En changeant le courant à travers le solénoïde, le champ magnétique est modifié ainsi que la perméabilité de la tige ferromagnétique et donc la phase de l'onde circulant dans le guide. On peut citer aussi les antennes réseaux à EBG (electromagnetic band gap), qui permettent de supprimer les ondes de surface et donc d'augmenter le gain, dont un modèle en bande X et Ku a été développé en [88]. De plus, un balayage de faisceau est possible par application d'un courant aux bornes de la cellule EBG. Néanmoins, ces systèmes sont complexes à concevoir, plus coûteux qu'un système à patches classiques et ne sont pas encore applicable à notre fréquence de travail.

1.2.4.2 Les réseaux de fentes alimentées par guide

Ces antennes sont basées sur le même principe que les antennes précédentes mais les patches ont été remplacés par des fentes alimentées par un guide d'onde. Les principales études ont été menées à l'Institut Technologique de Tokyo [89][90] et l'Institut Technologique de Nagoya [81] et les solutions étudiées ont permis l'obtention de gains supérieurs à 30 dBi avec une réjection des lobes secondaires inférieure à -25 dB (fig. 1.39). L'Institut

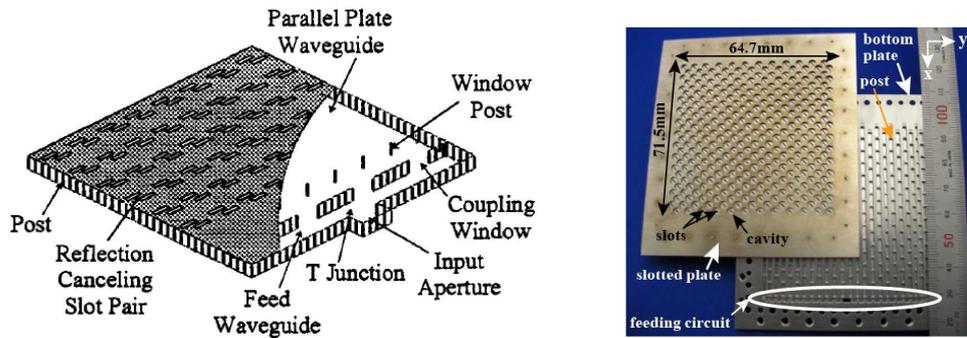


FIGURE 1.39 – Réseau d'antennes à fentes alimentées par guide[90][81]

Technologique de Tokyo a aussi travaillé sur un réseau de fentes, alimenté par guide RLSA (Radial Line Slot Antenna) fonctionnant à la fréquence de 60 GHz [91]. Les antennes RLSA sont des antennes faciles à réaliser car elles sont composées de deux plaques métalliques, séparées par un gap d'air ou par un diélectrique à faible permittivité tel que la mousse. Cette solution a permis d'atteindre un gain de 33 dBi, pour une réjection des lobes secondaires inférieure à 10 dB.

1.2.5 Les réseaux réflecteurs

Les réseaux réflecteurs ou reflectarrays [92] ont été conçus pour la première fois durant la seconde guerre mondiale. Ils sont composés de plusieurs éléments que nous appellerons antennes élémentaires (ou encore cellules élémentaires) arrangées sur une surface plane illuminée par une source primaire. Ces éléments vont alors re-rayonner l'énergie incidente dans l'espace libre. Les champs ainsi re-rayonnés ne peuvent pas être en phase si tous les éléments et leurs terminaisons sont identiques du fait de la différence de marche entre la source et les éléments $S_1, S_2, S_3 \dots S_n$. La phase de chaque élément est alors ajustée pour compenser le retard de phase généré par la différence des distances. Le champ réfléchi par le réflecteur est alors en phase et concentré dans la direction souhaitée. Le réseau d'antennes conçu d'après ce concept est appelé réseau réflecteur ou reflectarray.

1.2.5.1 Les réseaux réflecteurs passifs

Les antennes élémentaires utilisées peuvent être des cornets, des dipôles, des guides d'ondes coupés ou des patches rayonnants. La recherche de nouvelles antennes élémentaires est alors nécessaire, car lorsque plusieurs éléments sont placés sur un réflecteur pour augmenter l'efficacité, le reflectarray devient grand et lourd. Avec le développement de la technologie imprimée, les réseaux réflecteurs ont connu un second souffle dans les années 90 [93]. Ils consistent à associer une source primaire avec des antennes élémentaires imprimées sur un substrat de très faible épaisseur. Chaque élément est conçu de sorte que la phase réfléchie, compense les différentes distances entre la source et les éléments. En raison de la

capacité de l'ajustement de la phase de réflexion, le réflecteur peut donc être conformé ou plan. Nous détaillerons plus longuement le rôle du patch dans le chapitre 2, néanmoins, il

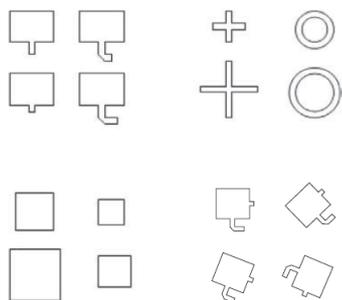


FIGURE 1.40 – Exemples de patches[94]

FIGURE 1.41 – Réseau réflecteur de Fresnel[9]

est important d'indiquer que la valeur de la phase réfléchi par un patch est fixée par ses dimensions (fig. 1.40) et les propriétés physiques des matériaux qui le constituent, et ne peut être modifiée par des méthodes passives (hormis par modification de fréquence) ce qui empêche toute reconfigurabilité. Cependant, il est possible de réaliser des distributions de phase permettant d'obtenir des diagrammes de rayonnement de forme arbitraire [95][96][97]. De plus, nous avons discuté dans la section sur les lentilles de l'importance du placement de la source primaire à la distance focale pour optimiser l'efficacité de rayonnement. Cependant, ceci engendre des problèmes de compacité. Pour pallier cet inconvénient, les deux principales solutions sont le dépointage de la source primaire ou l'utilisation d'un second réflecteur. Pour le premier cas, la méthode est similaire à celle utilisée pour les antennes réflecteurs sauf qu'ici la distribution de phase sur le réflecteur est différente de celle pour une source centrée ce qui a pour avantage de réduire le masquage. Dans le cas du double réflecteur, la solution classique consiste à utiliser un réflecteur de type cassegrain ou plan comme sous-réflecteur, ce qui permet de nouveau de gagner en compacité voire même d'éliminer le phénomène de masquage si la source et le sous réflecteur sont en "offset". Une autre solution à double réflecteur a été proposée par le professeur Menzel inspirée par la lentille replié décrite au paragraphe 1.2.2 [98]. Enfin, il convient de parler des reflectarrays multicouches à deux [99] et trois couches [100](fig. 1.43). Ils sont fabriqués de manière à obtenir des patches plus larges sur la dernière couche que sur la première. Les patches des couches inférieures n'ayant pas les mêmes dimensions que ceux de la première, ils travaillent à des fréquences différentes mais très proches d'où un élargissement de la bande de fonctionnement (fig. 1.42). La polarisation

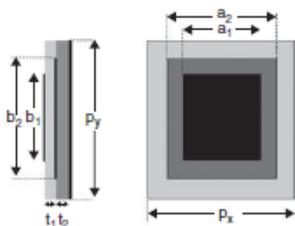


FIGURE 1.42 – Exemples de cellules élémentaires multi-couches[18]

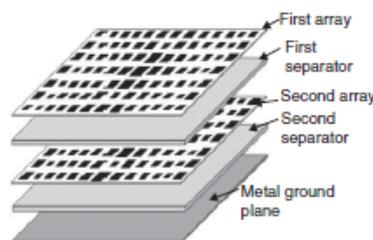


FIGURE 1.43 – Exemples de reflectarray multi-couches[18]

croisée du système est également améliorée puisque le nombre de patches augmente et les patches sont dimensionnés pour fonctionner avec une seule polarisation.

1.2.5.2 Les réseaux réflecteurs actifs

Les réseaux réflecteurs actifs ont été réalisés pour répondre aux problèmes de balayage nécessaire pour toute application radar. Dans la majorité des cas, une diode PIN ou un MEMS monté sur le patch agit comme déphaseur commandé en tension [101]. Le nombre de

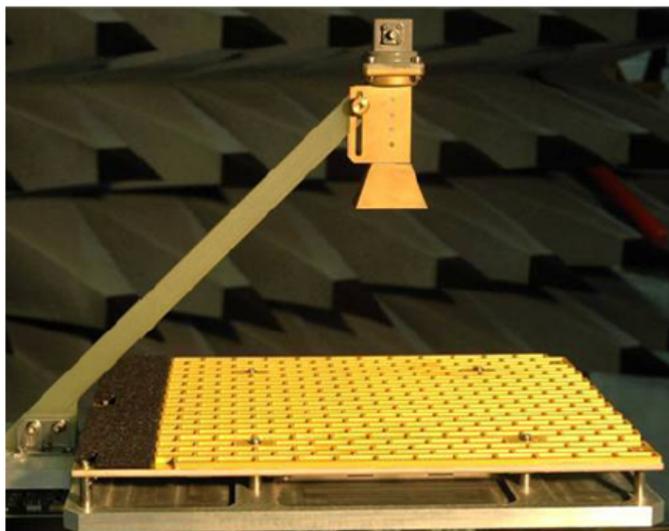


FIGURE 1.44 – Réflecteur de Fresnel à 2 et 4 zones

patch étant souvent grand, surtout pour des applications de détection en bande W (de l'ordre de plusieurs milliers), le coût élevé et la complexité d'un tel système sont les principaux inconvénients de ce genre d'antennes. D'autres méthodes sont possibles et seront brièvement abordées dans le chapitre 2 concernant les patches [102][103][104].

1.2.6 Conclusion du chapitre

Ce chapitre nous a permis de nous familiariser avec les systèmes radars temporels et fréquentiels. Le système de détection à réaliser sera installé en grand nombre sur des pistes d'aéroport ou en série sur des hélicoptères de secours (ou militaire). Afin de diminuer les coûts et la complexité de réalisation, le choix du radar FMCW nous semble évident et des partenariats avec l'Electronic Navigation Research Institute de Tokyo ou l'université de Ulm en Allemagne ont été réalisés et seront détaillés en chapitre 4 et 5 respectivement. En ce qui concerne les antennes nécessaires au bon fonctionnement du système radar, le choix s'oriente vers les antennes focalisantes afin de répondre aux spécifications de diagramme de rayonnement et de résolution. Pour ce faire, nous avons vu que les solutions sont nombreuses dans la bande millimétrique, mais il est à noter que pour des contraintes de coût, aucune solution active n'est permise. De plus, à 77 GHz les LWAs, les antennes à réflecteurs et les lentilles demandent un usinage précis qui ne peut être réalisé dans notre laboratoire et augmentent les coûts de réalisation donc ces antennes n'ont pas été retenues. Enfin, les réseaux d'antennes étant peu efficaces à notre fréquence de travail, le réseau réflecteur est le choix le plus pertinent pour notre système, car les outils nécessaires à sa réalisation sont disponibles dans notre laboratoire qui de plus a une expertise reconnue dans ce domaine.

Chapitre 2

Les cellules élémentaires

Le chapitre précédent a conclu sur l'intérêt des antennes à réflecteurs, et plus précisément les reflectarrays, pour la détection radar. Ce chapitre est consacré aux cellules élémentaires présentes sur la surface du réflecteur. Nous analyserons leur rôle au sein du réflecteur et la théorie concernant la phase réfléchi. Nous identifierons les différents patchs existant dans la littérature, puis les différentes méthodes de simulation seront présentées. Enfin, nous détaillerons les choix et modes de fonctionnement des cellules élaborées pour nos applications.

2.1 Introduction

2.1.1 Théorie

Les antennes à réseaux réflecteurs sont caractérisées par (fig. 2.1) :

- une source primaire définie par son diagramme de rayonnement,
- une distance focale à laquelle le réflecteur est placé,
- les dimensions de ce réflecteur,
- les angles d'illuminations et de réflexion (en cas d'offset et de dépointage).

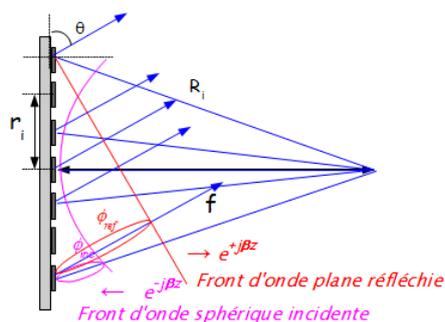


FIGURE 2.1 – Représentation du trajet optique

Ces différents paramètres vont nous permettre de définir une loi de phase afin de compenser les retards de phase dus au profil géométrique plan. En effet, l'équation introduite par Pozar en 1997 [105], permet de calculer le retard de phase à compenser en tout point de la surface

du réflecteur.

$$k_0(R_{ij} - \overline{r_{ij}}\hat{r}_0) - \psi_{ij} = 2\pi N \quad (2.1)$$

- k_0 est le nombre d'onde,
- R_{ij} est la distance entre le patch (i,j) et la source primaire,
- r_{ij} est la distance entre le patch (i,j) et le centre du réflecteur,
- ψ_{ij} est la phase à compenser.

Afin de compenser ces retards de phases, les réseaux réflecteurs sont composés de plusieurs centaines, voire milliers de cellules déphaseuses disposées périodiquement sur la surface du réflecteur. Chacune de ces cellules déphaseuses dont la taille est constante, comprend en son centre, un patch de forme et de taille variables afin d'obtenir la phase désirée.

2.1.2 Etude physique du patch

La cellule élémentaire est la base du reflectarray. Le modèle élémentaire est une cellule carrée où un substrat diélectrique est compris entre une métallisation servant de plan de masse et un dépôt de métal de forme prédéfinie appelé "patch" comme représenté en fig. 2.2. Lorsque cette cellule est illuminée par un champ électromagnétique incident, un champ

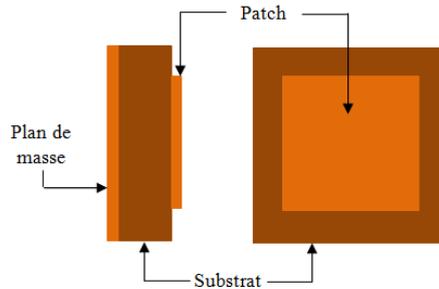


FIGURE 2.2 – Vue d'une cellule élémentaire

électromagnétique est réfléchi avec un retard de phase dû [106] :

- aux réflexions de la métallisation du plan de masse et du patch,
- au substrat diélectrique.

En effet, lorsqu'un champ EM incident illumine un plan métallique, des courants apparaissent à la surface du métal. Le champ électrique réfléchi peut-être défini par l'équation

$$E_i(x, y) + E_r(x, y) = Z_s J(x, y) \quad (2.2)$$

\vec{J} représentant les courants et Z_s l'impédance de surface de la métallisation [94]. Le champ non réfléchi traverse alors le substrat diélectrique et de nouvelles réflexions ont lieu à l'interface air-substrat et s'expriment par les conditions aux limites. Enfin, le plan de masse se charge de réfléchir le champ électromagnétique restant. La totalité de ces réflexions définissent la phase de la cellule élémentaire. On dispose donc de trois degrés de liberté pour contrôler la phase d'un patch :

- la forme,
- le choix du substrat,
- l'épaisseur de substrat.

Le courant sur la surface du patch dépend de ses dimensions et de sa forme, ainsi le contrôle du trajet électrique parcouru par ces courants définit la phase. Enfin, le patch peut être représenté par un modèle électrique équivalent RLC [107][108] où :

- la distribution uniforme du courant sur la section du conducteur est l'équivalent de la résistance R présente dans le circuit,
- la capacité est placée entre deux électrodes séparées par un isolant : le plan de masse, le patch et le substrat,
- l'inductance d'alimentation L représente l'énergie emmagasinée dans le champ magnétique concernant les modes supérieurs.



FIGURE 2.3 – Modèles RLC équivalents

2.1.3 Choix du substrat

Le choix du substrat est un paramètre stratégique dans la conception du reflectarray. La qualité du diagramme de rayonnement et le coût de fabrication de l'antenne en dépendent. Dans le cas d'une cellule élémentaire monocouche, la hauteur et le choix du substrat régissent les propriétés physiques de l'onde réfléchie et donc la compensation de phase. Alexopoulos décrit le comportement de la puissance rayonnée et de la puissance des ondes de surface pour des substrats diélectriques [109]. En effet, une cellule élémentaire pouvant être modélisée par deux fentes orientées perpendiculairement à l'excitation du champ électrique \vec{E} , la puissance des ondes de surface et la puissance rayonnée peuvent être définies par l'éq. 2.3 et 2.4.

$$P_{surface} = \frac{\varepsilon_r}{2}(\sqrt{\varepsilon_r - 1}) - \frac{\sqrt{\varepsilon_r - 1}}{8} \quad (2.3)$$

$$P_{radiation} = \frac{\varepsilon_r^{\frac{3}{2}} + 1}{2} - P_{surface} \quad (2.4)$$

Les résultats concluent sur l'intérêt d'utiliser des substrats à permittivité diélectrique faible afin d'avoir un maximum de rayonnement. L'épaisseur du substrat quand à elle joue sur l'excursion de phase. Des pertes importantes apparaissent à la fréquence de résonance pour des substrats trop fins. En effet, lorsque le patch est en résonance, des champs électriques élevés apparaissent dans le substrat ainsi que des courants de surface de fortes valeurs [110]. De plus, l'évolution de la phase en fonction de la fréquence conduit à une pente élevée affectant la compensation de phase. En revanche, un substrat trop épais augmente le coût de fabrication et réduit l'excursion de phase, alors que l'évolution de phase en fonction de la fréquence est plus douce et les pertes sont négligeables. Un exemple est montré en fig. 2.4 sur une cellule élémentaire sans patch avec un substrat en Duroïd pour des épaisseurs de 0,127, 0,254 et 0,518 mm. Il convient donc de trouver un compromis pour satisfaire le cahier des charges. Enfin, le choix des dimensions de la cellule élémentaire est important dans notre conception, ainsi les côtés ne doivent pas excéder λ afin de minimiser les lobes de réseau. La cellule élémentaire étant un carré, nous pouvons donc appliquer l'équation du facteur de réseau 1D

$$F(\theta) = \left| \frac{\sin\left(\frac{nk d \sin(\theta)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{k d \sin(\theta)}{2}\right)} \right| \quad (2.5)$$

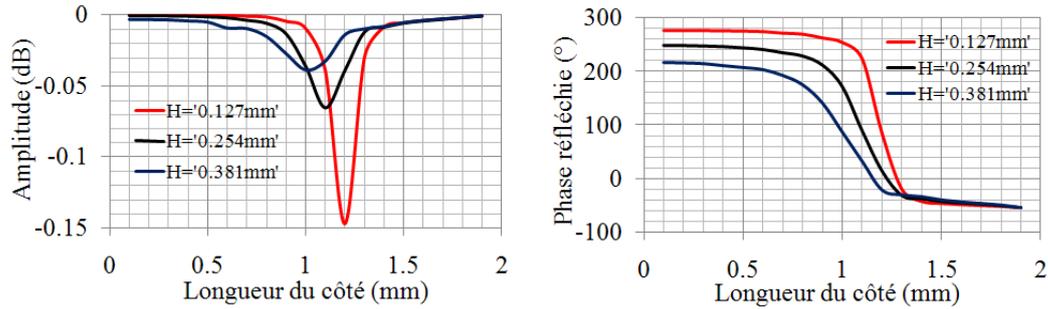


FIGURE 2.4 – Evolution de la phase et de l’amplitude réfléchi par une cellule élémentaire sans patch pour différentes épaisseurs d’un substrat ($f=77$ GHz) (Duroïd)

défini en fonction de :

- n le nombre de cellules,
- k le nombre d’onde,
- d la distance entre deux cellules,
- θ l’angle d’élévation de l’antenne.

La fig. 2.5 représente l’évolution du facteur de réseau 1D d’un réseau de 9 cellules à 77 GHz pour une distance entre deux cellules évoluant de $0,25$ à 1λ . L’augmentation de la distance

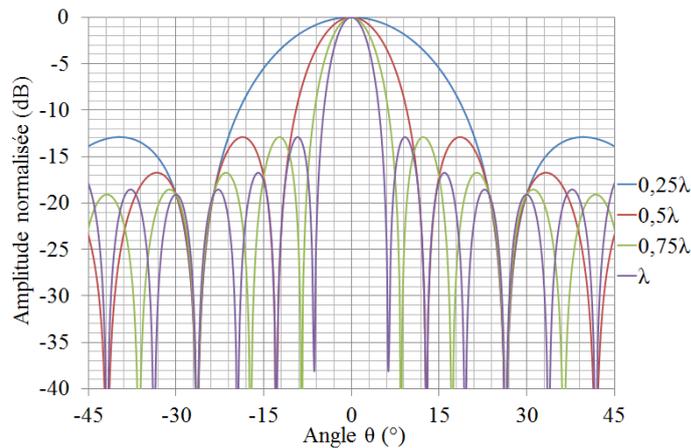


FIGURE 2.5 – Variation du facteur de réseau en fonction de la taille des cellules

entre deux cellules conduit à l’apparition de nombreux lobes secondaires, néanmoins le lobe principal est beaucoup plus directif. Il est à noter tout de même que si les cellules sont trop proches, les effets capacitifs entre cellules augmentent conduisant à l’augmentation des pertes. De plus, la distance entre cellules induisant la taille des cellules, des cellules trop proches impliqueraient des cellules plus petites limitant la longueur électrique du courant sur le patch et donc l’excursion de phase.

2.2 Etat de l’art des cellules élémentaires

Nous abordons dans cette section les différentes techniques de conception de cellules élémentaires présentes dans la littérature. Nous avons différencié les patches selon qu’ils

utilisent ou non des méthodes actives pour synthétiser la phase désirée.

2.2.1 Patch passif

Les cellules élémentaires sont des cellules à simple couche. Le patch est de type carré ou circulaire, et, par un ajustement judicieux de la taille des côtés ou du rayon, la phase est compensée. Les dimensions du patch induisent la fréquence de résonance de la cellule élémentaire et permettent donc de contrôler la phase qu'il rayonne dans la polarisation considérée comme décrit en fig. 2.6. De même, la compensation de phase peut s'obtenir par simple rotation du patch. Elle est décrite dans le cas d'une antenne à l'émission par Oberhart et Lo [111]. Ce principe a été utilisé et validé pour les antennes à réseaux réflecteurs [112]. La rotation physique d'une antenne d'un angle ψ permet de fournir un déphasage

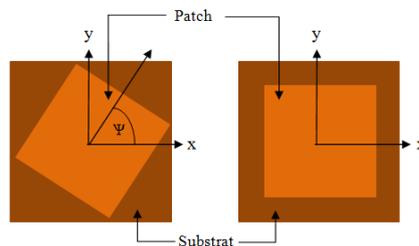


FIGURE 2.6 – Variation de la phase par rotation du patch

de 2ψ , ce qui peut être expliqué par la redistribution du courant sur le patch qui fournit une avance ou un retard de phase proportionnel à la rotation physique subie par l'antenne. L'utilisation de ce type de patch est limitée en couverture de phase et surtout en polarisation car la phase est contrôlée pour une polarisation prédéfinie. Afin d'obtenir une double polarisation, un rectangle ou une ellipse sont plus appropriés car les dimensions varient de façon indépendante et provoquent un décalage de la fréquence de résonance ce qui entraîne une modification de la phase réfléchie. De plus, ce type de patch a une couverture de phase supérieure comme nous le verrons en section 2.4.2. Une autre méthode de contrôle de la phase réfléchie a été proposée en 1987 et suggère l'ajout de différentes longueurs de stub attaché au patch (rectangulaire dans notre cas) [113]. Chaque cellule élémentaire est de taille



FIGURE 2.7 – Cellule élémentaire à stub

identique et optimisée pour résonner à la fréquence souhaitée. A la résonance, l'énergie incidente est transmise au stub et se réfléchit sur l'extrémité de celui-ci. L'énergie réfléchie est rayonnée avec un déphasage proportionnel à la longueur du stub. L'ajout d'un stub permet de réaliser un reflectarray en polarisation linéaire, à double polarisation ou encore en polarisation circulaire [114][115]. Néanmoins, cette technique de contrôle de la phase présente une limitation en fréquence due à la faible bande du tronçon de ligne. L'ajout de fente(s) a, elle aussi, des propriétés intéressantes. Les fentes centrées perturbent le trajet électrique

du courant sur la surface du patch et obligent ce dernier à être concentré sur les bords du patch comme représenté en fig. 2.8. De même, les fentes débouchantes vont concentrer le courant surfacique au centre du patch. Les fentes orthogonales à ces courants allongent significativement leur parcours, affectant du même coup la fréquence de résonance de la cellule. Ainsi, pour une taille de patch donnée, la phase réfléchiée par la cellule peut être ajustée par la taille de la fente orientée orthogonalement à la polarisation considérée. La

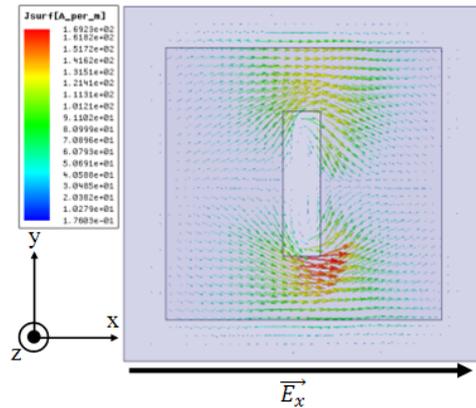


FIGURE 2.8 – Répartition des courants sur le patch

résonance d'un patch étant un facteur important de la conception d'une cellule élémentaire, des études ont été conduites dans le but d'obtenir plusieurs résonances pour une même cellule. Pour ce faire, plusieurs méthodes sont possibles comme :

- l'utilisation de patches fractals comme l'île de Koch ou le tapis Sierpinski [116][117],
- plusieurs patches sur la même surface [118][119][98],
- l'utilisation de résonateur diélectrique (DRA) [120][121].

Cette technologie présente certains avantages à ces fréquences : faible pertes, large bande, faibles effets de couplage et forte efficacité de rayonnement. Les multiples résonances induites dans le DRA sont utilisées pour linéariser sa réponse en phase et il est également possible d'atteindre des gammes de phase importantes. Nous avons vu au paragraphe 1.1.3 que le substrat et son épaisseur sont des facteurs déterminants dans la conception de reflectarray. Différentes approches ont été conduites et permettent d'obtenir des excursions de phase de l'ordre de 700° . Pour exemple, les reflectarrays à deux couches et trois couches sont fabriqués de manière à obtenir des patches plus larges sur la dernière couche que sur la première [99, 100]. Les patches des couches inférieures n'ayant pas les mêmes dimensions que ceux de la première, ils travaillent à des fréquences différentes mais très proches d'où un élargissement de la bande de fonctionnement. La polarisation croisée du système est également améliorée puisque le nombre de patches augmente et les patches sont dimensionnés pour fonctionner avec une seule polarisation. D'autres techniques permettent de travailler sur des bandes de fréquences plus espacées. Une alternative consiste à intercaler des patches à différentes distances du plan de masse comme défini en [122] et [123] ou à placer des patches identiques en surface et à modifier la fréquence de résonance et donc la phase du patch en intercalant des fentes et des lignes de retards dans les niveaux inférieurs[124]. La fig. 2.9 illustre un exemple de cellule élémentaire multicouche.

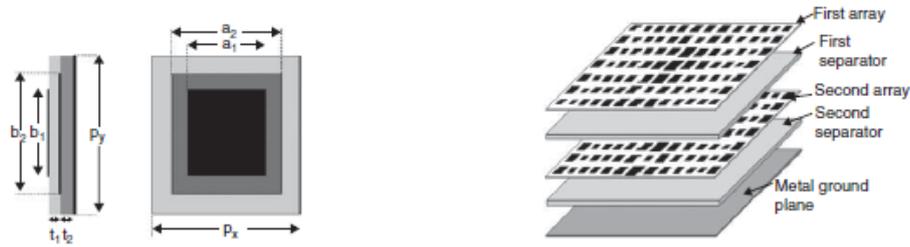


FIGURE 2.9 – Exemples de cellules élémentaires multi-couches[18]

2.2.2 Patch actif

Les patches précédents permettent donc de répondre à de nombreuses spécifications mais leur défaut majeur est la non reconfigurabilité de la phase. En effet, la phase réfléchie est fixe puisqu'elle est définie par les dimensions de la cellule, ce qui ne permet aucune reconfigurabilité du reflectarray et donc aucun balayage électronique. Pour répondre à ce problème, des éléments actifs de type diode pin ou MEMS peuvent être ajoutés. Pour ce faire, différentes approches ont été mises en oeuvre. [125] présente des patches à fentes avec un élément central alimenté par des lignes de transmission commandées par des MEMS (DMTL). En activant ou désactivant les MEMS et donc les lignes de transmission, il modifie la capacitance du patch et donc le trajet électrique (fig. 2.10). [126] et [127] utilisent

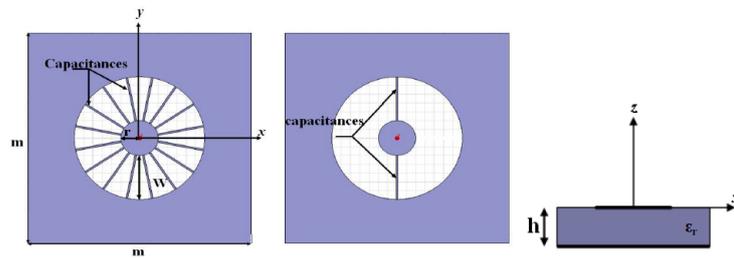


FIGURE 2.10 – Patch de type DMTL

des techniques multicouches avec fente et ligne à retard contrôlées par diode varactor. En faisant varier la tension aux bornes de la diode, la capacité de celle-ci varie, ce qui permet de contrôler la phase réfléchie par la cellule. Les auteurs arrivent ainsi à couvrir les 360° de correction de phase. Il est cependant nécessaire de souligner que ce prototype a été réalisé pour fonctionner en bande C et non en bande W. Les diodes varactors ne peuvent pas être utilisées pour des fréquences supérieures à 15 GHz en raison des pertes devenant trop importantes. Il faudrait pour cela avoir recours à l'utilisation de varactors MEMS. D'autres approches sont orientées sur le co-design du patch et des MEMS [101, 128, 129]. Un placement judicieux des éléments rayonnants permet de modifier la forme du patch par activation du MEMS et donc de contrôler la phase réfléchie à une fréquence donnée. Cette technique permet de nouveau de couvrir une large bande de fréquence avec une excursion de phase de 360° . Le substrat étant un paramètre majeur, de nombreuses études portent aujourd'hui sur la permittivité, dont des cellules utilisant des nouveaux matériaux et des cristaux liquides [130, 131, 132, 133]. Les travaux sont encore récents mais cela permettrait de faciliter considérablement la réalisation des reflectarrays et faciliterait la reconfigurabilité. En effet, en

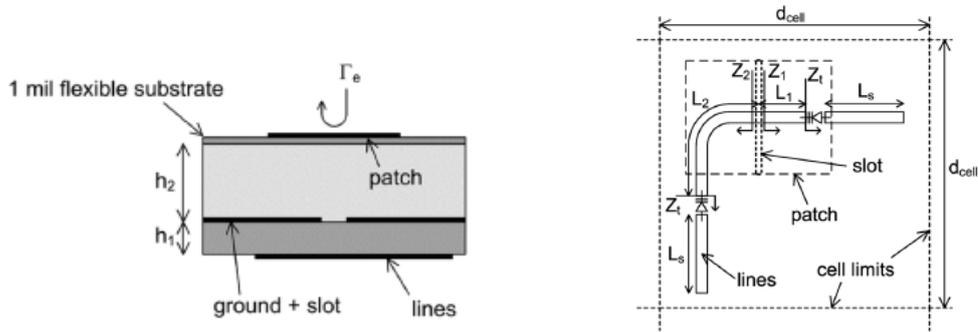


FIGURE 2.11 – Cellules élémentaires à diode PIN

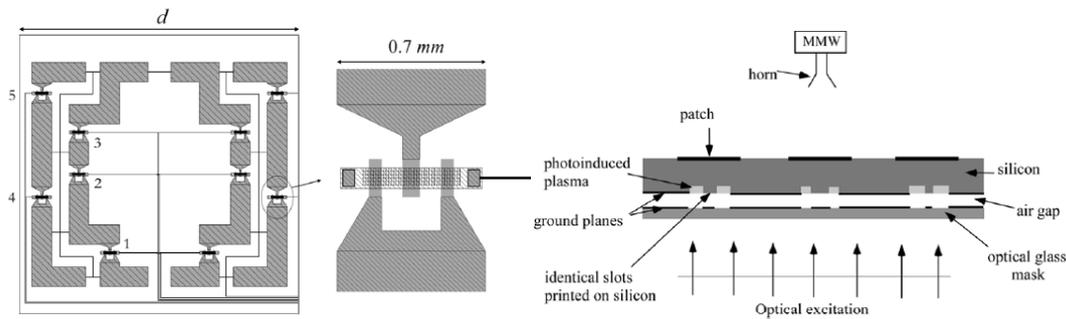


FIGURE 2.12 – Patch avec MEMS[129]

FIGURE 2.13 – Methode photonique[102]

appliquant un courant électrique ponctuellement sur le matériaux, on est capable de modifier les propriétés du substrat et donc la phase réfléchi. Chahamir a travaillé sur une technique basée sur la variation de la longueur d'une fente au dessus d'un réseau identique de patches en générant un plasma "photo-induit" dans le substrat en silicium [102]. Ces différentes méthodes sont une avancée majeure pour les reflectarray, néanmoins leur coût de fabrication, le temps de commutation, la fiabilité, la longévité et la consommation élevée de courant restent les principaux freins à l'usage de ces technologies en ondes millimétriques.

2.3 Les méthodes de simulation

Le paragraphe précédent décrit les différentes cellules élémentaires réalisables pour une antenne de type reflectarray. Afin de dimensionner idéalement ces cellules et de compenser les retards de phase le plus précisément possible, il convient de simuler dans un premier temps les différents patches. Pour ce faire, plusieurs logiciels commerciaux basés sur des méthodes fréquentielles ou temporelles peuvent être utilisés. Les simulations numériques ont été effectuées avec le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) qui est un logiciel de simulation électromagnétique tridimensionnel, basé sur la méthode des éléments finis. Il permet d'obtenir des cartes du champ électromagnétique, le diagramme de rayonnement en champ proche et lointain et les paramètres S de la structure. Ce logiciel peut simuler des structures (limitées, infinies ou périodiques) formées par différents matériaux qui peuvent être métalliques ou diélectriques. Pour ce faire, il convient d'utiliser différentes approches en fonction du cas considéré. Ces dernières vont être présentées dans cette section afin de

comprendre les limites de chaque méthode.

2.3.1 L'approche guide d'onde par la méthode des parois électriques et magnétiques

La méthode la plus simple pour connaître le coefficient de réflexion d'un patch est de placer un guide d'onde contre ce dernier afin de l'exciter par un champ électromagnétique. Dans le but de s'approcher de cette méthode en simulation, le guide d'onde est défini par un volume d'air enfermé entre deux murs électriques perpendiculaires au champ électrique et deux murs magnétiques parallèles au champ électrique comme indiqué en fig. 2.14 . Nous

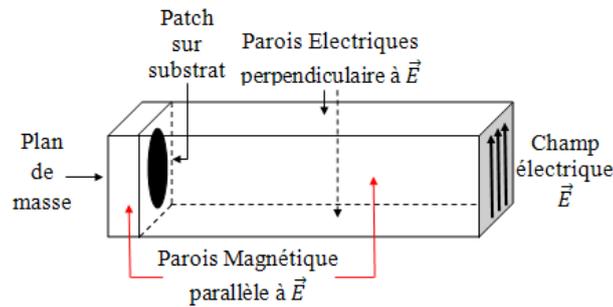


FIGURE 2.14 – Methode des parois électriques et magnétiques

pouvons donc exciter par une polarisation linéaire la cellule et obtenir les paramètres S, Y, Z et Gamma dans un temps relativement rapide. Pour exemple, les paramètres d'une cellule élémentaire monocouche de dimensions $\frac{\lambda}{2} * \frac{\lambda}{2} * 0,254mm$ contenant un patch carré de 1 mm de côté en son centre sont obtenus en 38 s (4 Go de RAM). Cette méthode a pour autre avantage de simuler la cellule au sein d'un réseau périodique infini composé de cellules identiques à celle sous test, afin de prendre en compte les effets de couplage présents au sein du réseau de patches sur la surface du réseau réflecteur. En effet, plus le patch métallique est grand et donc se rapproche des bords de la cellule, plus le champ électrique est fort, ce qui correspond à un phénomène de couplage entre deux cellules de plus en plus proches. Néanmoins, cette méthode est limitée car si le patch n'est pas centré,

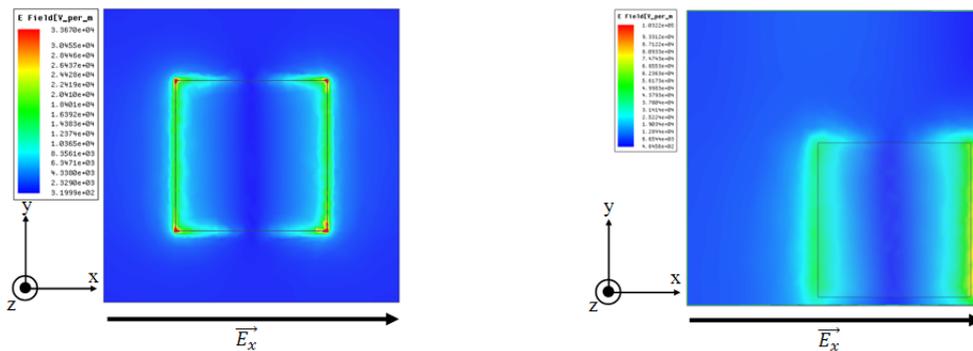


FIGURE 2.15 – Simulation du champ électrique réfléchi par un patch carré centré et non centré

des couplages apparaissent alors qu'ils n'ont pas lieu d'être. La fig. 2.15 montre une vue du

phénomène en simulation. Ce couplage s'explique en réalité par un comportement de type miroir des parois électriques et métalliques comme indiqué pour un réseau 3×3 en fig. 2.16.

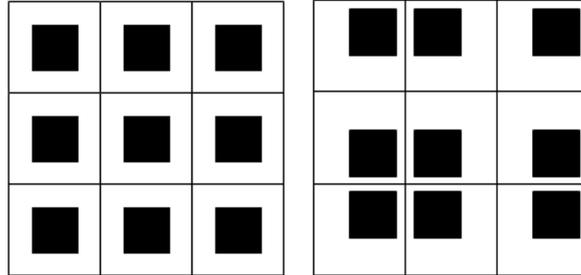


FIGURE 2.16 – Périodicité de la méthode des parois électriques et magnétiques

Il s'ensuit que pour un patch décalé sur la gauche, son voisin de gauche sur le réseau sera décalé à droite et inversement pour son voisin de droite. La fig. 2.17 représente l'évolution de la phase réfléchie dans le cas d'un carré de 1 mm de côté décalé en x et y . Les résultats

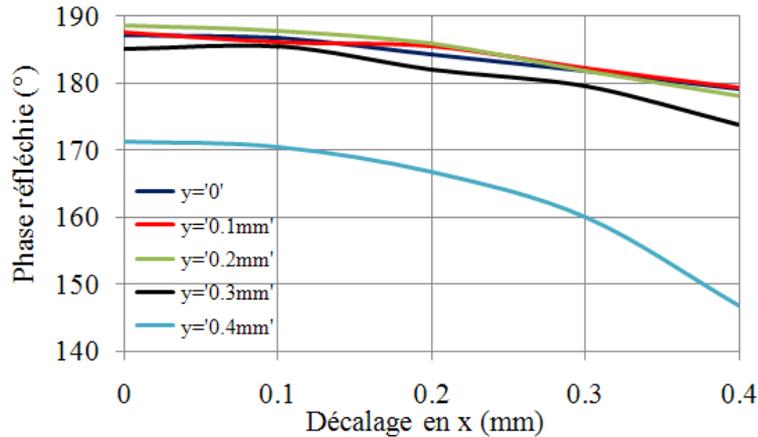


FIGURE 2.17 – évolution de la phase réfléchie en fonction d'un décalage par la méthode des parois électriques et magnétiques

confirment l'impact de ce décalage sur les simulations. En effet, pour le cas critique où x et y sont égales à 0,4 mm, l'erreur est de l'ordre de 40° . De même, un patch avec un stub ou une figure dissymétrique ne peut être simulé convenablement par cette méthode. Enfin, la présence de parois électriques et magnétiques imposent l'orientation du champ électromagnétique incident et une polarisation linéaire. Cette méthode est donc inadaptée pour la polarisation circulaire.

2.3.2 L'approche guide d'onde par la méthode des parois de Floquet

Une autre approche est la méthode des parois de Floquet. La conception est proche de la précédente, mais les parois électriques et magnétiques sont des parois de Floquet

définies par des conditions maître-esclave comme représenté en fig. 2.18. Les modes de

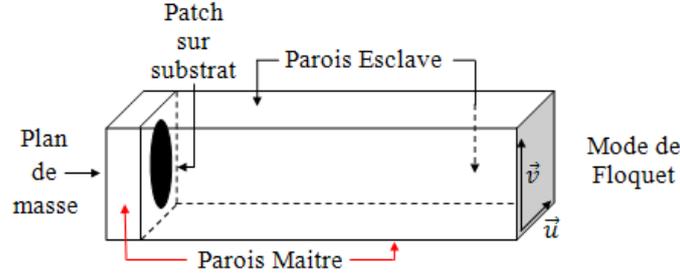


FIGURE 2.18 – Methode des parois de Floquet

Floquet, du nom du mathématicien français Achille Marie Gaston Floquet (1847-1920), sont une application du théorème de Floquet. C'est un outil mathématique utilisé pour l'étude et le développement des structures rayonnantes périodiques, comme les antennes réseaux à commande de phase. Grâce au théorème de Floquet, le champ dans une structure périodique avec des conditions aux limites peut être exprimé comme une somme infinie d'ondes planes. Les parois maîtres-esclaves permettent de définir les vecteurs \vec{u} et \vec{v} afin d'exciter les modes de Floquet TE_{mn} et TM_{mn} respectivement. L'annexe 1 de la thèse de M.A. Millon [134] est une analyse du théorème de Floquet et nous permet de donner la forme générale du champ électrique :

$$\vec{E}(x, y, z) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [\vec{A}_{mn} \exp(-jk_{zmn}z) + \vec{B}_{mn} \exp(+jk_{zmn}z)] \exp\{-j[(k_x^{inc} \frac{2\pi m}{T_x})x - (k_y^{inc} \frac{2\pi n}{T_y})y]\}$$

avec

$$k_{zmn}^2 = k^2 - (k_x^{inc} + \frac{2\pi m}{T_x})^2 - (k_y^{inc} + \frac{2\pi n}{T_y})^2 \quad (2.6)$$

De plus, il est démontré que pour un reflectarray excité en incidence normale, k_{zmn}^2 peut s'écrire :

$$k_{zmn}^2 = (\frac{2\pi f}{c})^2 [1 - \frac{(m^2 + n^2)}{\alpha}] \quad (2.7)$$

Le mode sera propagatif si :

$$m^2 + n^2 < \alpha^2 \quad (2.8)$$

Ainsi pour $\alpha < 1$, seul le fondamental (0,0) se propage. De cette façon, nous pouvons donc exciter la cellule avec un champ électromagnétique polarisé linéairement. De plus, il est démontré dans l'annexe que le comportement périodique de cette méthode est valable avec un décalage comme représenté en fig. 2.19. La fig. 2.20 montre le comportement électrique d'un patch décalé en simulation avec la méthode des modes de Floquet. Les couplages ne sont plus présents contrairement à la fig. 2.15 et les rayonnements en haut à droite et à bas à gauche confirment la périodicité. La fig. 2.21 représente l'évolution de la phase réfléchie en fonction d'un décalage en x et y du patch. Les résultats montrent que l'influence de ce décalage sur la simulation est nulle. Il sera donc judicieux d'utiliser cette méthode dans le cas de l'étude du patch avec stub ou à dissymétrie malgré la perte de temps qui est minime pour une simulation mais peut être gênante pour une centaine de simulations, ce qui est le cas généralement.

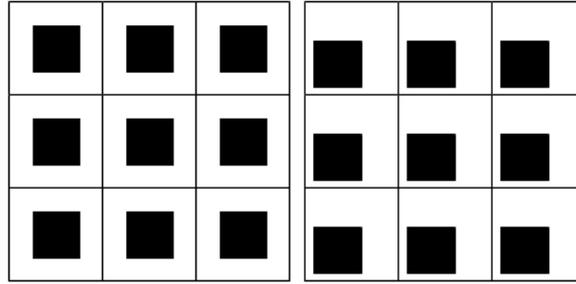


FIGURE 2.19 – Périodicité de la méthode des modes de Floquet

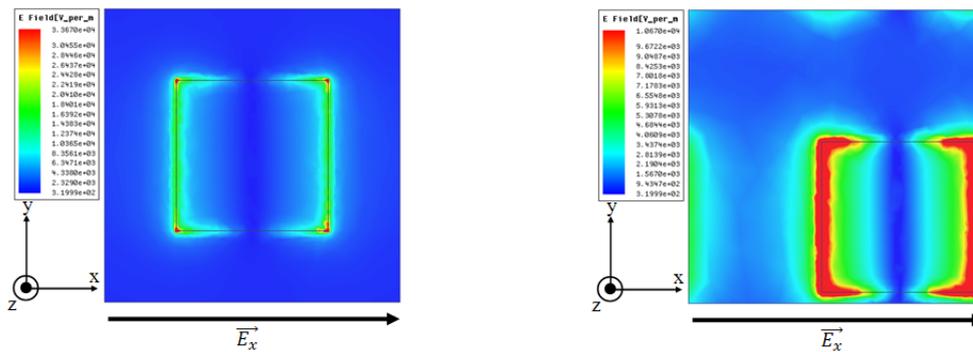


FIGURE 2.20 – Simulation du champ électrique réfléchi par un patch carré centré et non centré

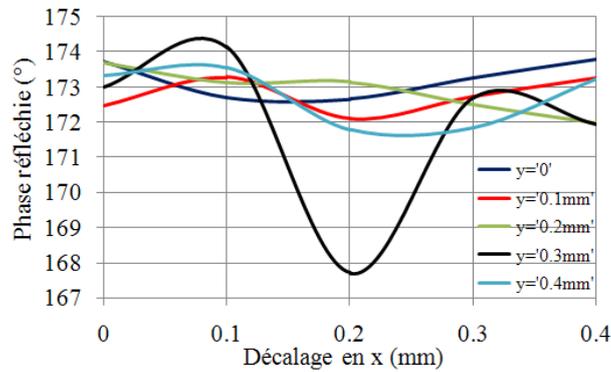


FIGURE 2.21 – Méthode des parois de Floquet

2.3.3 Méthode dite maître-esclave

Cette dernière approche a été utilisée pour valider la polarisation circulaire de nos patches. Nous allons donc décrire dans un premier temps ce qu'est une polarisation circulaire et quels sont les paramètres qui la régissent, puis nous aborderons la méthode de simulation et le protocole utilisé pour valider la polarisation circulaire.

2.3.3.1 Théorie sur la polarisation circulaire

Une onde plane se propageant suivant la direction \vec{Oz} est dite à polarisation circulaire si la composante verticale et la composante horizontale de son champ électrique sont de même amplitude et déphasées de 90° (fig. 2.22). Le champ \vec{e} d'une onde plane quelconque

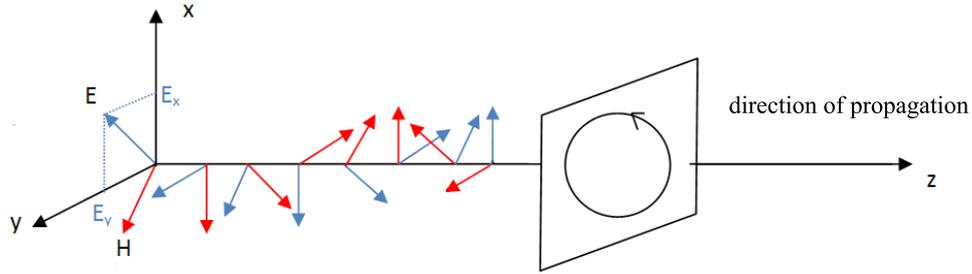


FIGURE 2.22 – Polarisation circulaire

se propageant selon Oz peut s'écrire en fonction des composantes e_x et e_y , déphasées d'un angle θ dans le temps.

$$\vec{e} = e_x \vec{x} + e_y \vec{y} \quad (2.9)$$

ou encore :

$$\vec{e} = e_1 \sin(\omega t + \beta z) \vec{x} + e_2 \sin(\omega t + \beta z + \theta) \vec{y} \quad (2.10)$$

Pour $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ et $e_1 = e_2$, l'équation devient :

$$\vec{e} = e_1 (\sin(\omega t + \beta z) \vec{x} \mp \cos(\omega t + \beta z) \vec{y}) \quad (2.11)$$

Et si l'on prend la somme des carrés des composantes :

$$e_x^2 + e_y^2 = e_1^2 (\sin^2(\omega t + \beta z) + \cos^2(\omega t + \beta z)) = e_1^2 \quad (2.12)$$

on obtient donc l'équation d'un cercle de rayon e_1 dans le plan xOy . Notons que si e_1 et e_2 sont définis quelconques et $\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 = \pm \frac{\pi}{2}$, nous ne sommes pas dans le cas d'une polarisation circulaire mais elliptique comme définie sur la fig. 2.23. Une tolérance a donc

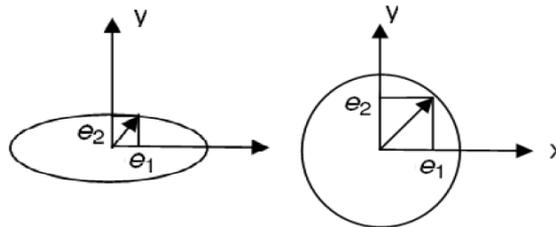


FIGURE 2.23 – Polarisation elliptique et circulaire

été définie par le rapport axial (R.A.) :

$$R.A. = \frac{e_1}{e_2} < 1, 4 = 3dB. \quad (2.13)$$

Enfin, lorsque l'observateur regarde l'onde s'éloigner, si le cercle tourne dans le sens trigonométrique, il s'agit d'une polarisation circulaire droite tandis que lorsque le cercle tourne dans le sens anti-trigonométrique, il s'agit d'une polarisation circulaire gauche (fig. 2.24). Afin

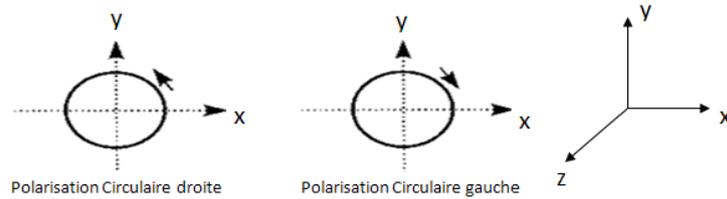


FIGURE 2.24 – Polarisation circulaire droite et gauche

d'appliquer cette théorie aux reflectarrays passifs simple couche, deux méthodes peuvent être appliquées :

- une source à polarisation circulaire (P.C.) illumine un réflecteur plan dont les patches compensent les retards de phase
- une source à polarisation linéaire (P.L.) illumine un réflecteur plan dont les patches compensent les retards de phase et transforme la P.L. en P.C.

La complexité de réaliser une source à P.C. stable et faible coût nous conduit à appliquer la seconde méthode.

2.3.3.2 Méthode

Il convient donc d'exciter la cellule élémentaire avec un angle de 45° par rapport à x pour mettre en oeuvre la polarisation circulaire, ce que les méthodes précédentes ne permettaient pas de faire. Pour ce faire, des parois maître-esclave sont utilisées de la même façon que pour les parois de Floquet (fig. 2.25). Ce qui change ici est l'utilisation d'une onde plane et l'ajout

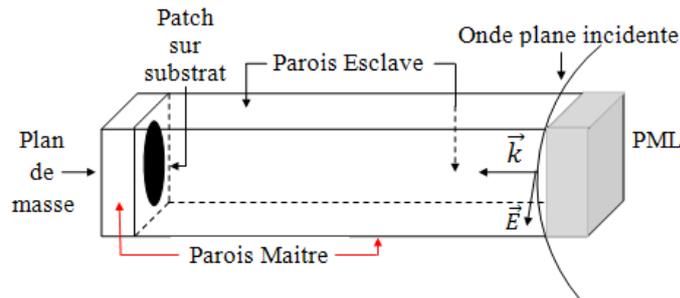


FIGURE 2.25 – Methode des parois maître-esclave

de *Perfectly Matched Layer's* (PML). La PML ou paroi absorbante parfaitement adaptée est une zone absorbante artificielle pour les équations d'ondes, couramment utilisée pour tronquer les domaines de calcul dans les méthodes numériques de simulation de problèmes à frontières ouvertes. La propriété essentielle d'une PML qui la distingue d'un matériau absorbant ordinaire est le fait qu'elle est conçue de telle sorte que les ondes incidentes l'atteignant depuis un matériau non PML ne se réfléchissent pas à l'interface. Cette propriété permet aux PML d'absorber fortement toutes les ondes sortant d'un domaine de calcul sans

renvoyer dans ce domaine. Enfin, pour se placer dans une configuration champ lointain, une sphère infinie va être placée autour de l'ensemble guide d'onde + patch.

Cette section est consacrée au patch à polarisation linéaire-circulaire, c'est à dire des patchs qui seront excités par une polarisation linéaire et devront réfléchir de la polarisation circulaire. Les simulations sont conduites grâce au logiciel commercial Ansoft HFSS et obéissent à un protocole particulier. Les patchs seront simulés par la méthode des parois électriques et magnétiques en polarisation linéaire successivement orientées selon x et y , afin de définir les valeurs de la phase réfléchi φ_x et φ_y , puis de connaître la différence de phase $\Delta\varphi$ [135]. Une fois les cellules élémentaires définies par cette première méthode, une étude sur l'amplitude est menée dans le but de valider le rapport axial pour ne pas être dans le cas d'une polarisation elliptique. Pour ce faire, de nouvelles simulations sont réalisées en utilisant cette fois-ci la méthode des parois maîtres-esclaves afin de pouvoir orienter le champ électrique à 45° . En effet, afin de pouvoir illuminer le patch avec une composante incidente E_x et E_y polarisé linéairement, de même amplitude et de même phase, il convient d'orienter le champ électrique de 45° comme indiqué en fig. 2.26. Les simulations ne nous

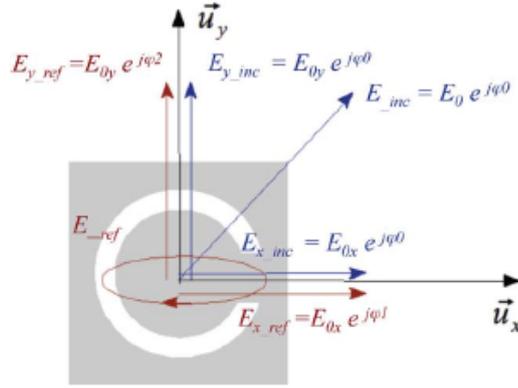


FIGURE 2.26 – Représentation du mode d'excitation du cellule à polarisation linéaire-circulaire.

permettent pas d'obtenir directement l'amplitude et la phase de E_x et E_y , mais celle de E_θ et E_φ où θ et φ sont les coordonnées sphériques. Néanmoins, nous en déduisons les valeurs complexes de E_x et E_y pour $\theta = 0^\circ$:

$$E_x = E_\theta \cos(\varphi) - E_\varphi \sin(\varphi) \quad (2.14)$$

$$E_y = E_\theta \sin(\varphi) + E_\varphi \cos(\varphi) \quad (2.15)$$

et donc la valeur de l'amplitude et de la phase de E_x et E_y afin de calculer le rapport axial (R.A.) et la différence de phase $\Delta\varphi$.

2.4 Cellules élémentaires étudiées

Cette section est consacrée aux cellules élémentaires étudiées dans le cadre de cette thèse pour réaliser les différents reflectarrays. La fréquence de travail de 77 GHz implique une longueur d'onde de l'ordre de 3,98 mm. La taille des cellules est de $\frac{\lambda}{2}$ et l'épaisseur du substrat de 0,254 mm. Nous nous intéresserons ici à des cellules monocouches, sans éléments actifs et seule la forme du patch modifiera les propriétés de la cellule. Il est important

de signaler que la tolérance de fabrication nous impose des dimensions minimales de 0,1 mm, donc les patches seront optimisés par pas de 0,1 mm réduisant ainsi le nombre de configurations possibles. Nos investigations vont être menées dans le but d'obtenir une excursion de phase supérieure à 360° . Pour y parvenir, nous discrétisons au mieux cette excursion de phase en jouant sur les multiples degrés de liberté du patch et réalisons une base de données des cellules capables de générer de la polarisation circulaire.

2.4.1 Patches complexes à polarisation linéaire-circulaire

Cette première partie est consacrée à des patches complexes à polarisation linéaire-circulaire utilisés pour réaliser le réflecteur de Fresnel du chapitre 3 et a été réalisée lors de mon stage de Master 2 au LEAT. Nous expliquerons plus précisément le choix d'un tel réflecteur et les caractéristiques, mais afin de comprendre les spécificités désirées pour nos patches, il convient de savoir que le réflecteur de Fresnel ne compense pas la phase point par point comme pour un reflectarray mais par zone ce qui réduit le nombre de cellules différentes. Dans notre cas, le nombre de zones P choisi est de 8 ce qui implique un nombre de huit cellules différentes toutes espacées de 45° comme défini dans l'équation 2.16.

$$\varphi_k = 2\pi \frac{k-1}{P} k \in [1, P] \quad (2.16)$$

Pour reformuler, au sein d'une même zone les cellules sont identiques et deux zones consécutives impliquent des cellules différentes dont la différence de phase en x ou en y est de 45° . De plus, nous avons vu en que le rapport axial des cellules devait être inférieur à 3 dB et que la différence de phase entre la composante horizontale et verticale de la phase réfléchie devait être égale à 90° . Les spécifications requises pour les patches ont été simplifiées et réunies dans les équations suivantes :

$$\varphi_x - \varphi_y = 90^\circ \quad (2.17)$$

$$\varphi_x - \varphi_{x-1} = 45^\circ \quad (2.18)$$

$$\varphi_y - \varphi_{y-1} = 45^\circ \quad (2.19)$$

Les simulations ont été menées par la méthode des parois électriques et magnétiques afin de connaître la phase réfléchie par la composante verticale et horizontale et ainsi définir la différence de phase. Une étude sur des patches de forme circulaire ou carré n'étant pas suffisante, nous avons étudié le phénomène de bi-polarisation sur trois types de patch :

- le patch en forme de C,
- des patches à fentes et à stubs,
- des patches en offset.

Les fig. 2.27 à 2.34 représentent les courants surfaciques pour un patch excité par un champ électrique polarisé horizontalement ou verticalement. Le patch en forme de C a été étudié car il permet de contrôler de façon indépendante les deux composantes par modification des dimensions de la fente [136]. Néanmoins, le nombre de configurations permettant d'obtenir la différence de phase désirée est faible. Nous nous sommes donc intéressés à des patches à formes élémentaires (carré, cercle, rectangle...) auxquels des fentes et des lignes à retards ont été ajoutées de façon judicieuse afin de modifier idéalement le trajet des courants de surface et contrôler indépendamment les deux polarisations. Nous obtenons donc de nouvelles configurations permettant de répondre aux spécifications en combinant nos différentes méthodes (fentes centrées + ligne de retard, fentes centrées + fentes débouchantes,...). Cependant, il est difficile de couvrir les 360° de phase. Pour y remédier, nous avons décidé de décaler les patches dit hybride (fente+ ligne de retard) du centre de la cellule. Ainsi, la

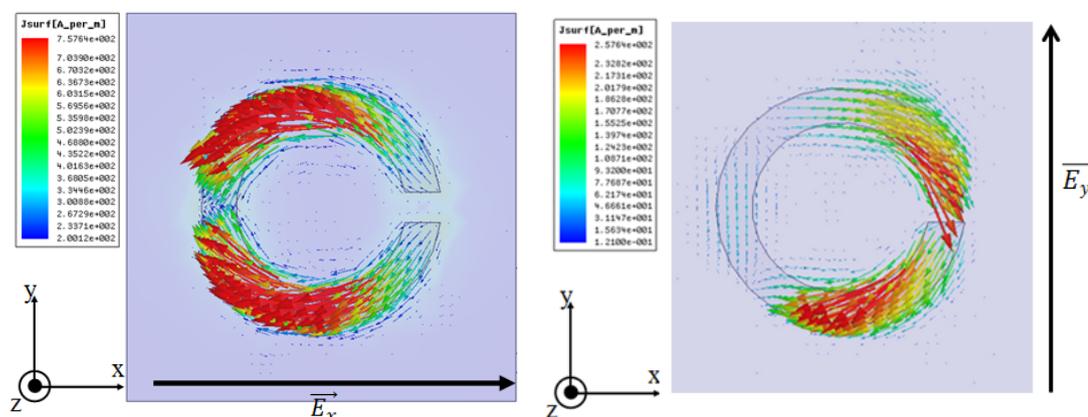


FIGURE 2.27 – Répartition des courants dans le cas d'une polarisation verticale et horizontale pour un patch en forme de C

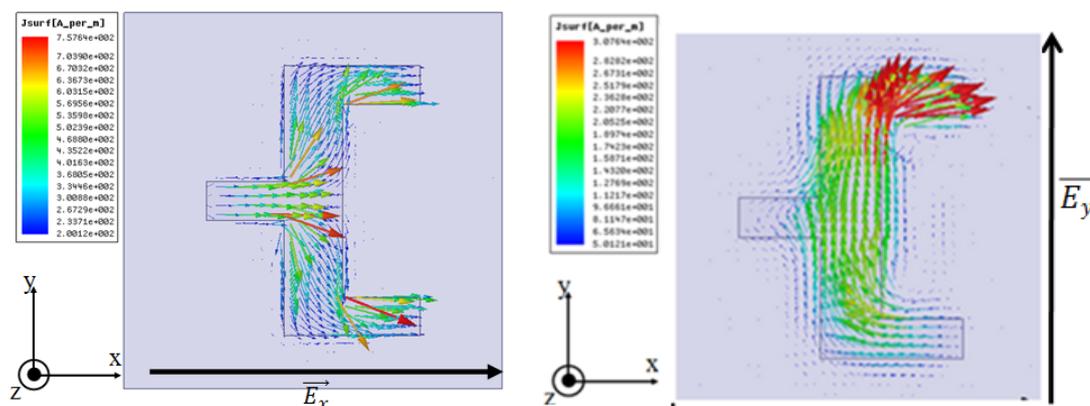


FIGURE 2.28 – Répartition des courants dans le cas d'une polarisation verticale et horizontale pour un patch rectangulaire à trois stubs

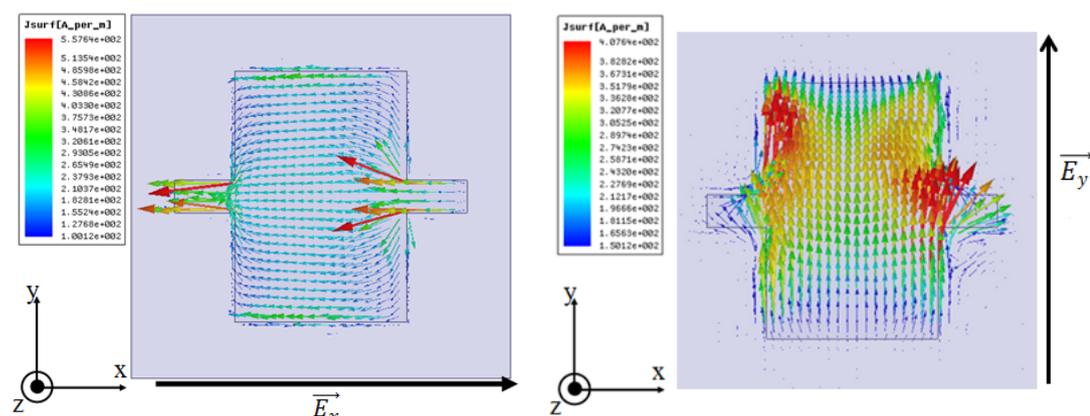


FIGURE 2.29 – Répartition des courants dans le cas d'une polarisation verticale et horizontale pour un patch rectangulaire à doubles stubs

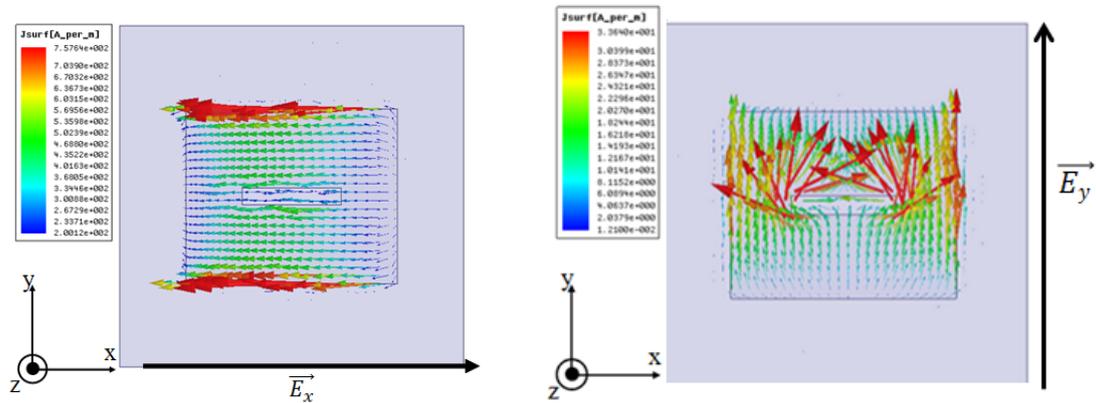


FIGURE 2.30 – Répartition des courants dans le cas d'une polarisation verticale et horizontale pour un patch rectangulaire à fente centrée

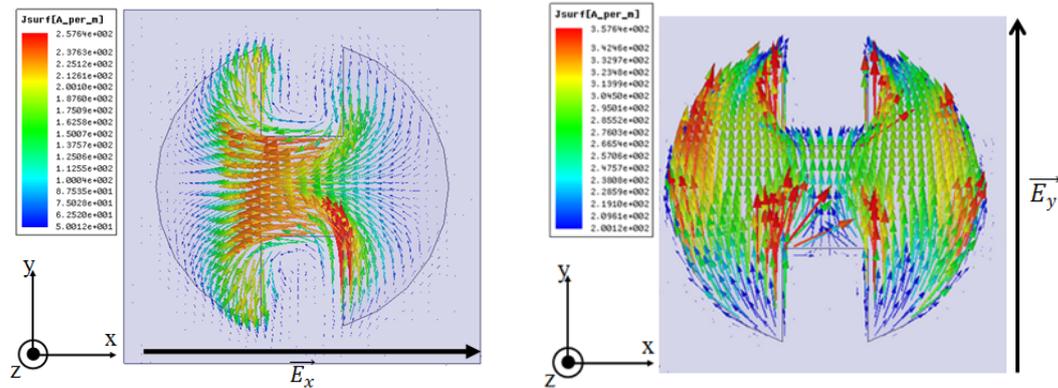


FIGURE 2.31 – Répartition des courants dans le cas d'une polarisation verticale et horizontale pour un patch circulaire à fentes débouchantes

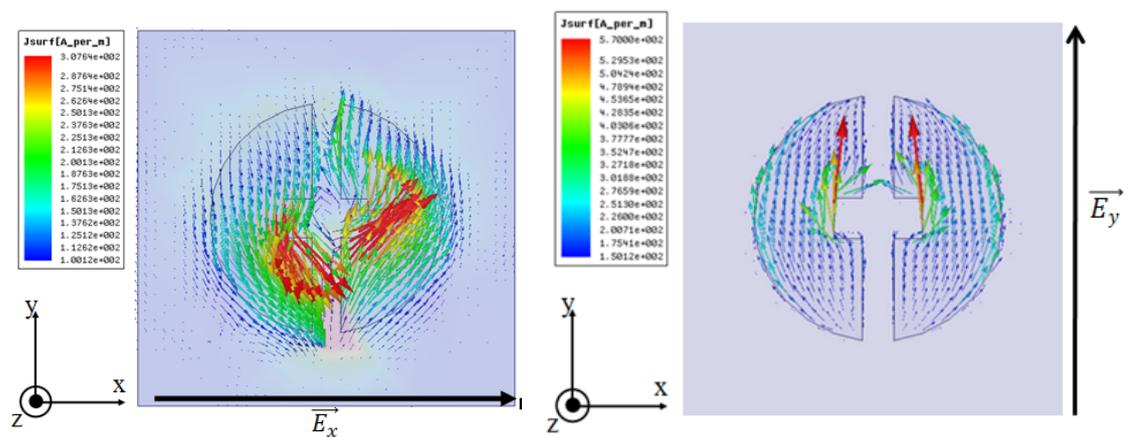


FIGURE 2.32 – Répartition des courants dans le cas d'une polarisation verticale et horizontale pour un patch circulaire à fentes centrées

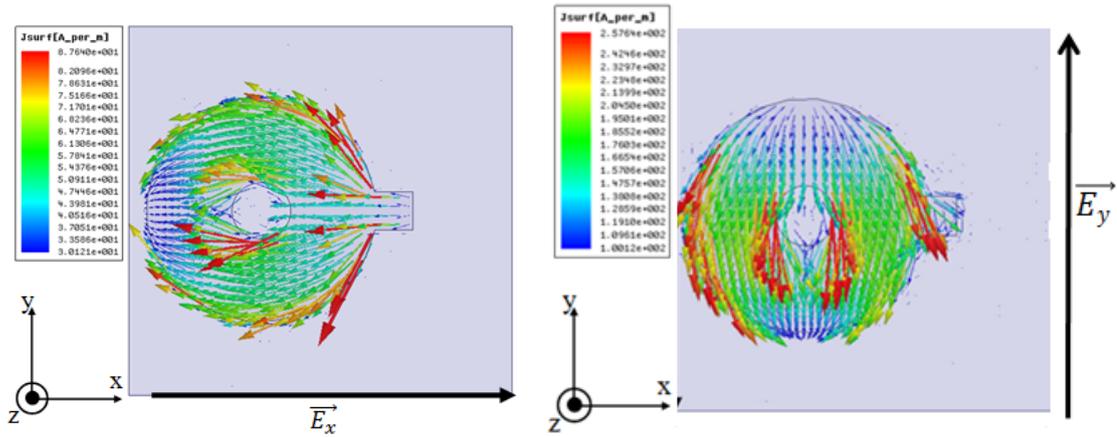


FIGURE 2.33 – Répartition des courants dans le cas d’une polarisation verticale et horizontale pour un patch hybride en offset

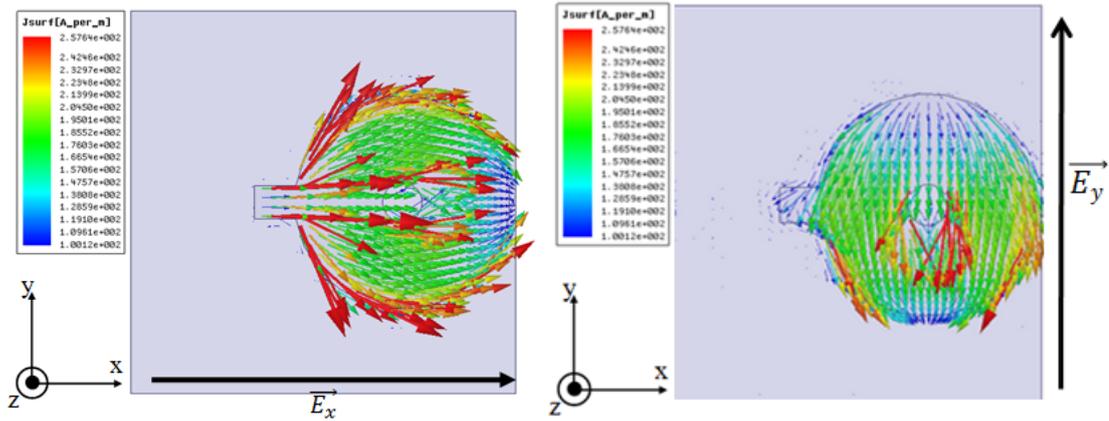
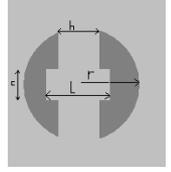
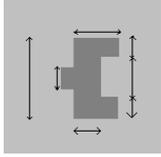
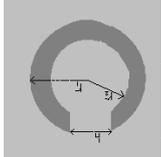
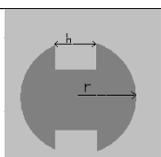
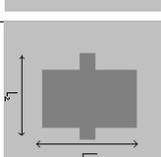
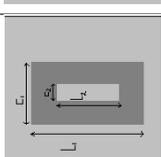


FIGURE 2.34 – Répartition des courants dans le cas d’une polarisation verticale et horizontale pour un autre patch hybride en offset

totalité de la bande est couverte et les 8 patches ont été conçus. La méthode des parois maîtres-esclaves est utilisée afin de valider la différence de phase et définir le rapport axial. Le tableau suivant résume les propriétés des 8 patches.

TABLE 2.1 – Cellules élémentaires à 77GHz

Zone	Patches	Première étape			Seconde étape	
		φ_x en°	φ_y en°	$\Delta\varphi$ en°	$\Delta\varphi$ en°	A.R en dB
0°		0	87	87	89	0,4

Zone	Patches	Première étape			Seconde étape	
		φ_x en°	φ_y en°	$\Delta\varphi$ en°	$\Delta\varphi$ en°	A.R en dB
45°		42	140	98	86	0,6
90°		80	180	100	89	0,6
135°		140	225	85	89	0,15
180°		176	263	87	93	0,5
225°		225	317	92	90	0,07
270°		266	360	94	88	0,33
315°		319	409	80	92	0,22

Cette étude, menée lors de mon stage de master, a été réalisée de façon intuitive mais les résultats sont en accord avec les spécifications demandées. Cependant, les patches en offset ne sont pas en accord avec la théorie concernant les méthodes de simulations comme défini au paragraphe 2.3. En effet, la variation de phase obtenue par décalage du patch est mal évaluée avec la méthode des parois électriques et magnétiques, ce qui conduit à des erreurs de phase et donc une mauvaise estimation de la polarisation.

2.4.2 Le patch rectangulaire

Le patch rectangulaire est le patch le plus utilisé pour réaliser des reflectarrays à polarisation linéaire. Par variation de la longueur et de la largeur de ses côtés, la fréquence de

résonance est modifiée, influant sur la phase et l'amplitude du champ électrique réfléchi comme représenté en fig. 2.35 Nous obtenons donc une excursion de phase de l'ordre de 340°

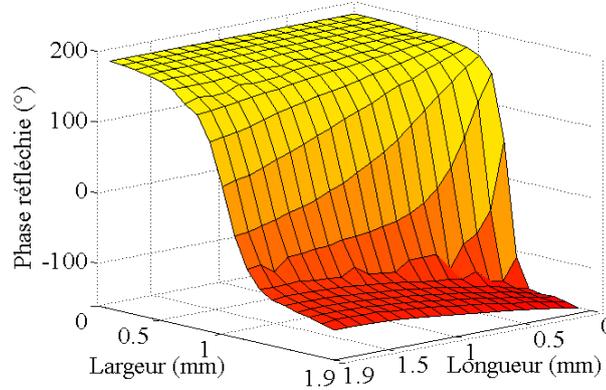


FIGURE 2.35 – Evolution de la phase réfléchie par un patch rectangulaire en fonction de la largeur et de la longueur

avec 361 patches différents (19 variations de la largeur possibles * 19 variations de la longueur possibles). En comparaison, pour un patch carré dans la même configuration, l'excursion de

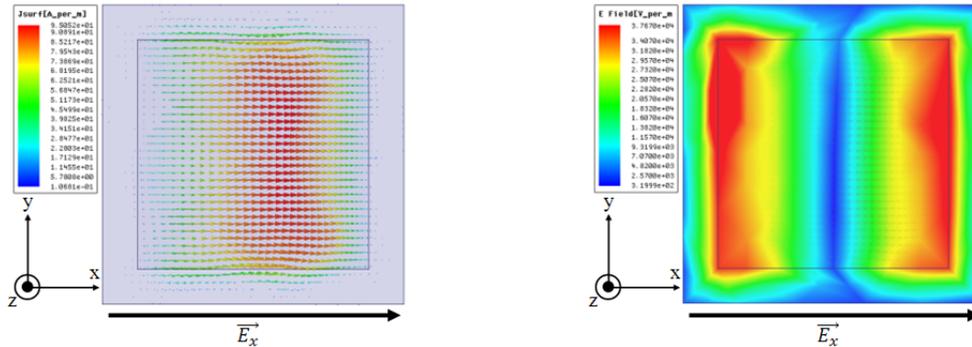


FIGURE 2.36 – Répartition des courants et des champs électriques à la surface d'un carré

phase est de 300° avec 19 patches ce qui implique des écarts importants entre les différents patches. Nous avons vu que ce type de patch possédait une bi-polarisation, c'est à dire qu'elle réagit différemment en fonction d'une polarisation selon x ou y (φ_x ou φ_y) comme représenté en fig. 2.36. Nous avons vu en section 1.3.3 que la polarisation circulaire était obtenue lorsque :

- le rapport axial R.A. est inférieur à 3 dB,
- la différence de phase $\Delta\varphi = \varphi_x - \varphi_y$ est égale à 90° .

Il convient d'utiliser l'approche murs électrique et magnétiques afin de connaître la réponse en phase de la cellule excitée par un champ électrique E_x et E_y , puis de calculer la différence de phase. Les résultats sont données en fig. 2.37 pour un patch rectangulaire de longueur 0,7 mm dont la largeur varie de 0,1 à 1,9 mm. Lorsque la largeur de ce patch est de 1,1 mm, on remarque un différence de phase de 94° permettant de valider le première étape de notre protocole. Une seconde analyse par la méthode maître-esclave nous permet de conclure sur la validité du rapport axial qui est de 2,4 dB. D'autres patches à conversion

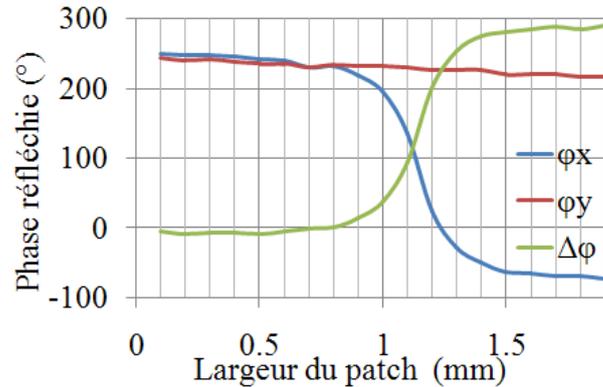


FIGURE 2.37 – Polarisation circulaire

de polarisation linéaire-circulaire peuvent être conçus de manière analogue pour différentes valeurs de longueur et de largeur. Le problème majeur de ce type de patch est l'évolution rapide de la phase autour de la largeur de résonance. En effet, entre 0,9 et 1,4 mm, la phase chute de 250° , alors que pour les autres valeurs la variation est très faible. Dans cette bande de valeur, la résonance est plus forte d'où cette forte chute. Il s'ensuit qu'une erreur de fabrication de 0,1 mm pour un patch de cette longueur conduit à une erreur de phase comprise entre 20 et 120° ce qui dégraderait le diagramme de rayonnement.

Les études qui vont suivre ont été menées sur des patches basés sur des formes carrées voire rectangulaires, néanmoins la même étude a été faite sur des patches circulaires et les résultats obtenus sont similaires.

2.4.2.1 Patch à fentes centrées

Afin d'obtenir une excursion de phase proche de 360° avec des patches de forme élémentaire, nous avons cherché à ajouter des fentes au centre du motif de façon à augmenter le trajet électrique du courant. Les fig. 2.38 et 2.39 représentent le courant surfacique et le champ électrique d'un carré de 1 mm de côté avec une fente de $0,8 \times 0,1$ mm en son centre pour une polarisation horizontale et verticale.

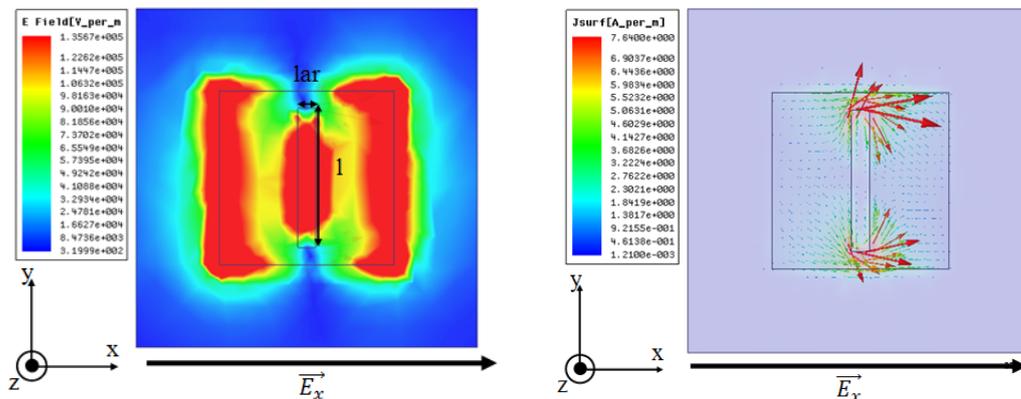


FIGURE 2.38 – Répartition des courants et des champs électriques dans le cas d'une polarisation horizontale

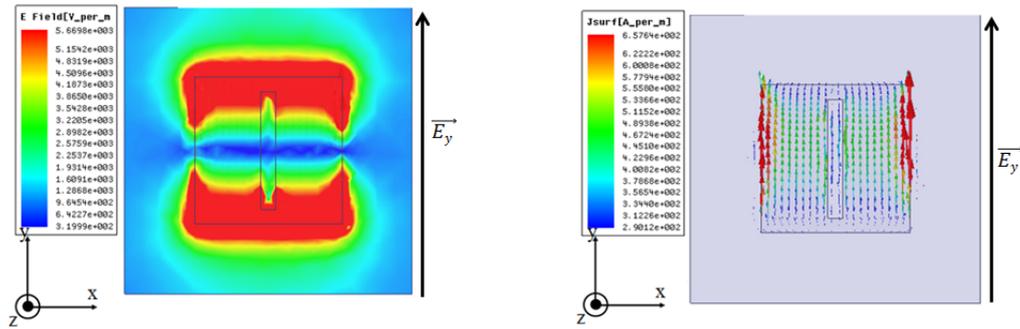


FIGURE 2.39 – Répartition des courants et des champs électriques dans le cas d'une polarisation verticale

En comparaison avec la fig. 2.36, le courant n'est plus présent au centre du patch du fait de la fente, ce qui modifie le trajet électrique comme désiré. De même, le champ électrique est matérialisé par deux fentes au centre et deux fentes sur les bords du patch perpendiculaire au champ E_x , dû à l'interface métal substrat. Si l'on compare à présent la phase réfléchie, sa valeur pour un carré de 1 mm de côté est de $-45,9^\circ$ et si l'on ajoute une fente de $0,8 \times 0,1$ mm, elle est de $-0,6^\circ$ et 172° pour une polarisation horizontale et verticale respectivement. La fig. 2.40 représente l'évolution de la phase réfléchie en fonction de la largeur et de la longueur de la fente pour des carrés compris entre 1 et 1,9 mm de côté en fonction de la polarisation. Les résultats montrent l'influence de la fente dans l'évolution de la phase réfléchie. Ainsi,

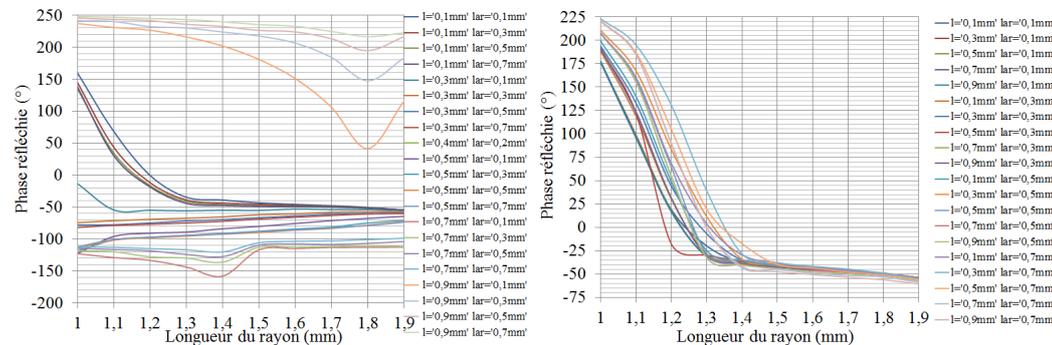


FIGURE 2.40 – Polarisation horizontale et verticale

une fente placée perpendiculairement au champ électrique modifiera considérablement le trajet électrique des courants de surface faisant varier la phase réfléchie sur une plus large gamme de phase. De plus, la variation de phase obtenue sera plus douce pour des fentes larges et longues ce qui nous permet de réduire les erreurs de fabrication. La fig. 2.40 confirme la faible influence de la fente placée parallèlement au champ électrique, néanmoins les quelques variations obtenues peuvent être importantes dans le cadre d'une compensation de phase parfaite. De plus, cette différence de variation en fonction de l'orientation de la polarisation incidente permet de définir des couples de dimensions répondant au premier critère de polarisation circulaire défini en section 1.3.3.

Des investigations ont été conduites afin de déterminer l'influence d'une seconde fente placée perpendiculairement à la première. La fig. 2.42 représente les courants surfaciques et les champs électriques pour une polarisation horizontale pour un carré à fentes doubles

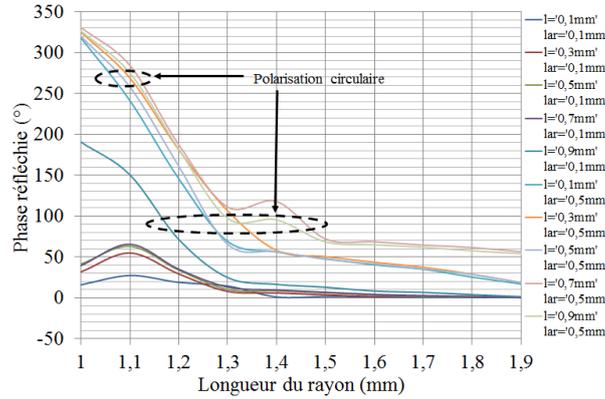


FIGURE 2.41 – Différence de phase pour différentes dimensions de fentes

($0,8 \times 0,1$ mm et $0,2 \times 0,8$ mm).

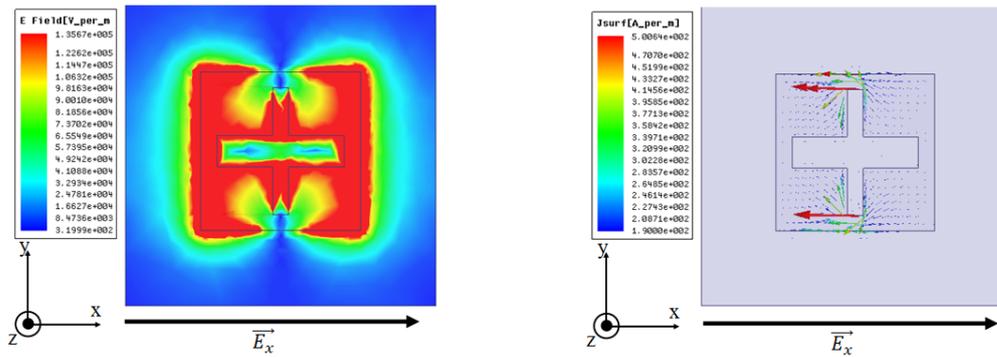


FIGURE 2.42 – Répartition des courants et des champs électriques dans le cas d'une polarisation horizontale

La phase réfléchie par ce patch est de $14,7^\circ$ et $-39,4^\circ$ respectivement pour des polarisations horizontales et verticales. Il est utile de rappeler qu'elle était de $-0,6^\circ$ et 172° pour les mêmes polarisations dans le cas d'un carré à une seule fente. La fig. 2.43 représente l'évolution de la phase réfléchie en fonction de la longueur et de la largeur de la seconde fente (les paramètres de la première étant fixée à $0,8 \times 0,1$ mm). La seconde fente est placée perpendiculairement à la première donc la phase réfléchie en fonction des dimensions de la fente se comporte de manière inverse vis à vis des polarisations utilisées. En effet, pour une P.H., la variation autour de la valeur initiale ($-0,6^\circ$) est faible alors que dans le cas d'une P.V., une excursion de phase de 260° est atteinte pour un patch carré de dimensions 1×1 mm. La courbe suivante illustre l'évolution de la différence de phase en fonction des dimensions de la fente pour le carré de 1 mm de côté. Pour ces quelques configurations, des couples de dimensions permettent de valider notre premier critère de polarisation linéaire-circulaire. Les différents résultats nous confirment l'intérêt de ce type de patch pour obtenir des reflectarrays performants, car ils couvrent une gamme de phase importante avec une bonne discrétisation due aux différents degrés de liberté (3 pour un carré à fentes simples, 4 pour un carré à fentes doubles et 5 pour un rectangle à fentes doubles) et constitue un bon candidat pour réaliser un réflectarray à polarisation circulaire.

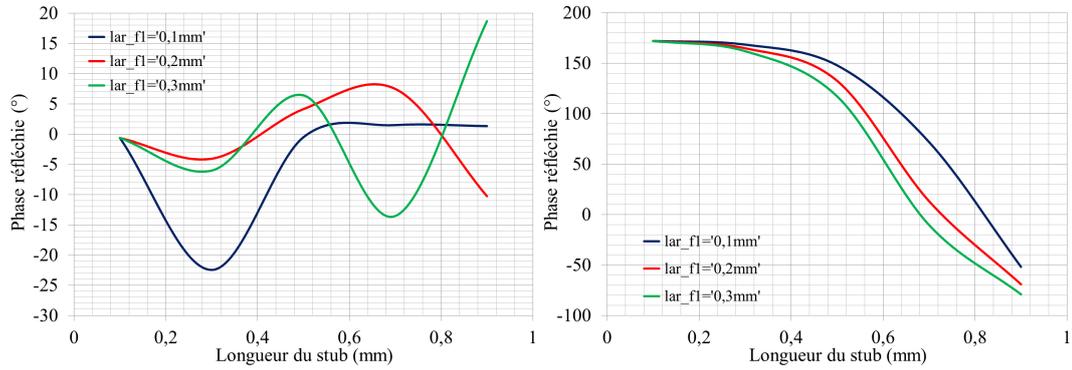


FIGURE 2.43 – Evolution de la phase réfléchie en fonction des dimensions de la fente pour une polarisation horizontale et verticale

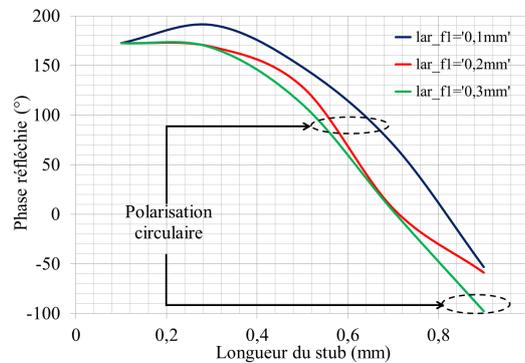


FIGURE 2.44 – Différence de phase pour différentes dimensions de fentes

2.4.2.2 Patch à fentes débouchantes

Les patches à fentes débouchantes sont des patches de forme élémentaire dont les fentes sont placées de façon symétrique sur les bords du patchs. La largeur et la longueur des fentes sont notées l_2 et lar . Deux fentes débouchantes placées perpendiculairement à l'excitation devraient avoir un effet sur le trajet électrique des courants de surface. Les fig. 2.46 et 2.47 représentent les courants surfaciques et les champs électriques présents à la surface de la cellule dans le cas des deux polarisations. Contrairement au patch à fente centrée où le courant devait contourner la fente, le courant est ici guidé vers le seul passage existant créant une zone de forte amplitude. La phase réfléchie par un patch à fentes débouchantes de dimensions $0,2 \times 0,4$ mm excité par un champ électrique polarisé horizontalement est de -89° alors que pour une polarisation verticale elle est de -175° . Les simulations sur la phase réfléchie ont été réunies en fig. 2.48. De nouveau, les simulations confirment la variation importante due aux dimensions des fentes débouchantes perpendiculaires à l'excitation, ce qui permet d'obtenir une excursion de phase de l'ordre de 370° . Un champ électrique parallèle aux fentes permettra seulement d'obtenir quelques variations autour de la phase réfléchie par un carré de mêmes dimensions. Néanmoins, nous obtenons de nouveaux couples de dimensions répondant au premier critère de la polarisation circulaire. Des fentes débouchantes secondaires ont été placées sur les deux autres faces afin de complexifier le motif. La phase réfléchie du patch à fentes débouchantes doubles de dimensions $0,2 \times 0,4 \times 0,2 \times 0,4$ excité

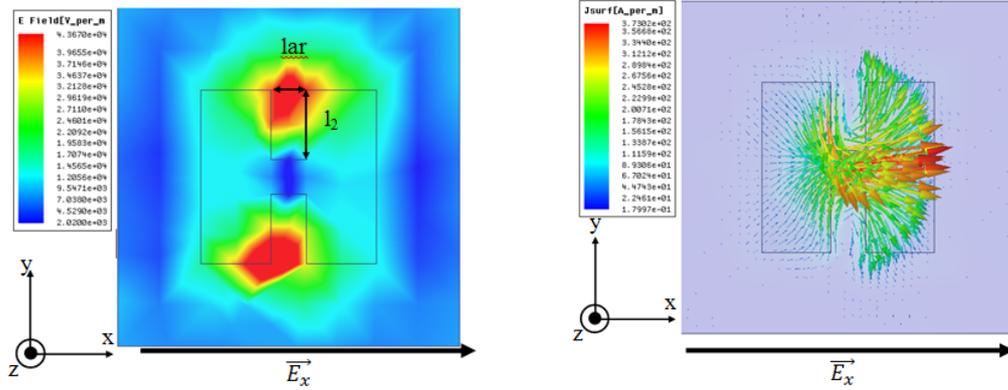


FIGURE 2.45 – Courant surfacique et champ électrique sur le patch à fentes débouchantes polarisé horizontalement

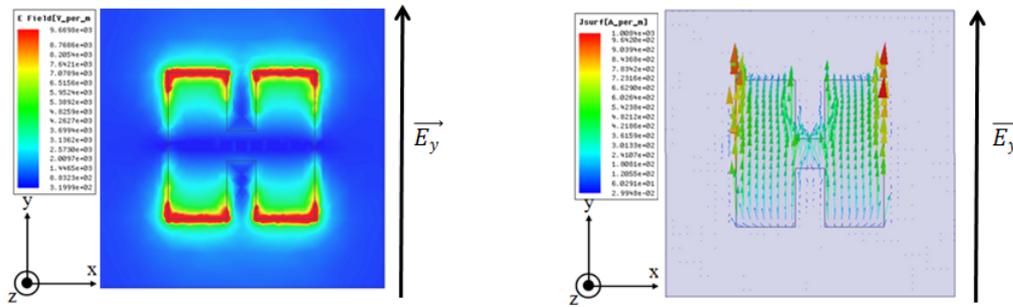


FIGURE 2.46 – Courant surfacique et champ électrique sur le patch à fentes débouchantes polarisé verticalement

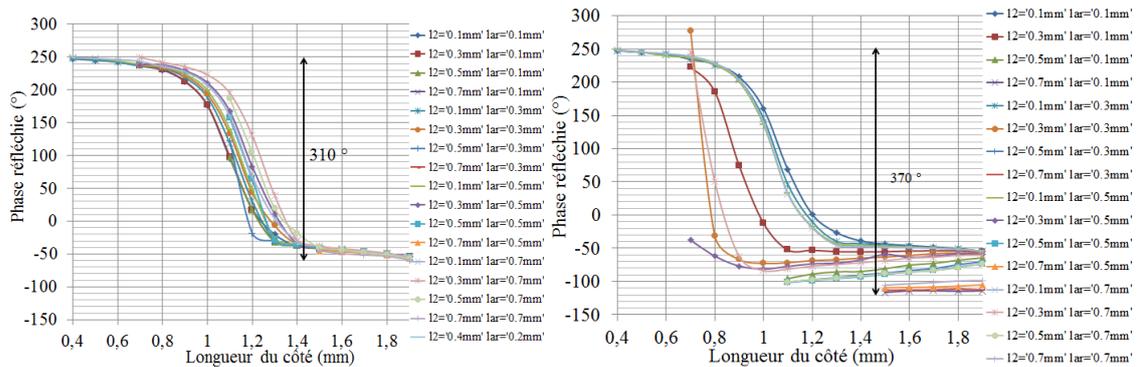


FIGURE 2.47 – Phase réfléchie pour un patch à fentes débouchantes polarisé horizontalement et verticalement

par un champ électrique polarisé horizontalement est de -90° alors que pour une polarisation verticale, elle est de 137° . Le comportement de la phase réfléchie est l'opposé du modèle précédent car les nouvelles fentes sont parallèles au champ électrique incident polarisé horizontalement et perpendiculaires au champ électrique incident polarisé verticalement. Ainsi le trajet électrique est de nouveau modifié permettant d'obtenir de nouvelles configurations,

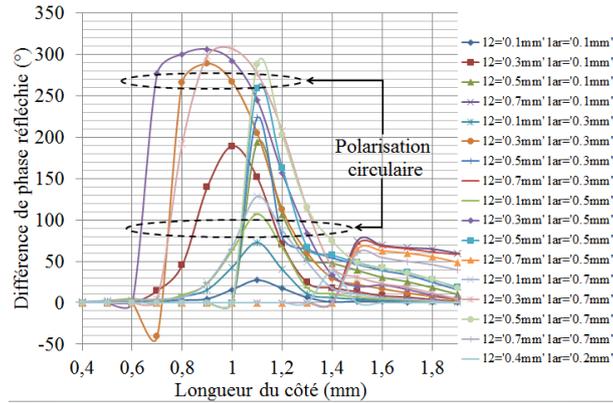


FIGURE 2.48 – Différence de phase pour différentes dimensions de fentes

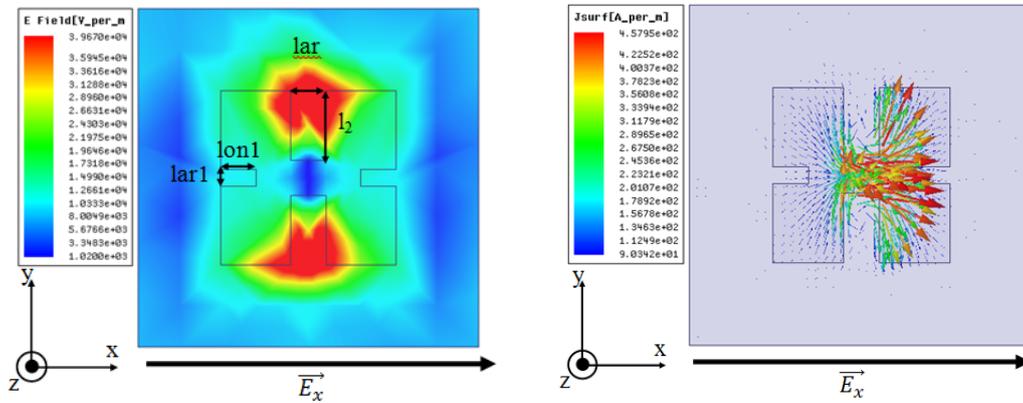


FIGURE 2.49 – Courant surfacique et champ électrique sur le patch à fentes débouchantes polarisé horizontalement

donc une meilleure discretisation de l'excursion de phase et une meilleure tolérance aux erreurs de fabrication. Pour exemple, la différence de phase est donnée pour un carré de 1 mm de côté avec :

- deux fentes débouchantes de $0,2 \times 0,4$ mm perpendiculaires au champ électrique polarisé horizontalement,
- deux fentes débouchantes de $0,1 \times 0,2$ mm parallèles au champ électrique polarisé horizontalement.

De même, le nombre de couples de dimensions répondant au premier critère de polarisation circulaire est doublé.

2.4.2.3 Patch à stub

Le patch à stub est un des patches étudiés pendant ma thèse car il permet de faire varier la fréquence de résonance par l'ajout d'une ligne de retard ou "stub". Ainsi, une ligne de retard placée parallèlement au champ électrique incident permettra d'allonger le trajet du courant et de créer une zone à fort champ électrique au bout du stub comme représenté en fig. 2.51. Inversement, un stub placé perpendiculairement au champ électrique incident n'a que peu d'effet sur le courant surfacique et le patch aura le même comportement

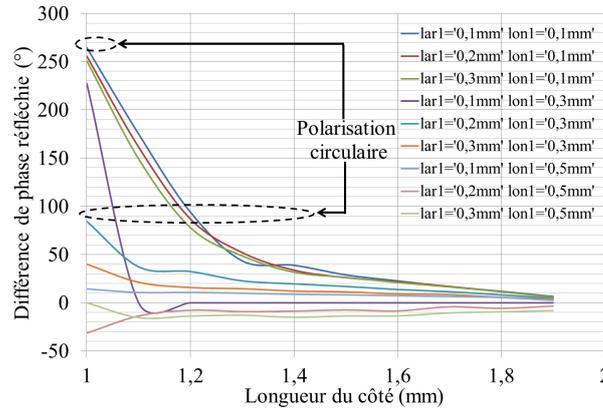


FIGURE 2.50 – Représentation de la différence de phase pour quelques configurations du patch à double fentes débouchantes

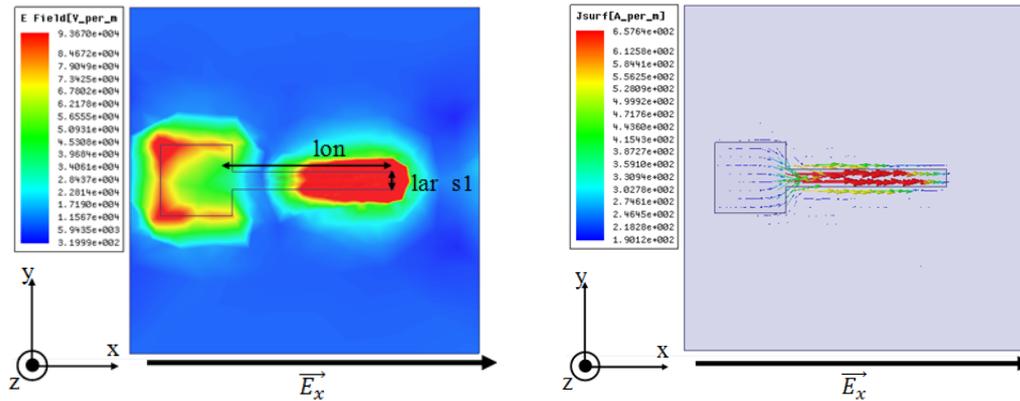


FIGURE 2.51 – Courant surfacique et champ électrique sur le patch carré à stub polarisé horizontalement

qu'un patch carré comme indiqué en fig. 2.52 La phase réfléchie d'un patch carré de 0.4 mm de côté à stub de dimensions $0,1 \times 0,9$ mm excité par un champ électrique polarisé horizontalement est de -71° alors que pour une polarisation verticale, elle est de -113° . Les résultats réunis en fig. 2.53 confirment les précédents commentaires. La longueur du stub permet de faire varier de façon conséquente la phase réfléchie pour un champ électrique polarisé horizontalement alors que dans le cas d'une polarisation verticale, les variations sont faibles. Il est donc possible d'obtenir une excursion de phase de 340° avec un patch carré de 1 mm de côté par variation des dimensions de la ligne. Les résultats confirment que ce type de patch est un bon candidat pour obtenir de la polarisation circulaire. Afin d'augmenter le nombre de configurations et de profiter du comportement de la ligne de retard face aux différentes polarisations, nous ajoutons un second stub perpendiculaire au premier. Nous remarquons de nouveau la présence de forte zone de champ électrique à l'extrémité des stubs et l'allongement du trajet électrique des courants de surface. La fig. 2.56 représente l'évolution de la phase réfléchie pour un carré de 1 mm de côté pour différentes largeurs et longueurs de chacun des stubs et la différence de phase pour plusieurs configurations. Les résultats indiquent une excursion de phase supérieure à 400° et des couples de dimensions

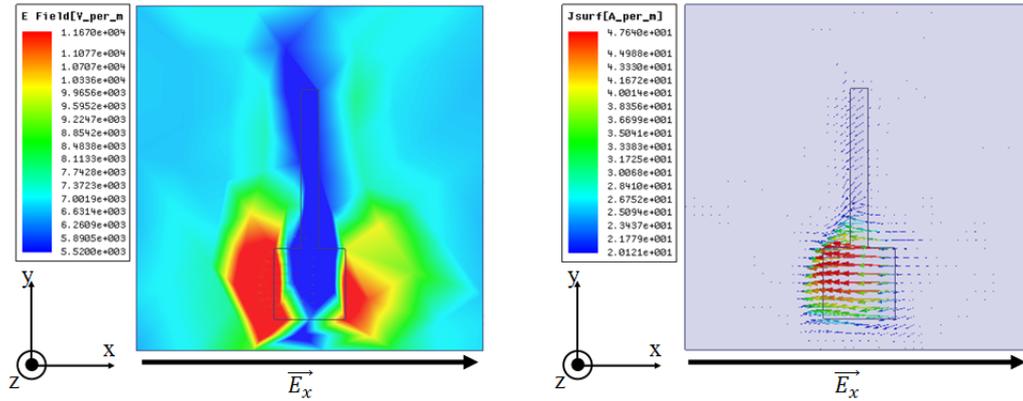


FIGURE 2.52 – Courant surfacique et champ électrique sur le patch à carré à stub polarisé verticalement

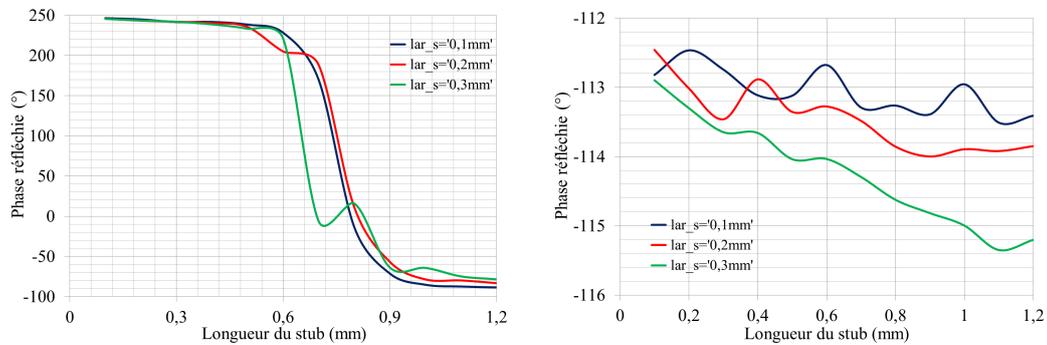


FIGURE 2.53 – Phase réfléchié d'un patch carré à stub polarisé horizontalement et verticalement

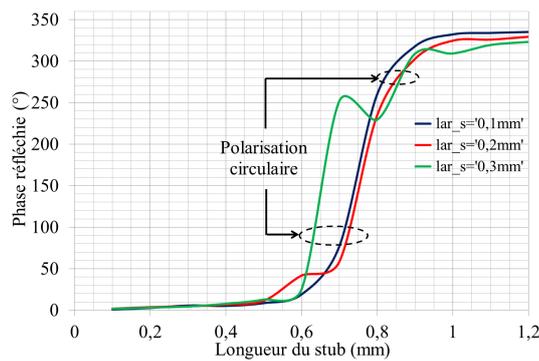


FIGURE 2.54 – Différence de phase d'un patch carré à stub

répondant favorablement au premier critère de polarisation circulaire pour une dimension de carré fixe et par variation des dimensions des deux stubs. Notons que nous n'expliquons pas les variations de l'allure de la phase réfléchié pour une longueur de stub de 0,5 et 1 mm, néanmoins on ne peut les imputer à des sauts de phase car elles sont toujours présentes si on augmente le nombre de points de simulations. Cette méthode nous permet d'avoir de

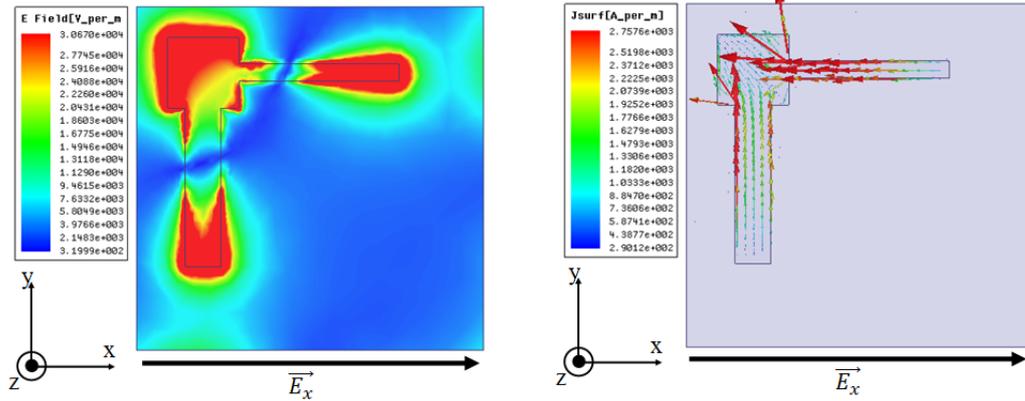


FIGURE 2.55 – Courant surfacic et champ électrique sur le patch à carré à stubs doubles polarisé horizontalement

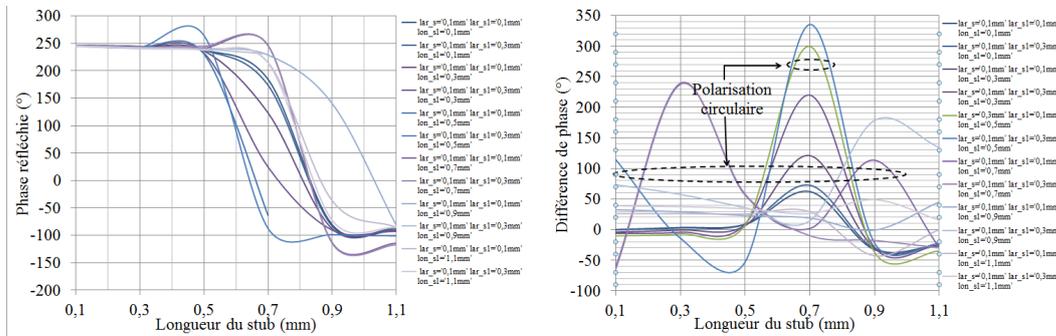


FIGURE 2.56 – Représentation de la phase réfléchie et de la différence de phase d'un patch à double stubs

nombreux degrés de liberté pour obtenir la phase et la polarisation désirée :

- 3 pour un carré à stub simple,
- 4 pour un carré à stubs doubles,
- 5 pour un rectangle à stubs doubles.

2.4.2.4 Patchs fractals

L'état de l'art a décrit brièvement l'intérêt des patchs de type fractal, mais la totalité des publications concernent des bandes de fréquence beaucoup plus basses. Nous avons donc essayer d'innover en nous intéressant à des patchs carrés avec des motifs fractals de type île de Koch dans un premier temps, puis en ajoutant des motifs de type tapis de Sierpinski. La courbe de Koch est créée à partir d'un segment de droite, en modifiant récursivement chaque segment de droite de la façon suivante :

- on divise le segment de droite en trois segments de longueurs égales,
- on construit un triangle équilatéral ayant pour base le segment médian de la première étape,
- on supprime le segment de droite qui était la base du triangle de la deuxième étape.

La courbe de Koch est la limite des courbes obtenues, lorsqu'on répète indéfiniment les étapes mentionnées ci-dessus et a une longueur infinie car à chaque fois que l'on applique les modifications ci-dessus sur chaque segment de droite, la longueur totale augmente d'un

tiers. Notre motif suit le même type de loi itérative, mais dans notre cas, l'opération consiste à centrer dans les coins du carré central des carrés de longueurs $\frac{L}{n+1}$ n étant l'indice d'itération. La fig. 2.57 réunit les différentes dimensions d'un patch fractal de type Koch dans le cas de trois itérations. Les fig. 2.58 à 2.60 représentent les courants surfaciques et les

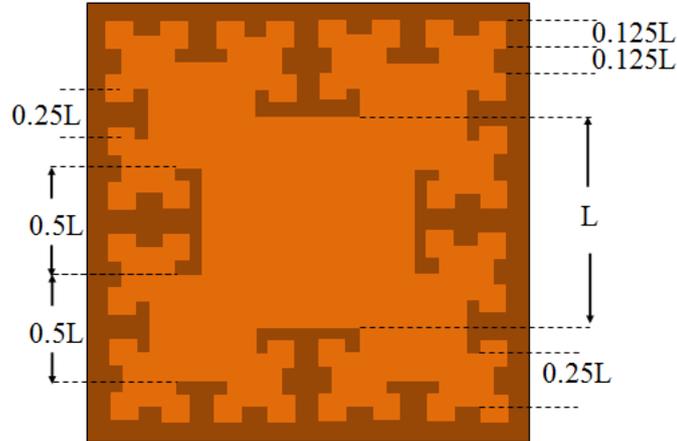


FIGURE 2.57 – Représentation du patch fractal

champs électriques pour les 3 premières itérations du patch fractal. A chaque itération, le

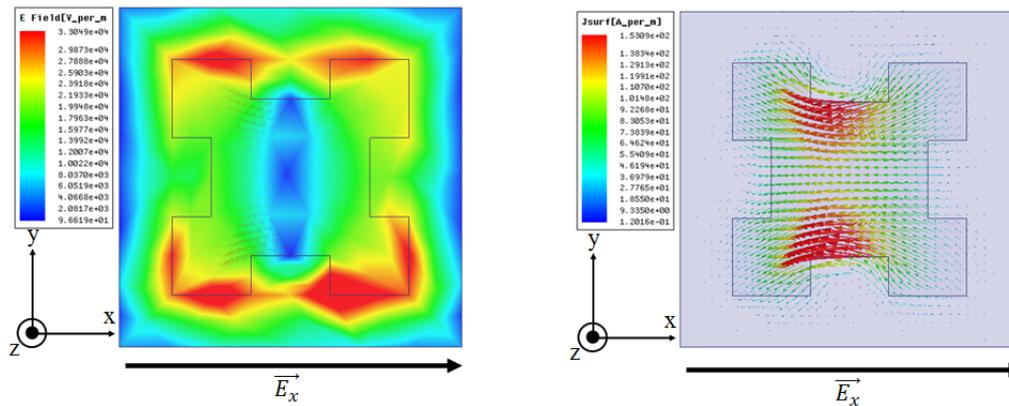


FIGURE 2.58 – Courant surfacique et champ électrique du patch fractal Koch première itération

motif se complexifie, modifiant de même le trajet des courants surfaciques. Il s'ensuit que la longueur L de résonance évolue avec les itérations, augmentant par la même occasion l'excursion de phase comme indiqué en fig. 2.61. Des motifs inspirés du tapis Sierpinski ont été ajoutés au patch fractal (fig. 2.62). De nouveau, l'excursion de phase est augmentée nous permettant d'atteindre les 360° . Néanmoins les dimensions des motifs du carré deviennent de plus en plus petites avec les itérations et sont largement inférieures à notre tolérance de fabrication. Enfin, il est à noter que les sauts de phase sont attribués au pas de 0,1 mm qui respecte notre tolérance de fabrication mais dégrade l'allure de la courbe à cause du faible nombre de point dans cette zone où la phase chute brusquement.

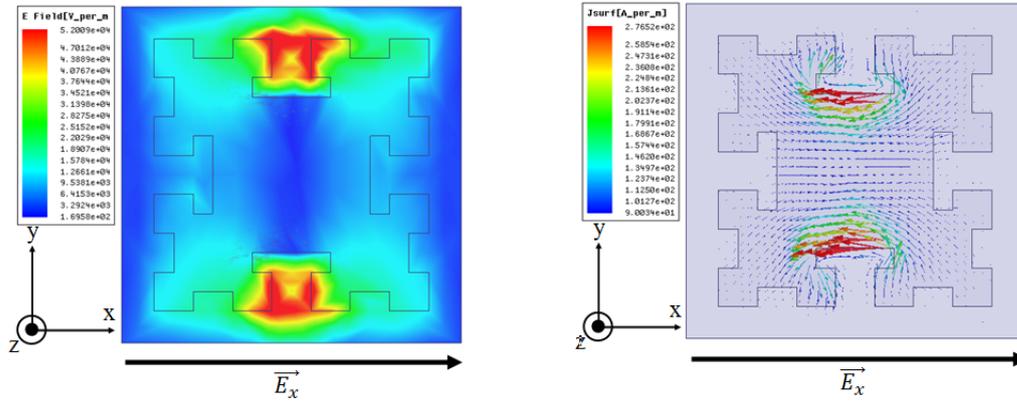


FIGURE 2.59 – Courant surfacic et champ électrique du patch fractal Koch deuxième itération

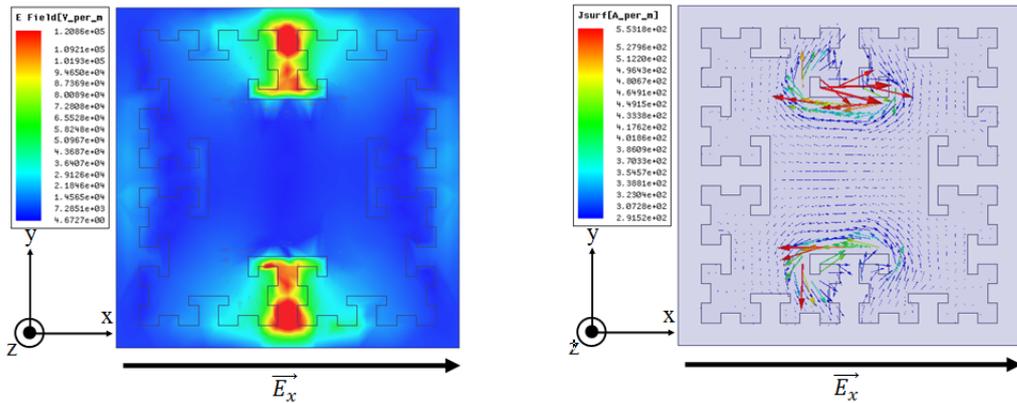


FIGURE 2.60 – Courant surfacic et champ électrique du patch fractal troisième itération

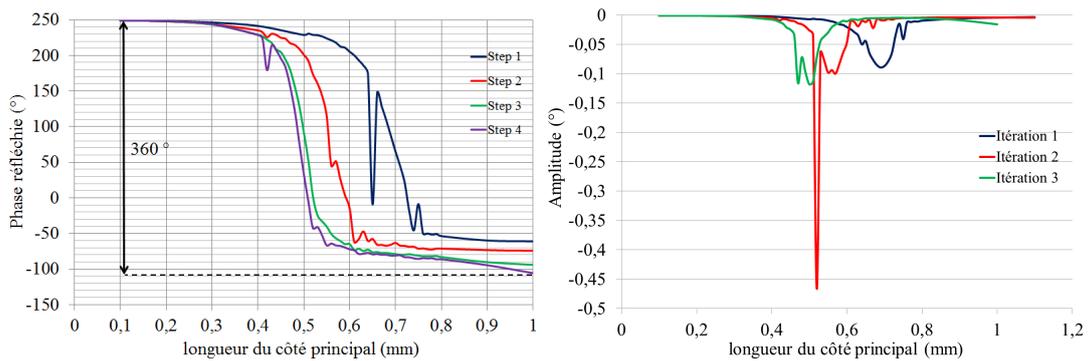


FIGURE 2.61 – Evolution de la phase réfléchi et de l'amplitude en fonction de la longueur L pour une polarisation horizontale

2.4.2.5 Patchs en spirales

La dernière famille de patchs étudiée est le patch en forme de spirale. Le motif est constitué d'un brin de 0,1 mm enroulés en spirale carrée. A chaque itération, un brin

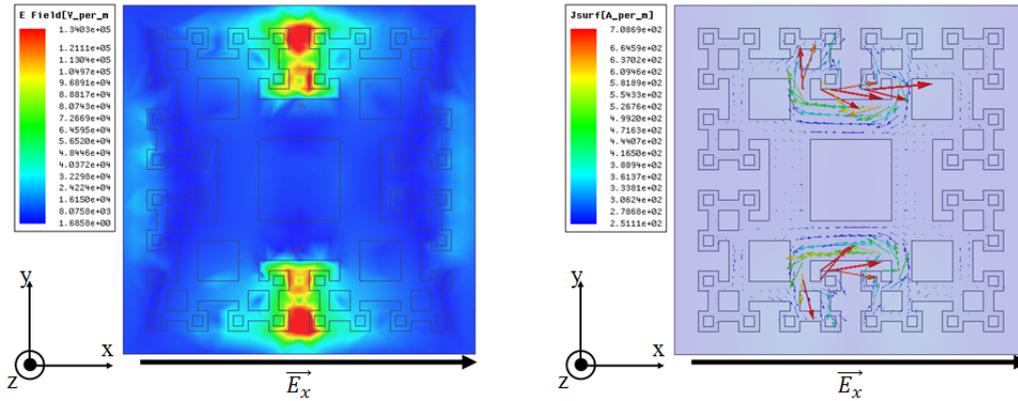


FIGURE 2.62 – Courant surfacique et champ électrique du patch fractal Koch-Sierpinski troisième itération

supplémentaire est ajouté comme indiqué en fig. 2.63. Nous espérons obtenir de multiples

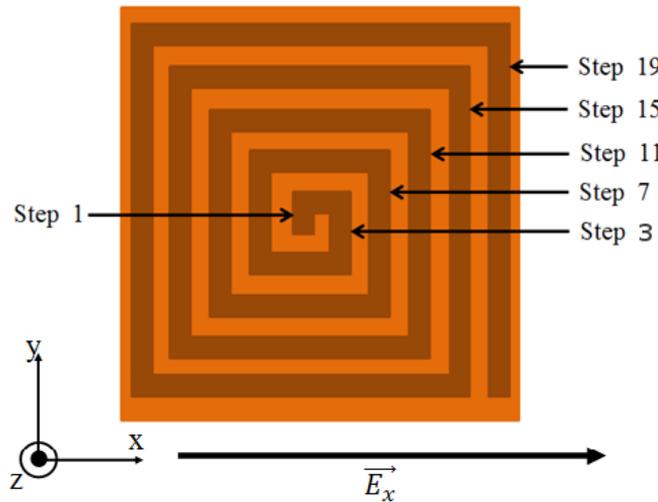


FIGURE 2.63 – Représentation du patch spirale

résonances par couplage entre les brins et atteindre une excursion de phase de plusieurs cycles. La fig. 2.64 représente les courants surfaciques et les champs électriques d'un patch de type spirale à 17 brins pour une polarisation horizontale. Les trajets multiples des courants et les zones de fort champ électrique induites par les couplages entre brins confirment le potentiel de ce type de patch. La fig. 2.65 représente l'évolution de la phase réfléchie en fonction de la longueur du dernier brin pour différentes itérations . Nous atteignons facilement un cycle complet pour les itérations 15, 16 et il est possible de couvrir 500° avec l'itération 17.

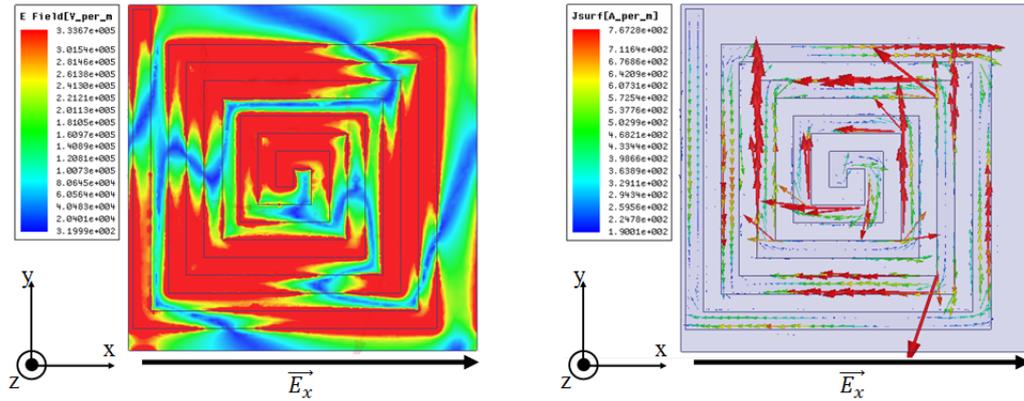


FIGURE 2.64 – Courant surfacic et champ électrique sur le patch en spirale

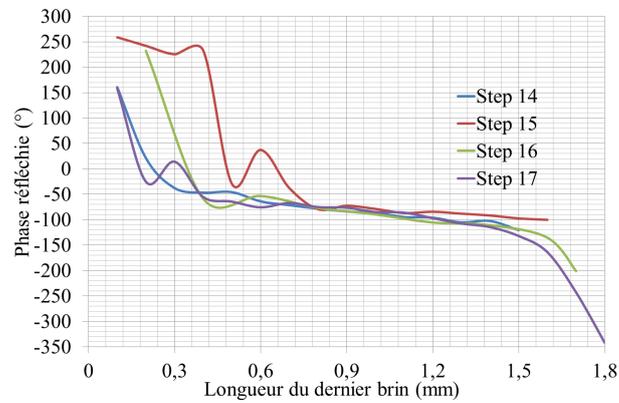


FIGURE 2.65 – Evolution de la phase en fonction de la longueur du dernier brin pour un patch en spirale

2.5 Conclusion du chapitre

Ce chapitre nous a permis de mieux comprendre le fonctionnement des cellules élémentaires et les compromis nécessaires à la réalisation d'un reflectarray avec une bonne efficacité de rayonnement. Nous avons vu les différentes méthodes de simulation mises en oeuvre et leurs limites. Enfin les cellules élémentaires originales ont été présentées et leur réponse en phase a été évaluée. Nous pouvons à présent réaliser nos reflectarrays et valider nos simulations, car à notre fréquence, il est difficile de mesurer la phase réfléchie par un patch.

Chapitre 3

Les antennes focalisantes

Le chapitre précédent nous a permis de définir les différentes cellules élémentaires conçues pour discrétiser la surface de nos reflectarrays et compenser la phase. Ce chapitre sera consacré aux simulations et aux mesures des différentes antennes réalisées en fonction de leurs spécifications. En effet, les études sont menées pour des applications de détection et les investigations sur les différents reflectarrays sont orientées pour :

- l’obtention d’une polarisation circulaire,
- l’amélioration du balayage,
- l’amélioration de l’efficacité par optimisation de la source primaire,
- l’amélioration de la bande passante et de l’efficacité par le choix des cellules élémentaires.

Afin de simuler nos antennes avant réalisation, notre équipe a développé un programme sous scilab. Ce dernier est basé sur des équations de physique optiques et sur la superposition des champs électriques de chaque patch du réseau d’antennes. Ce programme nous permet de représenter le diagramme de rayonnement en fonction de la source primaire et de définir d’autres paramètres comme le gain ou l’efficacité. En effet, nos antennes ont des dimensions de l’ordre de 40 longueurs d’ondes ce qui reste trop grand pour les logiciels commerciaux (HFSS 13, IE solver).

3.1 Introduction à notre programme de simulation

Notre équipe a souhaité développer un outil de simulation qui permette en un temps réduit (une dizaine de minutes pour simuler un réseau réflecteur de plusieurs milliers de cellules) de concevoir des réseaux réflecteurs imprimés et d’en prévoir le comportement en fonction de différents facteurs. Il prend en compte les paramètres suivants :

- l’influence de la loi d’illumination en amplitude et phase sur le réflecteur,
- l’offset de la source primaire,
- la taille des cellules utilisées,
- le masquage,
- l’efficacité d’ouverture.

Néanmoins, nous sommes obligés de négliger d’autres paramètres très importants comme :

- les couplages entre éléments du réseau (nous considérons que les simulations par parois de Floquet les prennent en compte),
- les pertes métalliques et celles du substrat,
- l’influence du diagramme de la source primaire en dehors de la zone d’illumination du réseau,

- la diffraction par les bords,
- l'amplitude réfléchi par une cellule (dans le programme, les cellules sont soumises à des amplitudes incidentes différentes données par la loi d'illumination mais nous supposons qu'elles réfléchissent l'intégralité de cette amplitude),
- les erreurs de phase dues aux tolérances de fabrication et à l'état de surface,
- le couplage entre la source primaire et le réflecteur.

Nous pouvons simuler un reflectarray pointant dans une direction donnée, illuminé par une source primaire prédéfinie. Les paramètres géométriques de la cellule sont déterminés par l'utilisation du logiciel de simulation Ansoft HFSS comme décrit dans le chapitre précédent. Le calcul de la phase à compenser est basé sur l'éq. 3.1. En effet, conformément aux propriétés de l'onde incidente sphérique, tous les rayons issus du point focal situés sur la sphère de rayon f , sont en phase. Le réseau est décomposé en cellules élémentaires dont le centre correspond au centre des patches du réseau. Notons r_{ij} la distance entre le centre du

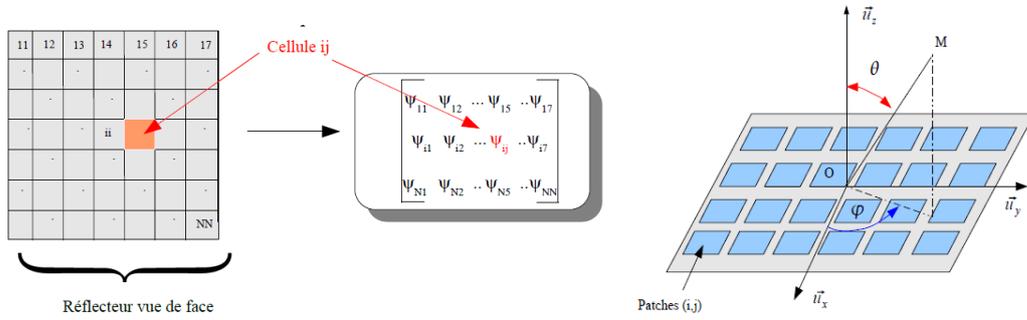


FIGURE 3.1 – Représentation de la distribution de phase d'un réseau réflecteur

réflecteur et celui de la cellule élémentaire (i, j) . La surface du réflecteur étant plane, les cellules ont des phases différentes les unes par rapport aux autres. Ce retard de phase se calcule simplement en évaluant la différence de trajet entre le rayon central issu du point focal $\theta = 0^\circ$ et celui formant un angle θ non nul. Si nous choisissons comme phase de référence celle du rayon ($\theta = 0^\circ$) et si nous appelons φ_{inc} la phase du champ incident sur le patch correspondant au rayon R_i , nous avons par cellule :

$$k \cdot R_i = \varphi_{inc} \quad (3.1)$$

où $k = \frac{2\pi}{\lambda}$. L'onde sphérique incidente possède une phase qui varie en $e^{-jk r}$. De même, l'onde issue du réflecteur doit se propager en onde plane dans la direction \vec{u}_0 . Le retard de phase entre la surface du réflecteur et les points situés sur le plan d'onde qui correspondent aux équiphasés doit être alors compensé. Notons φ_{ref} la phase associée au trajet parcouru par l'onde entre la surface du réflecteur et le plan d'onde, nous avons par cellule :

$$k \cdot \vec{r}_{ij} \cdot \vec{u}_0 = \varphi_{ref} \quad (3.2)$$

Si nous ajoutons les deux retards précédents, en tenant compte des directions de propagation opposées, nous obtenons une phase totale φ_{ij} telle que :

$$\varphi_{ij} = \varphi_{inc} - \varphi_{ref} \quad (3.3)$$

En remplaçant par les expressions de φ_{ij} et en écrivant la condition de compensation du retard total de phase, nous obtenons :

$$k \cdot (R_i - \vec{r}_{ij} \cdot \vec{u}_0) - \varphi_{ij} = 2N\pi \quad (3.4)$$

Ainsi, nous déterminons la phase à appliquer sur chaque patch :

$$\varphi_{ij} = k \cdot (R_i - \vec{r}_{ij} \cdot \vec{u}_0) \quad (3.5)$$

Cette équation nous permet de définir la loi de phase sur la surface du réflecteur. A présent, nous voulons représenter le diagramme de rayonnement de notre antenne. Pour cela, nous considérons le champ rayonné E_{ray} comme la superposition des champs rayonnés par chaque cellule $\vec{E}_{ray} = \sum \vec{E}_{ray}(ij)$. En assimilant la surface à son ouverture équivalente, nous appliquons la formule du champ rayonné par cellule

$$\vec{E}_{ray} = 2j\pi \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{u} \wedge (\vec{E}_{0t}(\alpha, \beta) \wedge \vec{u}_z) \quad (3.6)$$

- \vec{E}_{ray} : champ rayonné,
- k : nombre d'onde,
- $\vec{E}_{0t}(\alpha, \beta)$: transformée de Fourier du champ électrique tangentiel à l'ouverture,
- u : direction d'observation,
- u_z : direction perpendiculaire au réflecteur.

L'ensemble des informations est contenu dans le terme $E_{0t}(\alpha, \beta)$. En effet, son amplitude est proportionnelle à la loi d'illumination du réflecteur, sa phase contient celle de la loi d'illumination mais aussi celle des différents retards ainsi que la compensation dans la direction \vec{u} . La loi d'illumination du réflecteur peut être soit une fonction mathématique, soit un fichier de simulation, ou encore un fichier de mesure. Nous effectuons alors la correspondance entre l'angle d'éclairage de chaque cellule du réseau (φ_{ij}) et l'amplitude de la source primaire. Le protocole utilisé est résumé en fig. 3.2.

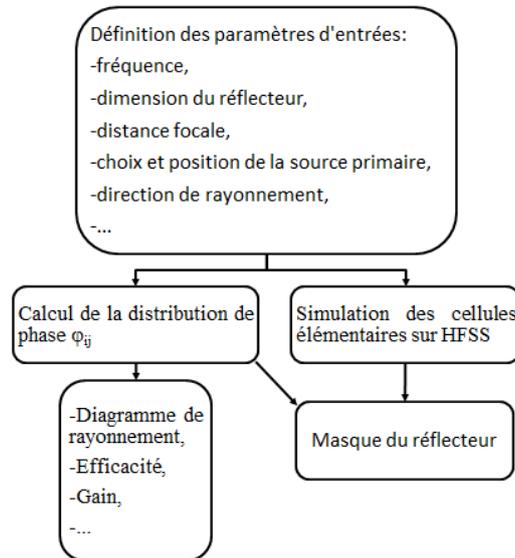


FIGURE 3.2 – Protocole de simulation

3.2 Le réflecteur de Fresnel à polarisation circulaire

Une première étude commencée en stage de Master a porté sur la réalisation d'un réflectarray à polarisation circulaire, car ce type de polarisation peut être décomposée en

polarisations horizontale et verticale. Ainsi, il est possible de s'affranchir du choix entre les deux types de polarisations linéaires qui ont chacune leurs avantages [137][138]. Les réflecteurs à concevoir sont de l'ordre de 40λ de dimension et cela nécessite plusieurs milliers de cellules élémentaires différentes. Dans le cas d'une polarisation circulaire, la complexité est importante et il convient de réduire grandement le nombre de cellules différentes. Le réflecteur de Fresnel est un excellent candidat.

3.2.1 Réflecteur à zones de Fresnel

La lentille de Fresnel est un type de lentille inventé par Augustin Fresnel en 1822 pour équiper le système optique des phares de signalisation marine [139]. Sa conception lui permet d'obtenir une courte distance focale pour un large diamètre, sans le poids et le volume nécessaire à une lentille standard. Par rapport à une lentille simple, la lentille de Fresnel

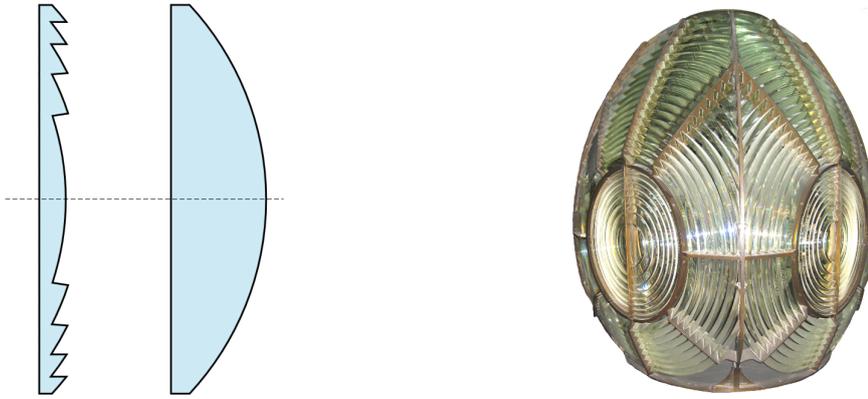


FIGURE 3.3 – Lentilles de Fresnel

réduit la quantité de verre à utiliser en la découpant en un ensemble de sections annulaires concentriques connues sous le nom de zones de Fresnel. Les réflecteurs étant des antennes quasi-optiques, le réflecteur à zones de Fresnel s'inspire de cette théorie afin de réduire le nombre de patches à polarisation linéaire-circulaire à concevoir. Sur le même principe, la phase n'est plus compensée point par point comme définie par l'éq. 3.4, mais par zone. En effet, au sein de chaque zone, des patches identiques sont réunis afin de compenser la phase, ce qui conduit forcément à une perte d'efficacité et donc une dégradation du diagramme de rayonnement. Cet inconvénient s'estompe si l'on choisit une valeur de P élevée. La fig. 3.4 schématise le placement des cellules au sein du réflecteur de Fresnel. La première zone est comprise dans le cercle de rayon r_1 définie par :

$$r_1 = \sqrt{\left(f + \frac{\lambda}{P}\right)^2 - f^2} \quad (3.7)$$

soit

$$r_1 = \sqrt{\left(f^2 + \frac{2\lambda}{P} + \left(\frac{\lambda}{P}\right)^2\right) - f^2} = \sqrt{2f\frac{\lambda}{P} + \left(\frac{\lambda}{P}\right)^2} \quad (3.8)$$

De même, pour r_2 :

$$r_2 = \sqrt{4f\frac{\lambda}{P} + \left(\frac{2\lambda}{P}\right)^2} \quad (3.9)$$

Et nous obtenons le cas général décrit par l'équation de Fresnel :

$$r_n = \sqrt{2nf\frac{\lambda}{P} + \left(\frac{n\lambda}{P}\right)^2} \quad (3.10)$$

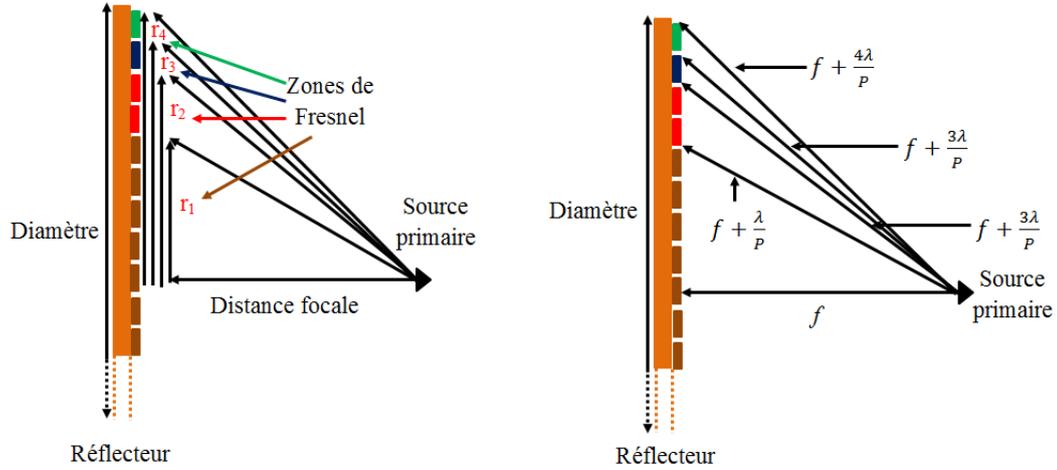


FIGURE 3.4 – Représentation des zones de Fresnel

où r_n est le rayon extérieur de la $n^{ième}$ zone, f représente la focale, λ la longueur d'onde dans l'air et P l'ordre de correction de Fresnel. Les différentes cellules réalisées sont donc réunies par zone entre deux rayons de Fresnel consécutifs. Dans le cas où $P=2$, on parle de réflecteurs à inversion de phase ou encore demi-période, et lorsque P tend vers l'infini, le rendement d'ouverture tend vers celui d'un réflecteur parabolique. Lors notre étude, nous considérerons $P=8$, soit 8 zones de compensation sachant qu'il faut couvrir un cycle soit 360° , comme définit en éq. 3.11.

$$\varphi_k = 2\pi \frac{k-1}{P}, k \in [1, P] \quad (3.11)$$

Deux zones consécutives compenseront des phases espacées de 45° . De plus nous avons vu au paragraphe 2.3.3 que pour répondre aux critères de polarisation circulaire, la différence de phase devait être de 90° soit :

$$\varphi_{x_n} - \varphi_{y_n} = 90^\circ \quad (3.12)$$

Et si l'on applique à nos zones de Fresnel

$$\varphi_{x_n} - \varphi_{x_{n-1}} = 45^\circ \quad (3.13)$$

$$\varphi_{y_n} - \varphi_{y_{n-1}} = 45^\circ \quad (3.14)$$

φ représentant la phase à compenser et n et $n-1$ représentant deux zones consécutives.

3.2.2 Simulation du réflecteur de Fresnel

Les spécifications de l'antenne sont :

- diamètre du réflecteur : $D=150$ mm,
- distance focale : $f=75$ mm,
- nombre de cellules élémentaires différentes : $P=8$,
- fréquence de travail : $f_r=78,5$ GHz,
- source primaire : guide d'onde coupé.

Les 8 cellules élémentaires répondant aux spécifications de Fresnel et de polarisation ont été définies en section 2.4.1 et sont représentées en fig. 2.27 à 2.34. La loi d'illumination des

sources primaires généralement utilisées est définie par une loi dont la densité de puissance est en \cos^n , la fonction \cos^5 constituant une assez bonne approximation de la densité de puissance rayonnée par un guide ouvert de section rectangulaire (de côtés a et b avec $a = 2b$). Cependant, le niveau des lobes secondaires issus de l'utilisation de cette source reste élevé. L'efficacité d'éclairage (courbe bleue), de débordement (courbe rouge) et totale (courbe noire) sont représentées en fig. 3.5 pour $n = 5$. Il convient donc d'utiliser une source primaire

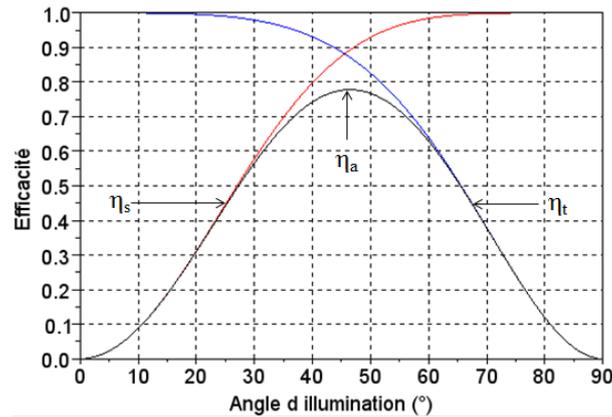


FIGURE 3.5 – Efficacité d'éclairage (bleue), de débordement (rouge) et totale (noire)

avec un angle d'éclairage $\theta_0 = 45^\circ$ pour optimiser l'efficacité totale définie au chapitre 1. La distance focale et le diamètre nous permettent de déduire le demi-angle d'éclairage de la source $\theta_0 = 45^\circ$. Nous utilisons notre programme afin de définir la loi de phase du réflecteur, la fig. 3.6 représentant celles d'un reflectarray et d'un réflecteur de Fresnel avec $P=8$. La représentation illustre bien la discrétisation par zone avec $P=8$ au centre, puis

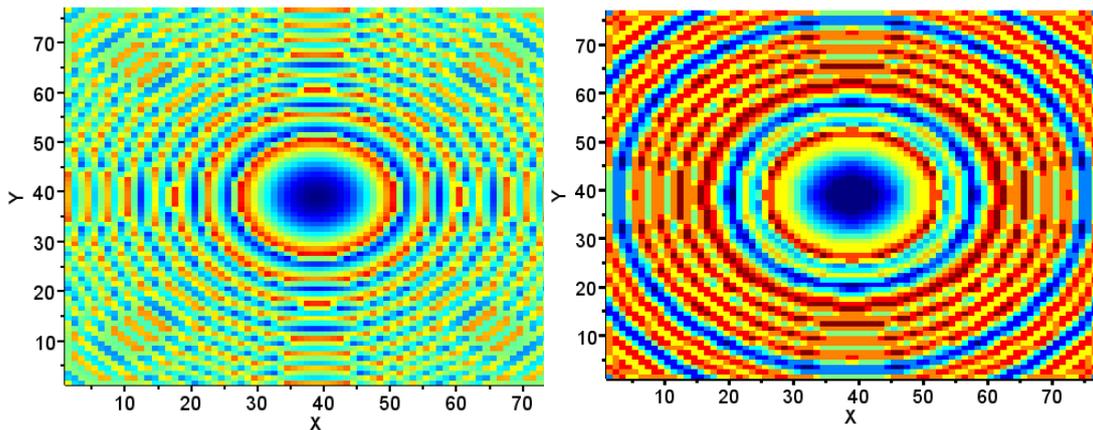


FIGURE 3.6 – Distribution de phase pour un reflectarray et un réflecteur de Fresnel à 78,5 GHz

$P=4$ et enfin $P=2$ aux bords du réflecteur. De plus, la simulation confirme la remontée des lobes secondaires et la dégradation du diagramme de rayonnement, qui reste cependant satisfaisant. Le gain théorique est de 41,5 dB (éq. 1.14) et le gain estimé pour notre réflecteur de Fresnel est de 37 dBi.

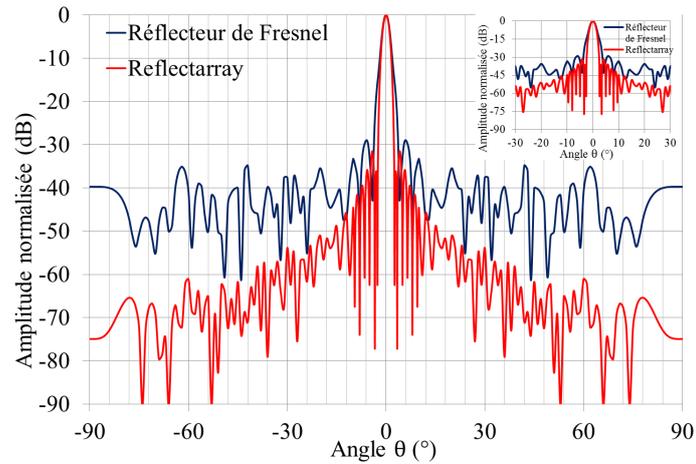


FIGURE 3.7 – Diagrammes de rayonnement simulés dans le plan E et zoom sur le lobe principal

3.2.3 Mesure du réflecteur de Fresnel

Le réflecteur a été fabriqué au LEAT sur un substrat Rogers Duroïd de 0,254 mm d'épaisseur et de 150 mm de diamètre. Les mesures ont été réalisées dans la chambre

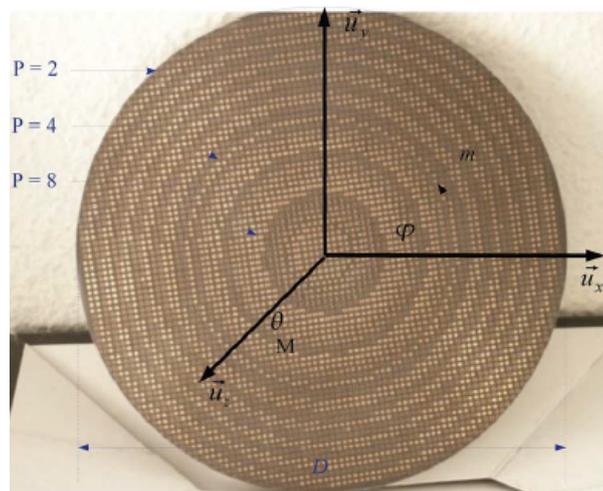


FIGURE 3.8 – Photographie du réflecteur de Fresnel

anéchoïde notre laboratoire en deux temps :

- mesure de diagramme de rayonnement de 75 à 81 GHz,
- mesure de la polarisation circulaire de 75 à 81 GHz.

Afin de transformer une polarisation linéaire en circulaire, l'antenne doit être orientée à 45° selon x afin d'exciter les composantes horizontale et verticale du réflecteur. Pour ce faire, le champ électrique incident est orientée à 45° en simulation, mais la source primaire étant fixe lors des mesures, ce sera le réflecteur qui sera tournée de 45° (fig. 3.9). Un système de mesure de diagramme de rayonnement fonctionnant de 800 MHz à 110 GHz a été installé

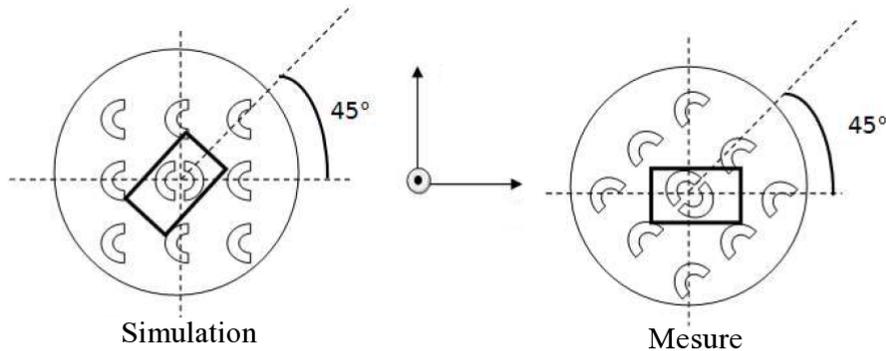


FIGURE 3.9 – Orientation du réflecteur en simulation et en mesure

au laboratoire en mai 2004. Il est fourni par Agilent et utilise des mélangeurs proches des antennes à tester afin de réduire les pertes en hautes fréquences [140]. En effet, la mesure en chambre anéchoïde nécessite, en règle générale, de transporter le signal sur plusieurs mètres avant d'arriver au récepteur. Or, en millimétrique, les câbles coaxiaux, lorsqu'ils existent, présentent des pertes prohibitives pour le transport d'un tel signal. L'utilisation de plusieurs mètres de guides d'onde n'offrant aucune souplesse, elle n'est pas non plus une solution envisageable. Il est donc indispensable de descendre la fréquence du signal à transporter. Cette dernière est de 20 MHz dans notre cas. Le système de mesure est

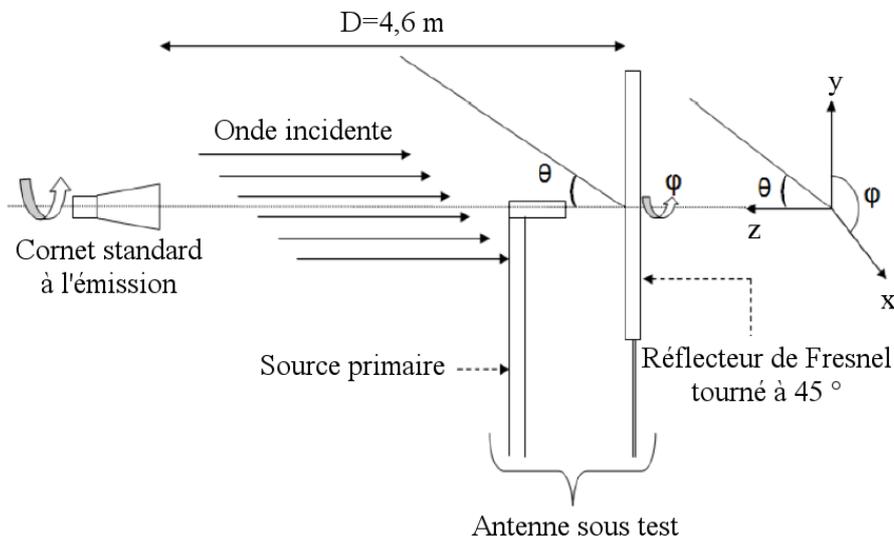


FIGURE 3.10 – Représentation de la mesure

composé :

- d'une chambre anéchoïde dont le plancher de bruit est de -90 dBm,
- de deux tourelles supportant les antennes d'émission et de réception.

Le dispositif est piloté par un logiciel d'acquisition et de commande qui permet d'automatiser les mesures en asservissant à la fois l'émetteur et le récepteur. Généralement, l'antenne

d'émission est un cornet standard, l'antenne de réception correspondant à l'antenne sous test. La chambre anéchoïde a une longueur de 8 m, une largeur de 4 m, et l'émetteur et le récepteur sont espacés de 4,6 m. La mesure de diagramme de rayonnement est obtenue en excitant le réflecteur de Fresnel orientée selon $\varphi = 45^\circ$ par une onde incidente émise par le cornet standard placé en émission. L'antenne sous test va être soumise à une rotation selon θ afin de connaître le diagramme de rayonnement en azimuth et en élévation, soit pour $\varphi = 45^\circ$ et 135° respectivement. Les mesures ont été réalisées dans la bande de fréquence comprise entre 75 et 81 GHz et sont représentées en fig. 3.11. L'antenne a été conçue et

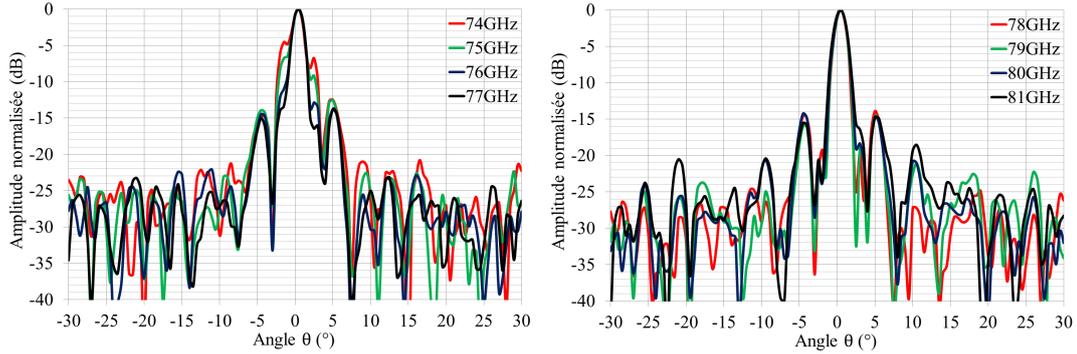


FIGURE 3.11 – Diagrammes de rayonnement de 75 à 81 GHz

optimisée à la fréquence de 78,5 GHz, donc nous considérerons les fréquences comprises entre 74 et 77 GHz comme la partie basse de la bande de fréquence (BF) et celles comprise entre 78 et 81 GHz comme la partie haute (HF). Les résultats montrent que pour la BF, le lobe principal est dégradé surtout à 74 et 75 GHz alors que pour la HF il n'y a aucun problème. Les lobes secondaires sont de l'ordre de 15 dB ce qui représente la moitié de la valeur estimée en simulation, néanmoins cette valeur était trop optimiste et ne prenait pas en compte les couplages et la perte d'efficacité due à la discrétisation. Enfin, l'angle d'ouverture à -3 dB est inférieur à 2° , ce qui lui confère une résolution assez fine. Le gain a été mesuré sur la bande de fréquence et le rendement η_r est obtenue par comparaison du gain théorique et du gain mesuré comme défini en éq. 3.15.

$$\eta_r = \frac{Gain_{mesure}}{(\frac{\pi D}{\lambda})^2} \quad (3.15)$$

Les résultats ont été réunis en fig. 3.12. Le gain maximal est de 34,9 dB à 79 GHz, ce qui implique un rendement de 19 % et une bande passante à -3 dB de 4,5 GHz. A présent, nous nous intéressons à la mesure de la polarisation circulaire et afin de connaître la valeur du champ électrique pour tout φ et définir la valeur de E_x et de E_y . L'antenne sous test restera fixe et orientée selon $\varphi = 45^\circ$, alors que le cornet d'émission va pivoter de $\varphi = -90^\circ$ à 90° soit un demi cycle (le champ E est de période π [141]). Le rapport axial a été calculé en fonction des valeurs obtenues et représentées en fig. 3.13. Le champ électrique comporte un maximum et un minimum espacés de 90° . Ces valeurs représentent E_x et E_y espacées spatialement de 90° comme indiqué en éq. 3.11. Les résultats ont été réunis dans le tableau 3.1 pour plus de lisibilité. Il a été difficile d'obtenir de la polarisation circulaire sur toute la bande néanmoins nous en couvrons une partie de façon discontinue. Les résultats précédents étant valable dans la direction du maximum de rayonnement, c'est à dire $\theta = 0^\circ$, nous avons mesuré la polarisation circulaire pour quelques variations autour de cette direction (fig. 3.14). Le rapport axial varie assez rapidement ce qui montre la complexité des mesures. En effet,

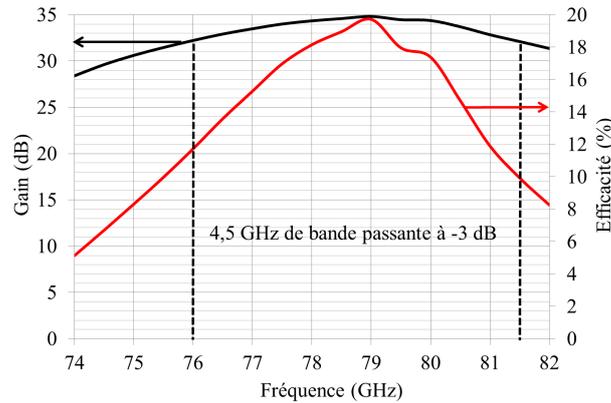
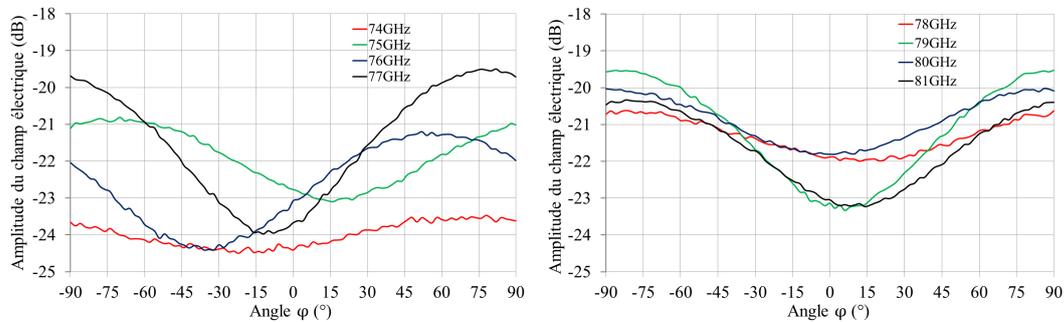
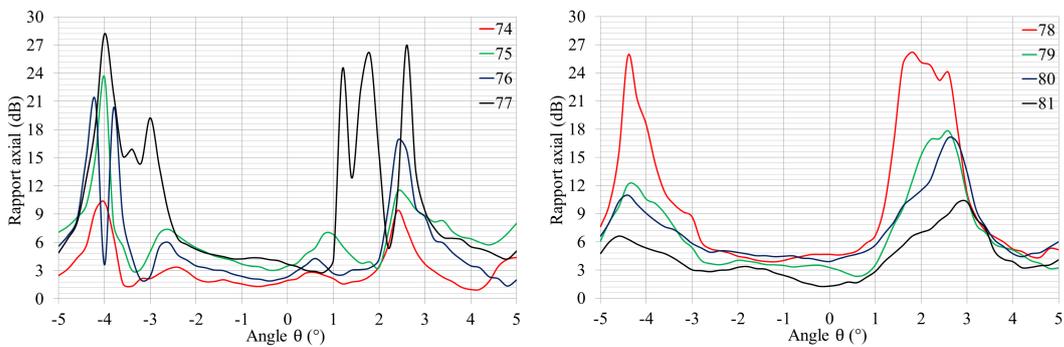


FIGURE 3.12 – Gain et rendement de l'antenne

FIGURE 3.13 – Champ \vec{E} sur la bande de fréquenceFIGURE 3.14 – Rapport axial pour des faibles variations autour de $\theta=0^\circ$

une simple variation de la position du réflecteur a un impact important sur la polarisation circulaire de ce type d'antenne. Nous avons vu aux paragraphes 2.3.1 et 2.3.2 l'importance du choix de la méthode de simulation sur les résultats. La première étape de notre protocole de conception de patch à conversion de polarisation a été conduite par la méthode des parois électriques et magnétiques. Il s'ensuit que les patches comportants des dissymétries comme une ligne de retard ou un offset sont mal évalués ce qui dégrade les performances globale de l'antenne. En conclusion, un réflecteur de Fresnel a été réalisé avec un gain important sur une large bande mais de faible efficacité d'ouverture due essentiellement à la discrétisation

TABLE 3.1 – Rapport axial et différences de phase du réflecteur de Fresnel sur la bande de fréquence

Fréquence (GHz)	75	76	77	78	79	80	81	82
Rapport axial (dB)	0,91	3,21	2,15	4,26	1,31	3,68	1,78	2,81
Différence de phase (°)	101	84,51	76,6	99,6	81,9	93,8	90,9	84,3

de la phase à compenser. La polarisation circulaire a été validée de façon discontinue et devra être utilisée dans des bandes prédéfinies afin d'être efficace.

3.3 Le reflectarray multi-faisceaux

Le problème majeur des reflectarrays passifs est l'impossibilité d'obtenir un balayage électronique. En effet, la phase de la cellule élémentaire est fixée par les dimensions du substrat et du patch, elle ne permet aucune reconfigurabilité de la cellule et donc du réflecteur. Un balayage mécanique est donc nécessaire afin d'obtenir des images radar pouvant impliquer des problèmes de temps de balayage et des discontinuités du signal dues aux vibrations lors du déplacement du système. Afin de réduire le nombre de points de balayage, nous désirons réaliser un reflectarray à plusieurs faisceaux ou multi-faisceaux. Dans notre cas le nombre de faisceaux sera de 4.

3.3.1 Théorie

Nous désirons donc obtenir un reflectarray à 4 faisceaux. Pour ce faire, nous divisons notre réflecteur en 4 sous-réflecteurs dont la loi de phase est définie en fonction de l'orientation souhaitée. Les 4 faisceaux peuvent être orientés dans toutes les directions en fonction

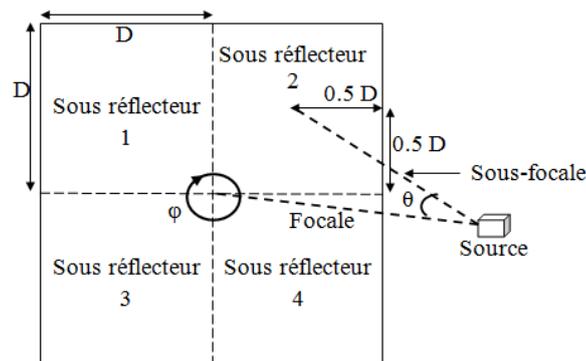


FIGURE 3.15 – Principe du réseaux réflecteurs multi-faisceaux

de la distribution de phase des sous-réseaux. Nous définissons donc nos orientations :

- sous-réseaux 1 : $\varphi = 45^\circ, \theta = -30^\circ$,
- sous-réseaux 2 : $\varphi = 45^\circ, \theta = -10^\circ$,
- sous-réseaux 3 : $\varphi = 45^\circ, \theta = 10^\circ$,
- sous-réseaux 4 : $\varphi = 45^\circ, \theta = 30^\circ$,

ce qui revient à orienter les 4 réseaux sur la diagonale du reflectarray. Les différentes distributions de phase sont calculées comme pour le réflecteur précédent en fonction de la distance focale et de la position de la source primaire. Chaque sous réflecteur est défini par les coordonnées de son centre x_{off} et y_{off} tel que :

$$x_{off} = \pm \frac{D}{2} + x_{source} \text{ et } y_{off} = \pm \frac{D}{2} + y_{source} \quad (3.16)$$

et la sous-focale s'obtient par l'équation :

$$Sousfocale = \sqrt{focale^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2} \quad (3.17)$$

Une première étude réalisée à 94 GHz a conduit à de très bons résultats [142] et nous désirons en obtenir de meilleurs à 77 GHz en profitant de l'augmentation de la taille des cellules. En effet, à 94 GHz la taille des cellules est de 1,595 mm alors qu'elle est de 1,948 mm à 77 GHz, ce qui au regard de notre tolérance de fabrication permet de réaliser des patches rectangulaires de longueur ou de largeur supérieure de 0,4 mm ce qui n'est pas négligeable en termes de discrétisation de phase. De plus, les rectangles utilisées avaient une largeur fixée et une longueur variable ce qui réduit considérablement le nombre de configurations possibles et donc limitent l'excursion de phase et la discrétisation de nos cellules. Nous désirons concevoir un réflecteur carré de 150 mm de côté, soit 4 sous réflecteur de 75 mm de côté et 31 dB de gain. La source primaire est un guide ouvert, les sous focales sont de 75 mm, donc la focale est de 53 mm soit un rapport $\frac{f}{D} = 0,35$ d'où un gain en encombrement. Notre outil de modélisation est modifié afin de définir la loi de phase de chaque sous réflecteur dans un premier temps, pour ensuite les réunir en une seule matrice qui nous permettra de définir le diagramme de rayonnement et le masque du reflectarray. La fig. 3.16 compare les diagrammes de rayonnement obtenus pour un reflectarray à patches rectangulaires à un ou deux degrés de liberté (longueur ou largeur et longueur). Les lobes secondaires sont

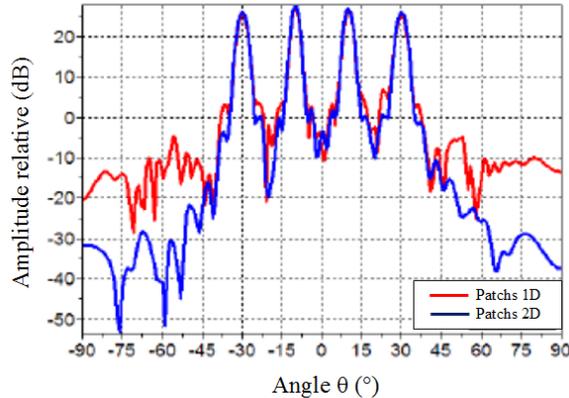


FIGURE 3.16 – Diagramme de rayonnement simulé à 77 GHz pour des patches rectangulaires à un et deux degrés de liberté

améliorés et le seuil de bruit est beaucoup plus faible. Le reflectarray a été réalisé et mesuré au laboratoire. Le réflecteur a été placé de façon à mesurer les quatre faisceaux sur la diagonale. La fig. 3.17 est une photographie du reflectarray sur sa fixation. On identifie facilement les quatre zones différentes équivalentes aux quatre sous réflecteurs. Les fig. 3.18 et 3.19 illustrent les diagrammes de rayonnement mesurés en polarisation linéaire sur la

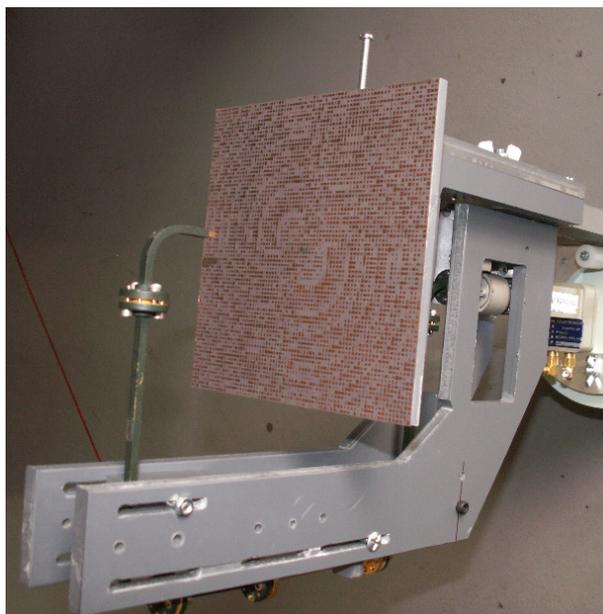


FIGURE 3.17 – Photographie du réflectarray multifaisceaux

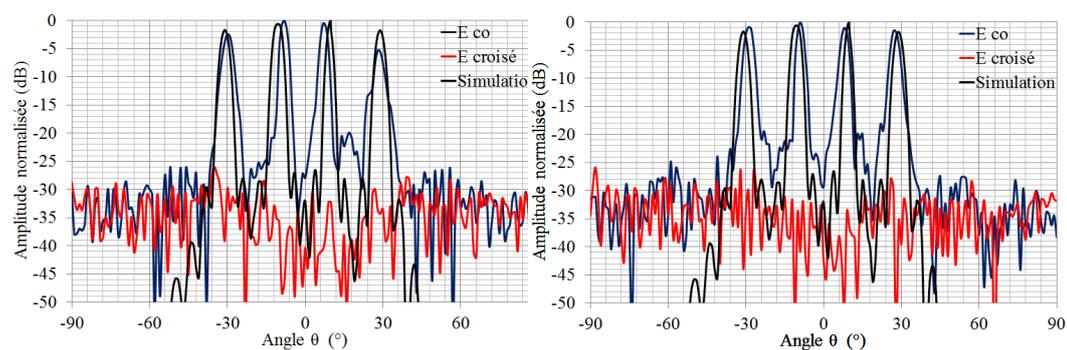


FIGURE 3.18 – Diagrammes de rayonnement mesurés à 75 et 77 GHz

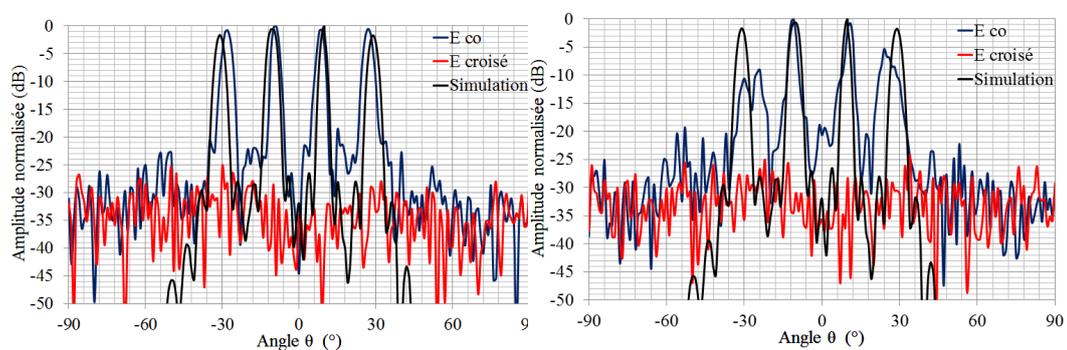


FIGURE 3.19 – Diagrammes de rayonnement mesurés à 78 et 81 GHz

bande de fréquence en chambre anéchoïde. Les résultats obtenus autour de la fréquence de conception sont en accord avec les simulations avec des lobes secondaires inférieurs à -20 dB et un angle d'ouverture à -3 dB de l'ordre de $2,4^\circ$. Cependant, pour les extrémités de la bande, les faisceaux à $\theta = \pm 30^\circ$ se dégradent de façon importante. De plus, il est difficile de garder au même niveau d'amplitude les quatre faisceaux. Nous discuterons dans la section consacrée au reflectarray en offset l'importance de la direction de rayonnement qui doit être choisie dans le plan spéculaire à la direction d'illumination. Cette antenne n'a pas été conçue dans ce sens et on peut attribuer à ce phénomène la dégradation du diagramme de rayonnement. Le gain a été mesuré sur le lobe à $\theta = 10^\circ$ et le rendement calculé comme défini en éq. 3.15 avec $S = 0,5D \times 0,5D$ (fig. 3.20). Le gain maximal mesuré par lobe est

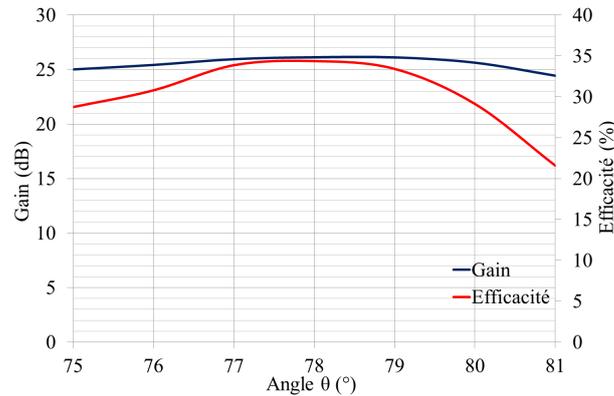


FIGURE 3.20 – Gain et rendement de l'antenne

de 26,1 dB à 78 GHz et la bande passante à -3 dB supérieure à notre bande de mesure, soit supérieure à 6 GHz. Le rendement est supérieure à 30% de 76 à 80 GHz avec un maximum de 34,1% à 78 GHz. La chute d'efficacité à 81 GHz confirme la dégradation du rayonnement à cette fréquence.

3.4 Réseaux réflecteur en offset à polarisation linéaire

Le principal défaut des reflectarrays est la faible efficacité d'ouverture qui dégrade le gain. Les principaux responsables de cette chute d'efficacité sont :

- la discrétisation point par point de la phase réfléchie,
- le masquage de la surface du RA par la source primaire,
- les pertes par débordement et l'efficacité de cône.

La phase réfléchie par un reflectarray est discrétisée point à point, contrairement à une parabole où elle est discrétisée de façon continue, et conduit à utiliser des patches couvrant toute la bande de phase soit 360° avec des erreurs de phase proches de 0° . Pour ce faire, il convient d'utiliser des patches à formes complexes ce qui demande de longues heures de simulations et souvent beaucoup d'imagination au vue de notre technologie (monocouche, passif, faible dimension et tolérance de 0,1 mm). Pour simplifier cette partie de l'étude, nous considérerons des patches rectangulaires de dimensions variables en longueur et en largeur (0,1 à 1,9 mm par pas de 0,1 mm) dont l'excursion de phase est de l'ordre de 340° avec 361 patches différents. Les pertes par débordement et l'efficacité de cône sont dues à la distance focale et au diagramme de rayonnement de la source. En effet, l'angle d'éclaircissement d'un

reflectarray est donné par

$$\theta_0 = \cos^{-1}\left(\frac{2f}{D}\right) \quad (3.18)$$

Au delà de cette angle d'illumination, toute puissance émise est perdue car non réfléchi par le réflecteur, c'est ce que l'on appelle les pertes par débordement. Afin de diminuer ces pertes, il est habituel de réduire la distance focale. Néanmoins, si la source n'illumine pas tout le réflecteur, la surface illuminée est réduite et le gain aussi comme indiqué en éq. 1.14. Ce phénomène s'appelle l'efficacité de cône. Pour augmenter l'efficacité d'éclairage, une

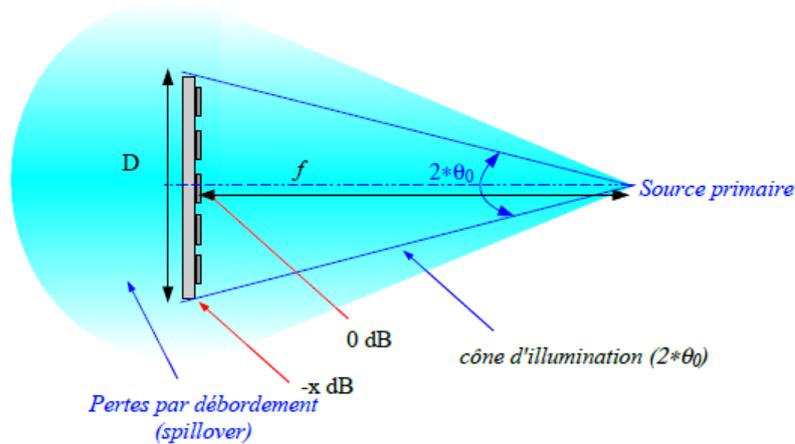


FIGURE 3.21 – Influence de la source primaire

étude a été menée sur une source primaire dont le diagramme de rayonnement suit les variations d'une fonction prolata [143]. Enfin, les reflectarrays sont des antennes très directives dont le maximum de rayonnement se situe dans la direction normale au réflecteur et de ce fait, la source primaire masque une partie du lobe principal ce qui diminue l'efficacité. Pour éviter ce masquage, nous désirons décaler la source primaire à $\theta = -27^\circ$ en élévation. Néanmoins, des études antérieures ont montré que pour des angles d'incidence différents de 0° , les cellules élémentaires avaient un rayonnement dans la direction spéculaire [144]. Dans notre cas de figure, nous nous exposons donc à un fort lobe à $\theta = 27^\circ$ en élévation. Afin de s'affranchir de ce problème, nous choisissons cette direction comme celle du rayonnement principal. La fig. 3.22 résume la géométrie de l'antenne.

3.4.1 Le cornet à diagramme de rayonnement *Prolate*

Le champ réfléchi par un reflectarray est proportionnel à la transformée de Fourier du champ électrique tangentiel, donc au diagramme de rayonnement de la source primaire. L'effet de la source primaire sur le champ lointain du reflectarray est comparable à celui d'un fenêtrage en traitement du signal. Dans ce but, nous utilisons une source primaire avec un diagramme de rayonnement correspondant à une fonction prolata. Cette fonction, décrite en 1961 par Slepian et Pollack [145], permet de ramener 99% de l'énergie du diagramme dans le lobe principal (tout en l'élargissant) et donc de diminuer les lobes secondaires ce qui devrait conduire théoriquement à une légère baisse de l'efficacité d'ouverture. Nous désirons donc réaliser un cornet avec un niveau d'amplitude normalisée de -20 dB à $\theta = \pm 27^\circ$, ce qui équivaut à illuminer les bords du réflecteur avec une amplitude inférieure

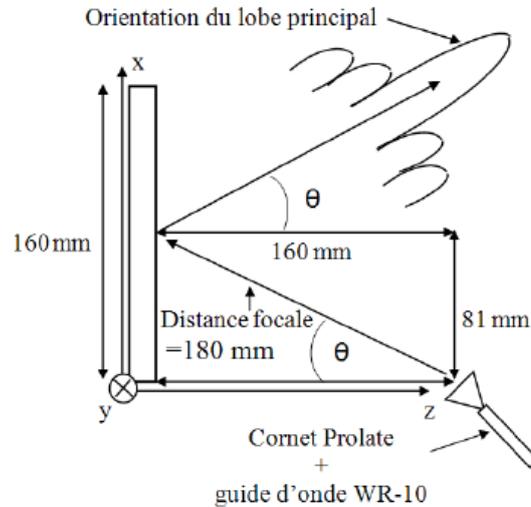


FIGURE 3.22 – Fixation du système antenne et dépointage du faisceau

de 20 dB par rapport au centre afin d'optimiser l'efficacité. Pour modéliser la fonction prolate, nous nous intéressons à la fenêtre de Kaiser pour $\beta = 50$, qui représente une bonne approximation. Les simulations de la source primaire ont été réalisées sur SRSRD, un logiciel de France Telecom Orange Labs La Turbie, basé sur les équations intégrales du champ électrique et les équations intégrales du champ magnétique et a été conçu pour des structures d'antennes présentant une symétrie de révolution. Les résultats de simulation

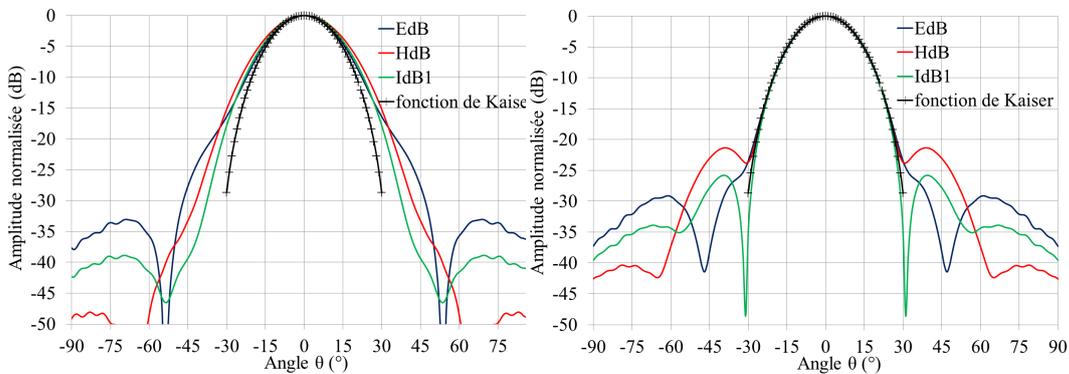


FIGURE 3.23 – Diagrammes de rayonnement simulé à 75 et 77 GHz

reportés en fig. 3.23 et 3.24 nous confirment une amplitude normalisée de -20 dB à $\theta \pm 27^\circ$ comme demandée en théorie, une polarisation croisée faible mais l'allure du diagramme de rayonnement se dégrade pour les hautes fréquences. Le rapport d'ondes stationnaires est proche de 1, d'où de faibles pertes d'adaptation et une concordance gain/directivité. Enfin, la fig. 3.25 nous indique les angles d'éclairage du cornet pour des amplitudes normalisées à -3, -10 et -20 dB et sont en accord avec la théorie. Au vue des résultats optimistes obtenus en simulations, le cornet a été réalisé par notre ingénieur de recherche Jean Louis Le Sonn dans les ateliers du LEAT. La fig. 3.26 est une représentation "technique" du cornet prolate et le tableau 3.2 réunit les dimensions des différents diamètres et longueurs

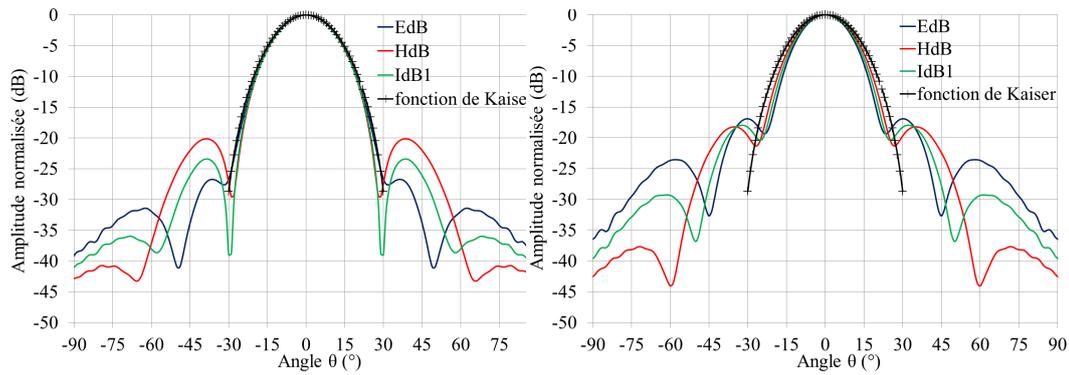


FIGURE 3.24 – Diagrammes de rayonnement simulé à 78 et 81 GHz

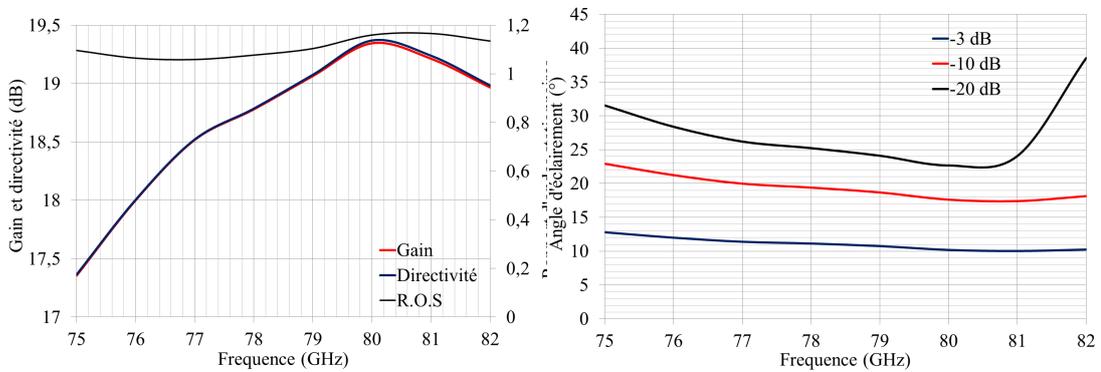


FIGURE 3.25 – Gain et angle d'éclairage du cornet

nécessaires à la réalisation. Le cornet prolata a été mesuré en chambre anéchoïde au LEAT

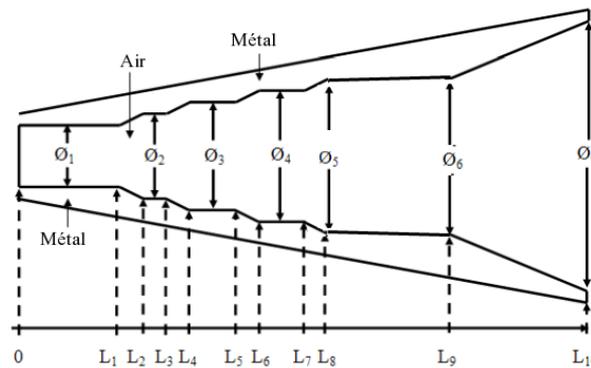


FIGURE 3.26 – Dessin du cornet prolata

et les figures suivantes représentent le diagramme de rayonnement du cornet prolata pour différentes valeurs comprises dans la bande de fréquence. Les mesures sont en accord avec les simulations. A $\theta = \pm 27^\circ$, l'amplitude normalisée du cornet est bien de -20 dB comme désiré. De plus, la polarisation croisée et les lobes secondaires sont faibles. Néanmoins, le niveau du gain est de l'ordre de 17 dB sur la bande de fréquence avec un maximum de 18,5

TABLE 3.2 – Dimensions du cornet prolate

Indice	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ϕ_i (mm)	3,3	4,5	5,7	6,9	8,1	9,3	15,4			
L_i (mm)	0	1,2	2,4	3,6	6	7,3	9,7	11	17,1	24,4

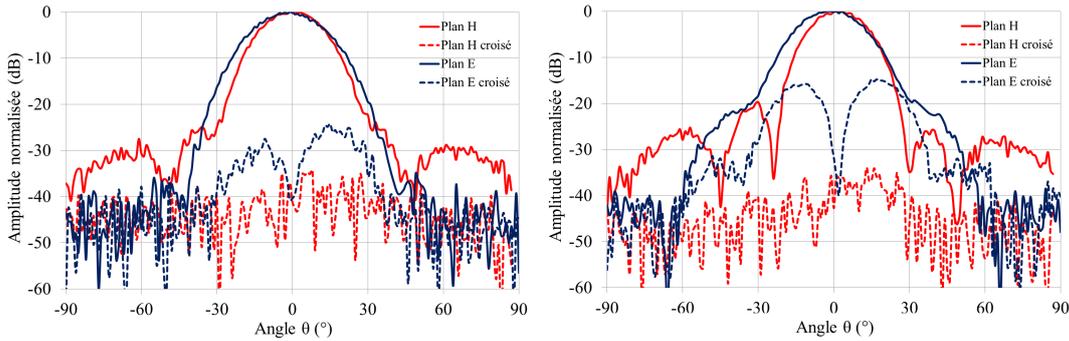


FIGURE 3.27 – Diagrammes de rayonnement du cornet prolate mesuré à 75 et 77 GHz

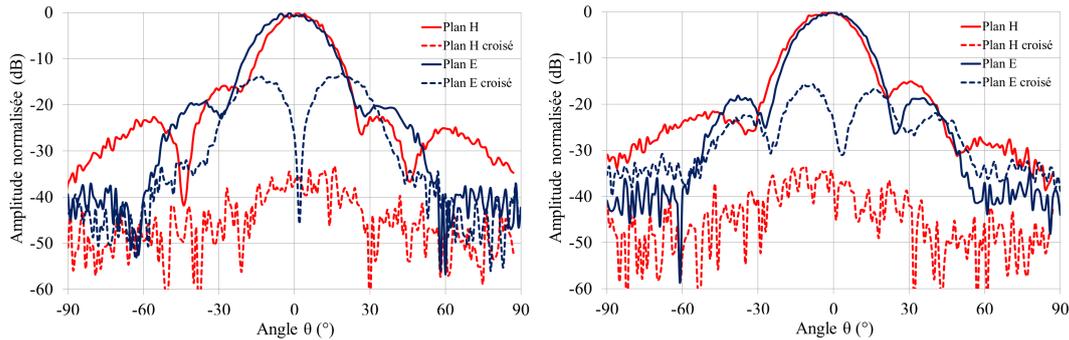


FIGURE 3.28 – Diagrammes de rayonnement du cornet prolate mesuré à 78 et 81 GHz

à 79 GHz, soit 1 dB de moins que lors des simulations. L'outil de simulation développé par le LEAT permet de prendre en compte le choix de la source, ainsi nous avons simulé les diagrammes de rayonnement d'un reflectarray à source primaire en fonction prolate et à guide ouvert afin vérifier notre théorie avant réalisation. Les simulations montrent un gain supérieur et des lobes secondaires faibles pour le reflectarray illuminé par un cornet prolate.

3.4.2 Résultats

Le reflectarray est composé de cellules élémentaires à patchs rectangulaires sur un substrat de Duroid d'épaisseur $254 \mu\text{m}$ et de constante diélectrique $\epsilon_r = 2,2$. Sa largeur et sa longueur sont de 156 mm et $\frac{f}{D} = 1,125$. Les cellules ont été simulées à l'aide du logiciel commercial Ansoft HFSS par la méthode des parois de Floquet comme résumé dans le chapitre 2 (fig. 3.29). Le reflectarray a été fabriqué et mesuré en chambre anéchoïde au LEAT. Il est posé sur une fixation inclinée de 27° en élévation afin de recentrer le faisceau en mesure comme l'illustre la fig. 3.30. L'antenne a été mesurée sur la bande de fréquence 75-81 GHz afin d'obtenir le diagramme de rayonnement et de connaître son gain. Les diagrammes de

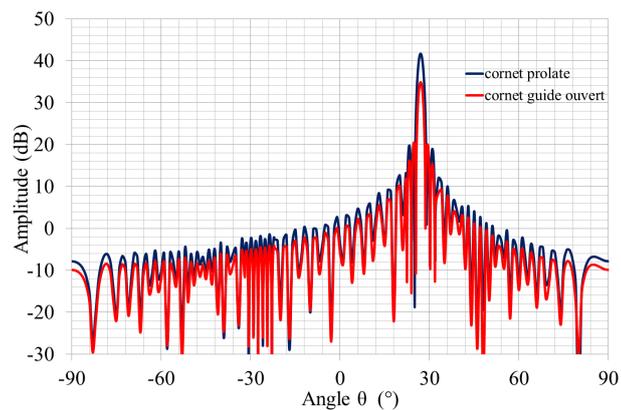


FIGURE 3.29 – Diagramme de rayonnement simulé à 75 GHz



FIGURE 3.30 – Photo du réflectarray et de la source primaire

rayonnement affichent des lobes secondaires à plus de -20 dB et une angle ouverture à -3 dB de $1,7^\circ$. Une remontée de lobes apparaît à partir de $\theta = 30^\circ$ pour le plan E obtenu en pivotant l'antenne de 90° par rapport à z (ce qui crée un masquage de la source primaire pour les angles $< 0^\circ$). Enfin, les résultats sont très proches de nos simulations ce qui nous permet de valider notre programme. Nous désirons connaître le rendement de notre antenne et pour cela nous comparons le gain mesuré au gain théorique calculé pour une ouverture plane équivalente.

$$\eta = \frac{G_{mesure}}{\frac{4\lambda S}{\lambda^2}} \quad (3.19)$$

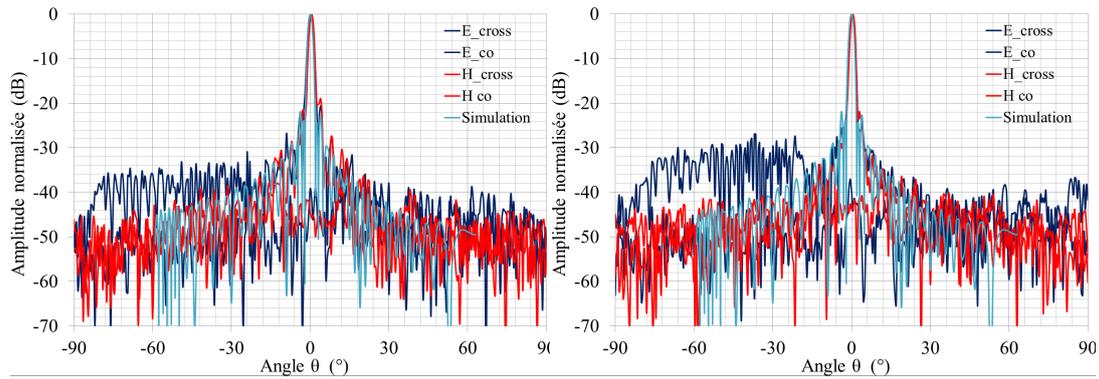


FIGURE 3.31 – Diagramme de rayonnement mesuré à 75 et 77 GHz

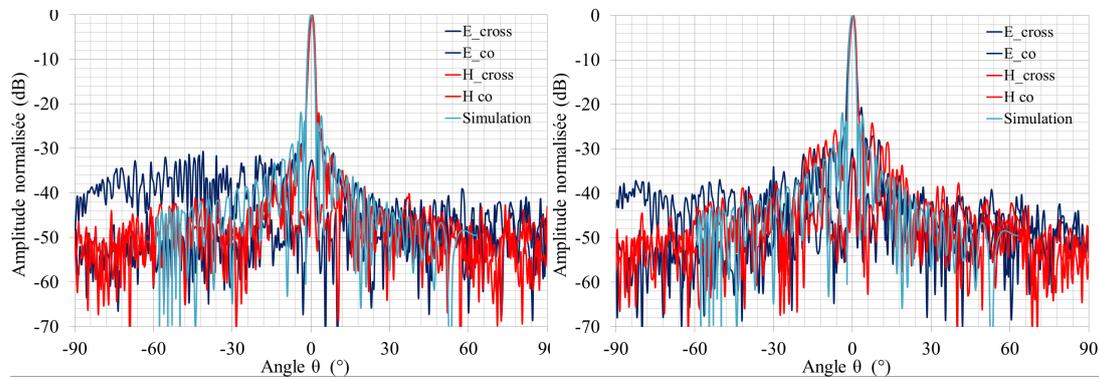


FIGURE 3.32 – Diagramme de rayonnement mesuré à 78 et 81 GHz

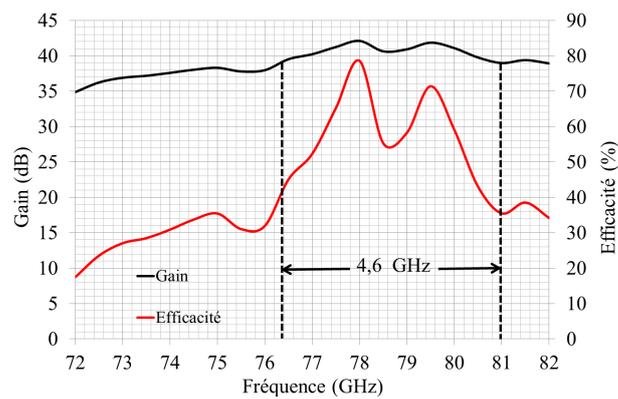


FIGURE 3.33 – Gain et rendement de l'antenne

Ainsi nous obtenons le rendement que nous représentons avec le gain mesuré en fig. 3.33. La valeur maximale du gain est de 42,1 dB à 78 GHz ce qui conduit à une efficacité de l'ordre de 75%. L'efficacité est supérieure à 50% sur 3,5 GHz et la bande passante à -3 dB est de l'ordre de 4,4 GHz.

3.4.3 Validation de l'optimisation

Cette section est destinée à comparer nos résultats à ceux obtenus avec un guide d'onde ouvert de type WR-10 illuminant le même réflecteur à la même distance focale. Tout d'abord, il est important de comparer les diagrammes de rayonnement des deux sources. Le

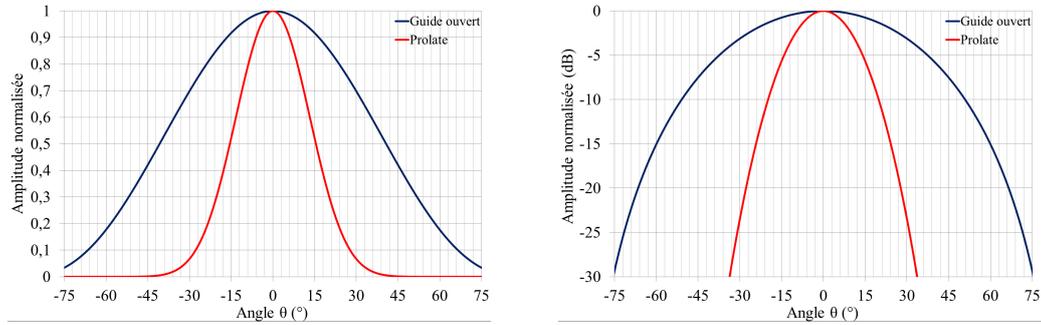


FIGURE 3.34 – Diagrammes de rayonnement simulés de la source primaire

cornet prolate est conçu de façon à illuminer toute la surface du réflecteur mais concentre le maximum d'énergie au centre. Pour les mêmes performances, le guide d'onde a un angle d'éclairage deux fois plus grand d'où la perte d'efficacité de rayonnement due aux pertes par débordement. La fig. 3.35 représente les diagrammes de rayonnement obtenus pour le réflectarray illuminé par le cornet prolate et le guide ouvert. Une nette remontée des

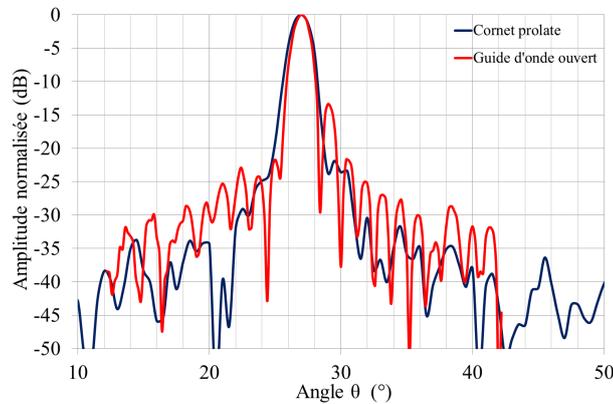


FIGURE 3.35 – Diagrammes de rayonnement mesurés à 77 GHz pour les deux sources primaires

lobes secondaires et du niveau de bruit est visible pour le réflectarray illuminé par le guide d'onde, néanmoins le faisceau est plus fin même si les angles d'ouverture à -3 dB sont tous les deux de $1,7^\circ$. La performance majeure de notre système se situe au niveau du gain et de l'efficacité (fig. 3.36). L'allure générale du gain pour le cas guide ouvert est réduite de 6 dB en comparaison au cas prolate, la bande passante à -3 dB est réduite de 0,2 GHz. De plus, l'efficacité maximale qui était de 75% à 78 GHz est à présent de 21% soit une chute considérable.

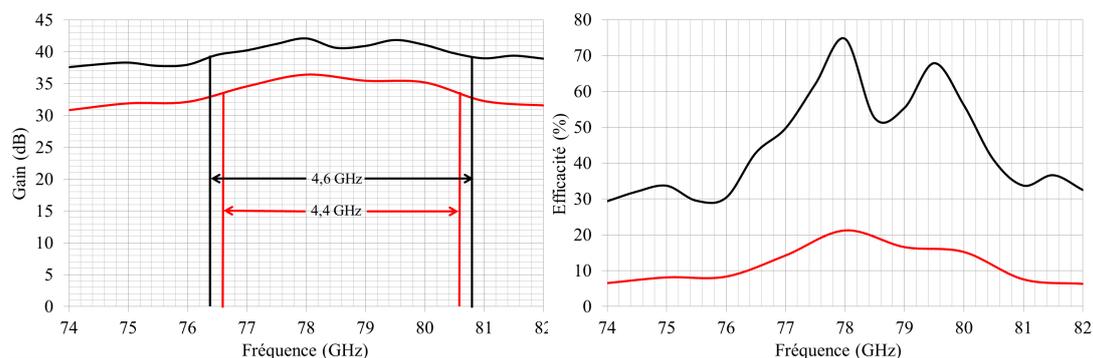


FIGURE 3.36 – Comparaison du gain et de l'efficacité mesurés pour les deux sources primaires

3.5 Conclusion du chapitre

Ce chapitre se conclut sur la réalisation de trois réseaux réflecteurs répondant aux spécifications demandées. Un réflecteur de Fresnel a été conçu avec un gain de l'ordre de 35 dBi et une polarisation circulaire sur une partie de la bande de fréquence 75-81 GHz. Cette polarisation devrait être un avantage pour la détection de cibles. Un réflecteur à quatre faisceaux a été ensuite réalisé afin de réduire le balayage mécanique à appliquer à l'antenne pour obtenir une image radar. Cependant, l'impossibilité de séparer les signaux détectés par les quatre faisceaux en fait un mauvais candidat pour notre application, mais a un fort potentiel pour le broadcasting ou les applications satellites. Enfin, la réalisation d'un réseau réflecteur à source prolate en offset nous a permis d'obtenir un gain de 42 dBi et une efficacité de l'ordre de 75%. Cette étude a montré l'intérêt de l'optimisation de la source et du dépointage de faisceau dans la conception d'un réseau réflecteur. Les excellents résultats de cette antenne nous laisse imaginer de façon optimiste les futures mesures.

Chapitre 4

Mesures radar d'objets et de débris localisés sur piste d'aéroport

Ce chapitre est consacré à la réalisation d'un système complet de détection de débris sur pistes d'aéroport appelés plus généralement F.O.D (foreign object debris).

L'accident du Concorde le 25 Juillet 2000 est un exemple de catastrophe causée par ces objets et débris. En outre, plus de 4 milliards de dollars sont dépensés chaque année par les compagnies aériennes pour réparer les dommages causés par les F.O.Ds aux avions, sans compter les coûts dus aux retards résultants du temps nécessaire à l'identification et à l'enlèvement. Dans le but de répondre à ce problème, plusieurs compagnies ont proposé et testé des systèmes de détection de FOD automatisés sur les aéroports. Les principaux systèmes sont :

- Tarsier développé par QinetiQ. C'est un radar à 94.5 GHz comme décrit dans [146]. Par la suite, une puissante caméra efficace de jour comme de nuit a été ajoutée au radar pour l'identification. Il est actuellement en place dans plusieurs aéroports dont Vancouver et Heathrow.
- FODetect développé par Xsight[147]. Il consiste en un radar à 76-77 GHz et un capteur optique avec une illumination en proche infrarouge. Il est actuellement en place à l'aéroport de Boston.
- iFerret développé par Stratec. C'est une caméra autocalibrée associée à des traitements d'images[148]. Il est actuellement en place à l'aéroport de Singapour.

Les autres compagnies ou laboratoires étudient principalement des systèmes à base de modules radar millimétriques pour ce type d'application[149] et l'on peut discerner deux approches :

- La première consiste à utiliser un ou deux radars puissants. Chacun d'eux est placé en hauteur sur une tour en dehors de la piste de décollage et couvrira une distance d'environ 1,5 km [146].
- La seconde approche consiste à utiliser plusieurs systèmes en les plaçant sur les lumières aux bords de la piste[147, 148, 10]. Chaque radar est très compact et couvre une zone prédéterminée. Cette approche a été choisie pour notre étude.

Ce travail est le fruit d'une collaboration entre le LEAT et l'ENRI (Electronic Navigation Research Institute, Tokyo, Japan) et a été réalisé dans le cadre d'un partenariat Hubert Curien Sakura, cofinancé par le Ministère des affaires étrangères français et le JSPS(Japanese

Society for Promotion of Science) PHC Sakura n°21153ZF. Le LEAT est en charge du système antenne et l'ENRI du front-end millimétrique. Le projet Sakura réunit les Dr. Yonemoto, Futatsumori et Khomura de l'ENRI et le Pr. Pichot, Pr. Migliaccio et moi même. Il s'est déroulé sur deux ans avec, pour moi, un premier déplacement à l'ENRI en Novembre 2009 (Projet Sakura 1 : 9 jours), puis en Octobre 2010 (Projet Sakura 2 : 15 jours). Les professeurs Pichot et Migliaccio s'y sont rendus ensemble en Octobre 2009 et séparément en Octobre et Décembre 2010 respectivement. Ce chapitre regroupe l'ensemble des travaux menés dans ce cadre.

4.1 Projet Sakura 1

4.1.1 Présentation du radar FM-CW de l'ENRI

Le radar utilisé est un radar à ondes millimétriques avec un Module FMCW appelé "front-end" pour plus de commodité par la suite. La taille de ce module est $46,8 \times 9,5 \times 45 \text{ mm}^3$ sans compter les connecteurs et le guide d'onde, et son poids est de 144,7 g sans l'antenne. La taille du contrôleur est de $56,8 \times 23 \times 46,8 \text{ mm}^3$ pour un poids de 98 g (fig. 4.1). La puissance d'émission est de 7,45 mW à 76 GHz. Le schéma bloc du module radar

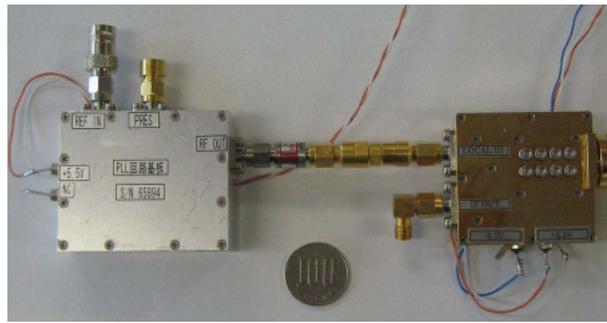


FIGURE 4.1 – Module radar et circuit de contrôle

est montré en fig. 4.2. Le contrôleur envoie un signal FM-CW autour de 12 GHz, grâce à

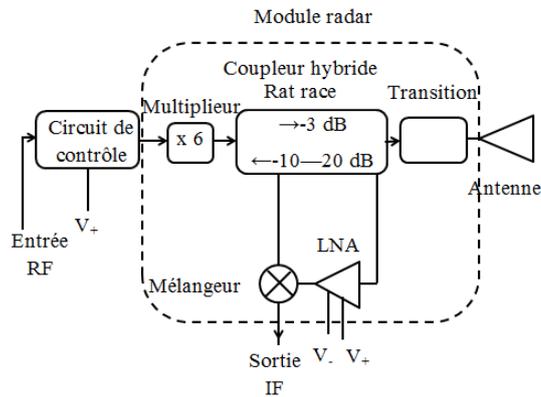


FIGURE 4.2 – Schéma de principe du radar

un VCO en bande K, au port local IN du module radar. Un mélangeur harmonique est

utilisé pour multiplier le signal par un facteur 6 et alimenter l'antenne. Le système utilisé est un radar monostatique, donc il contient un coupleur hybride de type rat race dans le module juste avant l'antenne. Des puces disponibles dans le commerce sont employées comme circuits élémentaires (VCO, multiplieur, mélangeur, etc) et sont connectées par ligne micro-ruban sur plan métallique. La fréquence nominale de l'oscillateur de sortie du front-end se situe entre 75,9 GHz à 77,1 GHz (12,65 GHz à 12,85 GHz pour la fréquence locale). Cependant, nous allons l'utiliser de 75 à 81 GHz de façon à augmenter la résolution. Nous voulons un radar avec le meilleur rapport signal sur bruit (rsb) en améliorant la structure, donc sans traitement spécial du signal. Ainsi, le circuit de contrôle, lequel est suspecté d'être la principale source de bruit, a été déplacé à l'extérieur du bloc principal du module radar (en général, le bruit thermique du mélangeur est supposé en être la cause). Le port de l'oscilloscope est réglé pour observer le signal seulement dans un but expérimental et est terminé par une charge adaptée quand le port n'est pas utilisé. Le port fournit $\frac{1}{128}$ ème de la fréquence de sortie du VCO et est connecté à un circuit à boucle à verouillage de phase (Phase Locked Loop ou PLL).

4.1.2 Test du radar

Lors du projet Sakura 1, les mesures ont toutes été réalisées en chambre anéchoïde dans la base de l'ENRI à Tokyo. Cette chambre anéchoïde de dimensions $37 \times 7 \times 5 \text{ m}^3$ (fig. 4.3) permet aux chercheurs japonais de réaliser différents projets comme :

- des mesures d'antennes compactes,
- des mesures d'antennes satellites,
- des tests de compatibilité electromagnétique [150].



FIGURE 4.3 – Chambre anéchoïde de l'ENRI

Aussi, dans la suite de ce chapitre nous décrirons soit des mesures large bande effectuées en chambre anéchoïde, soit des mesures faible bande (<1 GHz) à l'extérieur. Les performances du module radar ont été testées en chambre anéchoïde à l'ENRI selon le schéma décrit en fig. 4.4. Un générateur de fonction AFG3252 fournit un signal triangulaire (tooth) modulé en fréquence (FM) au circuit de contrôle.

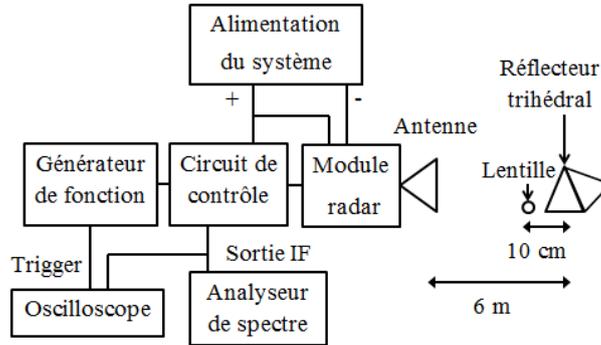


FIGURE 4.4 – Protocole de mesure

La fig. 4.5 illustre l'allure de la puissance émise sur la bande de fréquence la plus large balayée en mesure. La mesure a été réalisée en connectant le module radar et l'analyseur

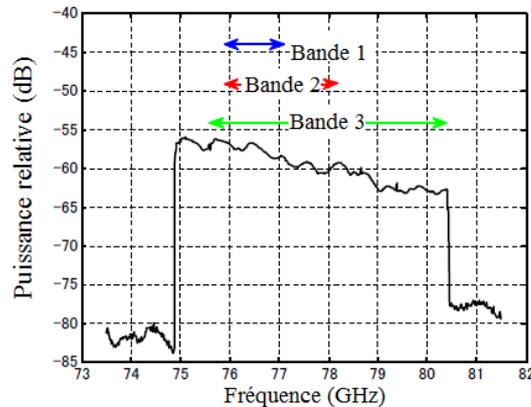


FIGURE 4.5 – Allure de la puissance émise en fonction de la bande de fréquence

de spectre directement sans l'antenne. Une bande de 4,83 GHz, de 75,57 à 80,41 GHz, a été obtenue bien que l'on ait dépassé la fréquence nominale utilisée par le VCO. La qualité de la résolution du radar est évaluée en changeant la bande de fréquence de modulation comme indiqué dans le tableau suivant et calculée selon l'éq. 1.1.

$$\Delta r = \frac{c}{2\Delta f} \quad (4.1)$$

Dans un second temps, les performances en détection sont évaluées à l'aide de cibles connues. La forme de modulation est de type triangulaire et le temps de balayage est de 1 ms. Un cornet standard en bande W (Gain=22,74 dBi) est utilisé. Deux cibles, un grand réflecteur cornet trihedral (S.E.R.=28 dBsm à 76 GHz [151]) et une lentille large

TABLE 4.1 – Résolution longitudinale en fonction de la largeur de bande

	Bande 1	Bande 2	Bande 3
Bande de fréquence (GHz)	75,90-77,10	75,90-78,29	75,57-80,41
Largeur de bande (GHz)	1,20	2,40	4,84
Résolution théorique (cm)	12,5	6,25	3,1

angle (S.E.R=2,9 $dBsm$ à 76 GHz [152]), sont disposées à 6 m en face de l'antenne radar. La fig. 4.6 montre les spectres de deux réflecteurs espacés de 15 cm. Ces spectres ont simplement été filtrés par fenêtre de Hanning et traités par FFT dans le domaine temporel par un oscilloscope (TDS3052 5 Gs/sec). Les pics des bandes 1, 2 et 3 ont été observés aux fréquences de 50, 100, 195 et 205 kHz respectivement. La largeur de bande et le balayage temporel déterminent cette différence de fréquence pour une même distance. Dans les trois conditions, le niveau de détection est supérieur de 25 dB par rapport au niveau hors lobe. De plus, deux pics sont détectés pour la mesure avec la bande 3 dus à l'augmentation de la largeur de bande donc de la résolution. Les résultats montrent que ce radar large bande

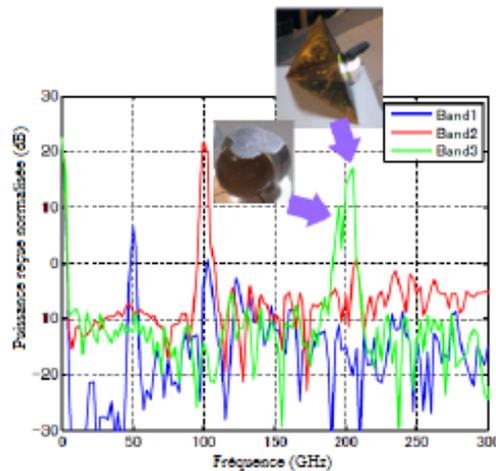


FIGURE 4.6 – Détection des cibles pour différentes largeurs de bande de fréquence

peut séparer une cible à faible S.E.R à proximité d'une cible à forte S.E.R si l'on utilise la plus large bande de fréquence. De ce fait, la largeur du pic à -3 dB, correspondant à la résolution, devient plus fine lorsque la largeur de bande croît. Le tableau suivant compare la résolution théorique, déduite de la largeur de bande, avec la résolution mesurée pour chaque bande. Il est à noter que la distance mesurée entre les deux cibles est de 15,5 cm alors que la distance réelle était de 15 cm. En réalité, le signal transmis est assez distordu hors de la fréquence nominale, surtout dans la bande 75-76 GHz, néanmoins, il reste intéressant d'étendre la bande de fréquence au vue des résultats précédents. De plus, la réglementation japonaise n'autorise pas pour le moment les mesures large bande (75-81 GHz) en extérieur.

4.1.3 Mesure à la base de Tokyo

Les spécifications du radar lors de notre étude sont les suivantes :

- signal d'émission de type dent de scie (sawtooth),

TABLE 4.2 – Résolution longitudinale théorique et mesurée en fonction de la largeur de bande

	Bande 1	Bande 2	Bande 3
Largeur de bande (GHz)	1,20	2,40	4,84
Résolution théorique (cm)	12,5	6,25	3,1
Résolution mesurée (cm)	46,3	23,8	6,8

- bande de fréquence 76,64-78,42 GHz,
- largeur de bande $\Delta f=1,78$ GHz,
- durée d'une impulsion $t_r = 5 * 10^{-5}$ s,
- antenne RA à polarisation circulaire décrite au ch.3.1.

Ces paramètres nous permettent de déduire la distance d séparant la cible de l'antenne par résolution de l'éq. 4.2.

$$d = c * \frac{t_r * f_{pic}}{2\Delta f} \quad (4.2)$$

avec : f_{pic} la fréquence du pic de détection en MHz.

Les cibles sur lesquelles nous testons notre système sont :

- un réflecteur cornet trihédral de S.E.R.=28 *dBsm* (fig. 4.7),
- une lentille de S.E.R.=2,9 *dBsm* (fig. 4.7),
- un cylindre de S.E.R.=0 *dBsm*,
- une ligne à haute tension de S.E.R inconnue mais estimée inférieure à 0 *dBsm*.

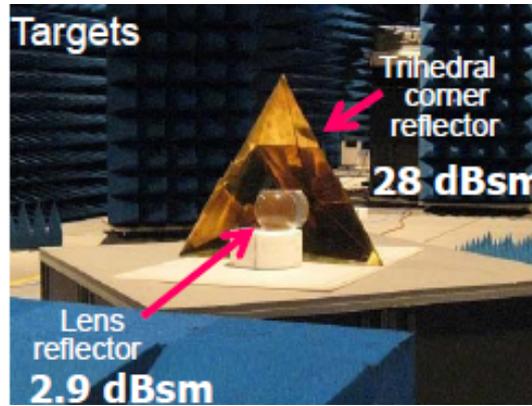


FIGURE 4.7 – Paramètres de mesure

Ces différentes cibles sont classées par ordre de S.E.R (Surface équivalente radar), dont le calcul est défini pour différentes formes de cible au Tab. 4.3. Pour exemple, le trièdre, dont nous nous servons, a pour équation de S.E.R :

$$\sigma = \pi \frac{l^4}{3\lambda^2} \quad (4.3)$$

avec $l = 0,22\sqrt{2}$ m, nous obtenons une valeur de S.E.R $\sigma = 28$ *dBsm* à $f = 77$ GHz. La première étude consiste à comparer la signature de différentes cibles à notre disposition et pour ce faire, nous les plaçons à 8 m. Le réflecteur trihedral se distingue largement des autres cibles, ce qui est normal, car il a une S.E.R élevée (fig. 4.8). Les autres cibles sont

TABLE 4.3 – S.E.R des différentes cibles

Type de surface	Exemple	Dependance en fréquence	S.E.R
Cornet, Réflecteur	Dihedral, trihedral	f^2	$\sigma = 4\pi \frac{A_e f f^2}{\lambda^2}$
Plan	Surface plate	f^2	$\sigma = 4\pi \frac{A^2}{\lambda^2}$
Courbe simple	Cylindre	f^1	$\sigma = k a l^2$
Courbe double	Sphère	f^0	$\sigma = \pi a^2$

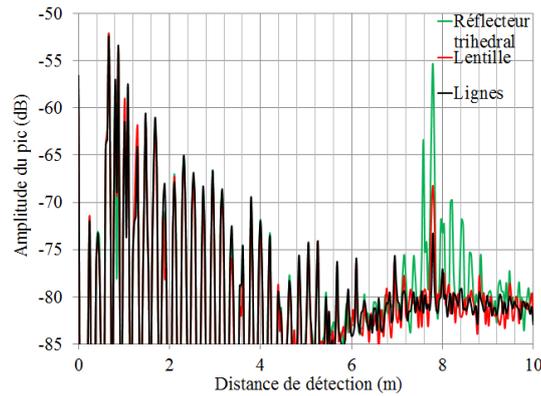


FIGURE 4.8 – Détection de cibles à 8 m.

détectées avec un niveau supérieur de 5 dB par rapport au niveau hors lobe. Il est à noter que l'erreur de détection est de 0,2 m dans ces 3 cas. Un bruit assez conséquent est observé pour des distances inférieure à 6 m. Il est dû à l'architecture interne du radar mais n'est pas vraiment pénalisant pour notre application compte tenu de la distance envisagée entre le bord de la piste et le module.

A présent, nous cherchons à détecter un cylindre métallique de $0,1 \text{ dm}^3$ à 11 m. Cet objet fait partie des cibles définies par la circulaire de la Federal Aviation Administration (F.A.A) [153]. En effet, la F.A.A a défini un cahier des charges précis afin d'évaluer les performances des différents systèmes. La fig. 4.9 identifie les cylindres en fonction de leur orientation. Dans

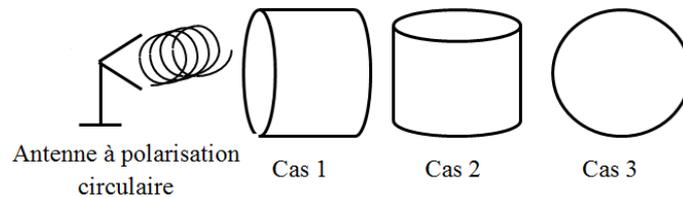


FIGURE 4.9 – Orientations possibles du cylindre face à l'antenne.

cette nouvelle étude, nous cherchons à évaluer l'influence de l'orientation du cylindre sur la S.E.R (Tab. 4.4). Les cylindres ont donc été détectés à une distance 11,37 m soit $f_{pic}=1008$ kHz. Le cas 1 est plus facilement détectable car la face plane disperse moins l'onde que les autres cas. La face courbée du cylindre a été difficile à détecter dans les cas 2 et 3 et il nous a fallu plusieurs essais. Néanmoins, ils ont été détectés avec un niveau proche, ce qui ne serait

TABLE 4.4 – Niveau de détection des cibles en chambre anéchoïde

Cas	Niveau de détection(dB)	Distance mesurée(m)
1	-75	11,37
2	-75,8	11,37
3	-76,2	11,37

pas le cas si nous étions en polarisation linéaire. En effet, la réponse de la face courbée réagit différemment en fonction de l'orientation de la polarisation (dans un cas la polarisation est perpendiculaire à la courbure et dans l'autre elle est parallèle contrairement à la face plane où la polarisation n'a aucun effet du fait de la symétrie de révolution). Comme nous l'avions dit au chapitre 2, la polarisation circulaire peut se décomposer en polarisation verticale et horizontale ce qui fait que l'orientation de la courbure n'a aucun effet sur la S.E.R. Les résultats montrent que les cas 2 et 3 ont des niveaux proches de S.E.R ce qui nous permet de conclure sur la validité de la polarisation circulaire.

Enfin, dans ce dernier cas, nous nous intéressons à la distance maximale de détection du réflecteur cornet trihédral afin d'évaluer les limites de notre système. La fig. 4.10 représente l'évolution du pic de détection en fonction du déplacement de l'antenne par pas de 5 m. Les

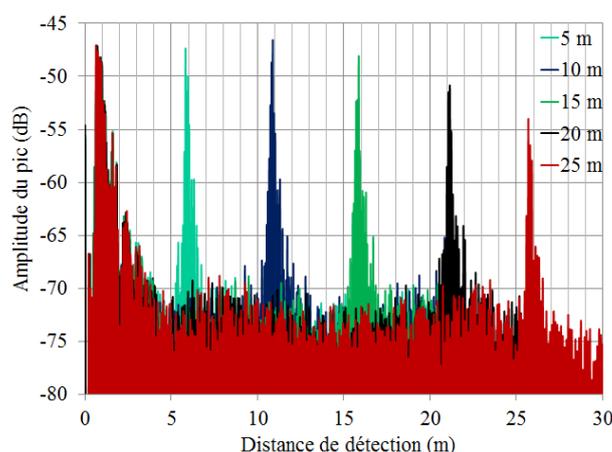


FIGURE 4.10 – Détection du cornet trihedral par le radar à différentes distances

résultats sont décrits dans le Tab. 4.5 où la distance de détection est calculée selon l'éq. 4.2. La cible a été détectée jusqu'à 25 m, distance maximale techniquement disponible compte tenu de la taille de la chambre anéchoïde. L'erreur constante de l'ordre de 0,8 m implique une erreur sur la mesure de référence (de l'ordre de quelques cm à plusieurs dizaines de cm pour les grandes distances). De plus, la longueur de guide d'onde de 40 cm a été omise dans les calculs, ce qui pourrait expliquer un décalage de l'ordre de plusieurs dizaines de kHz.

Cette première collaboration ne nous a pas permis de réaliser des mesures en environnement réel. Les mesures en chambre anéchoïde ont montré l'intérêt des reflectarrays dans la détection de cibles. Ainsi, la polarisation circulaire a été validée par la mesure de la S.E.R du cylindre et de plusieurs cibles, dont une ligne à hautes tensions. Cependant le signal reçu est faible et s'atténue rapidement, ce que nous attribuons au gain, lequel est jugé insuffisant, et au positionnement de l'antenne qui a sans doute subi un désalignement lors des mesures

TABLE 4.5 – Distance de détection maximale du cornet trihedral en chambre anéchoïde

Fréquence du Pic (kHz)	Niveau de détection (dB)	Distance mesurée (m)	erreur (m)
553	27,54	5,82	0,82
1033	28,36	10,88	0,88
1506	26,83	15,86	0,86
2008	24,12	21,15	1,15
2440	20,95	25,7	0,7

à cause des contraintes de voyage (antenne démontée et remontée).

4.2 Projet Sakura 2

Une seconde collaboration a eu lieu en 2010 pour étudier de nouveau la détection FOD sur pistes d'aéroport. Lors de notre première étude dans le cadre de notre collaboration franco-japonaise en 2009, nous avons conçu un reflectarray à polarisation circulaire de 35 dBi de gain [154]. Bien que les résultats de détection aient été probants en chambre anéchoïde, le gain de l'antenne est insuffisant pour espérer détecter une cible test de -20 dBsm à 46 m conformément aux recommandations de la FAA. De plus, l'utilisation de la polarisation circulaire ne s'est pas avérée plus judicieuse que la polarisation linéaire pour cette application. Nous avons donc réalisé une seconde antenne (reflectarray à source prolate en offset) de 40 dBi de gain en polarisation linéaire comme décrite au ch. 3.4.

4.2.1 Radar

Dans le but d'augmenter le rsb, de diminuer le seuil de bruit et donc de créer un radar à haute résolution, les membres de l'ENRI ont réalisé un circuit de contrôle permettant d'obtenir un signal FM-CW de 1 GHz dans la bande Ku (12,3-13,3 GHz) lequel sera multiplié par 6 dans le module radar (fig. 4.11). Ce circuit de contrôle est beaucoup plus complexe que celui du précédent module [155]. Les mesures vont être conduites in-situ et en extérieur

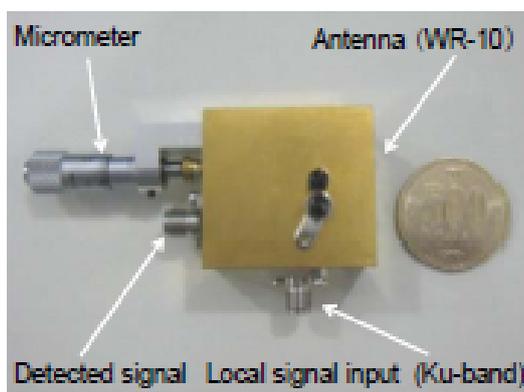


FIGURE 4.11 – Module radar et circuit de contrôle

sur la piste de l'aéroport de Sendai. Nous utilisons un radar faible puissance qui présente

l'avantage de ne requérir aucune licence, mais est régi par des spécifications strictes :

- fréquence 76-77 GHz,
- largeur de bande 500 MHz,
- puissance d'émission ≤ 10 dBm,
- gain de l'antenne ≤ 40 dBi.

Les différents composants utilisés pour réaliser ce système ont été achetés dans le commerce. La fig. 4.12 nous confirme que le signal FM modulé par l'oscillateur local est supérieur à 6 dBm entre 12,3 et 13,3 GHz. Le bruit de phase est de -77,5 dBc/Hz à 12,64 GHz et il

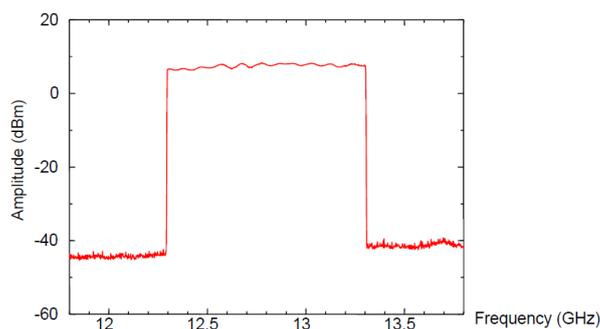


FIGURE 4.12 – Diagramme Signal FM modulé par l'oscillateur local.

est estimé à -62 dBc/Hz à 76,02 GHz. Les performances du module radar ont été testées dans la chambre anéchoïde de l'ENRI. La mesure a été réalisée en connectant le module radar à un réflecteur parabolique en fibre de carbone développé à l'ENRI [71]. Le signal aura une largeur de bande de 500 MHz dans la gamme 76-77 GHz, pour être en accord avec les recommandations japonaises. La fig. 4.13 nous montre une vue du système lors de la mesure. Le principe de cette mesure est de détecter le réflecteur trihédral jusqu'à la

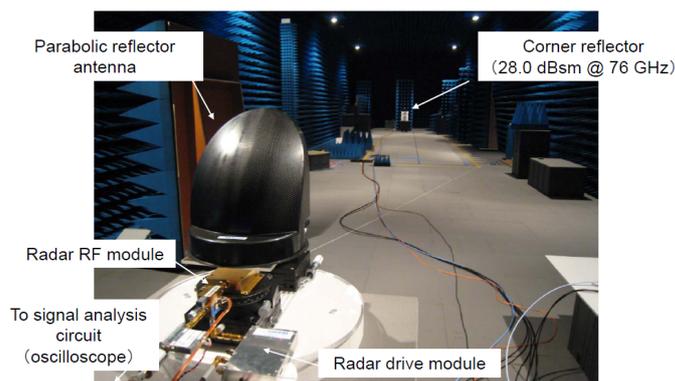


FIGURE 4.13 – Vue de la mesure.

distance maximale permise par les dimensions de la chambre anéchoïde, afin d'estimer la portée du système (fig. 4.14). Le réflecteur trihédral a bien été détecté jusqu'à la limite, soit 25 m. Une estimation de l'allure de la courbe nous permet de déduire une détection à 200 m dans les mêmes conditions. En conclusion, le nouveau système développé par l'ENRI devrait nous permettre une détection à longue portée et à haute résolution. Néanmoins,

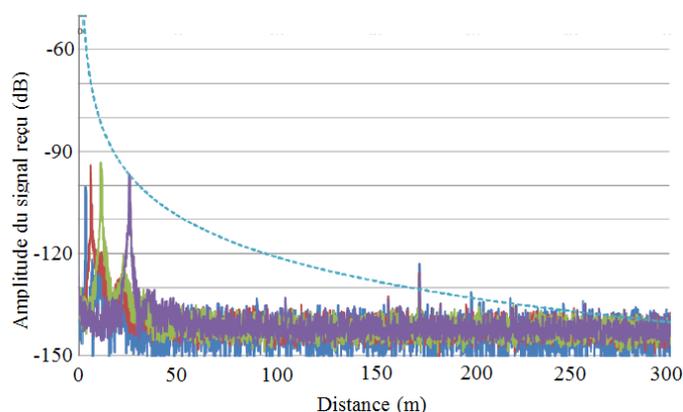


FIGURE 4.14 – Estimation de la distance de détection

les mesures en chambre anéchoïde ont montré la présence de pics de bruit. Ce phénomène devrait être accentué lors des mesures en environnement réel.

4.2.2 Mesure radar à Sendai

Ce chapitre est consacré aux mesures radars réalisées au Japon en Novembre 2010 et se compose de deux parties. Tout d'abord, nous discuterons des mesures réalisées sur et en dehors de l'aéroport de Sendai, puis nous nous intéresserons aux mesures faites en extérieur à la base de l'ENRI à Tokyo.

4.2.2.1 Mesure sur l'aéroport de Sendai

L'aéroport de Sendai se situe à 400 km au Nord-est de Tokyo (fig. 4.15). Nous avons réalisé une campagne de mesure pendant deux nuits sur cet aéroport. Les mauvaises conditions



FIGURE 4.15 – Localisation de Sendai

météorologiques nous ont permis d'accéder à la piste d'aéroport le premier soir uniquement. Nous distinguerons donc les mesures sur la piste et les mesures réalisées sous la pluie en dehors de la piste à l'abri sous un hangar de l'aéroport. La mesure consiste à détecter différentes cibles et à les éloigner jusqu'à ne plus les voir. Les quatre objets utilisés ont été validés par la FAA comme standard à détecter[153]. Il s'agit d'un réflecteur trihedral de 27 dBsm de S.E.R et trois cylindres de S.E.R respectifs de 0, -10 et -20 dBsm. Nous étudierons

TABLE 4.6 – Dimensions et S.E.R des cibles

Nom	Forme	Hauteur (mm)	Rayon (mm)	S.E.R (dBsm)
CR	Réflecteur trihédral	300	\emptyset	27
C1	Cylindre	134,5	67,25	0
C2	Cylindre	62,4	31,2	-10
C3	Cylindre	29	14,5	-20

les quatre objets précédents, puis une dizaine d'autres objets caractéristiques des débris laissés sur les pistes d'aéroport. Nous débutons donc nos mesures par le réflecteur trihédral qui nous sert de référence. Les résultats sont décrits en fig. 4.16. Nous observons une atté-

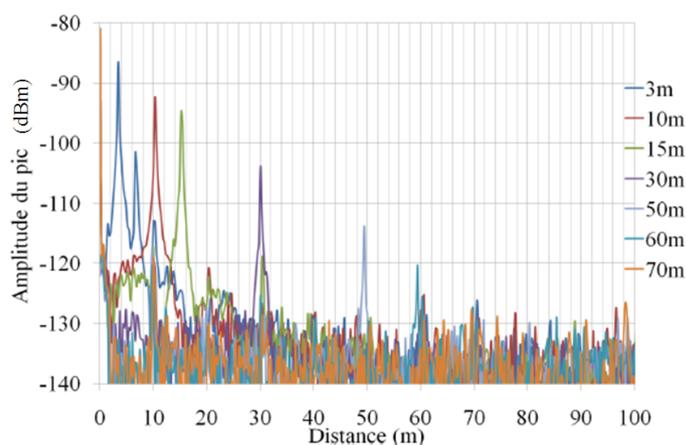


FIGURE 4.16 – Estimation de la distance maximale de détection de CR

nuation linéaire du signal, ce qui rejoint la théorie comme nous le verrons en section 4.3.1, et une distance maximale de détection à 60 m. De plus, nous estimons la portée maximale à 70 m. Notons d'ailleurs la présence de bruit à 10, 20 et 30 m. C1 est ensuite utilisé. De

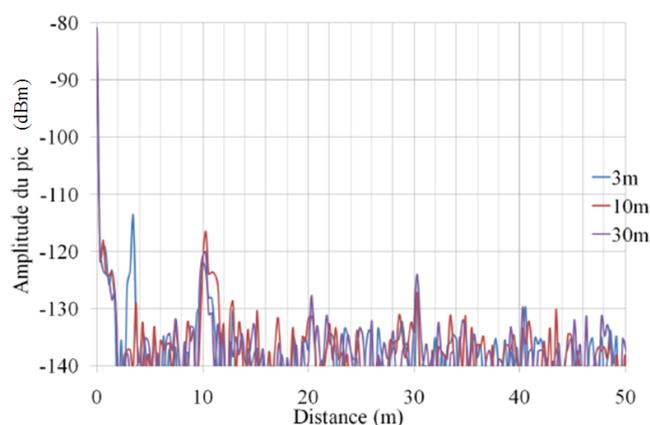


FIGURE 4.17 – Estimation de la distance maximale de détection de C1

nouveau, la présence de pic de bruit à 10 et 30 m induit un doute sur les résultats (fig. 4.17). Néanmoins, nous considérons avoir détecté notre cible à 30 m car le pic est supérieur de 3 dB au niveau hors lobe. La portée est estimée à 40 m pour cet objet si nous avions eu moins de bruit interne. Nous nous intéressons maintenant à C2. La S.E.R étant plus

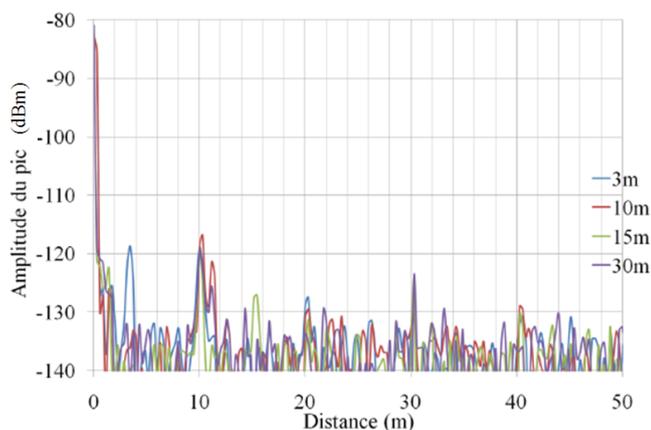


FIGURE 4.18 – Estimation de la distance maximale de détection de C2

faible, il est évident que le signal sera plus faible que précédemment (fig. 4.18). De ce fait, il est à présent impossible de distinguer notre signal à 30 m et les mesures conduisent à une détection à 15 m. Enfin, nous terminons par C3, la plus faible S.E.R de ces 4 objets. Pour

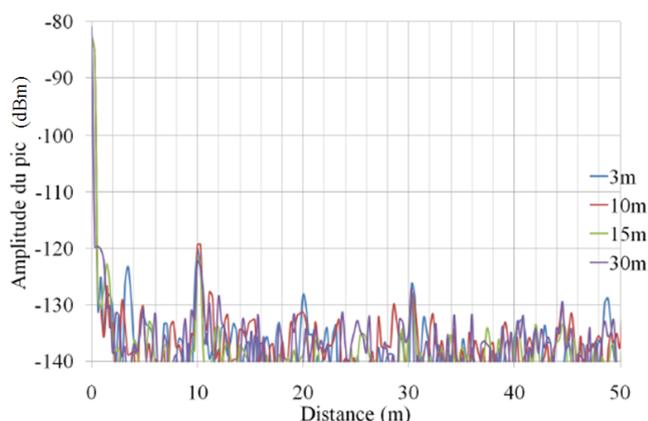


FIGURE 4.19 – Estimation de la distance maximale de détection de C3

les mêmes raisons que précédemment, nous sommes limités par le bruit, nous concluons donc à une détection maximale de 10 m (fig. 4.19). Nous résumons nos résultats dans le Tab.4.7 afin de comparer les performances de ce système sur chaque objet. Nous observons une atténuation importante des "petits" objets ce qui limite la distance de détection. De plus, le bruit interne implique une incertitude sur les mesures ce qui induit un doute sur les résultats. Néanmoins, les performances de ce système sont bonnes pour les 2 premiers objets et tolérables pour les deux derniers. Il est important de rappeler que les pistes d'aéroport peuvent atteindre des largeurs de 60 m. Notre système étant installé de part et d'autre de la piste il convient de pouvoir détecter un objet à des distances comprises entre 0 et 40 m.

TABLE 4.7 – Bilan des mesures du second système sur l'aéroport de Sendai

	S.E.R (dBsm)	Distance de détection maximale (m)	Portée estimée (m)
CR	27	60	70
C1	0	30	40
C2	-10	15	aucune
C3	-20	10	aucune

Il ne faut pas oublier aussi qu'une distance minimale de détection est à prendre en compte car le radar ne détecte rien dans son champ proche. Cette dernière est d'environ 2 mètres avec le nouveau module.

Les dernières mesures ont été perturbées par des problèmes de bruit mais les résultats de ce premier système en conditions réelles sont prometteurs. Nous avons réalisé d'autres mesures sur des objets que l'on trouve facilement sur une piste d'aéroport. Nous les avons réunis dans la liste suivante :

- Objet 1 : CR,
- Objet 2 : C1,
- Objet 3 : C2,
- Objet 4 : C3,
- Objet 5 : boulon M10 (abandonné par un avion ou un véhicule d'entretien),
- Objet 6 : écrou M10 (abandonné par un avion ou un véhicule d'entretien),
- Objet 7 : marteau (abandonné par un véhicule d'entretien),
- Objet 8 : clé à molette (abandonnée par un véhicule d'entretien),
- Objet 9 : tournevis (abandonné par un véhicule d'entretien),
- Objet 10 : plan métallique,
- Objet 11 : pièce métallique mince de dimensions $0,02 \times 3 \times 42$ cm (abandonné par un avion),
- Objet 12 : pneu (abandonné par un avion),
- Objet 13 : bouchon d'essence (abandonné par un véhicule d'entretien),
- Objet 14 : téléphone (abandonné par un agent d'entretien),
- Objet 15 : gant (abandonné par un agent d'entretien),
- Objet 16 : échantillon de béton (détaché de la piste),
- Objet 17 : échantillon d'asphalte (détaché de la piste).

Ces objets ont été disposés à 15 m de la source afin d'éviter le pic de bruit à 10 m. Les différentes courbes ont été réunies en annexe 2 afin d'alléger le chapitre. Seule une est satisfaisante. La fig. 4.20 illustre la détection de l'objet 12, un pneu d'avion. En effet, les pneus ne contiennent plus de chambre à air, donc ils sont renforcés par du métal dans leur structure.

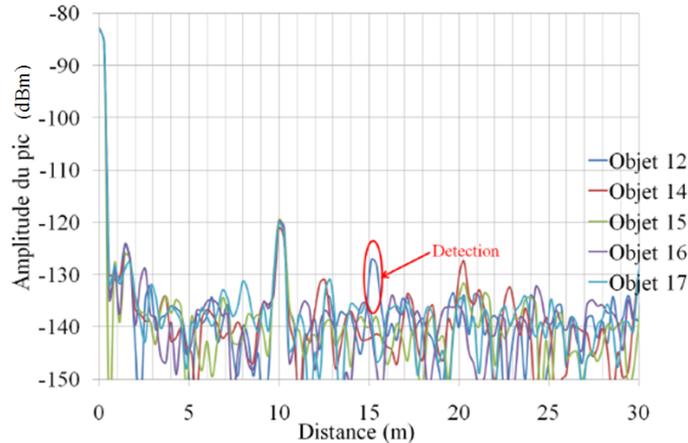


FIGURE 4.20 – Détection du pneu à 15 m

En conclusion, les mesures en condition réelles sur la piste d'aéroport sont prometteuses sur des objets standards, mais complexes sur des objets quotidiens et plus réalistes. La présence d'un bruit interne, dû en grande partie à l'alimentation du système, a atténué le signal et ajouté une incertitude aux résultats.

4.2.2.2 Mesure hors de l'aéroport de Sendai

Le second jour, les conditions météorologiques ne nous ont pas permis de continuer nos mesures sur la piste d'aéroport. Nous nous sommes donc abrités sous un hangar de la Iwanuma branch (branche de l'ENRI à Sendai) pour continuer les expérimentations. Plus précisément, nous avons réalisé un scan du sol afin de détecter le réflecteur trihédral et les trois cylindres positionnés à une distance de 15 m, la pluie nous permettant d'étudier notre système dans des conditions plus réalistes. La fig. 4.21 représente la vue de la scène scannée et l'emplacement de nos quatre cibles, la fig. 4.22 illustre les résultats obtenus sans traitement. Un pic est toujours présent à 10 m et le niveau de bruit est élevé. Néanmoins, l'objet 1 est facilement détecté et l'on entrevoit l'objet 2. Nous observons aussi une suite de points représentant la réflexion du grillage et des poteaux qui le maintiennent. Au vue de la fig. 4.22, les résultats sont cohérents à part pour l'objet 2 qui devrait être détecté plus aisément. Nous avons renouvelé l'expérience en plaçant nos 4 objets standard sur le même axe (chaque objet étant plus ou moins décalé de cette axe) et en ajoutant un cinquième objet, un réflecteur de S.E.R= 10 dBsm (le plus à gauche), comme indiqué en fig. 4.23. Les objets sont placés à :

- CR à 10,70 m,
- C1 à 7,50 m,
- C2 à 4,90 m,
- C3 à 3,30 m,
- Nouveau réflecteur à 4,90 m.



FIGURE 4.21 – Position des objets lors du premier scan

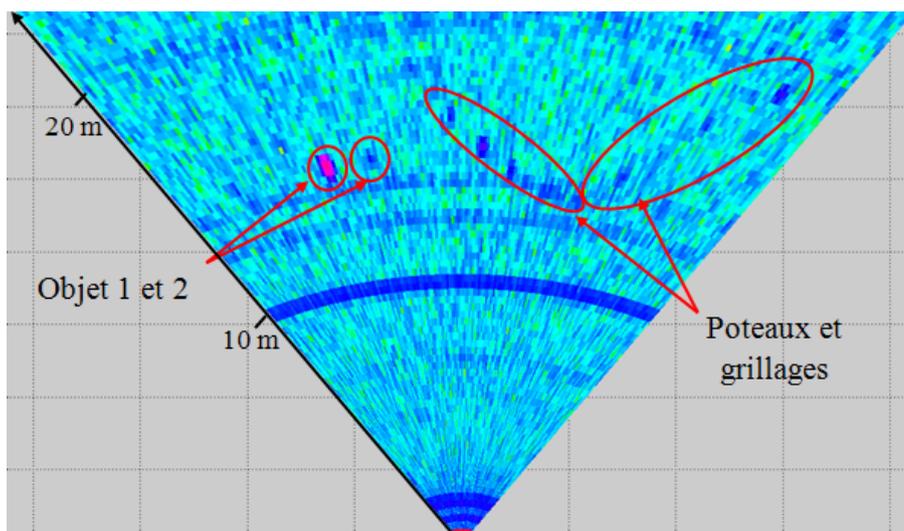


FIGURE 4.22 – Image radar de la scène

La fig. 4.24 nous montre les résultats obtenus lors de cette mesure. On remarque de nouveau la présence de bruit qui empêche la détection des objets à l'exception de l'objet 1 et des poteaux métalliques. Les cibles 3 et 4 de faible S.E.R étaient sur le même axe que l'objet 1 et ont été masquées par la réflexion du réflecteur triédral de S.E.R beaucoup plus élevée. Le choix d'une plus large bande de fréquence augmente la résolution et est un argument en faveur du changement de la régularisation au Japon. De plus, nous n'observons pas l'objet 2 et le nouveau réflecteur alors qu'ils sont isolés. Au vu des résultats obtenus, il est difficile de conclure si la non détection des cibles de faible S.E.R est liée à notre système ou à l'atténuation due aux conditions météorologiques.



FIGURE 4.23 – Position des objets lors du second scan

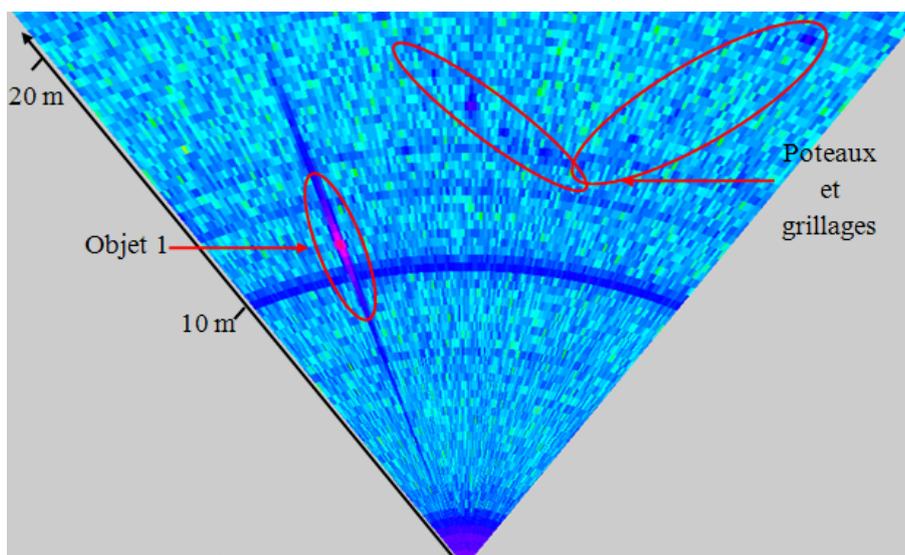


FIGURE 4.24 – Image radar de la scène

Enfin, les représentants de l'ENRI nous ont brièvement présenté leur radar de type ASDE (Airport Surface Detect Equipment) et nous ont montré les performances de leur système pour la détection de FOD. Un ASDE est un radar millimétrique à courte portée permettant d'obtenir une image panoramique de la surface de l'aéroport incluant les avions et les véhicules qu'ils soient en mouvement ou à l'arrêt. Ce type de radar est généralement utilisé pour confirmer que la piste est prête à accueillir un atterrissage ou un décollage, mais les performances de ce radar lui permettent d'identifier si des FODs sont présents sur la piste. L'ASDE de l'ENRI fonctionne à la fréquence de 24 GHz et il est situé en dehors de la piste d'aéroport de Sendaï, plus précisément au sein de la branche Iwanuma. La fig. 4.25 nous montre un des résultats obtenus par ce système sur trois objets métalliques. Le radar est calibré de façon à ce qu'il prenne en compte les pistes de décollage en béton

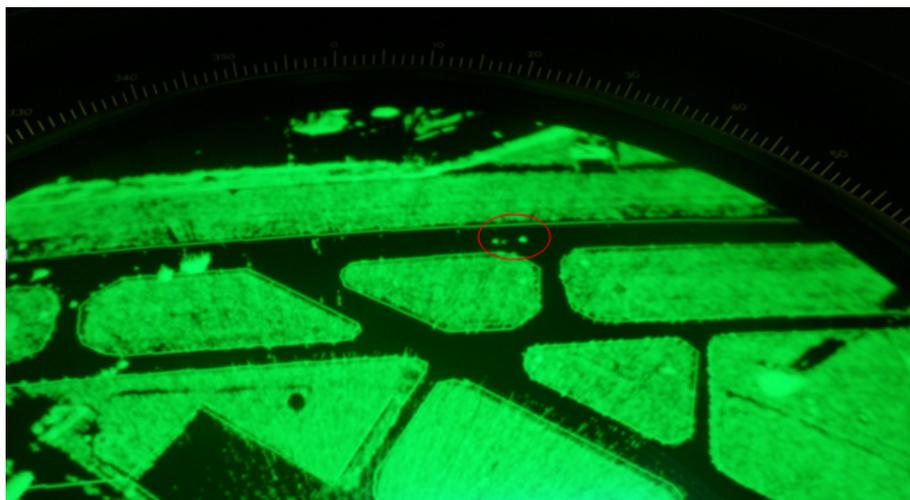


FIGURE 4.25 – Image obtenue par le système ASDE

et la verdure qui les entourent et obtenir une image par contraste. Nous reconnaissons la topologie de l'aéroport de Sendai et nous identifions trois objets métalliques. Il s'agit, de gauche à droite, du réflecteur trihédral, d'un autre réflecteur et d'une voiture.

Notre temps de mesure sur l'aéroport de Sendai était limité à deux jours et nous a permis de tester notre système dans des conditions réelles. Néanmoins, cela nous a montré les limites de ce dernier (nous pensons que les températures très basses ont joué dans la dégradation du radar) et le retour à Tokyo nous permettra de faire quelques réglages sous des conditions météorologiques plus propices.

4.2.3 Mesure radar à Tokyo

Après plusieurs jours à Sendai, nous revenons à Tokyo. Nous désirons faire de nouveaux scans et nous disposons donc nos 4 objets standard à une distance de 10 m devant le bâtiment de l'ENRI comme indiqué en fig. 4.26. Nous réalisons un scan de 60° avec un pas



FIGURE 4.26 – Position des objets lors du scan à l'ENRI

angulaire de 0.12° , ce qui représente un décalage de 2,5 cm à une distance de 10 m et de-

vrait théoriquement nous permettre de détecter le cylindre de plus faibles dimensions. Les résultats sont représentés sur la fig. 4.27. Les 4 cibles ont été détectées à 10 m, ainsi que

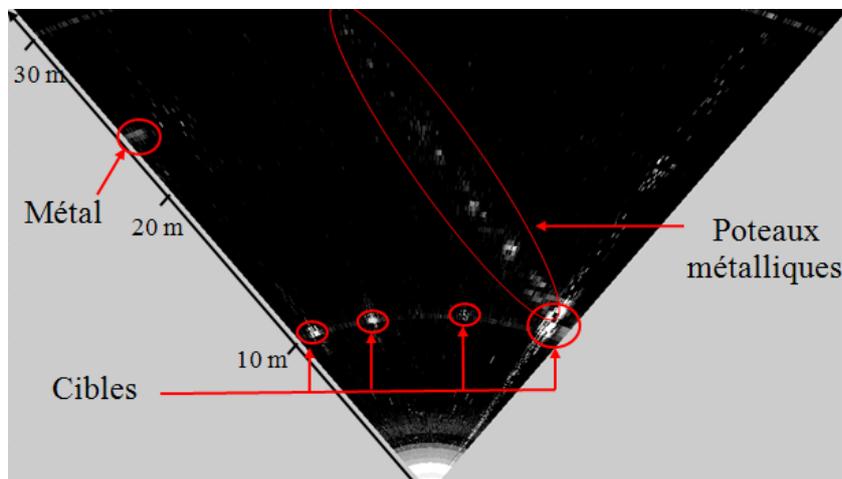


FIGURE 4.27 – Image radar obtenue après seuillage

d'autres éléments de l'environnement. Ainsi, les poteaux métalliques qui clôturent le pôle technologique où est situé l'ENRI ont été détectés et cela sur une trentaine de mètres. De même pour l'armoire électrique que l'on peut observer à 25 m. Enfin, On remarque la forte réflexion du réflecteur trihédral à droite, qui masque tous les objets proches car la résolution longitudinale du radar est de 30 cm. Dans le cadre de notre projet, la Pr Migliaccio est retournée à l'ENRI en Décembre 2010 pour de nouvelles mesures après modifications du radar. De nouveau, nous recommençons notre expérience en plaçant nos quatre cibles à 20 m (fig. 4.28). Les fig. 4.29 et 4.30 représentent un scan brut et un scan traité de la vue



FIGURE 4.28 – Vue de la zone scannée

précédente. Les quatre cibles sont détectées facilement malgré le bruit ambiant. Néanmoins,

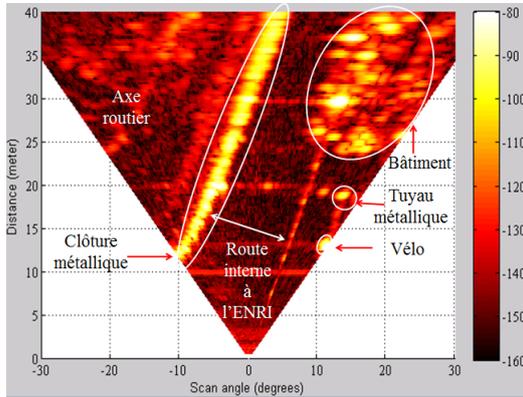


FIGURE 4.29 – Image radar obtenue après seuillage

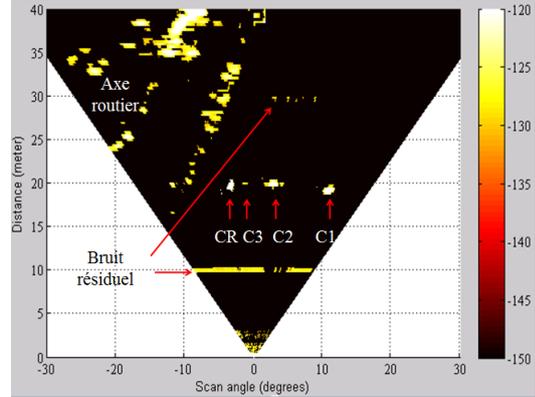


FIGURE 4.30 – Image radar obtenue après seuillage et traitement

après traitement, l'image radar est pertinente, le bruit à droite étant imputé aux voitures circulant sur l'axe routier. Le traitement de l'image est réalisée par différence avec un environnement sans objet puis par seuillage. Il a été difficile de répéter cette opération sur plusieurs dizaines de mètres car les réflexions multiples dues à l'environnement (bâtiment et clôture métallique) perturbent l'image radar. Nous nous sommes donc intéressés à la distance maximale de détection de la cible de plus faible S.E.R afin de valider les modifications apportées au système. Notons que lors de nos mesures à Sendai, cette distance était estimée à 10 m. La fig. 4.31 illustre le signal reçu pour une cible placée à 35 m. Le bruit perturbe le

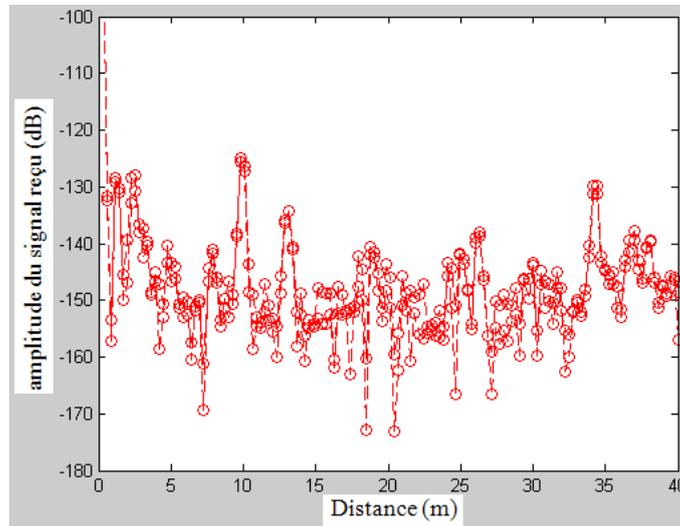


FIGURE 4.31 – Estimation de la distance maximale de détection

signal reçu, mais le pic à 35 m se distingue aisément. Cependant, ces perturbations limitent la portée que nous estimons à 40 m, mais qui pourrait être supérieure si le radar était plus stable.

Enfin, nous avons voulu évaluer l'influence sur la mesure du positionnement des cibles. En effet, si les cibles sont alignées, il est intéressant de savoir si une cible de forte S.E.R masque une cible de S.E.R faible. La fig. 4.32 illustre le signal reçu dans le cas où :

- cas 1 : C1 est placée à 10 m, C2 à 20 m et C3 à 30 m,
- cas 2 : C3 est placée à 10 m, C2 à 20 m et C1 à 30 m.

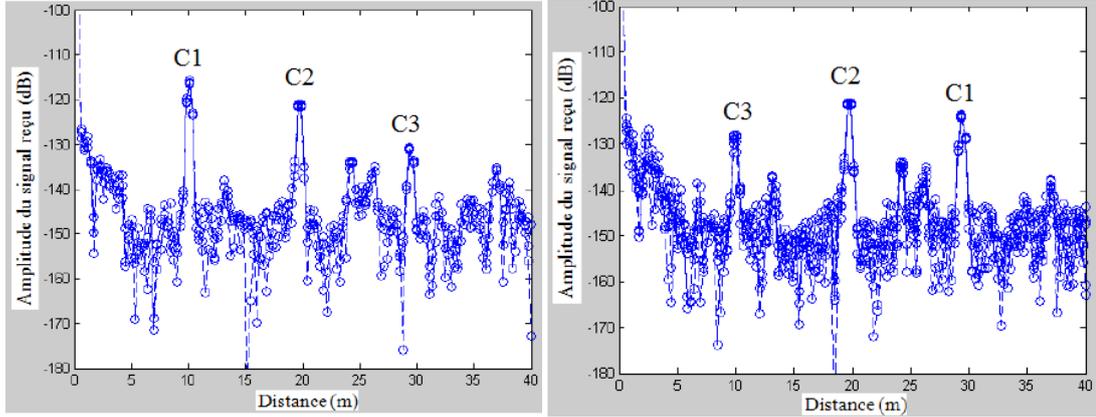


FIGURE 4.32 – Cibles en lignes : cas 1 et 2

Les trois cibles sont détectées malgré le bruit, ce qui prouve qu'il n'y a aucun masquage. Cependant, nous n'avons pas eu le temps de réduire la distance entre les cibles pour évaluer la limite de notre expérience.

4.3 Discussion sur la surface équivalente radar des cylindres

La puissance reçue par le radar peut être calculée par l'équation radar (1.3) [41] :

$$P_r = \frac{P_t G_{antenne}^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4} \quad (4.4)$$

Dans cette équation, la puissance transmise P_t , le gain de l'antenne G et la longueur d'onde λ sont des constantes. En effet, la puissance transmise P_t est définie par l'alimentation et n'est pas modifiée pendant les mesures. De même, le gain de l'antenne est fixé pour une fréquence (ou bande de fréquence donnée) et n'évoluera pas pendant les mesures. Donc les seuls éléments qui ont une influence sur la puissance reçue sont :

1. σ ou S.E.R. qui dépend de l'angle d'incidence, du matériau et de la forme de l'objet,
2. la distance R séparant la cible et l'objet.

Si l'on considère la S.E.R. d'un radar monostatique, la puissance reçue par le radar peut être écrite :

$$P_r = \frac{K}{R^4} \quad (4.5)$$

L'évolution de la puissance reçue dans le champ spéculaire peut donc être décrite en fonction de la distance séparant la source et la cible, comme indiquée en fig. 4.33. Ce paragraphe est consacré à l'étude de la section équivalente radar ou S.E.R. de nos cibles. La S.E.R. représente la puissance réfléchiée dans une direction donnée par une cible illuminée par une

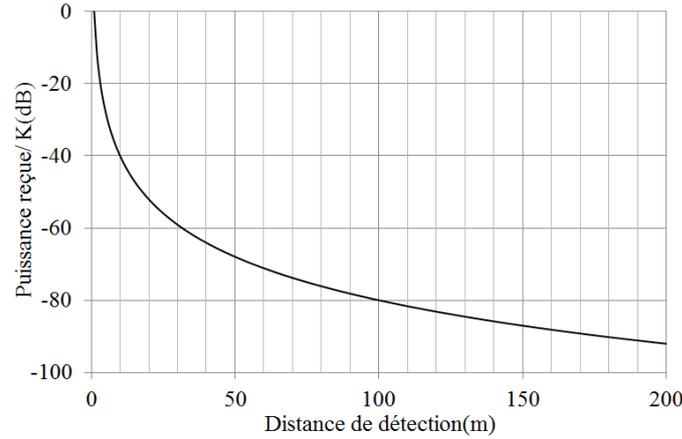
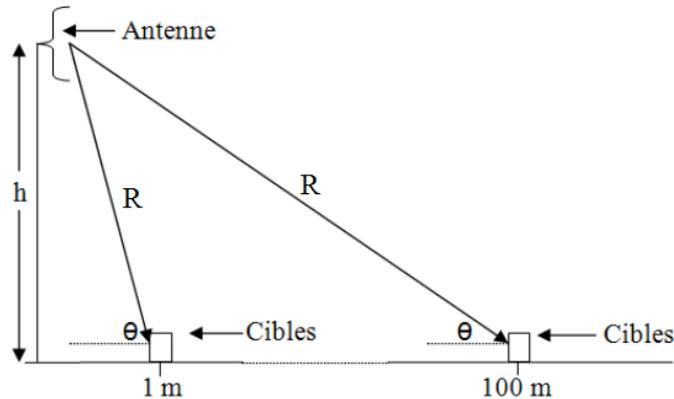


FIGURE 4.33 – Distance de détection en fonction de la puissance reçue

onde incidente. Elle est définie en champ lointain. Le dictionnaire IEEE définit le S.E.R. ou σ par l'équation :

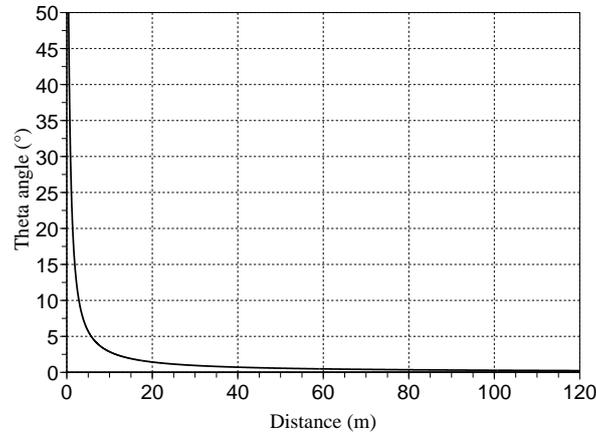
$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E^{scat}|^2}{|E^{inc}|^2} \quad (4.6)$$

où, P_i, P_s, E^{inc} et E^{scat} représentent les puissances et les champs électriques incidents et diffractés. R représente la distance entre la source et l'objet, et se veut très grand devant la longueur d'onde car la S.E.R. est définie en champ lointain. Comme l'indique la fig. 4.34, si l'on modifie la distance R , l'angle d'incidence du champ électromagnétique est modifié. En effet, l'angle θ évolue comme décrit en éq. 4.7.

FIGURE 4.34 – Illustration de la variation de θ en fonction de l'éloignement de la cible

$$\theta = \text{atan} \frac{h}{R} \quad (4.7)$$

La fig. 4.35 représente cette évolution lorsque l'antenne est placée à $h=40$ cm. Pour des valeurs inférieures à $R=5$ m, l'angle θ oscille entre 5 et 50° (90° théoriquement) et tend rapidement vers 0° pour des distances supérieures à 10 m.

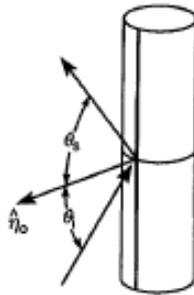
FIGURE 4.35 – Evolution de θ en fonction de l'éloignement de la cible

4.3.1 Etude monostatique du cylindre métallique

Le cylindre métallique est un des objets standard utilisé comme référence pour la validation des systèmes FODs. L'éq. 4.8 décrit la S.E.R d'un cylindre en fonction de l'angle d'excitation θ [151] comme défini en fig. 4.36.

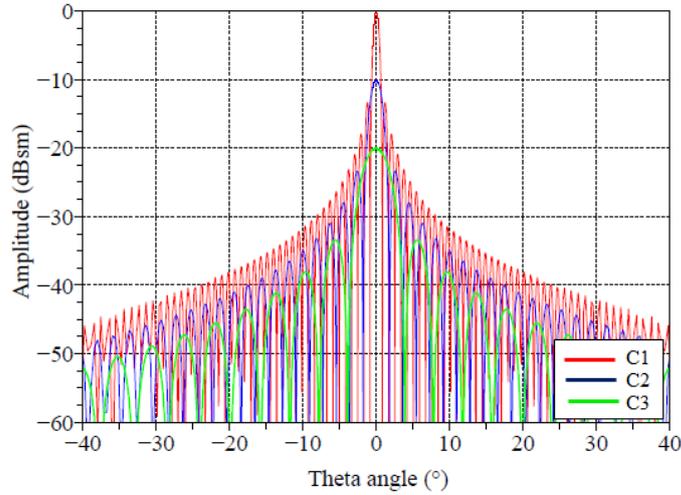
$$\sigma(\theta) = krl^2 \left| \frac{\cos(\theta) \sin(kl \sin(\theta))}{kl \sin(\theta)} \right|^2 \quad (4.8)$$

Le gain maximal est obtenu dans le plan spéculaire comme l'indique l'éq. 4.9.

FIGURE 4.36 – Illumination du cylindre en fonction de θ

$$\sigma(\theta = 0) = 2\pi \frac{rl^2}{\lambda} \quad (4.9)$$

Si nous modélisons cette équation sur scilab, nous obtenons aisément la représentation pour nos trois cylindres de diamètres respectifs 134,5 mm, 62,4 mm et 29 mm (fig. 4.37). Les résultats montrent que le modèle est cohérent car nous retrouvons les valeurs utilisées lors des mesures. Nous nous intéressons à présent à l'atténuation du signal en fonction de la

FIGURE 4.37 – S.E.R. des trois cylindres en fonction de θ

distance et dans le cas du cylindre l'équation de la puissance reçue s'écrit :

$$P_r = \frac{K_c \sigma(\theta)}{R^4} \quad (4.10)$$

K_c représente l'ensemble des constantes. σ est défini en fonction de θ qui est obtenu par l'éq. 4.7. L'allure de cette atténuation est illustrée en fig. 4.38 pour C1 et est comparée aux résultats obtenus lors des mesures (croix rouges). Le modèle développé est proche

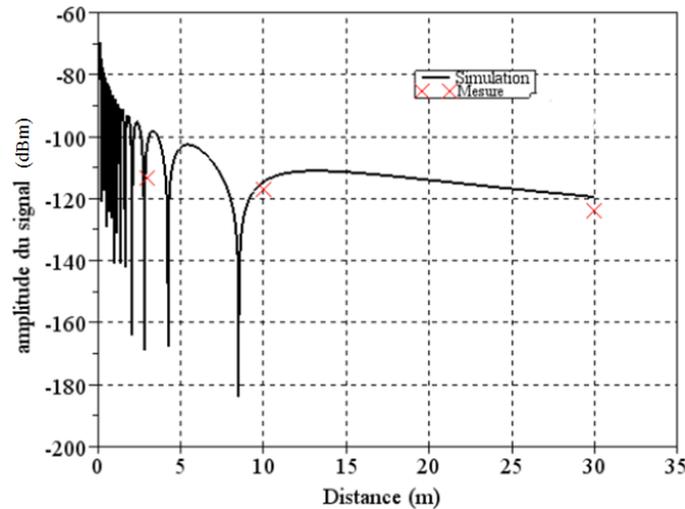


FIGURE 4.38 – Estimation de l'atténuation du signal reçue pour C1

des simulations et nous estimons le niveau minimal de détection à -130 dB, ce qui nous permet d'évaluer la portée de notre système à 60 m pour C1. Dans le cas de C2, le modèle est encore efficace (fig. 4.39). Les écarts entre la simulation et la mesure s'expliquent par des fluctuations de la puissance émise. En effet, les multiples perturbations sont dues à

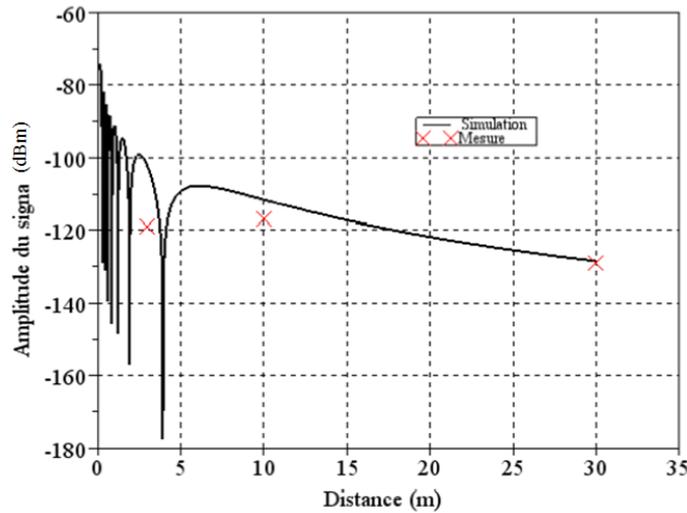


FIGURE 4.39 – Estimation de l'atténuation du signal reçue pour C2

l'alimentation du système et les calculs ont montré qu'une variation de 0,1 mW implique un écart de 0,8 dB. La portée est estimée à 35 m dans ce cas. Enfin, nous représentons

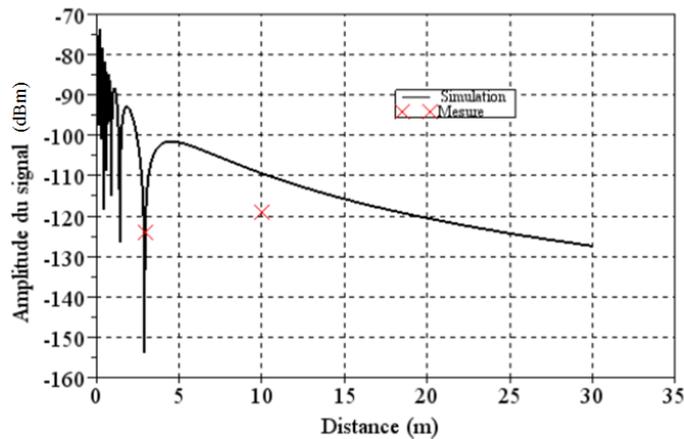


FIGURE 4.40 – Estimation de l'atténuation du signal reçue pour C3

l'estimation du signal reçu pour C3 et les résultats sont mitigés mais le nombre de points de mesure est trop faible pour pouvoir conclure (fig. 4.40). A 3 m, un fort écart est observé, or nous remarquons une chute d'amplitude, ce qui peut expliquer cet écart. Nous évaluons la portée du système pour cet objet à 25 m. Cette première étude démontre la validité de notre modèle. L'atténuation du signal reçu est estimée correctement, malgré les écarts dus aux diverses fluctuations de l'alimentation. De plus, l'allure de l'atténuation laisse apparaître des perturbations pour les distances inférieures à 10 m, donc il serait judicieux de placer le radar à 15 m de la piste de façon à l'utiliser dans sa zone linéaire.

4.3.2 Etude bistatique du cylindre métallique

Le logiciel commercial Ansoft HFSS permet de simuler la S.E.R du cylindre de façon bistatique. En effet, cette méthode définit une source fixe et une source mobile qui réceptionne la S.E.R pour tout θ et φ . Les simulations ont été réalisées en distinguant deux types d'excitations :

- une polarisation perpendiculaire à la hauteur du cylindre (dans le plan xOy) dite mode TE,
- une polarisation parallèle à la hauteur du cylindre (selon z) dite mode TM.

Le choix de ces deux modes de propagation a été étudié afin de connaître leurs avantages en fonction de la position du cylindre. La fig. 4.41 illustre la géométrie du problème et les modes associés. Les simulations ont été conduites sur les trois cylindres étudiés précédemment en

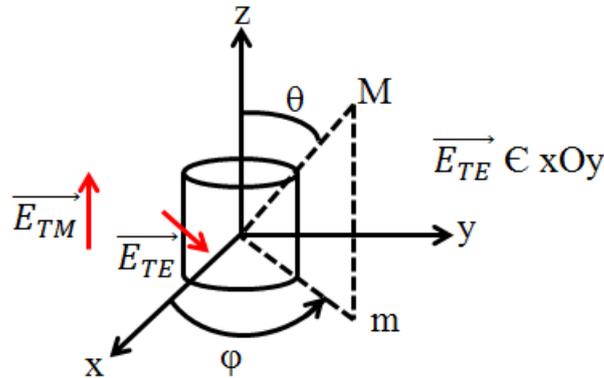


FIGURE 4.41 – Représentation du cylindre et des modes de polarisation

supposant $\vec{k} // O_x$ et les fig. 4.42, 4.43 et 4.44 illustrent la S.E.R. bistatique obtenue dans les plans xoy et $yozy$ pour les deux polarisations. Les résultats montrent que le maximum

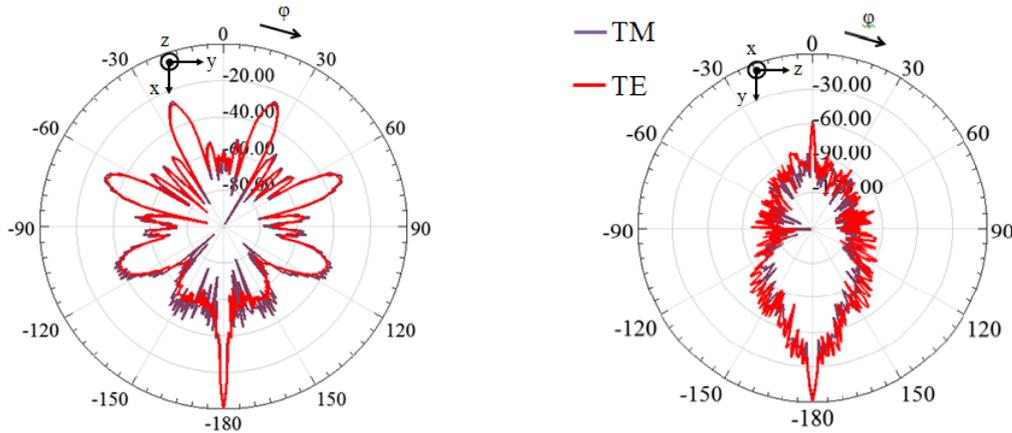


FIGURE 4.42 – S.E.R. bistatique du cylindre de 134,5 mm de diamètre (C1) dans les plans xoy et $yozy$ pour une excitation de type TM (violet) et TE (rouge)

de rayonnement n'est pas dans la direction de la réflexion $\varphi = 0^\circ$. En effet, le niveau de S.E.R est supérieur de 60 dB pour $\varphi = 180^\circ$ par rapport à $\varphi = 0^\circ$, ce qui s'explique par

le fait que le cylindre réfléchit une partie de l'onde incidente et que les courants sur la surface du cylindre, considéré comme un conducteur parfait, permettent de propager l'onde dans la direction principale de rayonnement de la source. De plus, dans le plan xOz , nous apercevons des lobes importants espacés de 45° dont la S.E.R est supérieure à celle pour $\varphi = 0^\circ$ qui montre sur l'avantage important de la détection bistatique pour ce type de système. De même, dans le plan yOz , la dispersion est moins importante avec un niveau normalisé de S.E.R compris entre -80 et -140 dBsm en dehors de $\varphi = 0$ et 180° . Enfin, le choix du mode n'a pas de grande influence sur la S.E.R, néanmoins les niveaux sont plus stables pour le mode TM alors qu'ils sont légèrement supérieurs pour le mode TE. De nouveau, le

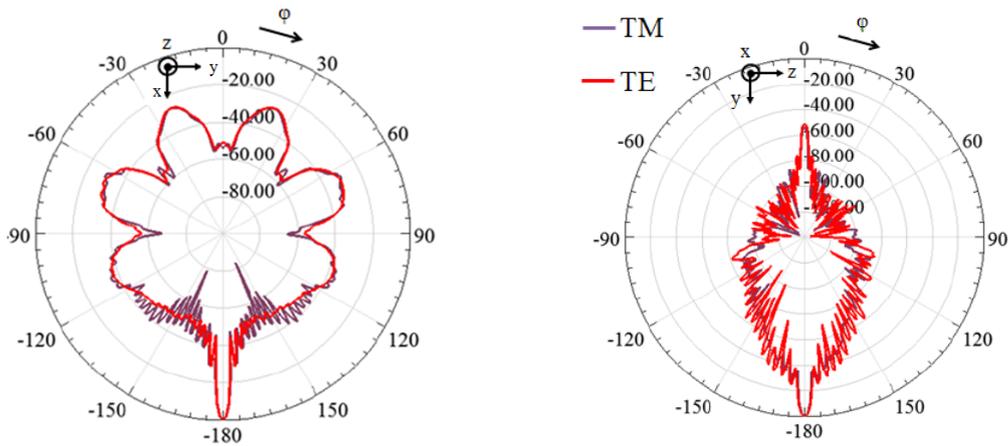


FIGURE 4.43 – S.E.R. bistatique du cylindre de 62,4 mm de diamètre (C2) dans les plans xoy et yoz pour une excitation de type TM (violet) et TE (rouge)

maximum de rayonnement se situe à $\varphi = 180^\circ$ et il est supérieur de 50 dB à la valeur pour $\varphi = 0^\circ$. De plus, les lobes apparaissent aux mêmes angles, néanmoins ils sont plus larges, englobant les multiples résonances présentes en fig. 4.42, ce qui se justifie par la diminution de la taille du cylindre. Dans le plan yOz , nous remarquons que les niveaux de S.E.R. sont beaucoup plus forts que précédemment pour φ compris entre 90 et 270° . Les conclusions

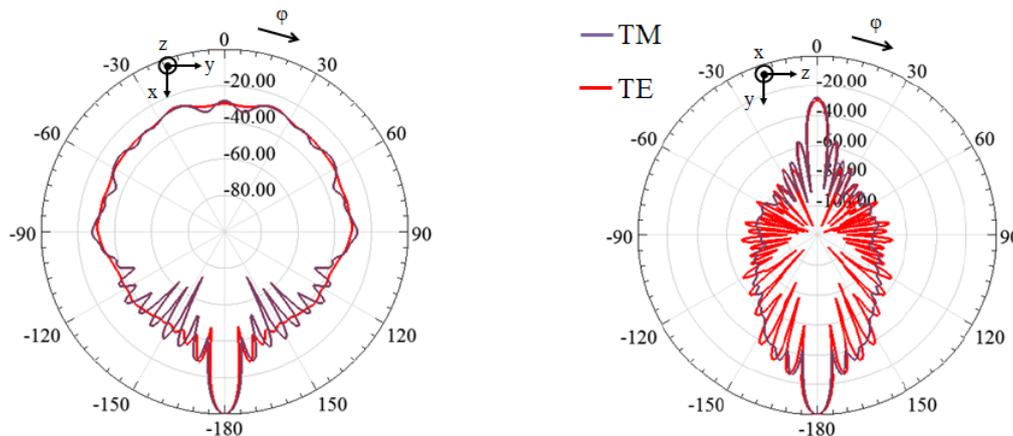


FIGURE 4.44 – S.E.R. bistatique du cylindre de 29 mm de diamètre (C3) dans les plans xoy et yoz pour une excitation de type TM (violet) et TE (rouge)

précédentes s'appliquent au cylindre de plus petites dimensions. Les lobes se sont élargis de façon importante ce qui fait que nous ne les repérons plus et nous obtenons une allure générale de la S.E.R. de l'ordre de -60 d. La fig. 4.45 représente les S.E.R. de nos trois cibles dans le cas du polarisation TM dans le plan xOz et permet de comparer les trois cas. Enfin,

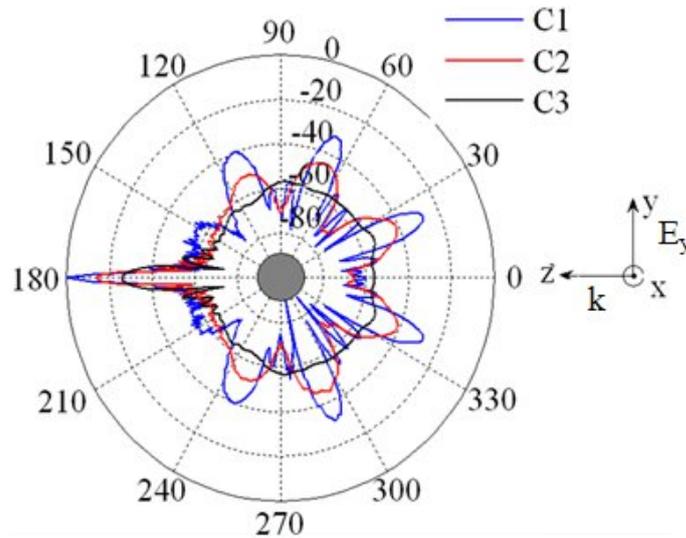


FIGURE 4.45 – Superposition de la S.E.R. de nos trois cylindres en mode TM

une dernière simulation a été menée pour analyser le comportement de la S.E.R. lorsque la face plane du cylindre C1 est illuminée. La fig. 4.46 illustre la S.E.R. pour les deux types de polarisation. Contrairement au cas précédent, le maximum de rayonnement est présent en

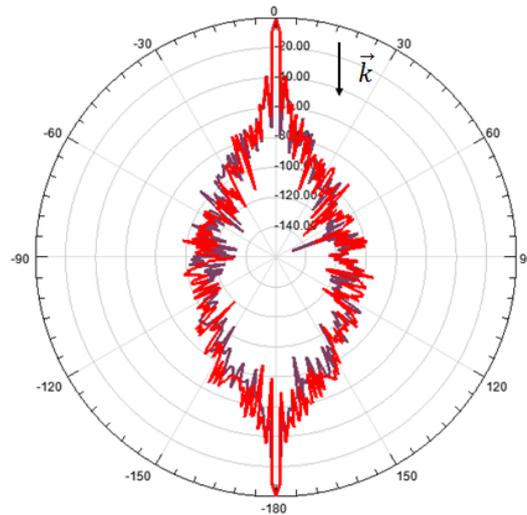


FIGURE 4.46 – S.E.R. bistatique du cylindre 1 illuminé sur sa face plane

$\varphi = 0$ et 180° . De plus, l'allure de la S.E.R. est symétrique suggérant que le cylindre réfléchit autant d'énergie dans le plan $\varphi = 0^\circ$ qu'il en re-rayonne dans le plan $\varphi = 180^\circ$.

4.4 Conclusion du chapitre

Cette étude nous a permis d'accroître notre connaissance sur la détection de FODs. Les mesures réalisées en chambre anéchoïde nous ont confirmé l'importance d'utiliser des antennes à fort gain. De plus, les mesures en environnement réel sont bonnes malgré les nombreux problèmes dus au bruit interne du radar qui induit de fausses alarmes. De même, les images radar obtenues confirment l'intérêt du choix du pas angulaire lors du balayage et l'importance du traitement du signal reçu. Ainsi, les cylindres ont été détectés à des distances raisonnables et les améliorations sur le radar et l'antenne devrait permettre de répondre au cahier des charges. Enfin, l'étude menée sur la S.E.R. des cylindres définit les limites de détection et conclut sur l'intérêt du radar bistatique pour obtenir plus d'informations afin d'augmenter les chances de détection voire de réaliser de l'identification de FODs.

Chapitre 5

Projet Infradar

Nous nous intéressons dans ce dernier chapitre à la détection des lignes à haute tension. En effet, c'est une source fréquente d'accident des hélicoptères et des avions de secourisme comme les bombardiers d'eau qui s'accrochent à ces obstacles difficilement détectables par l'oeil humain. Pour répondre à la demande d'un système performant de détection de lignes à haute tension, le LEAT, la compagnie ATE (plus précisément l'équipe opto-électronique de Aix en Provence ex-ATIS) et Opéra Ergonomie se sont associés sur ce projet appelé INFRADAR. Les partenaires se sont accordés sur un système composé :

- d'une caméra InfraRouge développé par ATE permettant d'obtenir une image à longue portée de jour comme nuit ;
- d'un radar millimétrique fonctionnant autour de 77 GHz dont l'antenne est conçue par le LEAT permettant une vision par tout temps.

De plus, les premiers tests montrent que l'ajout d'une caméra fonctionnant dans le visible serait utile. La fusion des données fournies par les différents éléments du système sera prise en charge par ATE. La compagnie Opéra Ergonomie est associée au projet afin de définir les besoins du pilote en terme d'informations et d'interface homme-machine mais aussi les besoins des industriels en termes d'applications de notre système. Une première collaboration réalisée entre le LEAT et l'ENRI en 2005 avait montré la faisabilité d'un tel système et avait permis de détecter des lignes à haute tension à des distances de l'ordre de 600 m [156][157] mais avec un radar fonctionnant à 94 GHz.

5.1 Introduction au système

5.1.1 Le radar FMCW de Ulm

Les données radar sont générées à l'aide d'un module Radar FM-CW développé à l'université d'Ulm tel que décrit dans [10]. Ce dernier fonctionne en gamme millimétrique (bande W), est monostatique de bande passante réglable entre 74 et 81 GHz et il est associé à notre reflectarray en offset à source prolate (fig. 5.1 et 5.2) décrite au paragraphe 3.3.4. Cet ensemble est déporté de l'électronique BF de commande (S-box) et est pilotée par un PC. Le logiciel d'acquisition et d'affichage des images est développé au LEAT sous environnement commercial Matlab incluant la " signal processing " tool-box pour les traitements. Les caractéristiques du module radar sont :

- puissance d'émission RF : 8 à 5 dBm (74-81 GHz),
- bande passante RF : variable, $\Delta f_{max} = 7$ GHz,
- réponse IF : IF entre 2 kHz et 2 MHz,



FIGURE 5.1 – Radar FMCW en polarisation verticale

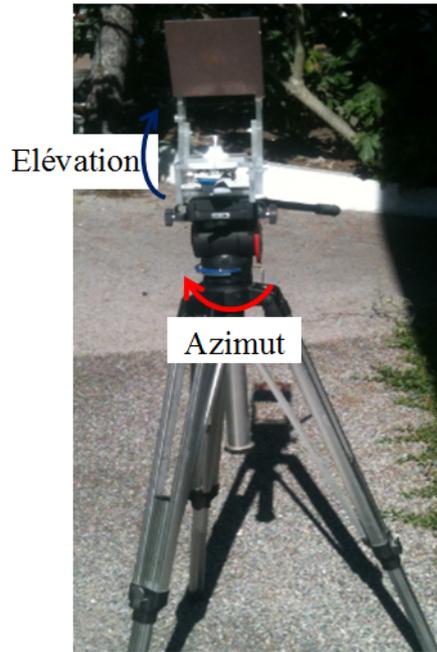


FIGURE 5.2 – Radar FMCW en polarisation horizontale

- fréquence d'échantillonnage : $F_{ech}=6,25$ MHz,
- nombre de points d'acquisition : N variable entre 0 et 30000.

Les principales équations utilisées pour estimer la distance sont :

$$r = IF * T_r * \frac{c}{2\Delta f} \quad (5.1)$$

avec pour notre radar $T_r = \frac{N}{F_{ech}}$ et si on considère la résolution longitudinale en distance Δr_0 tel que $\Delta r_0 = \frac{c}{2\Delta f}$, alors l'éq. 5.1 peut s'écrire :

$$r = IF * \frac{N}{F_{ech}} * \Delta r_0 \quad (5.2)$$

Il est important de noter que le signal enregistré correspond au signal temporel obtenu en sortie du mélangeur. Pour la détection de cible, la FFT du signal est effectuée et le spectre du signal mesuré est obtenu dans le domaine des fréquences intermédiaires (rappel : 2 kHz à 2 MHz) sur NFFT points, tel que NFFT soit égale à la puissance de 2 immédiatement supérieure au nombre d'échantillon de la rampe :

$$NFFT = \text{floor}(\log_2(N_{ech})) + 1 \quad (5.3)$$

$\text{floor}(x)$ représente la fonction donnant la partie entière inférieure à x et \log_2 représente la fonction logarithmique à base 2. La relation suivante permet de passer des fréquences à la distance r séparant le radar de la cible :

$$r = \frac{c * IF}{2 * Slope} \quad (5.4)$$

où c est la vitesse de la lumière, IF la fréquence intermédiaire, et $Slope$ la pente de la rampe de fréquence dans le domaine millimétrique. Afin de réduire le bruit des mesures, une moyenne glissante est effectuée sur N_{SA} signaux mesurés consécutivement :

$$SA_{FFT}(i) = \frac{\sum_{p=1+1-N_{SA}}^i FFT}{N_{SA}} \quad (5.5)$$

Au cours de ces expériences la valeur de N_{SA} est fixée à 8 car c'est un bon compromis entre amélioration et rapidité des mesures. i représente le numéro de la dernière mesure de la somme, i varie de 8 à 120 dans la majeure partie des séquences de mesures effectuées. La moyenne glissante peut-être vue comme la somme de trois signaux :

- la signature de la cible,
- la réponse de l'électronique couplée au sinus cardinal correspondant au fenêtrage rectangulaire (par défaut),
- le bruit y compris le clutter (faible dans notre application).

De plus, des traitements du signal associant du filtrage et du seuillage ont été ajoutés et développés par Arnaud Bréard dans le cadre d'un travail de post-doctorat.

5.1.2 La caméra IR d'ATE

Une caméra thermique ou infrarouge(IR) enregistre les différents rayonnements infrarouge (ondes de chaleur) émis par les corps et qui varient en fonction de leur température. Il existe principalement deux types de caméra thermique :

- les caméras avec un capteur infrarouge non refroidi. Le capteur fonctionne par la mesure de la variation d'une grandeur (courant, tension) en fonction de la température en chaque point du capteur. Cette température varie en fonction de la quantité de rayonnement infrarouge reçue. Comme ce type de caméra n'a pas besoin d'enceinte cryogénique, il est meilleur marché que l'autre type, mais ses performances sont moindres.
- les caméras avec un capteur infrarouge refroidi. Ce type de caméra utilise un conteneur refroidi par des techniques de cryogénie, le capteur étant enfermé dans un enceinte sous vide ou dans un vase de Dewar. Le capteur utilisé est un capteur photographique mais grâce à l'utilisation de matériaux différents de ceux des appareils photographiques, il permet l'acquisition dans le domaine de l'infrarouge. Sans système de refroidissement, le capteur serait ébloui à cause de sa propre émission infrarouge.

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, une caméra thermique ne permet pas de voir derrière une paroi ou un obstacle. Elle reproduit la température emmagasinée par un corps, ou montre le flux thermique d'une paroi en raison d'un foyer se trouvant à l'arrière. Les vitres ainsi que les parties métalliques polies reflètent l'image thermique tel un miroir. Cette image, bien que moins nette, peut cependant induire le sauveteur en erreur.

Les images IR sont générées à l'aide d'une caméra infrarouge non refroidie sensible dans la bande III du domaine IR (longueurs d'onde de 8 à 12 μm). Le capteur est une matrice de microbolomètres ULIS, et l'électronique de mise en forme des images est de conception ATE (fig. 5.3). Les images sont acquises par une carte MATROX installée dans un PC. Le logiciel d'acquisition et d'affichage des images est développé par ATE. Le capteur est caractérisé par une matrice de 320 \times 240 pixels de pitch 45 \times 45 μm . L'optique de marque OPHIR possède une focale de 35 mm.

$$\text{Champ horizontal image} = 2 * \arctan\left(\frac{320 * 45.10^{-6}}{2 * 35.10^{-3}}\right) = 23, 25^\circ \quad (5.6)$$

$$\text{Champ vertical image} = 2 * \arctan\left(\frac{240 * 45.10^{-6}}{2 * 35.10^{-3}}\right) = 17, 54^\circ \quad (5.7)$$



FIGURE 5.3 – Caméra infrarouge

5.2 Mesure en environnement réel

5.2.1 Site d'essais

Les essais ont été menés sur un point haut du parc technologique de l'Arbois ($43^{\circ}29.145N$, $5^{\circ}20.547E$), à proximité de lignes haute-tension supportées par des pylônes électriques (fig. 5.4). Ce site présente l'avantage d'offrir une large plage de distances mesurables par le



FIGURE 5.4 – Vue aérienne de la zone de test

système radar. Les distances entre le point de mesure et les pylônes vont d'une centaine de mètres pour les plus proches, jusqu'à un peu plus de 700 m pour le pylône le plus lointain. Les lignes de visée ont été choisies pour pointer vers les pylônes et les lignes électriques, et des acquisitions ont été effectuées. Le champ image IR est bien plus large que le champ radar, comme nous pourrions l'observer dans les images. Afin de pouvoir identifier précisément

chaque essai, les différents pylônes présents sur le site ont été nommés comme présenté sur le plan d'ensemble ci-dessus. Le dispositif d'acquisition a été placé au premier plan du panoramique en fig. 5.5.



FIGURE 5.5 – Vue de la zone étudiée dans le domaine visible et infrarouge

5.2.2 Paramètres de mesure

Au cours de cette journée d'expérience 25 séquences de mesures ont été répertoriées. Dans la majorité des séquences la polarisation est verticale et les paramètres suivants sont fixés :

- Fréquence : $f_{min}=76,5$ GHz, $\Delta f=1$ GHz, donc $f_{max}=77,5$ GHz,
- Pente de la rampe en fréquence : 417 GHz.s⁻¹,
- Nombre d'échantillons par rampe : 15001 points,
- Durée d'émission de la rampe de fréquence : 2,4 ms,
- Nombres de rampe de fréquence par séquence : 120.

Ce qui donne une distance maximale d'exploration de 1120 m.

Pour les autres séquences les valeurs de ces paramètres sont de :

- Pente de la rampe en fréquence : $208,5$ GHz.s⁻¹,
- Nombre d'échantillons par rampe : 30001 points,
- Durée d'émission de la rampe de fréquence : 4,8 ms,

Ce qui donne une distance maximale d'exploration de 2240 m. Les paramètres Slope (rampe de fréquences) et la bande de fréquence Δf sont recalculés par la Sbox en fonction des caractéristiques internes.

5.2.3 Observations

5.2.3.1 Pylône 2

Nous avons observé les échos produits par les pylônes électriques en champ proche, à des distances de l'ordre de 130 m. La fig. 5.6 permet de visualiser le champ observé à la fois dans le visible, l'infrarouge et l'écho radar sur la ligne de visée. Le signal IR montre que le pylône électrique n°2 est clairement visualisable, sur fond de ciel. Le pylône, échauffé par le soleil apparaît bien plus chaud que le ciel. Les lignes électriques sont également clairement visualisées en champ proche. Elles apparaissent également plus chaudes que le fond. Une estimation du champ radar a été ajoutée à l'image. En effet, le faisceau de notre antenne est de 1,7° ce qui équivaut à un spot de 4,9 m à 130 m de distance. La fig. 5.7 représente la première mesure effectuée et la fig. 5.8 la même mesure après un premier traitement radar de suppression des oscillations visibles en fig. 5.7 (appelé suppression de porteuse). Le radar est dirigé vers le bas du pylône n°2. Il apparaît à la mesure une butte visible en bas des

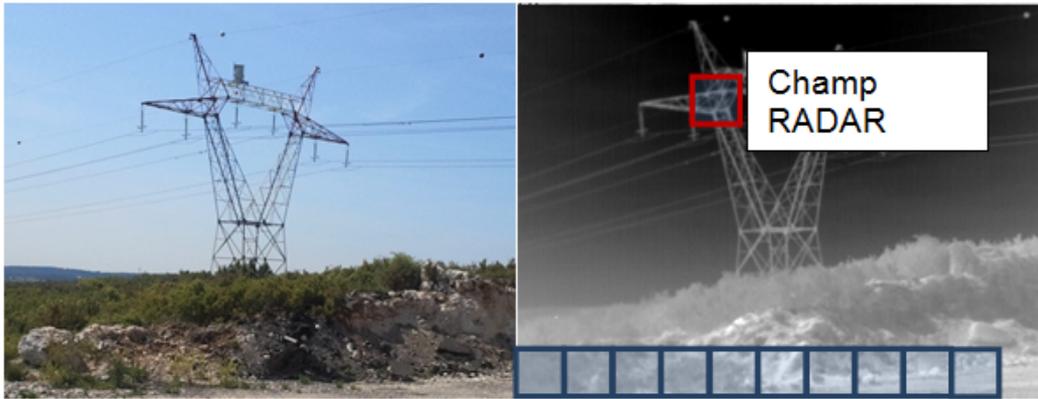


FIGURE 5.6 – Vue du pylône n°2 dans le domaine visible et infrarouge

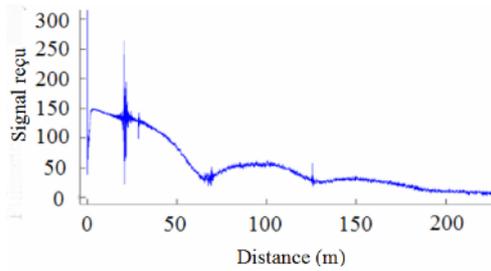


FIGURE 5.7 – Moyenne glissante effectuée sur 8 tirs, le radar visant le bas du pylône

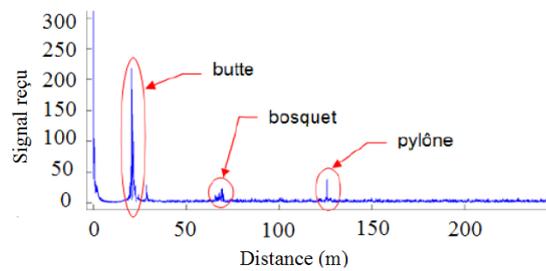


FIGURE 5.8 – Moyenne glissante effectuée sur 8 tirs après suppression de la porteuse, le radar visant le bas du pylône

fig. 5.5 et 5.6 située à 20 m du système, un bosquet à 65 m ainsi que le bas du pylône à 125 m. De même, la fig. 5.9 a été obtenue par application d'un seuillage avec un rapport signal sur bruit de 6 dB. Les nouveaux résultats obtenus nous permettent de réduire les

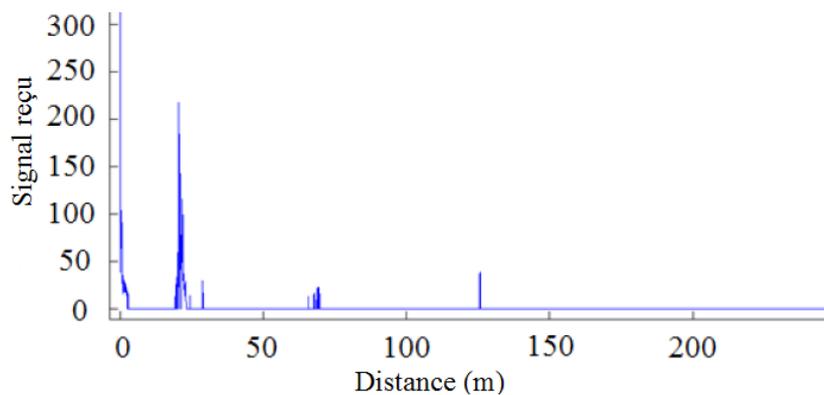


FIGURE 5.9 – Application d'un seuillage sur le signal de la fig. 5.8, avec un rapport signal à bruit de 6 dB

fausses alarmes dues au bruit. Enfin, nous avons déplacé le radar du champ de visée initial et les figures suivantes permettent de visualiser l'écho radar produit par le haut des bras du pylône n°2. Nous identifions bien les deux bras espacés de 10 m avec de fortes signatures

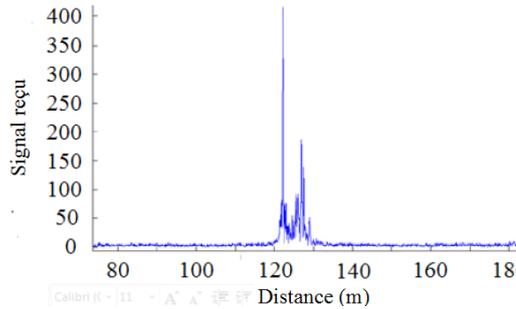


FIGURE 5.10 – Signal sans porteuse correspondant à la signature de la zone en haut à gauche du pylône

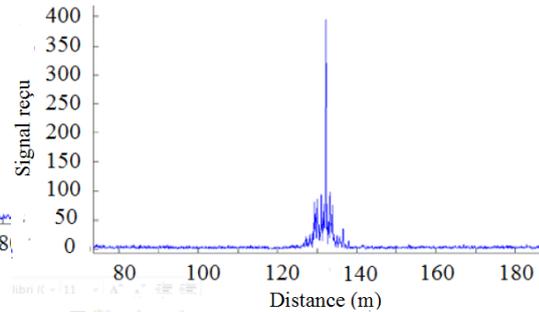


FIGURE 5.11 – Signal sans porteuse correspondant à la signature de la zone en haut à droite du pylône

(fig. 5.10). Enfin, Nous visons l'extrémité du bras droit et nous obtenons de nouveau une forte signature (fig. 5.12). Les premiers résultats sont satisfaisants et nous avons facilement

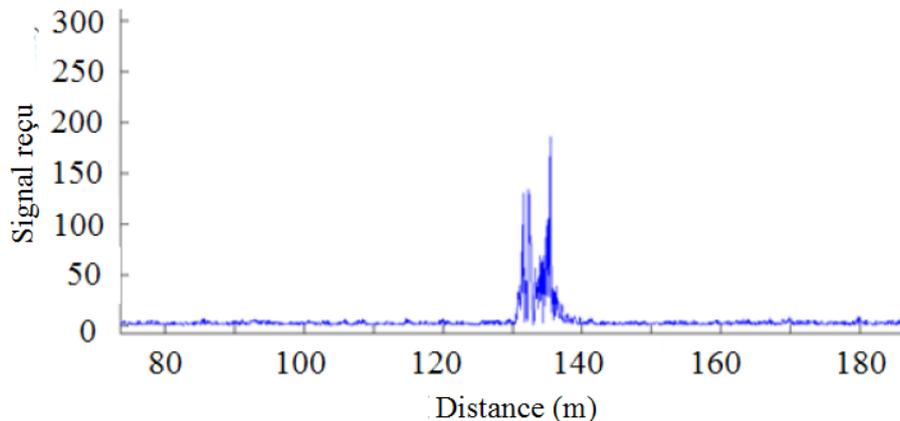


FIGURE 5.12 – Signal sans porteuse correspondant à la signature d'une partie du bras droit du pylône

pu observer le pylône sur toute sa longueur. Néanmoins, la distance de test d'une centaine de mètres n'est pas suffisante pour se considérer dans de véritables conditions réelles donc nous nous focalisons sur le pylône n°3 beaucoup plus loin.

5.2.3.2 Pylône 3

De manière analogue, nous avons observé l'écho produit par le pylône électrique n°3 en champ lointain (440 m). La fig. 5.13 montre l'image IR du pylône n°3 et l'estimation du champ radar (spot ≈ 15 m) A cette distance, le pylône est encore visible en IR. Les lignes électriques sont visibles sur fond de ciel, mais beaucoup moins sur fond de terre en raison du contraste thermique insuffisant. La fig. 5.14 représente un zoom du signal mesuré sans

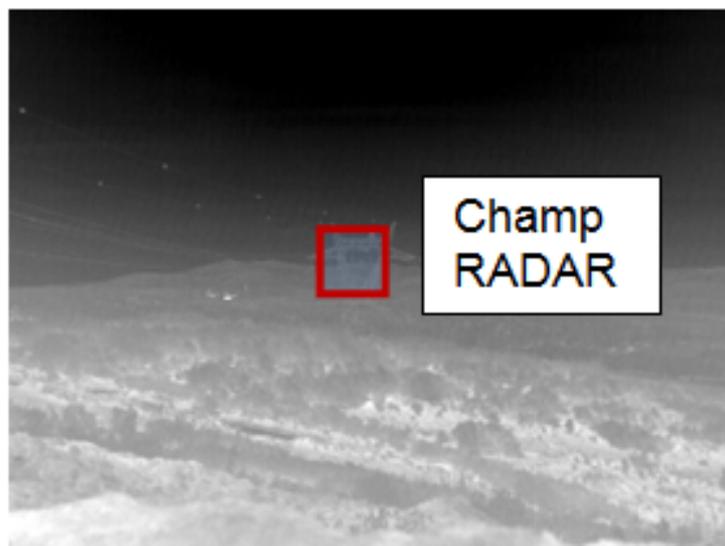


FIGURE 5.13 – Observation pylône électrique en champ lointain

porteuse. Nous détectons une première cible à 435 m correspondant au pylône n°3 et une

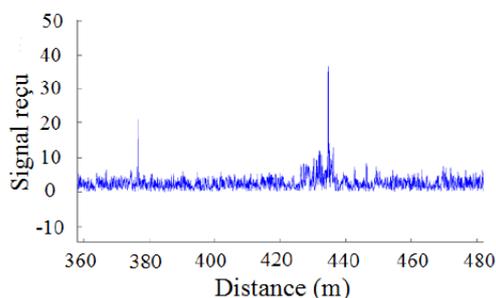


FIGURE 5.14 – Signal sans porteuse avec zoom sur la zone contenant les deux cibles détectées

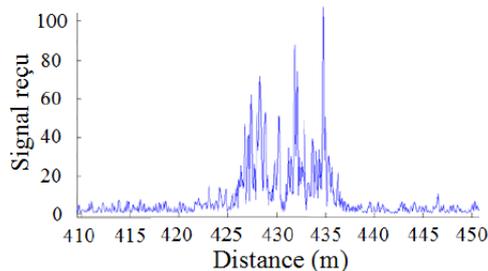


FIGURE 5.15 – Signal sans porteuse centré sur la zone contenant le pylône n°3

seconde se situant à 376 m correspondant très probablement à une ligne électrique. Une fois la détection du pylône effectuée lors de la séquence de mesure, le système a été recalé ce qui permet d'observer plus distinctement la signature du pylône (fig. 5.15). La signature est étendue sur une dizaine de mètres ce que nous attribuons au haut du pylône (bras gauche et droit). De plus, de nombreux pics sont détectés dus aux multiples réflexions créées par la structure métallique.

5.2.3.3 Pylône 4

Nous nous intéressons à présent au pylône n°4 qui se situe à 716 m d'après la mesure. A cette distance, le signal IR ne nous a pas permis d'obtenir d'image correcte. En ce qui concerne notre système radar, le spot est de 25 m. La signature du pylône est observée sur la fig. 5.16. Le pylône a été détecté aisément et nous ajustons notre système sur le haut de la structure afin de comparer les résultats pour les deux types de polarisation.

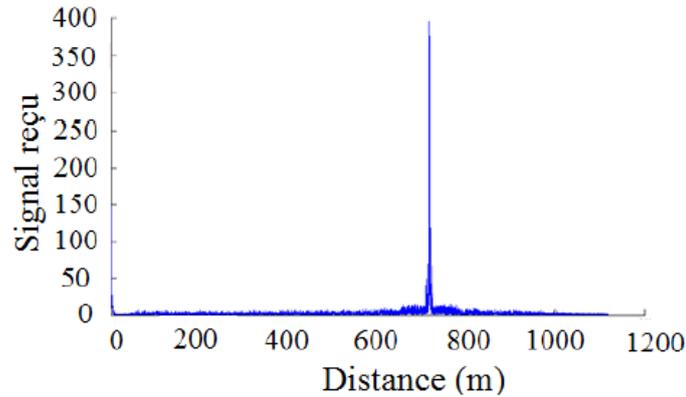


FIGURE 5.16 – Signal sans porteuse correspondant à la détection du pylône n°4

En effet, notre support nous permet de faire tourner l'antenne de 90° ce qui nous permet d'illuminer le pylône avec une polarisation verticale et horizontale comme représenté en fig. 5.17 et 5.18 respectivement. Les distances et les niveaux de détection sont similaires,

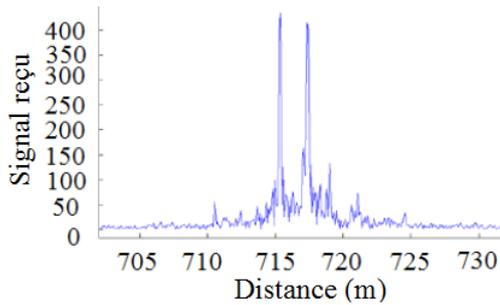


FIGURE 5.17 – Signal sans porteuse correspondant à la signature du haut du pylône n°4 en polarisation verticale

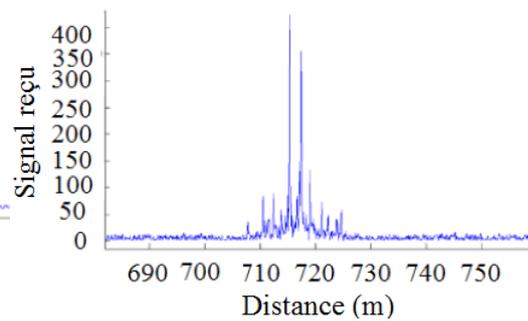


FIGURE 5.18 – Signature sans porteuse correspondant à la signature du haut du pylône n°4 en polarisation horizontale

néanmoins les nombreux pics de la fig. 5.18 montrent que la polarisation horizontale fournit plus d'informations sur le pylône.

5.2.4 Lignes à haute tension

Les lignes à haute tension sont difficiles à détecter pour les systèmes longue portée car elles ont généralement un diamètre inférieur à 4 cm. De plus, elles sont de forme complexe (fig. 5.19) qui joue fortement sur la S.E.R et donc sur le signal reçu. Enfin, il est à noter que la réponse des lignes à haute tension est différente en IR si elles sont alimentées ou non. En effet, lorsque le courant traverse la ligne à haute tension chauffe la ligne ce qui permet d'obtenir facilement une image IR.

Cette section est consacrée à la détection des lignes à haute tension par le radar FMCW et divisée en deux parties en fonction que l'on soit en champ proche (<200 m) ou lointain (>200 m).

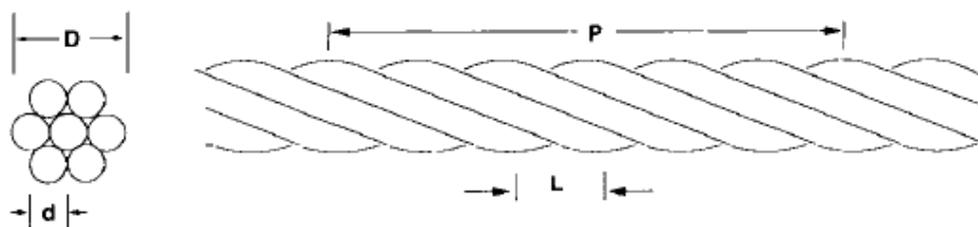


FIGURE 5.19 – Observation des lignes à haute tension en champ proche (entre pylône 1 et 2)

5.2.4.1 Champ proche

Différentes acquisitions ont été effectuées afin d'évaluer l'écho renvoyé par les lignes électriques. L'objectif est d'apprécier dans une première approche la faisabilité de la détection de lignes et la qualité du signal radar récolté. Les lignes électriques entre les pylônes n°1 et n°2 se trouvent entre 110 m et 190 m du radar. L'image IR permet de visualiser les

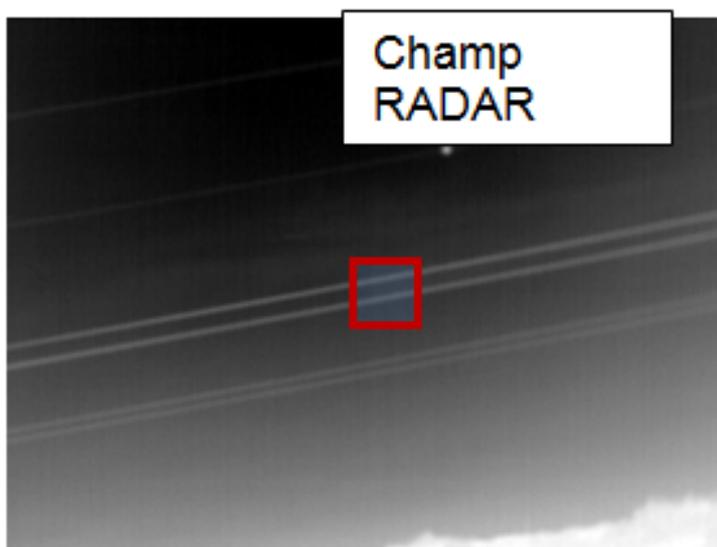


FIGURE 5.20 – Vue d'une ligne à haute tension

lignes à haute tension sur fond de ciel (fig. 5.20). On constate que les lignes isolées sont bien moins visibles que les lignes groupées (plusieurs câbles confondus). Une détection de ligne a été effectuée avec le radar et nous la situons à une distance de 103 m (fig. 5.21). On note la présence de fausses alarmes pour un seuil correspondant à un SNR de 6 dB, que l'on emploie on non un fenêtrage. En augmentant la valeur du seuil à 10 dB on élimine ces fausses alarmes. La signature est beaucoup plus faible que celle du pylône, néanmoins son niveau de détection est nettement supérieur au seuil de bruit. Notons que nous n'observons qu'un seul pic de détection ce qui implique que nous ne détectons qu'une seule ligne à haute tension.

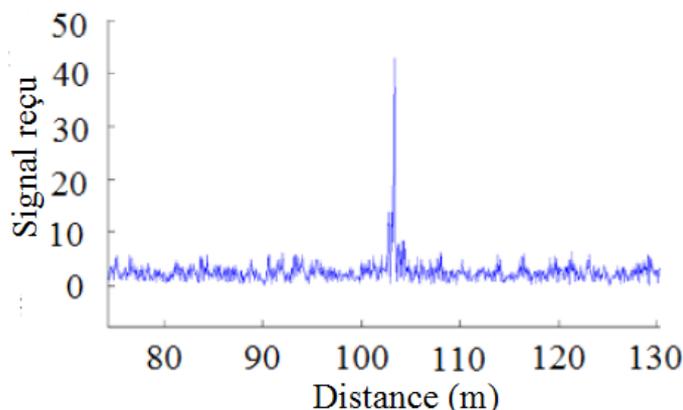


FIGURE 5.21 – Signature de la ligne électrique détectée à 103 m

5.2.4.2 Champ lointain

Nous désirons à présent observer les lignes à haute tension en champ lointain. Pour cela nous visons entre les pylônes n°2 et n°3 qui se trouvent à 130 m et 440 m des capteurs. L'image IR est illustrée en fig. 5.22. Sur l'image IR, le constat est le même qu'en champ

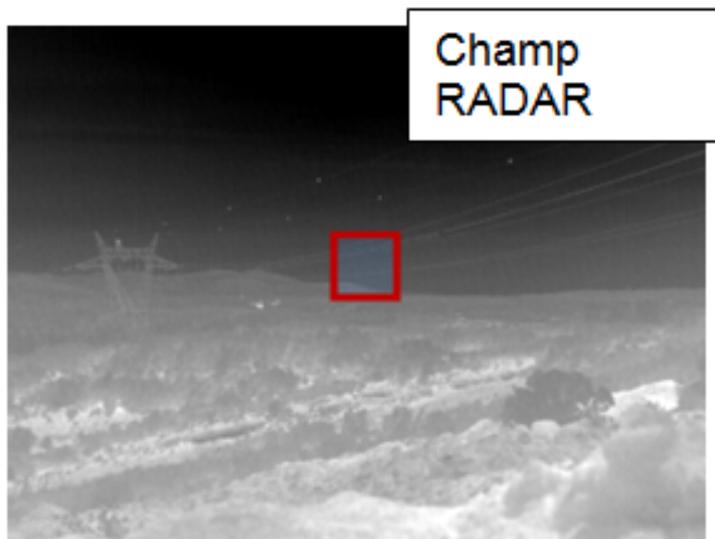


FIGURE 5.22 – Signature de la ligne électrique détectée à 103 m

proche, mais avec un contraste encore moins fort, dû à la transmission atmosphérique, qui dégrade le signal pour ces distances plus grandes. Au cours des séquences de mesure, une détection de ligne électrique a été effectuée à proximité du pylône n°2 lorsque le seuil est calculé pour un SNR de 6 dB. La cible se situe à 133 m et la détection persiste pour un SNR de 10 dB. Ces mesures ont été obtenues en polarisation horizontale (fig. 5.23). De même, nous réalisons une séquence de mesures en polarisation horizontale entre les pylônes n°3 et 4. Une cible située à 687 m est détectée sur ce qui pourrait correspondre à un tronçon de

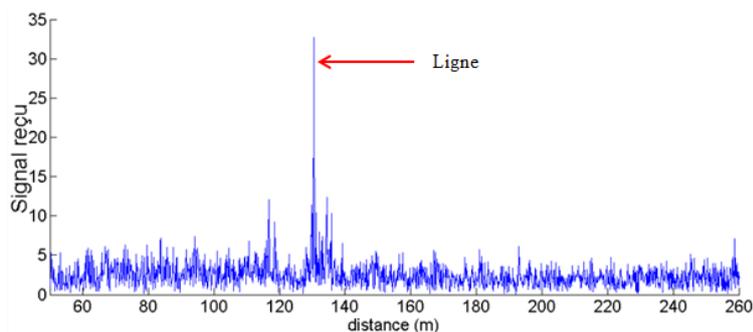


FIGURE 5.23 – Zoom sur la zone contenant la ligne détectée à 133 m

ligne électrique proche du pylône n°4 (fig. 5.24). Le niveau est relativement faible et passe

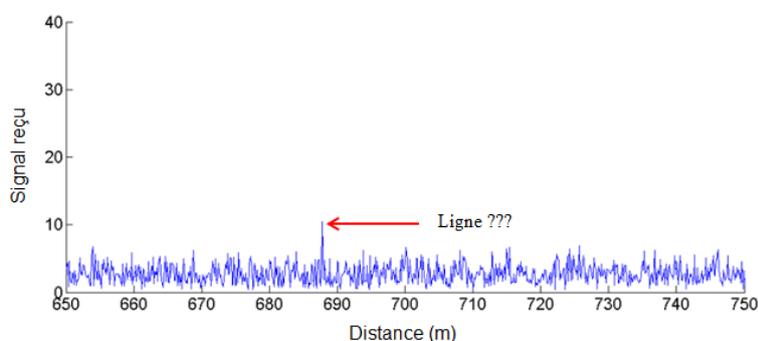


FIGURE 5.24 – Zoom sur la zone contenant la ligne détectée à 687 m

le seuil pour un SNR de 6 dB.

Nous avons pu tirer plusieurs enseignements de cette première campagne d'essais. Tout d'abord, la mise en oeuvre pratique du matériel nous a appris qu'il était difficile de déterminer précisément la ligne de visée radar. Il faudra donc trouver une solution pour savoir déterminer à coup sûr quel objet dans la scène renvoie l'écho observé à tout instant, afin de le corrélérer à l'image IR. La solution pourrait être de fixer une petite caméra visible dont la ligne de visée doit être la même que celle de l'antenne radar. En ce qui concerne le signal InfraRouge, nous avons observé qu'en champ lointain, malgré la relative bonne qualité de l'image, les pylônes électriques sont difficilement détectables, voire impossibles à distinguer sur fond de terre. Ce constat est encore pire en ce qui concerne les lignes électriques, qui sont très difficiles à distinguer en champ intermédiaire et en champ lointain, ce qui confirme la nécessité d'utiliser un moyen adjoint pour les détecter, d'où l'intérêt du radar. Enfin, les acquisitions radar effectuées lors de cette première campagne de mesure, combinées au traitement et au seuillage indiquent :

- qu'un seuil de 10 dB est suffisant pour les pylônes et garantit un minimum de fausses alarmes,
- qu'un seuil de 6 dB est nécessaire pour les lignes surtout celles qui sont éloignées mais ne permet pas de discriminer la ligne de la fausse alarme,
- que la polarisation horizontale semble donner des signatures plus distinctes.

D'autre part, la détection est extrêmement sensible au positionnement de l'antenne par

rapport aux cibles, d'où la nécessité d'un balayage. En attendant une motorisation du système, nous travaillons à un repérage deux axes afin de pouvoir se repositionner sur les cibles et reproduire nos mesures.

5.3 Mesures réalisées à Sophia Antipolis

5.3.1 Nouveaux traitement

Le traitement des données à été modifié afin de réduire les fausses alarmes par amélioration du seuillage et ajout de filtres. De plus, afin d'obtenir des images radar de bonne qualité, un traitement de l'image a été ajouté. Nous nous intéressons ici à des mesures faites au sein de la société ATE à Aix en Provence en Août 2011 sur des pylônes électriques. La fig. 5.25 montre une vue de la zone d'intérêt. La ligne de visée est orientée sur le pylône



FIGURE 5.25 – Vue de la zone d'intérêt

électrique et le pylône est détecté à une distance de 1300 m du radar (fig. 5.26). Nous at-

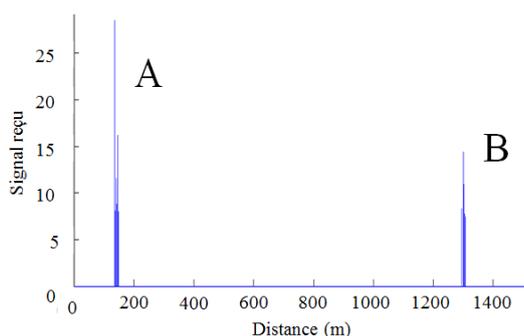


FIGURE 5.26 – Diagramme de rayonnement simulé à 81 GHz

tribuons le pic détecté à une distance d'environ 150 m par le radar au bâtiment visible sur la fig. 5.25. Un balayage en élévation est ensuite réalisé afin d'obtenir une image radar du pylône comme représenté en fig. 5.27. Notons que l'axe des ordonnées représente la hauteur

obtenue par l'angle d'élévation et que l'axe des abscisses représente une projection de la distance de détection (donc ne correspond pas directement à la valeur de la distance de détection). Un zoom de la scène nous permet de voir plus distinctement le pylône (fig. 5.28),

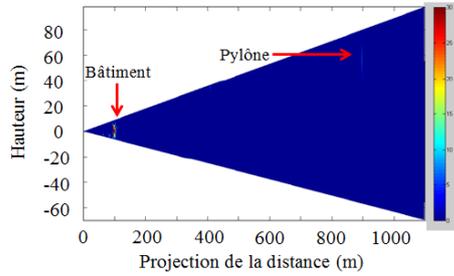


FIGURE 5.27 – Image radar sans traitement

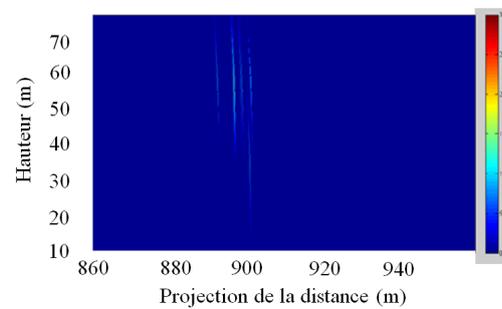


FIGURE 5.28 – Zoom de l'image radar sans traitement

néanmoins l'image est floue. Le lissage d'image est une opération importante en traitement d'images, utilisée pour atténuer un bruit qui corrompt l'information, généralement avant un autre traitement [158]. Cette opération consiste le plus souvent à appliquer à l'image un filtre linéaire passe-bas numérique. Le moyen le plus simple de réaliser un lissage consiste à faire un moyennage de zone. On peut ainsi décider de lisser faiblement avec un masque 3×3

$$\frac{1}{9} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

ou de lisser plus fortement avec masque 5×5

$$\frac{1}{25} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.9)$$

L'image obtenue est plus nette (fig. 5.29), mais le moyennage a réduit le contraste entre le pylône et l'environnement (ici l'air).

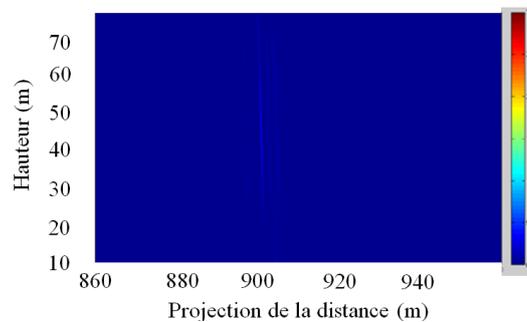


FIGURE 5.29 – Zoom de l'image radar lissée

Il est alors possible de réaliser un renforcement de contraste basé sur un calcul de laplacien. La fig. 5.30 illustre un exemple de renforcement sur un exemple 1D. Selon les valeurs

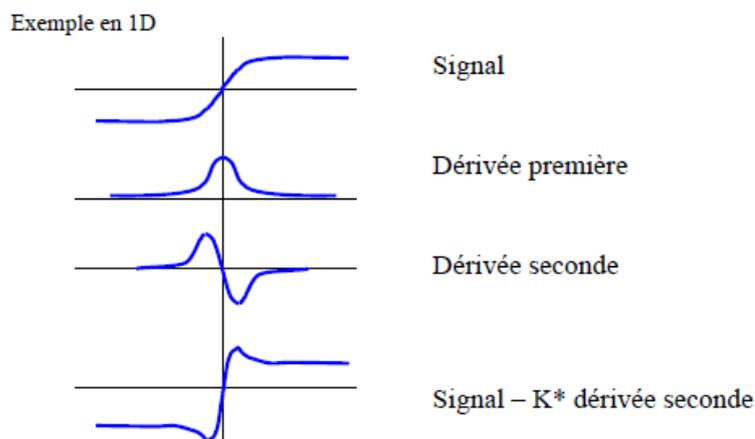


FIGURE 5.30 – Principe du renforcement sur un cas simple 1D [159]

du paramètres K , on peut accentuer plus ou moins le phénomène et estimer correctement le signal sans perdre d'informations majeures. Il est aussi possible d'appliquer un renforcement plus complexe par application de deux Laplaciens ce qui donne un traitement plus robuste au bruit et une meilleure isotropie. Ce traitement est utile pour supprimer les effets de flou dus, par exemple, à un bougé. Le traitement local prend en compte le voisinage de chaque pixel et lui applique le traitement prédéfini. Nous observons l'image radar renforcée en fig. 5.31. L'image obtenue est de meilleure qualité et nous différencions aisément 4 (ou

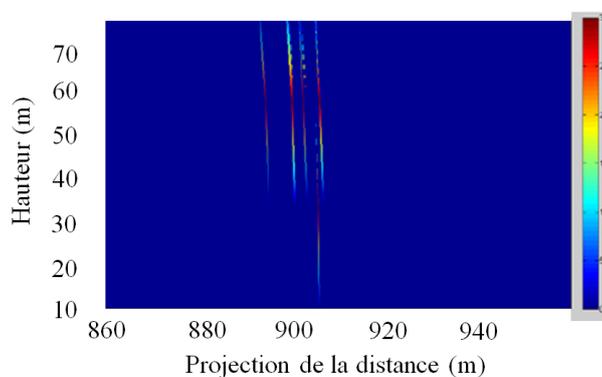


FIGURE 5.31 – Zoom de l'image radar renforcée

5) structures métalliques qui composent le pylône. Enfin, en appliquant les deux méthodes successivement, nous obtenons les images radar représentées en fig. 5.32.

Cette méthode nous permet d'observer les différentes structures métalliques qui composent le pylône sur toute leur longueur contrairement aux mesures précédentes car nous les apercevons à présent sur une soixantaine de mètres. Les différents résultats obtenus dans cette section montrent l'importance du traitement de l'image dans l'identification des cibles. Nous désirons donc réaliser une nouvelle campagne de mesure afin de valider le nouveau traitement sur de nouvelles données.

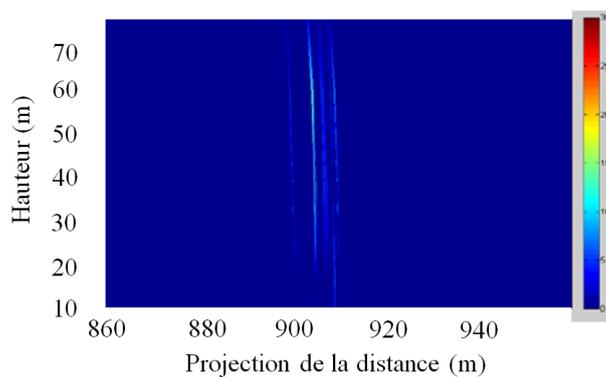


FIGURE 5.32 – Zoom de l'image radar lissée et renforcée

5.3.2 Image radar

Des lignes à haute tension situées à proximité du LEAT sur le site de Nice Sophia Antipolis vont nous servir de cibles pour cette nouvelle étude où nous analyserons l'influence du choix de la polarisation sur l'image radar. La fig. 5.33 nous montre l'environnement de test. Afin d'éviter les nombreux obstacles présent à l'image (forêt, poteaux, routes très fréquentées...) nous viserons le sommet des pylônes puis nous réalisons des images radars sur plusieurs plans d'élévation. Notons que la grue n'est pas dans le champ scanné par le radar.



FIGURE 5.33 – Zoom sur la zone contenant la ligne détectée à 143 m

Nous avons réalisé des images radars de la scène en polarisation verticale sous différents

angles d'élévation ($\theta_1 > \theta_2 > \theta_3$) représentés en fig. 5.34, 5.35 et 5.36. Les deux pylônes ont

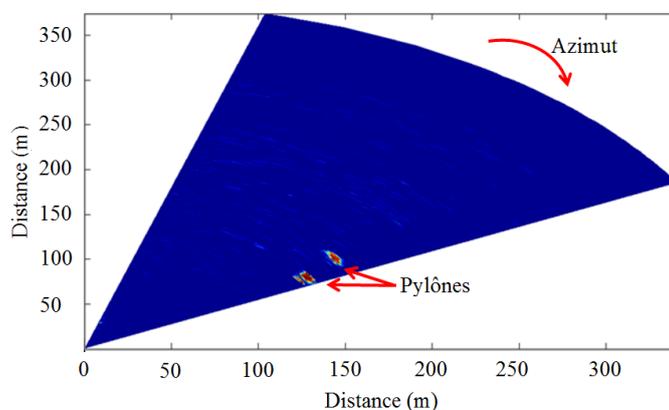


FIGURE 5.34 – Image radar en polarisation verticale pour θ_1

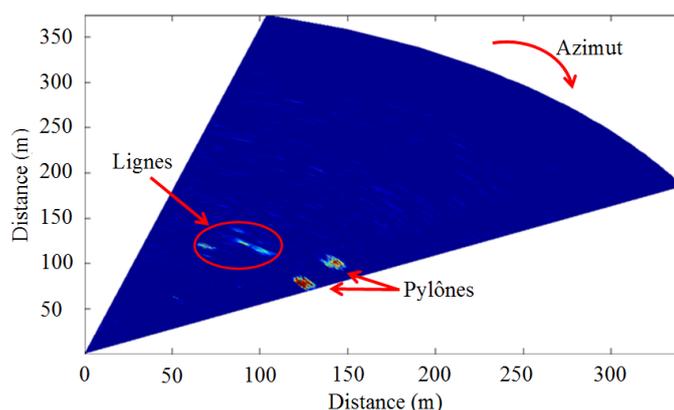


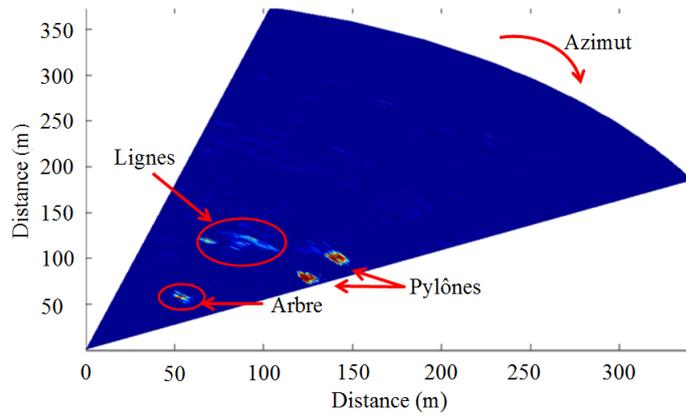
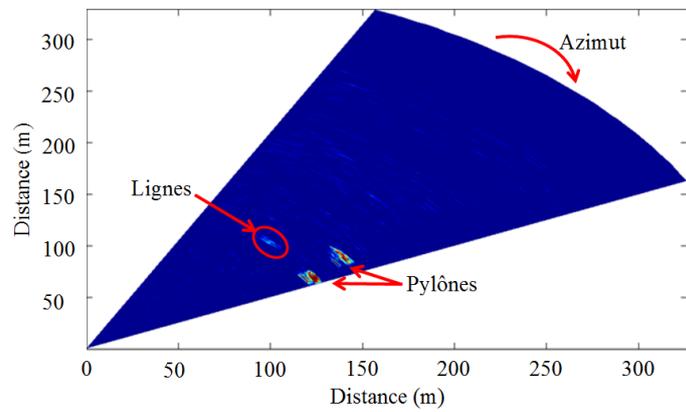
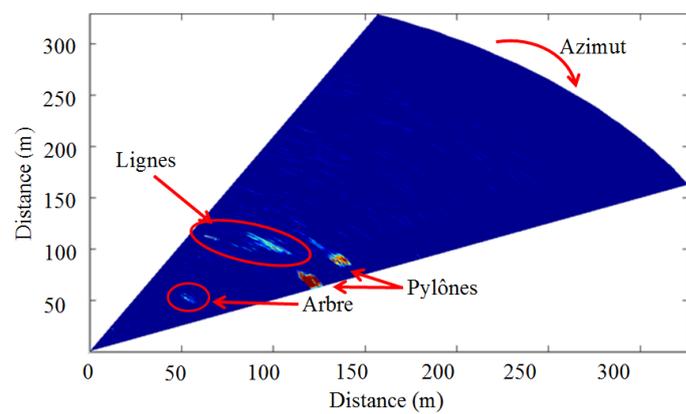
FIGURE 5.35 – Image radar en polarisation verticale pour θ_2

été détectés sur 10° d'élévation à environ 150 m, ce qui représente une structure métallique de 26 m de hauteur. Il est à noter que vu la position du capteur par rapport aux pylônes, il est impossible de les illuminer entièrement car la forêt masque leur base. En ce qui concerne les lignes à haute tension, elles ont été observées sur 3° d'élévation soit 7 m de hauteur. Cette valeur importante à deux raisons :

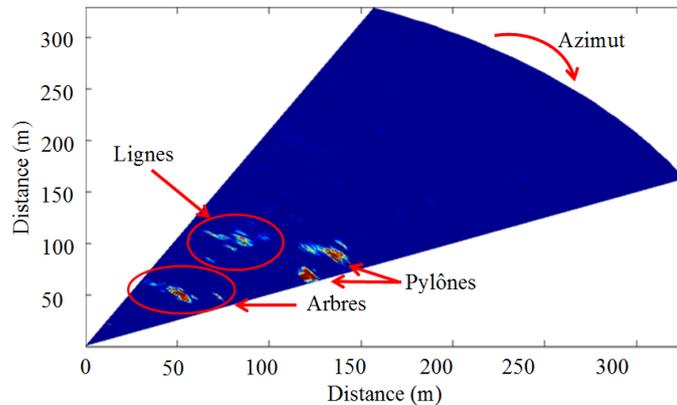
- il y a plusieurs lignes à détecter,
- le faisceau radar a une largeur de 5 m, donc il est théoriquement possible de détecter une ligne sur deux angles, soit 10 m.

De manière analogue, nous avons réalisé des images radars de la scène en polarisation horizontale sous différents angles d'élévation. En effet, la première étude sur le site d'Aix en Provence nous avait montré que la signature des pylônes fournissait plus d'informations pour ce type de polarisation. Les images obtenues sont représentées en fig. 5.37, 5.38 et 5.39.

Les deux pylônes ont de nouveau été détectés sur 10° d'élévation à environ 150 m, malgré le changement de polarisation. En revanche, les lignes à haute tension ont été observées sur

FIGURE 5.36 – Image radar en polarisation verticale pour θ_3 FIGURE 5.37 – Image radar en polarisation horizontale pour θ_1 FIGURE 5.38 – Image radar en polarisation horizontale pour θ_2

4° d'élévation, ce qui démontre une nouvelle fois l'intérêt de la polarisation horizontale. Il

FIGURE 5.39 – Image radar en polarisation horizontale pour θ_3

est à noter que lors de la rotation de l'antenne pour passer d'une polarisation horizontale à verticale, le centre de phase de l'antenne n'est plus situé au même endroit comme indiqué en fig. 5.1 et 5.2 ce qui ne permet pas de comparer directement les images obtenues pour une élévation donnée.

5.4 Conclusion du chapitre

Cette étude a été réalisée sur une courte période de 4 mois et a fourni de nombreux résultats pertinents. Tout d'abord, les pylônes électriques ont été détectés jusqu'à 716 m (des résultats non présentés ici indiquent 1300 m) et les lignes à hautes tensions jusqu'à 400 m. En ce qui concerne l'image radar, un travail important a été réalisé sur le traitement du signal afin d'éviter les fausses alarmes. Le traitement de l'image a quant à lui permis d'identifier de façon certaine les lignes à hautes tensions en améliorant la qualité de l'image. Néanmoins, l'utilisation d'un balayage manuel limite le nombre d'acquisitions et la précision des résultats, même si nous jugeons la qualité de l'image bonne. Le système infrarouge a montré ses limites en termes de distance et de résolution, ce qui confirme le choix d'un système adjoint de type radar pour augmenter la probabilité de détection. Les travaux futurs devraient permettre dans un premier temps d'améliorer la détection des cibles visées (lignes à hautes tensions, pylônes), mais l'utilisation de traitements radar plus sophistiqués sera nécessaire. Une difficulté supplémentaire réside dans la nécessité de travailler en temps réel. Cette étape intégrera également une étude de la stratégie de balayage pour l'acquisition des données. Dans un second temps, la possibilité de classifier les cibles par leur signature sera étudiée. Enfin, un des aspects collaboratifs importants du travail réside dans la fusion des données radar avec les données infrarouge.

Conclusion

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire a porté sur la modélisation et la conception d'antennes focalisantes en bande millimétrique pour des applications sur piste d'aéroport ou d'aide au pilotage.

Dans un premier temps, nous nous sommes attachés à définir une solution antennaire efficace pour répondre aux spécifications de notre système et le réseau réflecteur s'est rapidement imposé comme la solution la plus appropriée. Néanmoins, les réseaux réflecteurs ont une faible efficacité de rayonnement ce qui réduit le gain et diminue les performances de l'antenne. Les cellules élémentaires sur la surface du réflecteur sont l'une des sources de cette faible efficacité et un travail important a porté sur leur conception. Des cellules simples couches ont été simulées et des excursions de phase de plusieurs cycles ont été obtenues. Une grande partie de nos études ont été menées dans le but d'obtenir de la polarisation circulaire avec une cellule simple couche illuminée par une onde à polarisation linéaire. De nombreuses configurations de patches ont été validées comme présentant de la polarisation circulaire en simulation, mais la méthode de validation reste à mettre en oeuvre.

Plusieurs antennes ont été réalisées afin de répondre à différentes spécifications. Un réflecteur de Fresnel à polarisation circulaire a été conçu à l'aide de 8 patches à forme complexe et mesuré en chambre anéchoïde dans notre laboratoire. L'antenne a un gain de 35 dBi à 79 GHz, une bande passante à -3 dB de 4,5 GHz, un angle à -3 dB inférieur à 2° et des lobes secondaires à -15 dB. Les mesures ont montré que la polarisation circulaire était validée mais pas sur toute la bande de fréquence, car les cellules réagissent différemment à un décalage en fréquence et les prochaines études seront menées pour prendre ce paramètre en compte. Pour obtenir une image radar, il est nécessaire de réaliser un balayage et les réseaux réflecteurs ne permettent qu'un balayage mécanique impliquant des mouvements du système sur des angles importants en azimut et en élévation. Pour réduire le balayage mécanique, nous avons développé un réseau réflecteur à 4 faisceaux. Pour ce faire, un réflecteur de dimensions $150 \times 150 \text{ mm}^2$ a été divisé en 4 sous réflecteurs de $75 \times 75 \text{ mm}^2$ illuminés par un guide d'onde ouvert placé à 53 mm. Un gain de 31 dBi a été mesuré sur les lobes situés à $\theta = \pm 10^\circ$ avec des angles à -3 dB de 1,7° et la bande passante à -3 dB est supérieure à la bande de fréquence étudiée. Cependant, les lobes situés à $\theta = \pm 30^\circ$ se dégradent avec la fréquence. De plus, cette antenne ne permet pas de séparer les quatre signaux reçus par la source primaire, même par traitement du signal, ce qui ne convient pas à un système radar, néanmoins elle est une excellente solution pour des applications satellites. Enfin, nous avons voulu optimiser un réseau réflecteur simple afin d'obtenir une efficacité de rayonnement élevée. Pour ce faire, une source primaire de type prolata a été conçue et placée en offset de façon à éviter le phénomène de masquage. De plus, la distribution de phase a été optimisée de façon à ce que l'antenne rayonne dans le plan spéculaire, soit à $\theta = 27^\circ$. Les mesures réalisées en chambre anéchoïde sur un réseau réflecteur de 160 mm ont permis d'obtenir un gain de 42 dBi pour une efficacité de l'ordre de 75%. à 79 GHz, des niveaux de lobes secondaires inférieurs à -25 dB et un angle à -3 dB de 1,7°. Les résultats ont été comparés

à des mesures en guide ouvert et ont montré l'avantage certain de cette source.

Les solutions antennaires développées, nous nous sommes concentrés sur la réalisation de système de détection dans le cadre de projet avec des partenaires étrangers. Le choix d'un radar FMCW s'est imposé pour répondre aux spécifications, ce qui nous a permis de collaborer avec les partenaires historiques du LEAT : l'ENRI au Japon et l'université d'Ulm en Allemagne.

Dans le cadre de notre partenariat avec l'ENRI, le projet Sakura a été réalisé afin de développer un système de détection d'objets et de débris sur piste d'aéroport. Les partenaires du projet se sont rencontrés en France et au Japon sur une période de deux ans. Le système défini est composé d'un radar FMCW conçu par l'ENRI et d'une antenne développée par le LEAT et sera disposé de façon périodique sur les bords des pistes d'aéroport. Dans un premier temps, des mesures en chambre anéchoïde ont été effectuées à Tokyo sur des cibles de S.E.R. connues. Pour ce faire, le réflecteur de Fresnel a été utilisé et des résultats optimistes ont été obtenus. Néanmoins, la polarisation circulaire n'a montré aucun intérêt et la faible efficacité de l'antenne nous a conduit à utiliser une antenne avec un meilleur gain. Le réflecteur à source prolata en offset est donc utilisé lors d'une seconde campagne et permet de détecter des cibles de faibles S.E.R. à plusieurs dizaines de mètres. Des images radar nous ont permis de nous rendre compte de la résolution de notre système, néanmoins un bruit interne a nui aux mesures lors de notre séjour à Sendai. De plus, aucun traitement du signal ou de l'image n'est fait ce qui ne nous permet pas d'identifier clairement les cibles. Lors de nos dernières mesures à Tokyo, les images radar ont subi un traitement élémentaire et les images nous permettent d'identifier clairement la scène et les cibles. Enfin lors de ce projet, des études ont été menées sur la S.E.R. des cibles afin de justifier les limites de notre système en terme d'atténuation. Les résultats montrent l'intérêt du choix d'une polarisation en mode TM et concluent sur la perspective de l'utilisation d'un système radar bistatique afin d'augmenter la probabilité de détection, la résolution et l'identification des cibles.

Enfin, notre partenariat avec ATE et Opéra Ergonomie nous a conduits à développer un système de détection d'obstacles pour l'aide au pilotage d'hélicoptères composé d'une caméra IR et d'un radar FMCW en bande millimétrique. Le projet a montré son potentiel en quelques mois et d'excellents résultats ont été obtenus lors de mesure en environnement réel. Des images radar, obtenues à l'aide d'un radar FMCW de l'université de Ulm et d'un réseau réflecteur à source prolata en offset, ont permis de détecter des lignes à hautes tensions à 150 m et des pylônes électriques à 1300 m. De plus, les études ont montré l'intérêt de la polarisation horizontale dans la détection de lignes par rapport à la polarisation verticale. Le travail d'Arnaud Bréard sur le traitement du signal et de l'image a contribué fortement à l'amélioration de la qualité de l'image et à la réduction des fausses alarmes lors des mesures. L'achat d'un moteur facilitant l'acquisition d'image en azimuth et en élévation contribuera clairement à l'avancée du projet. Enfin, la fusion des données entre les différents capteurs est la partie la plus importante de ce projet et nécessitera de fréquents échanges entre les chercheurs de notre équipe et le partenaire industriel.

Annexe 1 : Conditions de stigmatisme rigoureux et Conditions d'Abbe

.1 Stigmatisme rigoureux

Un système optique est dit rigoureusement stigmatique pour un couple de points A et A' si tous les rayons lumineux issus du point A passent par le point A' après passage à travers le système optique. Les points A et A' sont alors des points conjugués et la relation qui lie

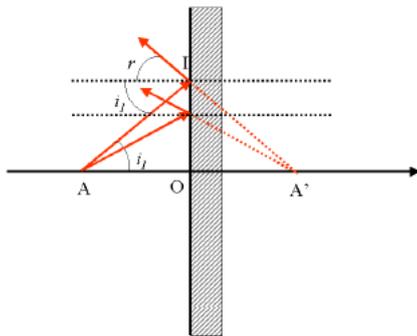


FIGURE 40 – Stigmatisme rigoureux dans le cas du miroir plan

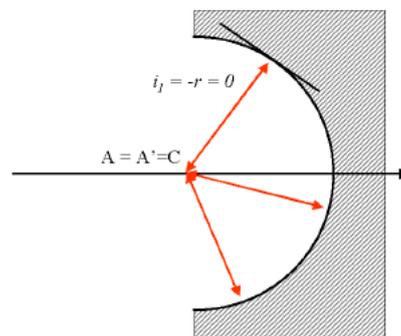


FIGURE 41 – Stigmatisme rigoureux dans le cas du miroir sphérique de centre C

leurs positions est appelé relation de conjugaison. La condition de stigmatisme rigoureux s'écrit :

$$L(AA') = \text{constante} \quad (10)$$

ce qui signifie que le chemin optique $L(AA')$ entre les points A et A' est constant quelque soit le rayon lumineux choisi. De nombreux systèmes optiques ne présentent pas la condition de stigmatisme rigoureux. Les rayons issus du point A et émergeant du système optique ne passent pas tous par le point A' de sorte que l'image n'est pas ponctuelle : le système optique est astigmatique. On établit cependant la condition de stigmatisme approché. Cette dernière est remplie lorsque les rayons lumineux issus du point A passent au voisinage du point A'.

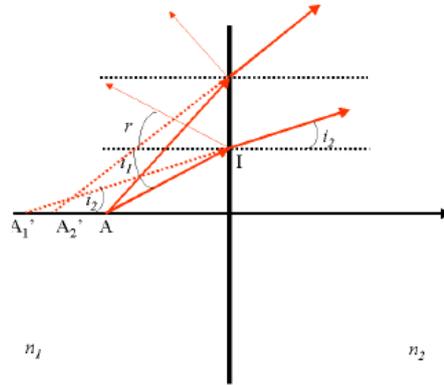


FIGURE 42 – Dioptre plan astigmatique

.2 Condition d'Abbe

Le stigmatisme rigoureux assure qu'un objet ponctuel donne une image ponctuelle à travers le système optique. Cependant, les objets sont usuellement étendus. Il convient donc de définir le terme d'aplanétisme. Un système optique est aplanétique si un objet plan, perpendiculaire à l'axe optique, donne une image plane perpendiculaire à l'axe optique. On

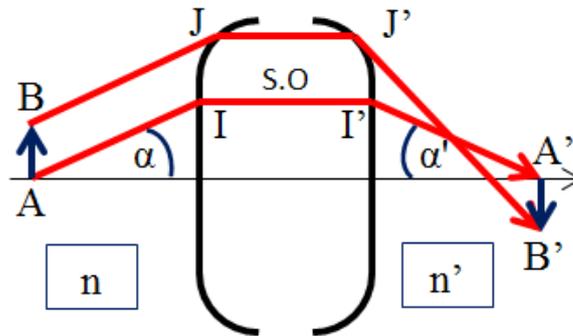


FIGURE 43 – Dioptre plan astigmatique

admet les conditions de Gauss vérifiées (petits objets, petits angles). On démontre alors la relation d'Abbe :

$$n \overline{AB} \sin \alpha = n' \overline{A'B'} \sin \alpha' \tag{11}$$

Démonstration de la relation d'Abbe :

Les chemins optiques sont :

$$L(AA') = nAI + L(II') + n'I'A' \tag{12}$$

$$L(BB') = nBJ + L(JJ') + n'J'B' \tag{13}$$

mais d'après les conditions de Gauss, on a aussi

$$L(BB') = L(AA') + dL \tag{14}$$

En admettant aussi le stigmatisme approché, tout rayon issu du point objet B parvient au point image B', en particulier le rayon issu de B et incident sur le dioptre en I, émerge en I' et arrivant en B'. Dans ce cas, le chemin optique L(BB') s'écrit :

$$L(BB') = nBI + L(II') + n'I'B' \quad (15)$$

Une condition d'aplanétisme selon l'axe optique peut aussi être définie : la relation de Herschel :

$$n\overline{AB} \sin^2 \frac{\alpha}{2} - n'\overline{A'B'} \sin^2 \frac{\alpha'}{2} = 0 \quad (16)$$

Et donc pour la différence de chemin $dL = L(BB') - L(AA')$:

$$dL = nBI + L(II') + n'I'B' - nAI - L(II') - n'I'A' \quad (17)$$

$$= n(BI - AI) + n'(I'B' - I'A') \quad (18)$$

On a la relation vectorielle , et en projetant sur l'axe optique en tenant compte des conditions de Gauss (petits angles) :

$$BI - AI = AB \cos(\frac{\pi}{2} - \alpha) = AB \sin \alpha \quad (19)$$

De même en abaissant la perpendiculaire a la droite (I'B') du point A', on obtient

$$I'B' - I'A' = A'B' \cos(\frac{\pi}{2} - \alpha) = -A'B' \sin \alpha' \quad (20)$$

Finalement, on obtient pour la différence de chemin optique :

$$dL = nAB \sin \alpha - n'A'B' \sin \alpha' \quad (21)$$

Pour tout point B du plan objet, le point B' sera dans le plan image si cette différence de chemin optique est constante. On écrit donc :

$$dL = \text{Constante} \quad (22)$$

Cette constante peut donc être calculée en un point particulier, par exemple pour $\alpha = \alpha' = 0$. Il vient alors :

$$dL = nAB \sin \alpha - n'A'B' \sin \alpha' = 0 \quad (23)$$

Cette relation est connue sous le nom de relation d'Abbe.

Annexes 2 : Détection de cibles sur l'aéroport de Sendai

Cette annexe est consacré à présenter des mesures de FODs réalisées sur l'aéroport de Sendai au Japon. Les FODs en question sont :

Objet 5 : boulon M10 (abandonné par un avion ou un véhicule d'entretien),

Objet 6 : écrou M10 (abandonné par un avion ou un véhicule d'entretien),

Objet 7 : marteau (abandonné par un véhicule d'entretien),

Objet 8 : clé à molette (abandonnée par un véhicule d'entretien),

Objet 9 : tournevis (abandonné par un véhicule d'entretien),

Objet 10 : plan métallique,

Objet 11 : pièce métallique mince de dimensions $0.02 \times 3 \times 42$ cm (abandonné par un avion),

Objet 12 : pneu (abandonné par un avion),

Objet 13 : bouchon d'essence (abandonné par un véhicule d'entretien),

Objet 14 : téléphone (abandonné par un agent d'entretien),

Objet 15 : gant (abandonné par un agent d'entretien),

Objet 16 : échantillon de béton (détaché de la piste),

Objet 17 : échantillon d'asphalte (détaché de la piste),

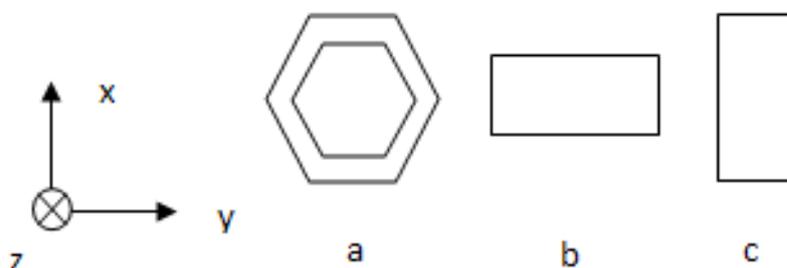


FIGURE 44 – Positions types d'une nos cibles

Les résultats sur des objets placés à 15 m sont présentés en fig.2 à 9 et illustre la difficulté de détection de ces cibles. En effet, nous obtenons un pic dû au bruit interne du radar à 10 m mais peu d'objets sont détectés à 15 m.

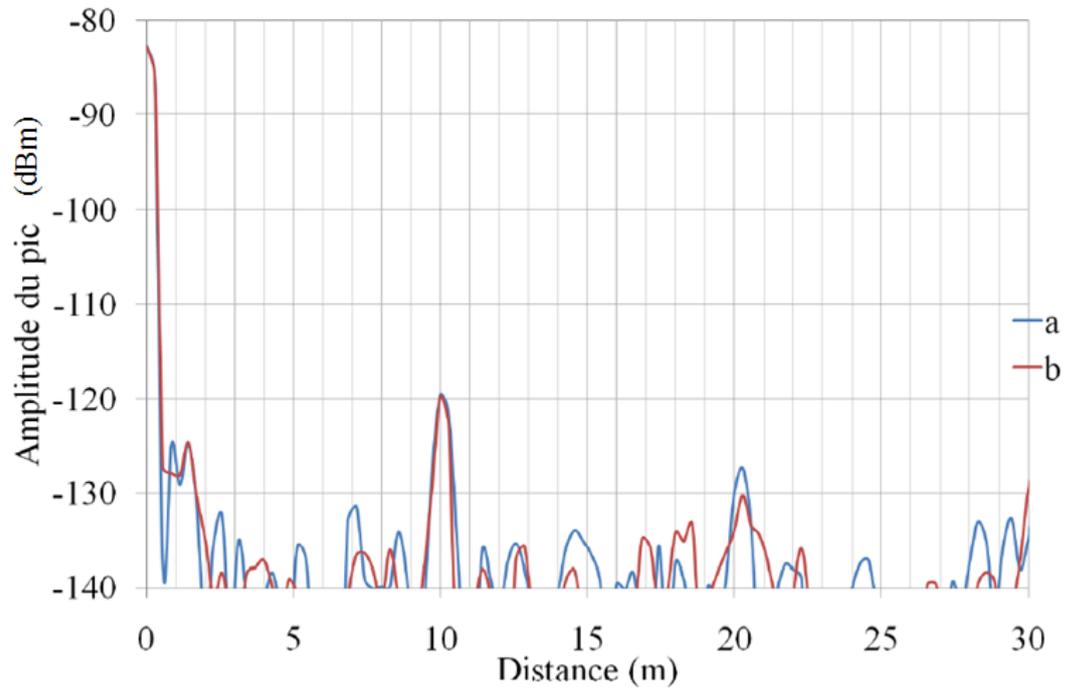


FIGURE 45 – Détection du boulon à 15 m (Objet 5)

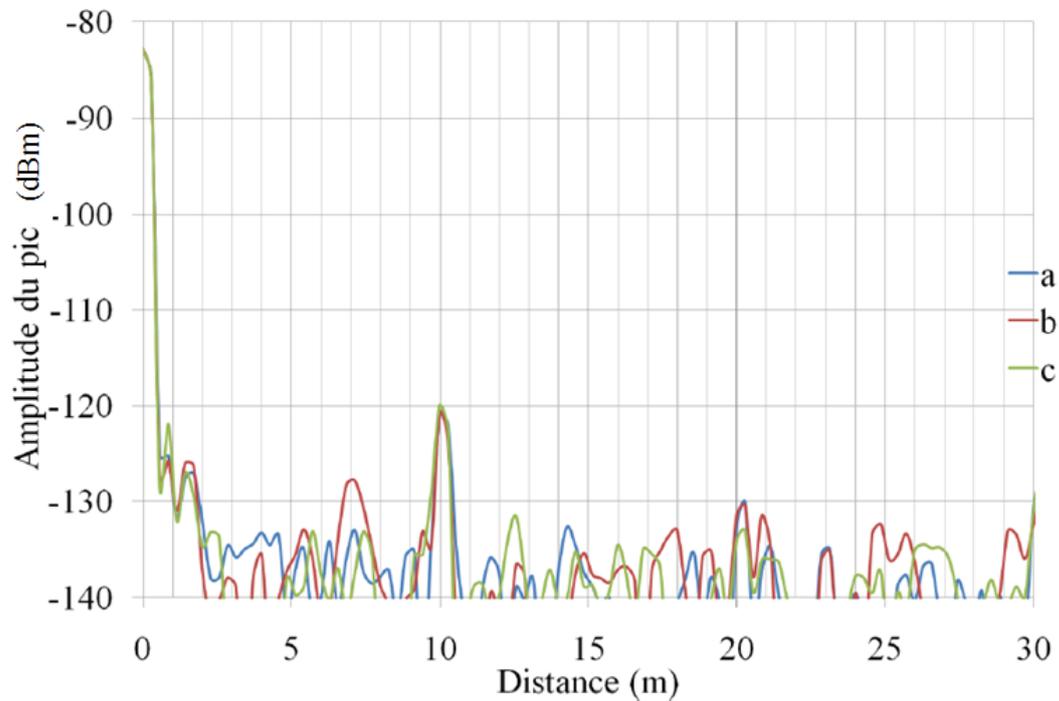


FIGURE 46 – Détection de l'écrou à 15 m (Objet 6)

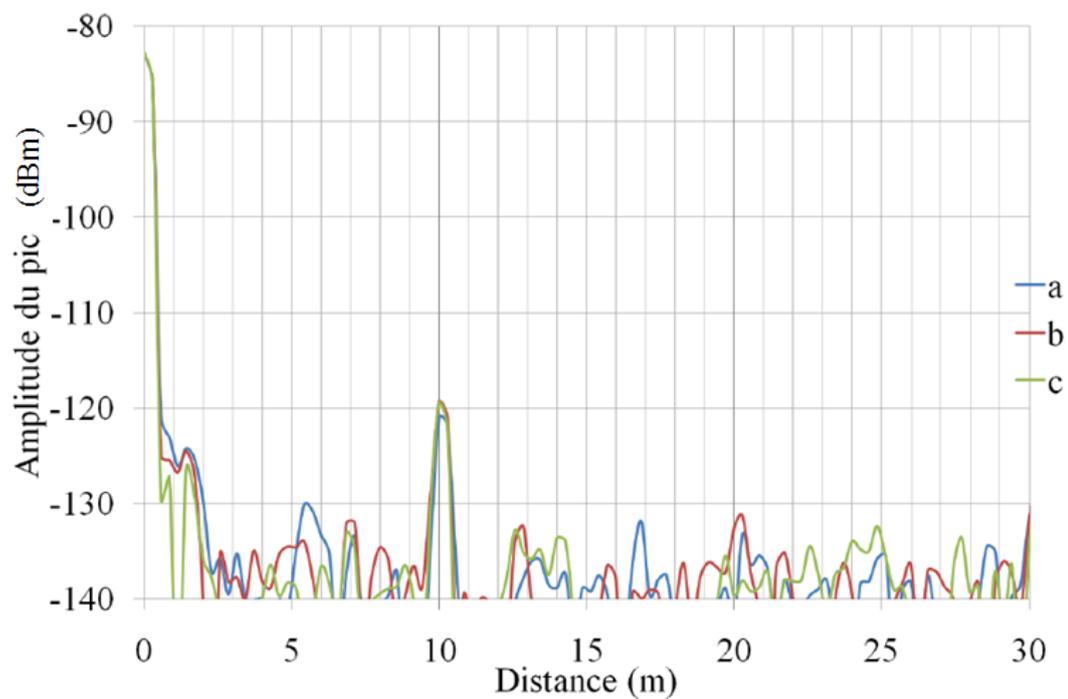


FIGURE 47 – Détection du marteau à 15 m (Objet 7)

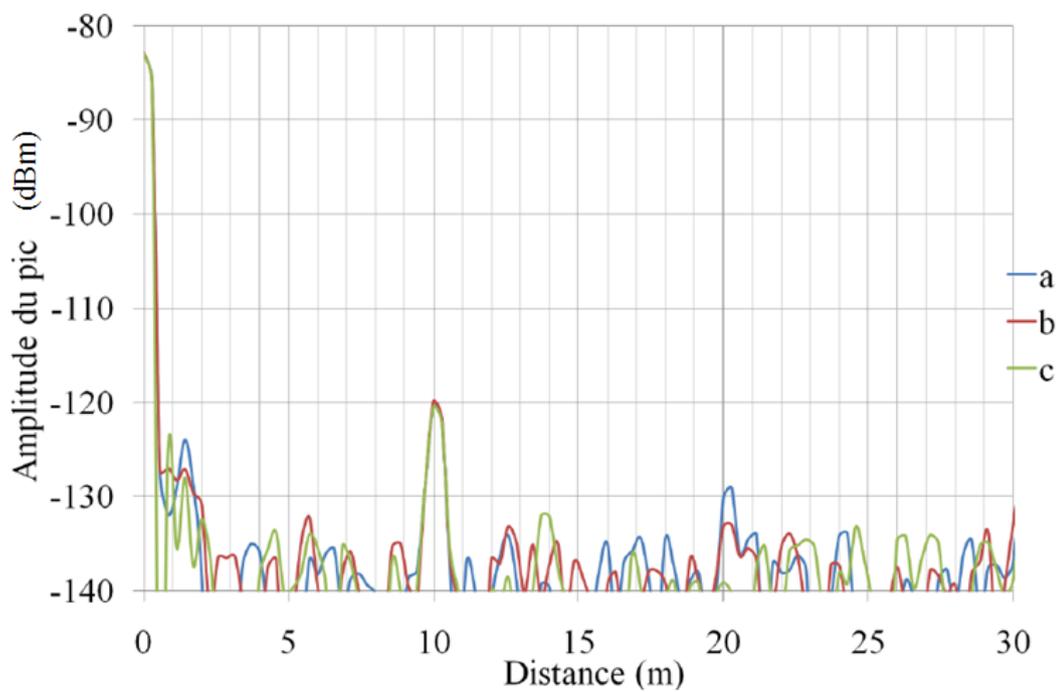


FIGURE 48 – Détection de la clé à molette à 15 m (Objet 8)

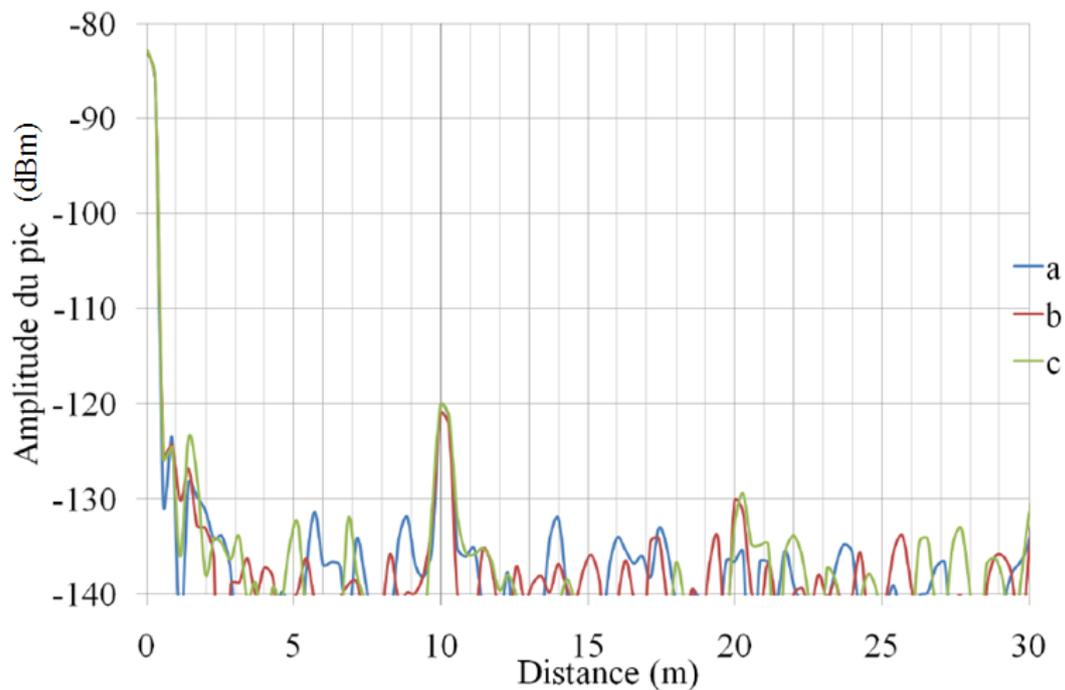


FIGURE 49 – Détection du tournevis à 15 m (Objet 9)

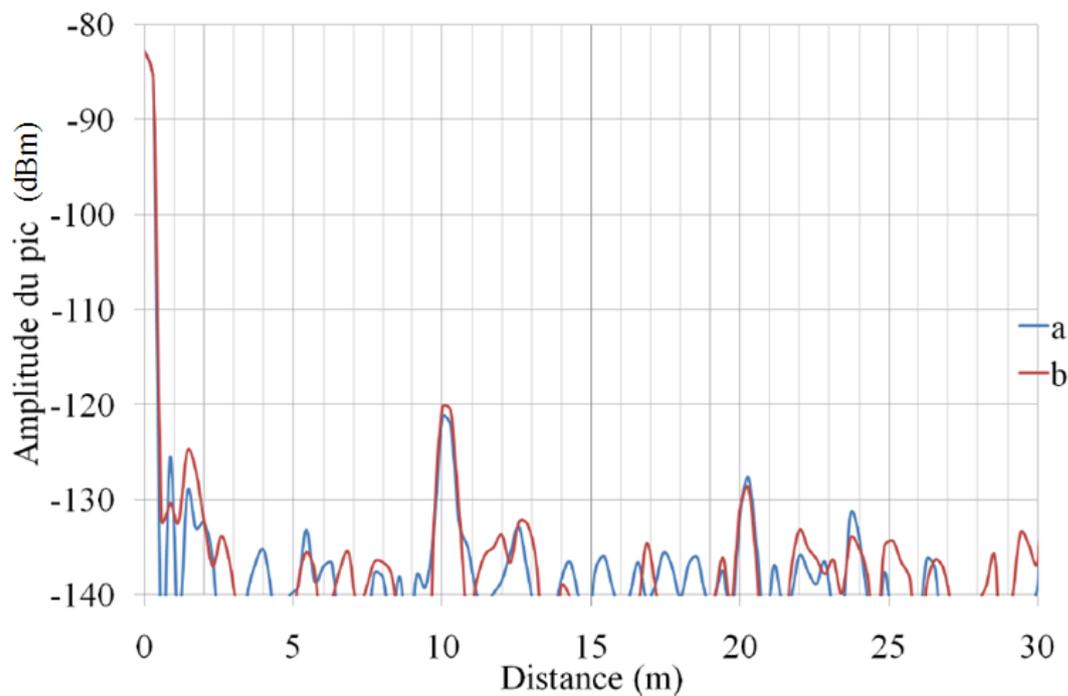


FIGURE 50 – Détection d'un plan métallique à 15 m (Objet 10)

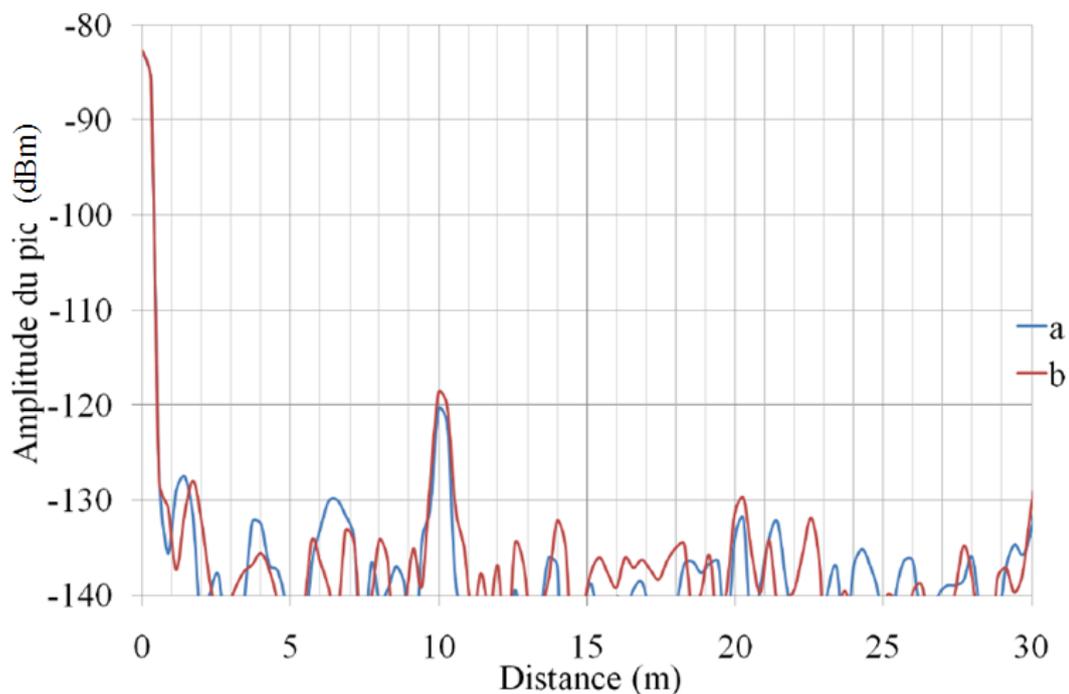


FIGURE 51 – Détection d'un bout de métal de dimensions $0,02 \times 3 \times 42 \text{ cm}^3$ à 15 m (Objet 11)

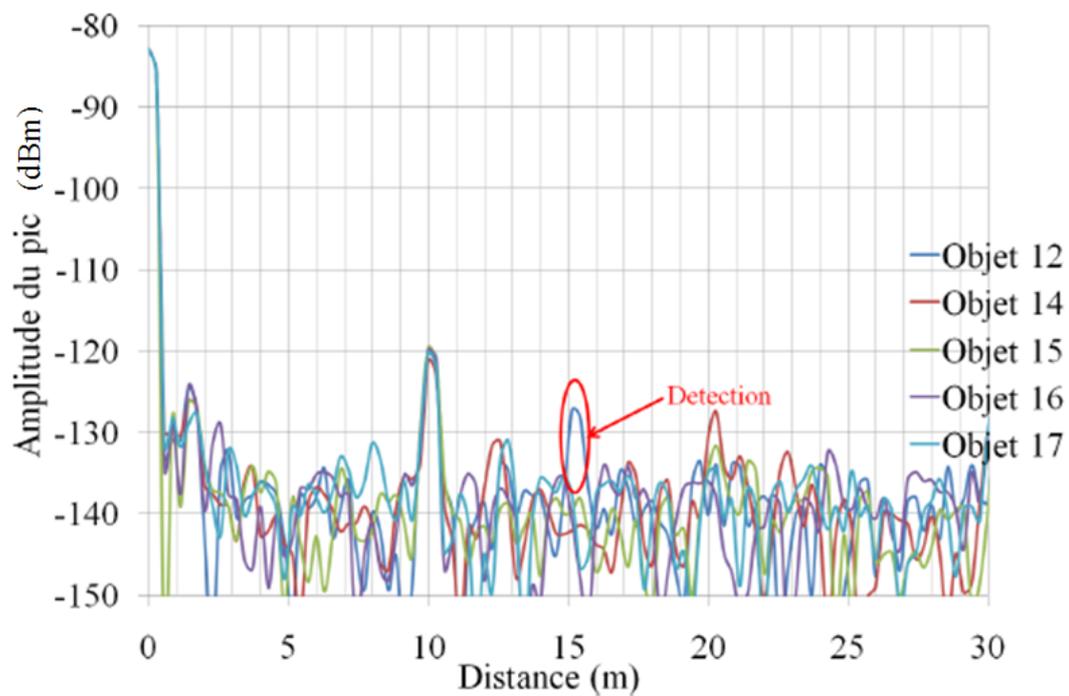


FIGURE 52 – Détection des objets 12 à 17 à 15 m (Objet 12)

Bibliographie

- [1] L. Q. Bui, Y. Alon, and T. Morton, "94 ghz fmcw radar for low visibility aircraft landing system," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, 1991, pp. 1147–1150. 1, 7
- [2] H. Rohling and E. Lissel, "77 ghz radar sensor for car application," in *Proc. Record of the IEEE 1995 Int. Radar Conf.*, 1995, pp. 373–379. 1
- [3] D. Klugmann, "A compact 94-ghz fm-cw doppler cloud radar using semiconductor devices for power generation," in *Proc. IEEE 2000 Int. Geoscience and Remote Sensing Symp IGARSS 2000*, vol. 5, 2000, pp. 1801–1803. 1, 7
- [4] W. Mayer, M. Meilchen, W. Grabherr, P. Nuchter, and R. Guhl, "Eight-channel 77-ghz front-end module with high-performance synthesized signal generator for fm-cw sensor applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 993–1000, 2004. 1
- [5] J. K. Christensen and M. J. Underhill, "Doppler measurements of smooth and rough surface high frequency scattering from spinning steel cylinders," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 19, no. 12, pp. 11–14, 2004. 1
- [6] Y. Yang and A. E. Fathy, "See-through-wall imaging using ultra wideband short-pulse radar system," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, vol. 3, 2005, pp. 334–337. 1
- [7] K. Van Caekenberghe and K. Sarabandi, "Monopulse-doppler radar front-end concept for automotive applications based on rf mems technology," in *Proc. IEEE Int Electro/information Technology Conf*, 2006, pp. 1–5. 1
- [8] R. I. Cojocar, E. Moldovan, B. Boukari, S. Affes, and S. O. Tatu, "A new 77 ghz automotive phase coded cw multi-port radar sensor architecture," in *Proc. European Radar Conf. EuRAD 2008*, 2008, pp. 164–167. 1
- [9] T. P. Nguyen, C. Pichot, and C. Migliaccio, "Monopulse 77ghz fresnel zone plate reflector," in *Proc. 3rd European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2009*, 2009, pp. 1828–1831. 1, 25
- [10] P. Feil, A. Zeitler, T. P. Nguyen, C. Pichot, C. Migliaccio, and W. Menzel, "Foreign object debris detection using a 78 ghz sensor with cosec antenna," in *Proc. European Radar Conf. (EuRAD)*, 2010, pp. 33–36. 1, 7, 83, 113
- [11] J.-C. Diot, "Conception et réalisation dun radar ultra large bande impulsional opto-électronique," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, effectuée à XLIM, 2006. 5, 6
- [12] K. C. Jezek and L. G. Thompson, "Interpretation of mono-pulse ice radar soundings on two peruvian glaciers," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, no. 3, pp. 243–249, 1982. 6

- [13] X. Zhang, P. K. Willett, and Y. Bar-Shalom, "Monopulse radar detection and localization of multiple unresolved targets via joint bin processing," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 53, no. 4, pp. 1225–1236, 2005. 6
- [14] A. K. Singh, "A low cost, low side lobe and high efficiency non-orthogonally coupled slotted waveguide array antenna for monopulse radar tracking," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 3, 2005, pp. 732–735. 6
- [15] V. Cojocar, H. Kurata, D. Humphrey, B. Clarke, T. Yokoyama, V. Napijalo, T. Young, and T. Adachi, "A 24ghz low-cost, long-range, narrow-band, monopulse radar front end system for automotive acc applications," in *Proc. IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp.*, 2007, pp. 1327–1330. 6
- [16] V. Winkler, "Range doppler detection for automotive fmcw radars," in *Proc. European Microwave Conf.*, 2007, pp. 1445–1448. 7
- [17] A. A. Oliner and R. C. Johnson, *Leaky-Wave Antennas, Antenna Engineering Handbook*, 3rd ed. New York : McGraw-Hill, 1993, ch. 10. 8
- [18] W. Hansen, "Radiating electromagnetic waveguide," US Patent 2,402 622, 1940. 8
- [19] L. Goldstone and A. Oliner, "Leaky-wave antennas i : Rectangular waveguides," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 4, pp. 307–319, 1959. 8, 9, 10
- [20] F. Frezza, P. Lampariello, H. Shigesawa, M. Tsuji, and A. A. Oliner, "A versatile leaky-wave antenna based on stub-loaded rectangular waveguide .ii. effects of flanges and finite stub length," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, no. 7, pp. 1042–1046, 1998. 8, 9
- [21] W. Menzel, *A New Travelling-Wave Antenna in Microstrip*. Archiv fur Elektronik und Ubertragungstechnik (AEU), April 1979. 9
- [22] —, "A new travelling wave antenna in microstrip," in *Proc. 8th European Microwave Conf.*, 1978, pp. 302–306. 8
- [23] G. M. Zelinski, "Finite difference time domain(fDTD) analysis of a leaky travelling wave microstrip antenna," Ph.D. dissertation, Department of the Air Force Air University Wright-Patterson Air Force Base, Ohio, 2005. 9
- [24] J. L. Gomez-Tornero, J. Pascual-Garcia, and A. Alvarez-Melcon, "A novel leaky-wave antenna combining an image nrd guide and a strip circuit," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 289–292, 2005. 9
- [25] J. L. Gomez-Tornero, A. delaTorreMartinez, D. C. Rebenaque, M. Gugliemi, and A. Alvarez-Melcon, "Design of tapered leaky-wave antennas in hybrid waveguide-planar technology for millimeter waveband applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 8, pp. 2563–2577, 2005. 9
- [26] J. L. Gomez-Tornero, F. D. Quesada-Pereira, and A. Alvarez-Melcon, "Analysis and design of periodic leaky-wave antennas for the millimeter waveband in hybrid waveguide-planar technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 9, pp. 2834–2842, 2005. 9
- [27] G.-J. Chou and C.-K. C. Tzuang, "An integrated quasi-planar leaky-wave antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, no. 8, pp. 1078–1085, 1996. 9
- [28] T. N. Trinh, J. Mittra, R., and R. J. Paleta, "Horn image-guide leaky-wave antenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 29, no. 12, pp. 1310–1314, 1981. 10

- [29] A. Grbic and G. V. Eleftheriades, "Leaky cpw-based slot antenna arrays for millimeter-wave applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, no. 11, pp. 1494–1504, 2002. 9
- [30] M. Guglielmi and G. Boccalone, "A novel theory for dielectric-inset waveguide leaky-wave antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 4, pp. 497–504, 1991. 10
- [31] M. Guglielmi and D. R. Jackson, "Broadside radiation from periodic leaky-wave antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 1, pp. 31–37, 1993. 10
- [32] F. K. Schwing and S.-T. Peng, "Design of dielectric grating antennas for millimeter-wave applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 2, pp. 199–209, 1983. 10
- [33] M. Ghomi, B. Lejay, J. L. Amalric, and H. Baudrand, "Radiation characteristics of uniform and nonuniform dielectric leaky-wave antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 9, pp. 1177–1186, 1993. 10
- [34] C. T. Rodenbeck, M.-Y. Li, and K. Chang, "A novel millimeter-wave beam-steering technique using a dielectric-image line-fed grating film," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 9, pp. 2203–2209, 2003. 11
- [35] M. Ettorre and R. Sauleau, "Multi-beam leaky-wave antenna fed by a multi-layer integrated symmetric parabolic reflector," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. (APSURSI)*, 2010, pp. 1–4. 11
- [36] T. Zhao, D. R. Jackson, J. T. Williams, and A. A. Oliner, "General formulas for 2-d leaky-wave antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 11, pp. 3525–3533, 2005. 11
- [37] C. Liu and W. Menzel, "Frequency-scanned leaky-wave antenna from negative refractive index transmission lines," in *Proc. Second European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–4. 11
- [38] R. E. Horn, H. Jacobs, E. Freibergs, and K. L. Klohn, "Electronic modulated beam-steerable silicon waveguide array antenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 28, no. 6, pp. 647–653, 1980. 11
- [39] L. Huang, J.-C. Chiao, and M. P. De Lisio, "An electronically switchable leaky wave antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 11, pp. 1769–1772, 2000. 11
- [40] Y. Li, Q. Xue, E. K.-N. Yung, and Y. Long, "Dual-beam steering microstrip leaky wave antenna with fixed operating frequency," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 1, pp. 248–252, 2008. 11
- [41] C. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design, 2nd Edition*. John Wiley and Sons, Inc, 1997, ISBN 0-471-59268-4. 12, 20, 103
- [42] J. Lanteri, "Modélisation et conception de nouvelles cellules élémentaires et sources primaires pour réseaux réflecteurs en bande millimétrique." Ph.D. dissertation, Université de Nice Sophia-Antipolis, Effectuée au LEAT, 2007. 12, 13
- [43] M. Bachynski and G. Bekefi, "Aberrations in circularly symmetric microwave lenses," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 4, no. 3, pp. 412–421, 1956. 14
- [44] B. Chantraine-Bares, R. Sauleau, L. Le Coq, and K. Mahdjoubi, "A new accurate design method for millimeter-wave homogeneous dielectric substrate lens antennas of arbitrary shape," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 3, pp. 1069–1082, 2005. 14, 15

- [45] G. Godi, N. T. Nguyen, R. Sauleau, and D. Thouroude, "Design of dielectric dome antennas with shaped and pencil beams at millimeter waves," in *Proc. Second European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–5. 14
- [46] B. Schoenlinner, X. Wu, J. P. Ebling, G. V. Eleftheriades, and G. M. Rebeiz, "Wide-scan spherical-lens antennas for automotive radars," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 9, pp. 2166–2175, 2002. 14, 15
- [47] B. Schoenlinner, J. P. Ebling, L. C. Kempel, and G. M. Rebeiz, "Compact multibeam dual-frequency (24 and 77 ghz) imaging antenna for automotive radars," in *Proc. 33rd European Microwave Conf*, 2003, pp. 785–788. 15
- [48] A. L. Peebles, "A dielectric bifocal lens for multibeam antenna applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 5, pp. 599–606, 1988. 15
- [49] W. Rotman, "Analysis of an ehf aplanatic zoned dielectric lens antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 6, pp. 611–617, 1984. 16
- [50] D. N. Black and J. C. Wiltse, "Millimeter-wave characteristics of phase-correcting fresnel zone plates," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 12, pp. 1122–1129, 1987. 16
- [51] H. D. Hristov and M. H. A. J. Herben, "Millimeter-wave fresnel-zone plate lens and antenna," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, no. 12, pp. 2779–2785, 1995. 16, 19
- [52] W. X. Zhang and G. Z. Jiang, "Review on the layered fresnel zone plate lens antenna," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, vol. 2, 1999, pp. 734–737. 16
- [53] W. Menzel and D. Pilz, "A folded lens antenna with triple use of the lens," in *Proc. 26th European Microwave Conf*, vol. 2, 1996, pp. 786–789. 16
- [54] A. D. Greenwood and J.-M. Jin, "A field picture of wave propagation in inhomogeneous dielectric lenses," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 41, no. 5, pp. 9–18, 1999. 17, 18
- [55] P. G. Ingerson, "Luneberg lenses performance limitations due to fabrication process," in *Proc. Digest Antennas and Propagation Society Int. Symp. IEEE*, vol. 2, 1997, pp. 862–865. 17
- [56] J. Eaton, "On spherically symmetric lenses," *Transactions of the IRE Professional Group on Antennas and Propagation*, vol. 4, no. 1, pp. 66–71, December 1952. 18
- [57] B. Fuchs, O. Lafond, S. Rondineau, M. Himdi, and L. L. Coq, "Off-axis performances of half maxwell fish-eye lens antennas at 77 ghz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 2, pp. 479–482, 2007. 18
- [58] J. Ruze, "Wide-angle metal-plate optics," *Proceedings of the IRE*, vol. 38, no. 1, pp. 53–59, 1950. 18
- [59] J. Brown, A., "Pattern shaping with a metal plate lens," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 28, no. 4, pp. 564–568, 1980. 18
- [60] J. D. Kraus, *Antennas*. McGraw-Hill, 2Nd Ed, 1988. 18
- [61] Y.-J. Park and W. Wiesbeck, "Angular independency of a parallel-plate luneburg lens with hexagonal lattice and circular metal posts," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 1, no. 1, pp. 128–130, 2002. 18, 19
- [62] W. Lee, J. Kim, and Y. J. Yoon, "Compact two-layer rotman lens-fed microstrip antenna array at 24 ghz," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 59, no. 2, pp. 460–466, 2011. 19

- [63] W. Rotman, "Wide-angle scanning with microwave double-layer pillboxes," *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 6, no. 1, pp. 96–105, 1958. 18
- [64] W. Rotman and R. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623–632, 1963. 19
- [65] J.-G. Lee, J.-H. Lee, and H.-S. Tae, "Design of a nonradiative dielectric rotman lens in the millimeter wave frequency," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 1, 2001, pp. 551–554. 19
- [66] H. Hristov, "Focusing characteristics of curvilinear half-open fresnel zone plate lenses : Plane wave illumination," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, no. 6, p. 1912, June 2005. 19
- [67] M. Hajian, G. A. de Vree, and L. P. Ligthart, "Electromagnetic analysis of beam-scanning antenna at millimeter-wave band based on photoconductivity using fresnel-zone-plate technique," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 45, no. 5, pp. 13–25, 2003. 19
- [68] T. Milligan, in *Modern Antenna Design, 2nd Edition*. IEEE, 2005. 20
- [69] C. M. Rappaport and W. P. Craig, "High aperture efficiency symmetric reflector antennas with up to 60° field of view," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 3, pp. 336–344, 1991. 20
- [70] W. P. Craig, C. M. Rappaport, and J. S. Mason, "A high aperture efficiency, wide-angle scanning offset reflector antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 41, no. 11, pp. 1481–1490, 1993. 20
- [71] N. Yonemoto, A. Kohmura, and S. Futatsumori, "76 ghz millimeter-wave radar system for helicopter obstacle detection," in *International Radar Symposium IRS*, 2011. 20, 92
- [72] S. K. Sharma, L. Shafai, B. Balaji, and A. Damini, "Beam scanning characteristics of an offset reflector by lateral displacements of multimode feed horn arrays for space borne radar," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. 2006*, 2006, pp. 4335–4338. 21
- [73] K. Bahadori and Y. Rahmat-Samii, "Tri-mode horn feeds revisited : Cross-pol reduction in compact offset reflector antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 57, no. 9, pp. 2771–2775, 2009. 21
- [74] W. Menzel, D. Pilz, and M. Al-Tikriti, "60 ghz triple folded reflector antenna," *Electronics Letters*, vol. 38, no. 19, pp. 1075–1076, 2002. 21
- [75] Z. A. Hussein, K. Green, E. Im, and S. Durden, "Design of offset reflector with elliptical flat scan mirror and its applications to a dual-frequency, dual-polarization airborne rain radar observations," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 1, 2002, pp. 642–645. 21
- [76] T. Labiat, "Contribution à la conception d'antennes pour la prochaine génération de radars automobiles d'assistance au freinage d'urgence," Ph.D. dissertation, Université de Rennes, effectuée à l'IETR, 2010. 21
- [77] H. Lai, R. Rudolph, and K. Goudey, "Fresnel zone fields of paraboloidal reflectors," in *Proc. Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 21, 1983, pp. 436–437. 21
- [78] G. D'Elia, G. Leone, and R. Pierri, "Interpolation of reflector fresnel fields on a prescribed surface," in *Proc. Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, vol. 22, 1984, pp. 945–948. 21

- [79] D. Gaushell, "Synthesis of linear antenna arrays using z transforms," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 19, no. 1, pp. 75–80, 1971. 22
- [80] H. J. Visser, *Array and Phased array antenna basics*. John Wiley & Sons, Inc., 2005. 22, 23
- [81] K. Sakakibara, N. Kikuma, and H. Hirayama, "Millimeter-wave planar array antennas for several radiation patterns and gains," in *Proc. First European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2006*, 2006, pp. 1–6. 22, 23, 24
- [82] S. Holzwarth, O. Litschke, W. Simon, K. Kuhlmann, and A. Jacob, "Far field pattern analysis and measurement of a digital beam forming 8x8 antenna array transmitting from 29.5 to 30 ghz," in *The Second European Conference on Antennas and Propagation 2007. EuCAP*, 11-16 Nov. 2007, pp. 1–5. 23
- [83] Q. Wu, M. Liu, and Z.-R. Feng, "A millimeter-wave conformal phased microstrip antenna array on a cylindrical surface," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. AP-S 2008*, 2008, pp. 1–4. 23
- [84] M. E. Louapre and J. K. Fujioka, "A high-efficiency electronically-scanned k-band phased array for spaceborne radiometric applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 56, no. 11, pp. 2010–2016, 1968. 23
- [85] W. W. G. Hui, J. M. Bell, M. F. Iskander, and J. J. Lee, "Low-cost microstrip-line-based ferrite phase shifter design for phased array antenna applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, pp. 86–89, 2007. 23
- [86] V. M. Krekhtunov, M. E. Golubtsov, V. S. Ovechkin, and E. V. Komissarova, "W-band high power ferrite phase shifters research," in *Proc. 18th Int. Crimean Conf. Microwave & Telecommunication Technology CriMiCo 2008*, 2008, pp. 451–452. 23
- [87] W. E. Hord, F. J. Rosenbaum, and C. R. Boyd, "A design theory for reggia-spencer reciprocal ferrite phase shifters," in *Proc. G-MTT Int. Microwave Symp*, 1968, pp. 255–263. 23
- [88] H. Attia and O. M. Ramahi, "Ebg superstrate for gain and bandwidth enhancement of microstrip array antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. AP-S 2008*, 2008, pp. 1–4. 23
- [89] J. Hirokawa and M. Ando, "Efficiency of 76ghz post-wall waveguide-fed parallel plate slot arrays," in *Proc. 29th European Microwave Conf*, vol. 3, 1999, pp. 271–274. 24
- [90] —, "Sidelobe suppression in 76-ghz post-wall waveguide-fed parallel-plate slot arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 11, pp. 1727–1732, 2000. 24
- [91] M. Ando, J. Hirokawa, T. Yamamoto, A. Akiyama, Y. Kimura, and N. Goto, "Novel single-layer waveguides for high-efficiency millimeter-wave arrays," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, no. 6, pp. 792–799, 1998. 24
- [92] D. Berry, M. R. G., and W. A. Kennedy, "The reflectarray antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 11, pp. 645–651, November 1963. 24
- [93] D. M. Pozar and T. A. Metzler, "Analysis of a reflectarray antenna using micrstrip patches of variable size," *Electronics letters*, vol. 29, pp. 657–658, April 1993. 24
- [94] J. Huang and J. Encinar, *Reflectarray antennas*. John Wiley and son, 2008. 25, 28
- [95] F. Venneri, S. Costanzo, and G. Di Massa, "Printed reflectarrays as versatile solution for multibeam applications," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, vol. 1, 2004, pp. 17–20. 25

- [96] J. Lanteri, C. Migliaccio, J. Ala-Laurinaho, M. Vaaja, J. Mallat, and A. V. Raisanen, "Four-beam reflect-array antenna for mm-waves : Design and tests in far-field and near-field ranges," in *Proc. 3rd European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2009*, 2009, pp. 2532–2535. 25
- [97] P. Nayeri, F. Yang, and A. Z. Elsherbeni, "Single-feed multi-beam reflectarray antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. (APSURSI)*, 2010, pp. 1–4. 25
- [98] W. Menzel, S. Keyrouz, J. Li, and S. Dieter, "Loss mechanisms of folded reflectarray antennas," in *Proc. European Radar Conf. (EuRAD)*, 2010, pp. 180–183. 25, 32
- [99] J. A. Encinar, "Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 10, pp. 1403–1410, 2001. 25, 32
- [100] J. A. Encinar and J. A. Zornoza, "Three-layer printed reflectarrays for contoured beam space applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 5, pp. 1138–1148, 2004. 25, 32
- [101] H. Legay, B. Pinte, M. Charrier, A. Ziaei, E. Girard, and R. Gillard, "A steerable reflectarray antenna with mems controls," in *Proc. IEEE Int Phased Array Systems and Technology Symp*, 2003, pp. 494–499. 26, 33
- [102] M. R. Chaharmir, J. Shaker, M. Cuhaci, and A.-R. Sebak, "Novel photonically-controlled reflectarray antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 4, pp. 1134–1141, 2006. 26, 34
- [103] M. Y. Ismail, W. Hu, R. Cahill, V. F. Fusco, H. S. Gamble, D. Linton, R. Dickie, S. P. Rea, and N. Grant, "Phase agile reflectarray cells based on liquid crystals," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 1, no. 4, pp. 809–814, 2007. 26
- [104] P. Ratajczak, P. Brachat, and J.-M. Baracco, "Active reflectarray based on high impedance surface," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, 2007, pp. 5327–5330. 26
- [105] D. M. Pozar, S. D. Targonski, and H. D. Syrigos, "Design of millimeter wave microstrip reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 45, no. 2, pp. 287–296, 1997. 27
- [106] J. Budhu and Y. Rahmat-Samii, "Understanding the appearance of specular reflection in offset fed reflectarray antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. AP-S 2011*, Spokane, WA, USA, 2011. 28
- [107] M. Bozzi, S. Germani, and L. Perreggini, "Modeling of losses in printed reflectarray elements," in *Proc. 34th European Microwave Conf*, vol. 3, 2004, pp. 1393–1396. 28
- [108] A. Clemente, L. Dussopt, R. Sauleau, P. Potier, and P. Pouliguen, "Design and characterization of 2-bit passive unit-cells and transmit-arrays in x-band," in *Proc. 5th European Conf. Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 1484–1487. 28
- [109] N. G. Alexopoulos, P. B. Katehi, and D. B. Rutledge, "Substrate optimization for integrated circuit antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 7, pp. 550–557, 1983. 29
- [110] H. Rajagopalan and Y. Rahmat-Samii, "Dielectric and conductor loss quantification for microstrip reflectarray : Simulations and measurements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 4, pp. 1192–1196, 2008. 29
- [111] M. L. Oberhart and Y. T. Lo, "Simple method of experimentally investigating scanning microstrip antenna arrays without phase-shifting devices," *Electronics Letters*, vol. 25, no. 16, pp. 1042–1043, 1989. 31

- [112] J. Huang and R. J. Pogorzelski, "Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles," in *Proc. Digest Antennas and Propagation Society Int. Symp. IEEE*, vol. 2, 1997, pp. 1280–1283. 31
- [113] R. Munson and H. Daddad, "Microstrip reflectarray for satellite communication and rcs enhancement or reduction," US Patent 4 684 952, 1987. 31
- [114] D.-C. Chang and M.-C. Huang, "Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 8, pp. 829–834, 1995. 31
- [115] —, "Microstrip reflectarray antenna with offset feed," *Electronics Letters*, vol. 28, no. 16, pp. 1489–1491, 1992. 31
- [116] I. won Kim, T. Yoo, J. Yook, and H. Park, "The koch island fractal microstrip patch antenna," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, vol. 2, 2001, pp. 736–739. 32
- [117] W.-L. Chen, G.-M. Wang, and C.-X. Zhang, "Small-size microstrip patch antennas combining koch and sierpinski fractal-shapes," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 738–741, 2008. 32
- [118] D. Cadoret, A. Laisne, R. Gillard, L. Le Coq, and H. Legay, "Design and measurement of new reflectarray antenna using microstrip patches loaded with slot," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 11, pp. 623–624, 2005. 32
- [119] M. R. Chaharmir, J. Shaker, and H. Legay, "Fss-backed reflectarray with broadband square loop cell elements for dualband application," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. AP-S 2008*, 2008, pp. 1–4. 32
- [120] M. G. Keller, J. Shaker, A. Petosa, A. Ittipiboon, M. Cuhaci, and Y. M. M. Antar, "A ka-band dielectric resonator antenna reflectarray," in *Proc. 30th European Microwave Conf*, 2000, pp. 1–4. 32
- [121] M. H. Jamaluddin, R. Gillard, R. Sauleau, P. Dumon, and L. Le Coq, "Reflectarray element based on strip-loaded dielectric resonator antenna," *Electronics Letters*, vol. 44, no. 11, pp. 664–665, 2008. 32
- [122] J. P. Gianvittorio and Y. Rahmat-Samii, "Reconfigurable patch antennas for steerable reflectarray applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 54, no. 5, pp. 1388–1392, 2006. 32
- [123] Y. J. Guo and S. K. Barton, "Phase efficiency of the reflective array antenna," *IEE Proceedings -Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 142, no. 2, pp. 115–120, 1995. 32
- [124] E. Carrasco, M. Barba, and J. A. Encinar, "Reflectarray element based on aperture-coupled patches with slots and lines of variable length," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 820–825, 2007. 32
- [125] M. Kharbech, R. Gillard, R. Loison, H. Legay, and E. Girard, "Compact frequency agile slot ring resonators for reflectarray phase shifting cells," in *Proc. 5th European Conf. Antennas and Propagation (EUCAP)*, 2011, pp. 2113–2116. 33
- [126] M. Riel and J.-J. Laurin, "Design of an electronically beam scanning reflectarray using aperture-coupled elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 5, pp. 1260–1266, 2007. 33
- [127] M. E. Bialkowski and H. J. Song, "Dual linearly polarized reflectarray using aperture coupled microstrip patches," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, vol. 3, 2001, pp. 486–489. 33

- [128] R. Sorrentino, "Mems-based reconfigurable reflectarrays," in *Proc. Second European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2007*, 2007, pp. 1–7. 33
- [129] J. Perruisseau-Carrier and A. K. Skrivervik, "Monolithic mems-based reflectarray cell digitally reconfigurable over a 360 ^{circ} phase range," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 138–141, 2008. 33, 34
- [130] R. R. Romanofsky, "Advances in scanning reflectarray antennas based on ferroelectric thin-film phase shifters for deep-space communications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, no. 10, pp. 1968–1975, 2007. 33
- [131] M. Sazegar, A. Giere, Y. Zheng, H. Maune, A. Moessinger, and R. Jakoby, "Reconfigurable unit cell for reflectarray antenna based on barium-strontium-titanate thick-film ceramic," in *Proc. European Microwave Conf. EuMC 2009*, 2009, pp. 598–601. 33
- [132] N. Martin, P. Laurent, C. Person, P. Gelin, and F. Huret, "Patch antenna adjustable in frequency using liquid crystal," in *Proc. 33rd European Microwave Conf*, 2003, pp. 699–702. 33
- [133] A. Moessinger, R. Marin, J. Freese, S. Mueller, A. Manabe, and R. Jakoby, "Investigations on 77 ghz tunable reflectarray unit cells with liquid crystal," in *Proc. First European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2006*, 2006, pp. 1–4. 33
- [134] M. A. Milon, "Modélisation de cellules déphaseuses environnées. application à l'analyse de réseaux réflecteurs imprimés," Ph.D. dissertation, INSA de Rennes, effectuée à l'IETR, 2007. 37
- [135] J. Huang, "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, no. 9, pp. 1113–1124, 1986. 41
- [136] B. D. Nguyen, J. Lanteri, J.-Y. Dauvignac, C. Pichot, and C. Migliaccio, "94 ghz folded fresnel reflector using c-patch elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 11, pp. 3373–3381, 2008. 42
- [137] K. Sarabandi, L. Pierce, Y. Oh, and F. T. Ulaby, "Power lines : radar measurements and detection algorithm for polarimetric sar images," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 30, no. 2, pp. 632–643, 1994. 64
- [138] M. Park and K. Sarabandi, "High voltage power lines : A physical optics scattering model and a detection algorithm," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp*, vol. 2, 1998, pp. 1232–1235. 64
- [139] A. Fresnel, *Mémoire sur un nouveau système déclaireage des phares*. Imprimerie royale, 1822. 64
- [140] <http://www.home.agilent.com>. [://www.home.agilent.com](http://www.home.agilent.com)
- [141] P. N. Betjes, "Error analysis of circular-polarization components synthesized from linearly polarized measurements," in *Antenna Measurement Technique Association Conf. (AMTA, Denver, CO, USA, 2001*. 69
- [142] J. Lanteri, C. Migliaccio, J. Ala-Laurinaho, M. Vaaja, J. Mallat, and A. V. Raisanen, "Four-beam reflect-array antenna for mm-waves : Design and tests in far-field and near-field ranges," in *Proc. 3rd European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2009*, 2009, pp. 2532–2535. 72
- [143] J. Lanteri, C. Migliaccio, J.-Y. Dauvignac, and C. Pichot, "Improvement of reflectarrays and lenses radiation pattern by prolate spheroidal functions in w-band," in *Proc. European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2006*, Nice, November 2006. 75

- [144] M.-A. Milon, R. Gillard, and H. Legay, "Rigorous analysis of the reflectarray radiating elements : Characterisation of the specular reflection effect and the mutual coupling effect," *IET Microwaves Antennas and Propagation*, April 2007. 75
- [145] D. Slepian and H. Pollak, "Prolate spheroidal wave functions, fourier analysis and uncertainty i," *Bell System Technical Journal*, vol. 40, pp. 43 – 64, january 1961. 75
- [146] P. Beasley, G. Binns, R. Hodges, and R. Badley, "Tarsier, a millimetre wave radar for airport runway debris detection," in *in Proc. EuRAD, EuMW2004*, Amsterdam, The Netherlands, October 2004, pp. p.261–264. 83
- [147] xsight. [Online]. Available : <http://www.xsightsys.com/fodetect.htm> 83
- [148] Stratech. [Online]. Available : http://www.stratechsystems.com/iv_iferret.asp 83
- [149] A. Fiorello, B. Parisi, and M. Cardone, "Selex sistemi integrati new active g-band radar family," in *Proc. European Radar Conf. EuRAD 2009*, 2009, pp. 453–456. 83
- [150] K. Yamamoto, T. Hirata, and N. Yonemoto, "Electromagnetic environment in aircraft by wireless lan system and its possibility of interference on avionics," in *Proc. IEEE 6th Int Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology Symp*, 2005, pp. 228–232. 85
- [151] E. F. Knott, J. F. Shaeffer, and M. T. Tuley, *Radar Cross Section, 2nd edition*, 2nd ed. Scitech, 2004. 86, 105
- [152] N. Yonemoto and M. Matsuzaki, "An omni-directional lens reflector for millimeter wave and light," in *in Proc. of Internatinal Radar Conference (IRS2007)*, Cologne, Germany, September 2007, pp. 575–578. 87
- [153] M. J. O'Donnell, *Foreign object debris/damage (fod) detection equipment, Advisory circular of u.s department of transportation*. Federal Aviation Administration, August 2009. 89, 93
- [154] K. Mazouni, J. Lanteri, N. Yonemoto, J.-Y. Dauvignac, C. Pichot, and C. Migliaccio, "Millimeter wave circularly polarized fresnel reflector for on-board radar on rescue helicopters," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 8, pp. 2763–2766, 2010. 91
- [155] S. Futatsumori, A. Kohmura, and N. Yonemoto, "Development of compact and high performance 76 ghz millimeter-wave radar system for autonomous unmanned helicopters," in *Technical Committee on Space, Aeronautical and Navigational Electronics*, Mitaka, Tokyo, Japan, July 2010. 91
- [156] C. Migliaccio, B. D. Nguyen, C. Pichot, N. Yonemoto, K. Yamamoto, K. Yamada, H. Nasui, W. Mayer, A. Gronau, and W. Menzel, "Millimeter-wave radar for rescue helicopters," in *Proc. 9th Int. Conf. Control, Automation, Robotics and Vision ICARCV '06*, 2006, pp. 1–6. 113
- [157] C. Migliaccio, B. D. Nguyen, C. Pichot, K. Yamamoto, N. Yonemoto, and K. Yamada, "Fresnel reflector antennas for mm-wave helicopter obstacle detection radar," in *Proc. First European Conf. Antennas and Propagation EuCAP 2006*, 2006, pp. 1–5. 113
- [158] L. Desrumaux, "Contribution à la conception de sources de rayonnement ultra large bande appliquées à l'imagerie radar et aux rayonnements de forte puissance," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, effectuée à XLIM, 2011. 126
- [159] X. Clady, *Cours de Traitement d'Images*. Université Pierre et Marie Curie, Paris, 2011. 127

Publications

Article dans une revue internationale (publié)

- 1 K. MAZOUNI, J. LANTERI, N. YONEMOTO, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, C. MIGLIACCIO, "Millimetre Wave Fresnel Reflector for on-board Radar on rescue Helicopter", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.58, no.8, August 2010.

Article dans une revue internationale (soumis)

- 2 K. MAZOUNI, J. LANTERI, A. BREARD, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, C. MIGLIACCIO, "Reflectarray with offset prolate feed at 77 Ghz ", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*.
- 3 K. MAZOUNI, J. LANTERI, A. KOHMURA, S. FUTATSUMORI, N. YONEMOTO, Ch. PICHOT, J.-Y. DAUVIGNAC, C. MIGLIACCIO, "Offset reflectarray for FOD detection on airport runways". In *International Journal of Microwave and Wireless Technologies IJMWT-EUMA* (invité par JNM 2011)
- 4 K. MAZOUNI, A. ZEITLER, J. LANTERI, A. KOHMURA, S. FUTATSUMORI, N. YONEMOTO, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, C. MIGLIACCIO, "76.5 GHz Millimeter-wave radar for FOD detection on airport runways". In *International Journal of Microwave and Wireless Technologies IJMWT-EUMA* (invité par EuRAD- EuMW 2011)

Article invité dans une conférence

- 5 C. MIGLIACCIO, J. LANTERI, B.D. NGUYEN, T.P. NGUYEN, K. MAZOUNI, A. ZEITLER, Ch. PICHOT, " Réflecteurs imprimés en bande millimétrique", *Assemblée Générale du GDR Ondes*, CNAM, Paris, 2-4 Novembre 2009.
- 6 C. MIGLIACCIO, K. MAZOUNI, A. BREARD, A. ZEITLER, J. LANTERI, A. KOHMURA, S. FUTATSUMORI, N. YONEMOTO, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, "Reflectarrays for mm-Wave radar Applications ". in *Proc. IEEE-APS 2011*, Spokane, Washington, USA 3-8 July 2011

Article dans une conférence internationale

- 7 K. MAZOUNI, J. LANTERI, N. YONEMOTO, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, C. MIGLIACCIO, "78.5GHz Fresnel Reflector with Circular Polarization for Collision Avoidance Radar on Rescue Helicopters". In *Proc. 3rd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP2009)*, Berlin, Germany, 23-27 March 2009. Session S13A20, paper 1569152827.pdf, pp. 1819-1823.
- 8 K. MAZOUNI, A. KOHMURA, S. FUTATSUMORI, N. YONEMOTO, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, C. MIGLIACCIO, "77 GHz FM-CW Radar for FODs detection". In *Proc. EuRAD-EuMW 2010*, Paris, France, 30 September-1 October 2010
- 9 K. MAZOUNI, A. ZEITLER, J. LANTERI, A. KOHMURA, S. FUTATSUMORI, N. YONEMOTO, J.-Y. DAUVIGNAC, Ch. PICHOT, C. MIGLIACCIO, "76.5 GHz

Millimeter-wave radar for foreign object and debris detection on airport runways".
In Proc. EuRAD- EuMW 2011, Manchester, England, 12-14 October 2011

Article dans une conférence nationale

- 10 K. MAZOUNI, Ch. PICHOT, C. MIGLIACCIO, " Réseaux réflecteurs multifaisceaux à 77 GHz pour l'aide au pilotage", *Assemblée Générale du GDR Ondes*, CNAM, Paris, France, 2-4 Novembre 2009
- 11 K. MAZOUNI, Ch. PICHOT, J. LANTERI J.-Y. DAUVIGNAC, C. MIGLIACCIO, " Offset reflectarray pour la détection de FOD sur pistes d'aéroport ". *In Proc. Journées Nationales Microondes (JNM2011)*, Brest, France, 18-20 Mai 2011
- 12 A. BREARD, A. ZEITLER, K. MAZOUNI, J. LANTERI, C. MIGLIACCIO, " Re-construction de la matrice de phase d'un reflectarray à l'aide d'un l'algorithme d'optimisation de type essaim particulière PSO combiné à une modélisation basée sur les polynômes de Tchebychev " . *in Proc. Journées Nationales Microondes (JNM2011)*, Brest, France, 18-20 Mai 2011

Résumé

Résumé : Cette thèse, effectuée au Laboratoire d'Electronique, Antennes et Télécommunications, a pour objectif la conception d'un système de détection en bande millimétrique dans le cadre de deux projets.

Le projet INFRADAR en collaboration avec des partenaires industriels (ATE et Opéra Ergonomie) vise à développer un système d'aide au pilotage d'hélicoptère par la réalisation d'un système anticollision capable de détecter des obstacles comme les lignes à hautes tensions ou les pylônes électriques à longue portée.

Le projet Sakura en collaboration avec un institut étranger (Electronic Navigation Research Institute, ENRI, of Tokyo) se focalise sur la détection d'objets et de débris sur piste d'aéroport.

Le premier chapitre est un état de l'art des radars et antennes millimétriques. L'antenne retenue pour notre application est un réseau réflecteur (reflectarray).

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de cellules élémentaires originales qui permettent la conversion de polarisation et la stabilité en fréquence.

Le chapitre trois décrit les 3 réseaux réflecteurs développés avec pour objectif l'obtention :

- d'une polarisation circulaire,
- d'un réseau réflecteur multi-lobes,
- d'un réseau réflecteur bas bruit

Le chapitre quatre illustre les différentes campagnes de mesures réalisées à Tokyo et Sendai lors du Projet Sakura. Les résultats sont confrontés à un modèle théorique afin de comprendre les limites du système.

Enfin nous discutons dans le chapitre cinq des mesures réalisées à Aix en Provence et Sophia Antipolis dans le cadre du Projet INFRADAR. Le projet commençant à peine, les premiers résultats présentés permettent d'entrevoir le potentiel de notre système pour l'aide au pilotage.

Abstract : The PhD work is carried out at the Laboratory of Electronics, Antennas and Telecommunications in the frame of a millimetre detection system in the used for two projects. The INFRADAR Project in collaboration with companies (ATE and Opéra Ergonomie) aims to conceive a flying assistance system for helicopters in order to avoid obstacle as high voltage power line and pylons at long range. The Sakura Project in collaboration with a foreign institute (Electronic Navigation Research Institute of Tokyo) is focused on the Foreign Object and Debris detection (FOD) on airport runways. The first chapter is a state of art of millimetre radar and antennas. The chosen antenna for our application is a reflectarray. The second chapter is dedicated to the study of originals elementary cells that allow polarisation conversion and frequency stability. The chapter three describes the three developed reflectarrays with :

- circular polarisation,

- simultaneous multi-beam operation,
- low noise radiation level.

The chapter four talks about the several measurements campaigns carried out in Tokyo and Sendai for the Sakura Project. The results will be compared to a theoretic model to define the system limitation. Finally, we discuss in the chapter 5 about the measurements carried out at Aix en Provence and Sophia Antipolis in the framework of the INFRADAR Project. This latter being just started the first results underline the detection capacities for our application.

