

Titre: Etude, conception et modélisation d'antennes à polarisation circulaire : application à un système de poursuite pour télécommunications par satellite basse orbite
Title:

Auteur: Nelson Jorge Gonçalves Fonseca
Author:

Date: 2003

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Gonçalves Fonseca, N. J. (2003). Etude, conception et modélisation d'antennes à polarisation circulaire : application à un système de poursuite pour télécommunications par satellite basse orbite [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7045/>
Citation:

Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/7045/>
PolyPublie URL:

Directeurs de recherche: Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

NOTE TO USERS

Page(s) missing in number only; text follows. Page(s) were
scanned as received.

iii, iv

This reproduction is the best copy available.

UMI[®]

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉTUDE, CONCEPTION ET MODÉLISATION D'ANTENNES À
POLARISATION CIRCULAIRE – APPLICATION À UN SYSTÈME DE POURSUITE
POUR TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITE BASSE ORBITE

NELSON JORGE GONÇALVES FONSECA

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

JANVIER 2003

National Library
of Canada

Acquisitions and
Bibliographic Services

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque nationale
du Canada

Acquisitions et
services bibliographiques

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

ISBN: 0-612-83223-6

Our file *Notre référence*

ISBN: 0-612-83223-6

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ÉTUDE, CONCEPTION ET MODÉLISATION D'ANTENNES À
POLARISATION CIRCULAIRE – APPLICATION À UN SYSTÈME DE POURSUITE
POUR TÉLÉCOMMUNICATIONS PAR SATELLITE BASSE ORBITE

présenté par : Nelson Jorge Gonçalves FONSECA

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès Sciences Appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. Cevdet AKYEL, Ph.D., président

M. Jean-Jacques LAURIN, Ph.D, membre et directeur de recherche

M. Ke Wu, Ph.D., membre

À mes parents, Déolinda et António

REMERCIEMENTS

Je remercie en premier lieu mon directeur de recherche Jean-Jacques Laurin pour ses conseils avisés et le temps patiemment consacré à nos nombreuses rencontres.

Je remercie Michael Coudyser et Jean-Jules Brault pour leur collaboration active sur ce projet. Je remercie particulièrement Michael Coudyser pour les figures 5.1, 5.2 (a), 5.2 (b) et 5.7 (a) à 5.9 (b).

Je remercie également Steve Dubé, Roch Brassard et René Archambault pour leur soutien technique.

Je remercie Jean-Jacques Laurin, Majid Ahmadpanah et le service des relations internationales de l'ENSEEIHT à Toulouse, France, pour m'avoir soutenu lors de mes différentes démarches administratives. Je remercie tout particulièrement le CROUS, le Conseil Régional Midi-Pyrénées et le ROTARI pour leur soutien financier.

Je remercie également Zacharia Ouardirhi et Rachid Abou elasoued pour leurs interventions utiles et tous les membres du Poly-GRAMES qui ont d'une manière ou d'une autre contribué à ce projet.

Finalement, je remercie mes parents, ma famille et mes amis qui ont soutenu ce travail par leurs encouragements réguliers.

RÉSUMÉ

Le présent mémoire présente le travail réalisé afin de proposer un système de détection d'angle d'incidence (DAI) original adapté à des applications micro-satellite. La topologie du système retenue inclue une antenne à plusieurs accès et un réseau de neurones, liés via un récepteur radio-fréquence (RF). Le travail que nous présentons concerne essentiellement l'étude de l'antenne.

L'objectif de notre système est d'estimer l'angle d'incidence du signal source avec une erreur inférieure à 1° dans un cône d'intérêt de 45° de demi-angle au sommet. Nous utilisons un Réseau d'Alimentation à Faisceau Multiple (RAFM) afin d'adapter l'information disponible au niveau du réseau d'antennes à un traitement de signal par le réseau de neurones.

Cela nous a amené à étudier plusieurs antennes élémentaires afin de déterminer celles les plus adaptées à notre application. Une étude théorique et expérimentale a été réalisée pour l'antenne spirale d'Archimède fente à un tour et l'antenne patch alimentée par une fente en croix inégale. Nous avons mis en évidence les avantages et inconvénients respectifs de ces deux antennes pour notre application de DAI.

Deux prototypes d'antenne, fondés sur un principe de fonctionnement équivalent, ont été analysés. L'antenne consiste en une superposition de deux réseaux linéaires orthogonaux, chacun déterminant l'angle entre le faisceau incident et son axe principal. Cela permet ainsi d'obtenir l'angle d'incidence dans le système d'angles (θ_x, θ_y) . Un

prototype à 6 antennes était déjà disponible pour ce projet. Nous y avons apporté des améliorations. Nous avons également proposé un système utilisant seulement 4 antennes, mais dont les performances sont équivalentes au prototype à 6 antennes.

Finalement, nous avons également apporté une amélioration au système de DAI global en proposant une technique de pré-filtrage rendant le système plus robuste au bruit.

Les contributions majeures de notre travail sont les suivantes.

- Notre étude de l'antenne spirale fente nous a permis de proposer et vérifier expérimentalement qu'il est possible d'améliorer la largeur de bande d'adaptation de cette antenne de sorte à utiliser toute la largeur de bande de son fonctionnement en polarisation circulaire.
- Le modèle de Cavité de l'antenne patch a été utilisé avec succès pour prédire la fréquence de fonctionnement de l'antenne patch alimentée par une fente en croix inégale.
- Nous avons amélioré le prototype à 6 antennes en supprimant les ponts à air, ce qui permet de simplifier la conception, la simulation et la réalisation expérimentale du RAFM.
- Nous avons proposé un prototype simplifié donnant des performances équivalentes pour le système de DAI. Nous avons réduit le nombre d'antennes élémentaires de 6 à 4 et le nombre de signaux de 16 à 6. Nous avons vérifié que ce prototype corrige les défauts principaux du prototype à 6 antennes.

- Finalement, nous avons proposé un système de pré-filtrage utilisant une mémoire tampon afin de rendre le système de DAI plus robuste au bruit.

Les résultats obtenus confirment la faisabilité de notre système et montrent qu'une erreur quadratique moyenne inférieure à 1° peut être obtenue dans le cône d'intérêt.

ABSTRACT

This Master's thesis presents the work carried out in a new Direction Finding Antenna (DFA) system for micro-satellite applications. The structure of this system includes an antenna array and a neural network, connected through a Radio Frequency (RF) receiver. The work presented in this thesis focuses mostly the antenna.

Our goal is to give an estimate of the angle between the direction of arrival of an incident wave and two orthogonal directions defining the plane of the antenna, with an error lower than 1° in a cone of interest of 45° of half-angle. We use a Beam Forming Network (BFN) to adapt the information available in the antenna array to the signal processing by the neural network.

To achieve our goal, we studied various antenna elements in order to identify those being the most adapted to our application. A theoretical and experimental study was carried out for the single-arm Archimedean spiral slot antenna and the unequal cross-aperture-coupled microstrip antenna. We highlighted the respective advantages and disadvantages of these two antennas for our DFA application.

Two different antennas were analyzed. Both are based on the same principle: the antenna array consists of a superposition of two orthogonal linear arrays; each one is used to determine the angle between direction of arrival (DOA) and its principal axis. Thus, we can determine the angle of incident beam in the system of angles (θ_x, θ_y) . A prototype with 6 antennas was already available for this project. We improved it and also

proposed a system using only 4 elements, giving similar results, when included in the complete system, compared with the 6-element prototype.

Finally, we also improved the DF system by proposing a filter, included before the neural network, improving the results of the system in presence of noise.

The main contributions of this thesis are as follows.

- We proposed a new feeding technique to improve the impedance matching bandwidth of the single-arm Archimedean spiral slot antenna. Thus, this antenna can now be used in its full axial ratio bandwidth of operation in circular polarization.
- A Cavity Model of the patch antenna was implemented and successfully used to predict the frequency of operation of the unequal cross-aperture-coupled microstrip antenna.
- We improved the prototype with 6 elements by removing air bridges in the BFN, which simplifies drastically the design, simulation and experimental realization of the BFN.
- We proposed a simplified prototype with similar results for the DF system. We reduced the number of elements from 6 to 4 and the number of signals from 16 to 6. We have proved that this prototype corrects the major problems of the prototype with 6 elements.
- Finally, we proposed a digital filter using a buffer in order to improve the accuracy of the DFA in presence of noise.

The results obtained confirm the feasibility of our system and show that a Root Mean Square error on DOA lower than 1° can be achieved in the cone of interest.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	vi
RÉSUMÉ	vii
ABSTRACT	x
TABLE DES MATIÈRES	xiii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xvii
LISTE DE SYMBOLES ET NOTATIONS	xix
LISTE DES TABLEAUX	xxiv
LISTE DES FIGURES	xxvi
TABLE DES ANNEXES	xxxvi
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 RAPPELS UTILES SUR LES ANTENNES	9
1.1 – Notions fondamentales d'électromagnétisme et de rayonnement	9
1.2 – Caractéristiques d'une antenne	13
1.2.1 Diagramme de rayonnement	13
1.2.2 Directivité	13
1.2.3 Efficacité et gain	14
1.2.4 Polarisation	15
1.3 – Décomposition en polarisations circulaires	16

1.4 – Logiciels de simulation	18
1.5 – Outils de mesure	19
1.5.1 Mesures des paramètres S.....	19
1.5.2 Mesures en champ lointain	19
1.5.3 Mesures en champ proche.....	20

CHAPITRE 2 ÉTUDE D'ANTENNES ÉLÉMENTAIRES

À POLARISATION CIRCULAIRE.....	24
2.1 – La spirale d'Archimède à un tour	24
2.1.1 – Réalisation d'une spirale à 1,55 GHz	26
2.1.2 – Réalisation d'une spirale à 5,8 GHz sur GML1032 .060.....	30
2.1.3 – Réalisation d'une spirale à 5,8 GHz sur RT/duroid 6002 .020.....	40
2.1.4 – Étude de l'alimentation de la spirale d'Archimède à un tour	45
2.1.5 – Étude du fonctionnement de la spirale d'Archimède à un tour	49
2.2 - Le patch carré alimenté par une fente en croix inégale	63
2.2.1 – Réalisation d'une antenne patch à 5,8 GHz.....	65
2.2.2 – Réalisation d'une antenne patch à 1,55 GHz.....	67
2.2.3 – Modèle de Cavité appliqué à l'antenne patch alimentée par fente en croix inégale	69
2.3 – Antenne à hélice.....	84
2.3.1 – Conception de l'antenne à hélice à 5,8 GHz.....	85
2.3.2 – Résultats expérimentaux	87

2.4 – Comparaison des deux antennes retenues pour le système de DAI.....	89
CHAPITRE 3 RÉSEAU À 6 ANTENNES..... 91	
3.1 – Principe de fonctionnement du réseau à 6 antennes	91
3.2 – Description du prototype à 1,55 MHz.....	97
3.3 – Conception du réseau à 6 antennes à 5,8 GHz.....	100
3.3.1 – Choix des matériaux	100
3.3.2 – Suppression des ponts à air.....	102
3.3.3 – Conception et simulation du réseau d'antennes à 5,8 GHz	106
3.3.4 – Conception et simulation du RAFM à 5,8 GHz.....	109
3.4 – Réalisation et mesures du prototype à 5,8 GHz.....	116
3.5 – Limites du réseau à 6 éléments	123
CHAPITRE 4 RÉSEAU À 4 ANTENNES..... 126	
4.1 – Principe de fonctionnement du réseau à 4 antennes	126
4.2 – Conception du prototype avec un seul axe à 5,8 GHz	133
4.2.1 – Étude du réseau d'antenne et du RAFM	133
4.2.2 – Résultats expérimentaux	138
4.3 – Intégration des deux axes sur une même antenne, à 5,8 GHz.....	140
4.3.1 – Conception du RAFM pour les deux prototypes	141
4.3.2 – Résultats expérimentaux pour les deux prototypes.....	144
4.4 - Conclusion	148

CHAPITRE 5 PERFORMANCES DU SYSTÈME DE DAI	149
5.1 – Modélisation du système de DAI en incluant le gain des antennes élémentaires	149
5.2 – Amélioration du système de DAI	153
5.3 – Comparaison des deux antennes étudiées pour le système de DAI.....	159
5.3.1 – Comparaison des performances sans pré-filtrage	159
5.3.2 - Comparaison des performances avec pré-filtrage	160
5.3.3 – Validation du modèle retenu pour le système de DAI.....	162
5.4 – Conclusion	165
CONCLUSION.....	167
RÉFÉRENCES	171

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

ADS	Advanced Design System
AUT	Antenne sous test
CEM	Compatibilité Électromagnétique
DAI	Détection d'Angle d'Incidence
GRAMES	Groupe de Recherche Avancée en Micro-ondes et Électronique Spatiale
G-SAT	Micro-Satellite géostationnaire
HFSS	High-Frequency Structure Simulator
LO-SAT	Satellite basse orbite
LRN	Laboratoire de Réseau de Neurones
MdM	Méthode des Moments
MEF	Méthode des Éléments Finis
RAFM	Réseau d'alimentation à faisceau multiple
RF	Radio-Fréquence
RSB	Rapport Signal à Bruit
SAF	Spirale d'Archimède Fente
TLA	Test sur la Ligne d'Alimentation
TLF	Test sur la Largeur de la Fente
TMA	Test sur la Méthode d'Alimentation
TOS	Taux d'Onde Stationnaire

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS

a	Constante multiplicative définissant le rayon d'une spirale d'Archimède
a	Longueur du côté de l'antenne patch
a	Diamètre du réflecteur de l'antenne à hélice
\vec{A}	Potentiel vecteur magnétique
AR_{cp}	Rapport axial en polarisation circulaire
b	Hauteur du cylindre du réflecteur de l'antenne à hélice
β	Constante de propagation
c	Vitesse de la lumière dans le vide
C_λ	Circonférence de l'antenne à hélice
d	Diamètre du fil métallique de l'antenne à hélice
D	Plus grande dimension de l'AUT
D	Directivité de l'antenne
D	Diamètre de l'antenne à hélice
Δ	Constante additive définissant le rayon d'une spirale d'Archimède
d_i	Épaisseur de substrat i
$d\Omega$	Angle solide élémentaire
$d\vec{s}$	Vecteur élément de surface

dv'	Volume élémentaire rayonnant
$D_{x(y)}$	Espacement selon x (y) dans un réseau d'antenne à deux dimensions
δ_{eff}	Pertes tangentielles effectives dans le modèle de cavité
e	Efficacité de l'antenne
\vec{E}	Champ électrique
$\vec{E}_{ax(y)}$	Champ électrique dans l'ouverture selon x (y) alimentant l'antenne patch
ϵ	Permittivité ou constante diélectrique du milieu de propagation
ϵ_0	Constante diélectrique du vide
$E_R(L)$	Polarisation circulaire droite (gauche)
$\epsilon_{r,eff}$	Constante diélectrique relative effective du milieu de propagation
ϵ_{ri}	Constante diélectrique relative du milieu de propagation i
$Erreur_i$	Erreur absolue moyenne entre les signaux normalisés théoriques et expérimentaux indicés i
f	Fréquence d'opération
G	Gain de l'antenne
Γ	Coefficient de réflexion aux portes du RAFM
\vec{H}	Champ magnétique
J, J_e	Densité de courant électrique
$J_{mx(y)}$	Densité de courant magnétique selon x (y)

k	Constante de propagation
k_a	Constante de propagation dans l'ouverture alimentant l'Antenne patch
k_{eff}	Constante de propagation effective de l'Antenne patch
L	Longueur des lignes d'un coupleur hybride 90°
L_{ad}	Longueur de la ligne d'alimentation de l'antenne patch par rapport à l'origine du repère cartésien
$L_{ax, ay}$	Longueur de l'ouverture selon x, ou y alimentant l'antenne patch
L_{RAFM}	Pertes ohmiques dans le RAFM
L_{STUB}	Longueur de la ligne d'alimentation de l'antenne spirale par rapport à l'origine du repère cartésien
λ	Longueur d'onde
λ_g	Longueur d'onde guidée
$M_{ax, y}$	Courant magnétique équivalent dans l'ouverture selon x, y alimentant l'antenne patch
μ	Perméabilité du milieu de propagation
ω	Pulsation angulaire
P	Puissance totale rayonnée
φ	Azimut (repère de coordonnées cylindriques)
$\varphi_{ST, END}$	Angle de départ, de fin, de la spirale d'Archimède
r	Distance entre le point d'observation et le centre du repère cartésien

r	Rayon de la spirale d'Archimède pour un angle φ donné
r'	Distance entre un volume élémentaire rayonnant et le centre du repère de coordonnées cartésien
R	Distance entre le point d'observation et le volume élémentaire rayonnant
R	Rayon du coupleur hybride circulaire
R_0	Rayon moyen de la spirale d'Archimède
ρ	Densité de charge
ρ_L	Rapport de polarisation linéaire
S	Espacement entre deux tours successifs de l'antenne à hélice
\vec{S}	Vecteur de Poynting
$\tan \delta$	Pertes tangentielles diélectriques
θ	Élévation (repère de coordonnées sphériques)
θ_{mn}	Paramètre définissant la matrice S d'un coupleur hybride 90°
$\theta_{x(y)}$	Angle entre l'axe x (y) et la direction d'arrivée de l'onde incidente
U	Densité de puissance par unité d'angle solide
$U_{i,\text{exp } (th)}$	Signal i expérimental (théorique) du prototype à 4 antennes
U_{moy}	Valeur moyenne sur tout l'espace de la densité de puissance
v'	Volume rayonnant
$V_{ox(y)}$	Potentiel au centre de l'ouverture parallèle à x (y) alimentant l'antenne patch

w_a	Largeur de l'ouverture alimentant l'antenne patch
w_d	Décalage entre l'axe y et la ligne d'alimentation du système d'alimentation par deux lignes minces de l'antenne spirale d'Archimède
w_E	Espacement entre les deux lignes du système d'alimentation par deux lignes minces de l'antenne spirale d'Archimède
w_f	Largeur de la ligne d'alimentation de l'antenne spirale d'Archimède et de l'antenne patch
w_L	Largeur de la ligne d'alimentation du système d'alimentation par deux lignes minces de l'antenne spirale d'Archimède
$W_{\text{large, mince}}$	Largeur des lignes d'un coupleur hybride 90°
w_M	Largeur des lignes minces du système d'alimentation par deux lignes minces de l'antenne spirale d'Archimède
w_S	Largeur de la fente de l'antenne spirale d'Archimède
$X_{i,\text{exp (th)}}$	Signal i expérimental (théorique) du prototype à 6 antennes
$Y_{x (y),\text{ant}}$	Admittance de l'antenne patch au niveau de l'ouverture selon x (y)
$Y_{x (y),\text{ap}}$	Admittance de l'ouverture selon x (y) alimentant l'antenne patch

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1 – Comparaison des performances des TMA en terme de gain et efficacité.....	48
Tableau 2.2 – Comparaison des performances des TMA en terme de largeur de bande	48
Tableau 2.3 – Variation du diamètre moyen (en mm) en fonction de (a) a (en mm/rad) pour $\Delta = 0,653$ mm et (b) de Δ (en mm) pour $a = 0,835$ mm/rad	53
Tableau 2.4 – Valeurs des paramètres des spirales TLA-1 à 6	55
Tableau 2.5 – Valeurs des paramètres des spirales TLF-1 à 4.....	57
Tableau 3.1 – Résultats de simulation et mesures d'un hybride sur substrat épais	101
Tableau 3.2 – Coefficients de réflexion et de couplages des antennes	108
Tableau 3.3 – Comparaison de différents coudes (Momentum).....	110
Tableau 3.4 – Valeurs optimisées des paramètres des hybrides 90°	111
Tableau 3.5 – Résultats des hybrides 90° (a) carré et (b) circulaire	113
Tableau 3.6 – Résultats de simulation d'un diviseur de puissance.....	113
Tableau 3.7 – Coefficients de réflexion aux portes du RAFM pour l'axe u (exprimés en dB).....	117
Tableau 3.8 – Coefficients de réflexion aux portes du RAFM pour l'axe v (exprimés en dB).....	117

Tableau 3.9 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour l'axe u ($\theta_v = 90^\circ$)	122
Tableau 3.10 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour l'axe v ($\theta_u = 90^\circ$)	122
Tableau 3.11 – Conséquence de la désadaptation sur le niveau de puissance des signaux	125
Tableau 4.1 – Valeurs optimisées des paramètres des hybrides 90°	135
Tableau 4.2 – Paramètres S du Coupleur Hybride 90° -4,77 dB	135
Tableau 4.3 – Résultats de simulation du RAFM avec ADS : (a) coefficients de transmission, (b) coefficients de réflexion et de couplage des portes d'antenne et (c) coefficients de réflexion et de couplage des portes des signaux	136
Tableau 4.4 – Coefficient de réflexion aux portes du RAFM	138
Tableau 4.5 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour l'antenne à un axe, selon la direction principale	140
Tableau 4.6 – Résultats de simulation du RAFM avec ADS : (a) coefficients de transmission, (b) coefficients de réflexion et de couplage des portes d'antenne et (c) coefficients de réflexion et de couplage des portes des signaux	142
Tableau 4.7 – Résultats de simulation du RAFM avec ADS : (a) coefficients de transmission, (b) coefficients de réflexion et de couplage des portes d'antenne et (c) coefficients de réflexion et de couplage des portes des signaux	143
Tableau 4.8 – Coefficient de réflexion aux portes du RAFM pour le prototype à 4 antennes utilisant l'antenne élémentaire spirale	144

Tableau 4.9 – Coefficient de réflexion aux portes du RAFM pour le prototype à 4 antennes utilisant l'antenne élémentaire patch	144
Tableau 4.10 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour le prototype utilisant l'antenne élémentaire spirale	146
Tableau 4.11 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour le prototype à 4 antennes utilisant l'antenne élémentaire patch	148
Tableau 5.1 – Répartition de l'erreur en fonction du RSB maximal	154
Tableau 5.2 – Répartition de l'erreur en fonction du RSB maximal pour (a) le prototype à 6 antennes et (b) le prototype à 4 antennes.....	160
Tableau C.1 – Coefficients de transmission entre les antennes et les portes du RAFM pour l'axe u	199
Tableau C.2 – Coefficients de réflexion et de couplages des portes des antennes de l'axe u (exprimés en dB)	199
Tableau C.3 – Coefficients de réflexion aux portes du RAFM pour l'axe u (exprimés en dB).....	200
Tableau C.4 – Coefficients de transmission entre les antennes et les portes du RAFM pour l'axe v	200
Tableau C.5 – Coefficients de réflexion et de couplages des portes des antennes de l'axe v (exprimés en dB)	200
Tableau C.6 – Coefficients de réflexion aux portes du RAFM pour l'axe v (exprimés en dB).....	201

LISTE DES FIGURES

Figure 0.1 – Alignement d'antennes dans le cas de la radiodiffusion par satellite.....	2
Figure 0.2 – Pertes dues à la polarisation des antennes	3
Figure 0.3 – Alignement dans le cas d'une mission MSAT	5
Figure 0.4 – Les différents systèmes de coordonnées utilisés	6
Figure 0.5 – Architecture du système de détection 1 axe	7
Figure 1.1 – Notations utilisées pour les problèmes de rayonnement	10
Figure 1.2 – Polarisation elliptique.....	16
Figure 1.3 – Schéma du banc de mesure en champ lointain.....	20
Figure 1.4 – Intérieur de la chambre anéchoïde.....	21
Figure 1.5 – (a) Dispositif de mesure en champ proche	22
et (b) antenne sonde utilisée.....	22
Figure 2.1 – Spirale d'Archimède à un tour : (a) vue éclatée, (b) vue de dessus	25
Figure 2.2 – Disposition des couches pour l'antenne spirale à 1,55 GHz	26
Figure 2.3 – Antenne spirale à 1,55 GHz.....	27
Figure 2.4 – Coefficient de réflexion (en dB) de la spirale à 1,55 GHz	27
Figure 2.5 – Décomposition en polarisation circulaire (en dB) pour (a) $\varphi = 0^\circ$ et (b) $\varphi = 90^\circ$	29
Figure 2.6 – Rapport Axial (en dB) en fonction de la fréquence.....	29
Figure 2.7 – Influence de l'adaptation sur le rapport axial (en dB).....	32

Figure 2.8 – Alimentation de la spirale sur GML1032 avec (a) une ligne large, (b) deux lignes minces en parallèle.....	33
Figure 2.9 – Influence de l’adaptation sur le rapport axial (en dB) avec le système d’alimentation à deux lignes minces.....	34
Figure 2.10 – Coefficient de réflexion (en dB) de la spirale sur GML 1032.....	34
Figure 2.11 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan xz ($\phi = 0^\circ$): (a) Composantes du champ E en coordonnées sphériques (en dB), (b) Décomposition en polarisations circulaires (en dB) et Rapport axial (en dB).....	35
Figure 2.12 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan yz ($\phi = 90^\circ$): (a) Composantes du champ E en coordonnées sphériques (en dB), (b) Décomposition en polarisations circulaires (en dB) et Rapport axial (en dB).....	36
Figure 2.13 – Rapport Axial (en dB) en fonction de la fréquence.....	36
Figure 2.14 – Mesures en champ proche de la composante E_x (en dB) : (a) vue de dessus, (b) vue latérale selon l’axe des y et (c) coupe de la vue latérale pour y = 0.....	38
Figure 2.15 – Caractéristiques de rayonnement (HFSS) dans le plan xz ($\phi = 0^\circ$): (a) Décomposition en polarisations circulaires (en dB) et Rapport axial (en dB)	39
Figure 2.16 – Caractéristiques de rayonnement (HFSS) dans le plan yz ($\phi = 90^\circ$): (a) Décomposition en polarisations circulaires (en dB) et Rapport axial (en dB)	39
Figure 2.17 – Structure de la spirale réalisée sur RT/Duroid 6002 à 5,8 GHz	42
Figure 2.18 – Coefficient de réflexion (en dB) de la spirale réalisée sur RT/Duroid 6002 à 5,8 GHz.....	42

Figure 2.19 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan xz ($\varphi = 0^\circ$):	
(a) Décomposition en polarisations circulaires (en dB) et (b) Rapport axial (en dB)	43
Figure 2.20 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan yz ($\varphi = 90^\circ$):	
(a) Décomposition en polarisations circulaires (en dB) et (b) Rapport axial (en dB)	43
Figure 2.21 – Rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence.....	45
Figure 2.22 – Comparaison des différents prototypes TMA	47
Figure 2.23 – Comparaison des (a) coefficients de réflexion et du (b) rapport axial des TMA.....	47
Figure 2.24 – Coefficients de réflexion mesurés (en dB) des antennes TMA-1 et TMA-2	49
Figure 2.25 – Influence sur le rapport axial (en dB) des constantes définissant la spirale	52
Figure 2.26 – Influence sur le rapport axial (en dB) de (a) a (en mm/rad) pour $\Delta = 0,653$ mm et (b) de Δ (en mm) pour $a = 0,835$ mm/rad.....	52
Figure 2.27 – Paramètre d'adaptation de la spirale SAF-1	53
Figure 2.28 – Coefficient de réflexion de la spirale SAF-1	54
Figure 2.29 – Variation du rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence pour les prototypes (a) TLA-1 à 3 et (b) TLA-4 à 6	55
Figure 2.30 – Comparaison du rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence pour (a) les prototypes TLF-1 à 3 et (b) TLF-1 et 4	57
Figure 2.31 – Comparaison du rapport axial (en dB) pour les prototypes SAF	59

Figure 2.32 – Propriétés des antennes SAF en fonction de la fréquence :	
(a) coefficient de réflexion (en dB), (b) gain (en dB) et efficacité (en %)	60
Figure 2.33 – Antenne patch carrée alimentée par une fente à croix inégale	
(a) vue éclatée, (b) vue de dessus et (c) vue latérale.....	64
Figure 2.34 – Antenne patch à 5,8 GHz : (a) Coefficient de réflexion (en dB) et	
(b) Rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence.....	66
Figure 2.35 – Caractéristiques de rayonnement : Décomposition en polarisations	
circulaires (en dB) dans les plans (a) xz ($\varphi = 0^\circ$) et (b) yz ($\varphi = 90^\circ$) et	
rapport axial (en dB) dans les plans (c) xz ($\varphi = 0^\circ$) et (d) yz ($\varphi = 90^\circ$)	67
Figure 2.36 – (a) Antenne patch optimisée à 1,55 GHz (b) Coefficient de	
réflexion (en dB) de l'antenne patch.....	68
Figure 2.37 – Densité de courant magnétique équivalente	71
Figure 2.38 – Circuit équivalent de l'antenne patch alimentée par	
une croix inégale	79
Figure 2.39 – (a) amplitude (en valeur absolue) et (b) phase (en degrés)	
du rapport V_{ox} / V_{oy}	82
Figure 2.40 – Coefficients (normalisés) de l'expansion modale	83
du champ électrique à 6 GHz.....	83
Figure 2.41 – Antenne à hélice et notations associées.....	85
Figure 2.42 – Coefficient de réflexion (en dB) de l'antenne à hélice.....	87

Figure 2.43 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan xz ($\varphi = 0^\circ$): (a) Gain de l'antenne (en dB), (b) Décomposition en polarisations circulaires (en dB) et (c) Rapport axial (en dB)	88
Figure 3.1 – Différence de chemin électrique entre deux antennes	92
Figure 3.2 – (a) Variations normalisées de P_i en fonction de θ_x et (b) Erreur d'inversion en fonction des variations d'une fonction	93
Figure 3.3 – Diagramme bloc du RAFM pour 1 axe	94
Figure 3.4 – (a) Illustration de la division de l'espace avec X1 et X4 (b) et (c) Signaux (en Watts) obtenus avec le RAFM	95
Figure 3.5 – Formulation théorique (a) d'un diviseur de puissance et (b) d'un coupleur hybride 90°	96
Figure 3.6 – Prototype à 1,55 GHz	98
Figure 3.7 – Disposition des couches pour le prototype à 1,55 GHz	99
Figure 3.8 – (a) et (b) Hybrides 90° à 70Ω sur GML1032 .060	100
Figure 3.9 – Diagramme bloc de la matrice de passage de X7, X8 vers X5, X6	105
Figure 3.10 – Diagramme bloc modifié du RAFM pour 1 axe	105
Figure 3.11 – Prototype à 5,8 GHz	106
Figure 3.12 – Coefficient de réflexion (en dB) de l'antenne adaptée avec un tronçon incurvé (simulation avec Momentum)	107
Figure 3.13 – Notations relatives au réseau d'antennes à 5,8 GHz	108
Figure 3.14 – (a) Polarisation circulaire (dB) et (b) Rapport axial (dB) de l'antenne A2	109

Figure 3.15 – Coude (a) incurvé, (b) droit et (c) droit sectionné à 50%	110
Figure 3.16 – Hybride 90° (a) carré, (b) circulaire	111
Figure 3.17 – Hybride 90° circulaire réalisé à 5,8 GHz	112
Figure 3.18 – Topologie d'un diviseur de puissance	113
Figure 3.19 – Signaux (en Watts) du RAFM conçu (simulation ADS) pour (a) l'axe u et (b) l'axe v.....	115
Figure 3.20 – Réseau à 6 antennes réalisé (à 5,8 GHz)	116
Figure 3.21 – Signaux (a) X1 à X4 et (b) X5 à X8 (en puissance normalisée) pour l'axe u ($\theta_v = 90^\circ$)	118
Figure 3.22 – Signaux (a) X1 à X4 et (b) X5 à X8 (en puissance normalisée) pour l'axe v ($\theta_u = 90^\circ$)	118
Figure 3.23 – (a) à (h) Signaux normalisés X1 à X8 (en Watts) pour l'axe u ($\theta_v = 90^\circ$)	120
Figure 3.24 – (a) à (h) Signaux normalisés X1 à X8 (en Watts) pour l'axe v ($\theta_u = 90^\circ$)	121
Figure 3.25 – Comparaison du niveau de puissance (en dB) signaux X5u à X8u.....	124
Figure 4.1 – (a) Matrice de Blass, (b) Matrice de Blass modifiée	129
Figure 4.2 – Topologie du RAFM à trois entrées	130
Figure 4.3 – Diagramme bloc du RAFM pour un axe	132
Figure 4.4 – Signaux (en Watts) du RAFM	132
Figure 4.5 – Topologie générale d'un Coupleur Hybride 90°	134
Figure 4.6 – Prototype un axe à 5,8 GHz.....	135

Figure 4.7 – Signaux du RAFM un axe conçu (Simulation ADS) en Watts	137
Figure 4.8 – Diagramme de rayonnement en polarisation circulaire pour l'antenne (a) A1 et (b) A2.....	138
Figure 4.9 – (a) à (c) signaux normalisés U1 à U3 (en Watts) pour $\theta_y = 90^\circ$	139
Figure 4.10 – (a) à (c) signaux normalisés U1 à U3 (en Watts) pour $\theta_y = 45^\circ$	139
Figure 4.11 – (a) à (c) signaux normalisés U1 à U3 (en Watts) pour $\theta_y = 135^\circ$	139
Figure 4.12 – Prototype à 4 antennes avec (a) l'antenne spirale et (b) l'antenne patch	141
Figure 4.13 – Prototype à 4 antennes réalisé (à 5,8 GHz)	144
Figure 4.14 – (a) à (c) signaux normalisés U1u à U3u (en Watts) pour $\theta_v = 90^\circ$	145
Figure 4.15 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 90^\circ$	146
Figure 4.16 – (a) à (c) signaux normalisés U1u à U3u (en Watts) pour $\theta_v = 90^\circ$	147
Figure 4.17 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 90^\circ$	147
Figure 4.18 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 90^\circ$ après correction de l'alignement.....	148
Figure 4.19 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 45^\circ$	148
Figure 4.20 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 135^\circ$	149
Figure 5.1 – Estimations du réseau de neurones et réponse du système de DAI après filtrage.....	153
Figure 5.2 – Réponse du système avant et après filtrage pour un RSB de (a) 10 dB et (b) 15 dB	154

Figure 5.3 – Système de pré-filtrage.....	155
Figure 5.4 – Influence du pré-filtrage (avec $n = 10$) sur (a) un bruit blanc et sur (b) un bruit gaussien.....	156
Figure 5.5 – Influence du pré-filtrage (avec $n = 10$ et $m = 30$) sur le RSB (en dB) dans le cas (a) d'un bruit blanc et (b) d'un bruit gaussien	157
Figure 5.6 – Influence sur le RSB (en dB) (a) de n pour $m = 50$ et (b) de m pour $n = 10$	158
Figure 5.7 – Erreur quadratique moyenne en fonction de l'ouverture du cône d'intérêt (en degrés) et de la valeur de n pour un RSB de 10 dB : (a) résultats du prototype à 6 antennes et (b) résultats du prototype à 4 antennes	160
Figure 5.8 – Erreur quadratique moyenne en fonction de l'ouverture du cône d'intérêt (en degrés) et de la valeur de n pour un RSB de 12 dB : (a) résultats du prototype à 6 antennes et (b) résultats du prototype à 4 antennes	161
Figure 5.9 – Erreur quadratique moyenne en fonction de l'ouverture du cône d'intérêt (en degrés) et de la valeur de n pour un RSB de 15 dB : (a) résultats du prototype à 6 antennes et (b) résultats du prototype à 4 antennes	161
Figure 5.10 – Courbe de normalisation des signaux pour (a) l'axe u et (b) l'axe v du prototype à 6 antennes	163
Figure 5.11 – Courbe de normalisation des signaux pour (a) l'axe u et (b) l'axe v du prototype à 4 antennes	163
Figure 5.12 – Prototype à 4 antennes modifié utilisant l'antenne patch (à 5,8 GHz).....	164

Figure 5.13 – Courbe de normalisation des signaux pour (a) l'axe u et (b) l'axe v du prototype à 4 antennes modifié	165
Figure A.1 – (a) antenne SAF-1 et notations associés à la spirale d'Archimède, (b) antenne SAF-2, (c) notations associées au substrat et (d) notations associées au réseau.....	178
Figure A.2 – Réseau uniforme utilisant la technique PE	179
Figure A.3 – Variation du (a) rapport axial en (dB) et de (b) la largeur de faisceau à demi-puissance (en degrés) en fonction de l'espacement entre les éléments du réseau.....	180
Figure A.4 – Résultats de simulation des deux réseaux étudiés : (a) coefficient de réflexion (en dB) en fonction de la fréquence et (b) rapport axial et gain (en dB) en fonction de la fréquence	182
Figure A.5 – Résultats expérimentaux des deux réseaux étudiés : (a) coefficient de réflexion (en dB) en fonction de la fréquence et (b) rapport axial et gain (en dB) en fonction de la fréquence	183
Figure A.6 – Gain (en dB) du réseau d'antennes (a) régulier et (b) avec la technique PE	183
Figure A.7 – Fonctionnement bi-bande du réseau utilisant la technique PE avec l'antenne SAF-2.....	185
Figure A.8 – Résultats expérimentaux des deux réseaux étudiés : (a) coefficient de réflexion (en dB) en fonction de la fréquence et (b) rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence	185

Figure B.1 – Phase (en degrés) du rapport V_{ox} / V_{oy}	197
Figure C.1 – Diagramme bloc du système à 1 axe	198
Figure C.2 – (a) à (h) Signaux X1u à X8u (en Watts) pour différentes valeurs de θ_v ...	202
Figure C.3 – (a) à (h) Signaux X1v à X8v (en Watts) pour différentes valeurs de θ_u ...	203

TABLE DES ANNEXES

ANNEXE A RÉSEAUX D'ANTENNES SPIRALE D'ARCHIMÈDE FENTE	
À UN TOUR	176
A.1 – Étude sur la séparation des antennes dans un réseau uniforme.....	176
A.2 – Étude de réseaux uniformes à 4 antennes	180
A.3 – Propriétés bi-bandes de l'antenne SAF-2.....	184
ANNEXE B MODÈLE DE CAVITÉ DE L'ANTENNE PATCH ALIMENTÉE	
PAR UNE FENTE EN CROIX INÉGALE	187
B.1 – Équations de propagation	187
B.2 – Fonctions de base et propriété d'orthogonalité	188
B.2.1 – Résolution de l'équation de propagation sans second membre pour le champ électrique	188
B.2.2 – Propriété d'orthogonalité des fonctions de base du champ électrique	190
B.3 – Calcul des coefficients de l'expansion modale du champ magnétique	192
B.4 – Validation des expressions derives	195
ANNEXE C RÉSULTATS DE SIMULATION ET COMPLÉMENTS DE	
MESURES DU RÉSEAU D'ANTENNES À 6 ÉLÉMENTS.....	198

INTRODUCTION

Un souci majeur dans toute application sans fil est de maximiser le transfert de puissance entre deux antennes. Cela est vrai tant pour les communications terrestres (applications en radiocommunications mobiles, radiodiffusion...) que spatiales (lien station terrestre vers satellite et réciproquement, ou satellite vers satellite). Pour cela, on a souvent recourt à des antennes dites directives, c'est à dire dont le gain est plus élevé selon une direction donnée¹. Mais cela impose en contrepartie d'assurer un bon alignement entre les deux antennes. Autrement dit, il faut que les plans orthogonaux aux directions privilégiées respectives de chaque antennes soient parallèles.

Pour résoudre ce problème, dans le cas d'antennes fixes, il est nécessaire de faire un positionnement précis des antennes lors de leur installation. C'est le cas par exemple dans les systèmes de radiodiffusion par satellite tel qu'illustré sur la figure 0.1. L'alignement est réalisé lors de l'installation de l'antenne chez l'abonné, le gain de l'antenne de diffusion étant idéalement constant sur la zone de couverture. Dans le cas où les antennes sont en déplacement l'une par rapport à l'autre, il faut répéter cette opération d'alignement avec une fréquence fonction de la vitesse de déplacement relatif entre les deux antennes. Pour ce faire, on utilise un dispositif de détection d'angle d'incidence dont le but est de déterminer l'erreur d'alignement en vue de la minimiser.

¹ Les notions utiles concernant les antennes sont brièvement rappelées dans le chapitre 1

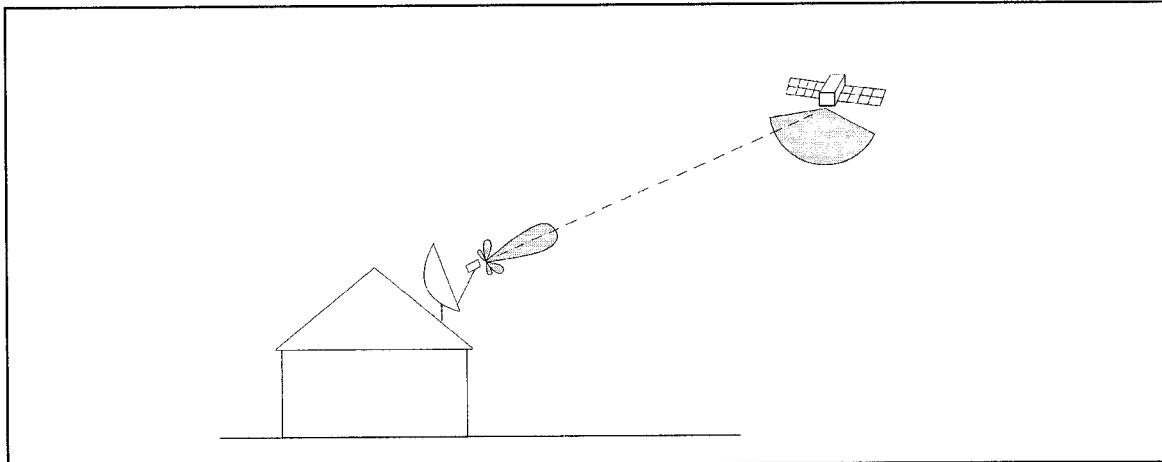


Figure 0.1 – Alignement d'antennes dans le cas de la radiodiffusion par satellite

Différentes topologies ont été proposées pour réaliser cette fonction. Une technique communément employée pour les radars consiste à créer avec un réseau linéaire d'antennes deux types de faisceau : un faisceau ‘somme’ présentant un maximum selon la direction principal et un faisceau ‘différence’ présentant un nul selon cette même direction : il s’agit d’un système mono pulse. Par balayage, le faisceau ‘somme’ permet de détecter la cible et le faisceau ‘différence’ donne un positionnement plus précis [1]. D’autres techniques plus élaborées utilisent des réseaux d’antennes invariants par rotation, particulièrement adaptés à des détections sur 360 degrés en azimut. L’information sur l’angle d’incidence peut être obtenue soit par comparaison d’amplitudes aux portes du système d’alimentation [2,3], soit par comparaison de phases [2], soit les deux simultanément [4]. Dans tous les cas, un réseau d’alimentation spécifique est conçu réalisant la fonction de comparaison souhaitée. Le calibrage du système permet de compenser les imperfections du réseau d’alimentation. Mais la conception des antennes nécessite beaucoup de soins pour obtenir les propriétés voulues.

Une autre méthode pour la détection d'angle d'incidence, offrant davantage de flexibilité en terme de calibrage et plus de robustesse au bruit, consiste à utiliser un réseau de neurones comme réseau d'alimentation [5] ou de l'associer à un Réseau d'Alimentation à Faisceau Multiples (RAFM) adapté [6]. Le réseau de neurones, de part sa faculté d'apprentissage, peut compenser à la fois pour les imperfections du réseau d'alimentation et des antennes.

Un autre facteur de pertes dans les transmissions sans fil est lié à la polarisation des ondes. En effet, dans le cas d'ondes à polarisation linéaire comme illustré sur la figure 0.2, les pertes par non alignement des axes de polarisation peuvent, dans le pire des cas, entraîner un arrêt de la réception. Cela se produit lorsque les deux directions de polarisation sont orthogonales. Pour éviter d'avoir à implémenter un système d'alignement des axes de polarisation des antennes émettrice et réceptrice, on préfère

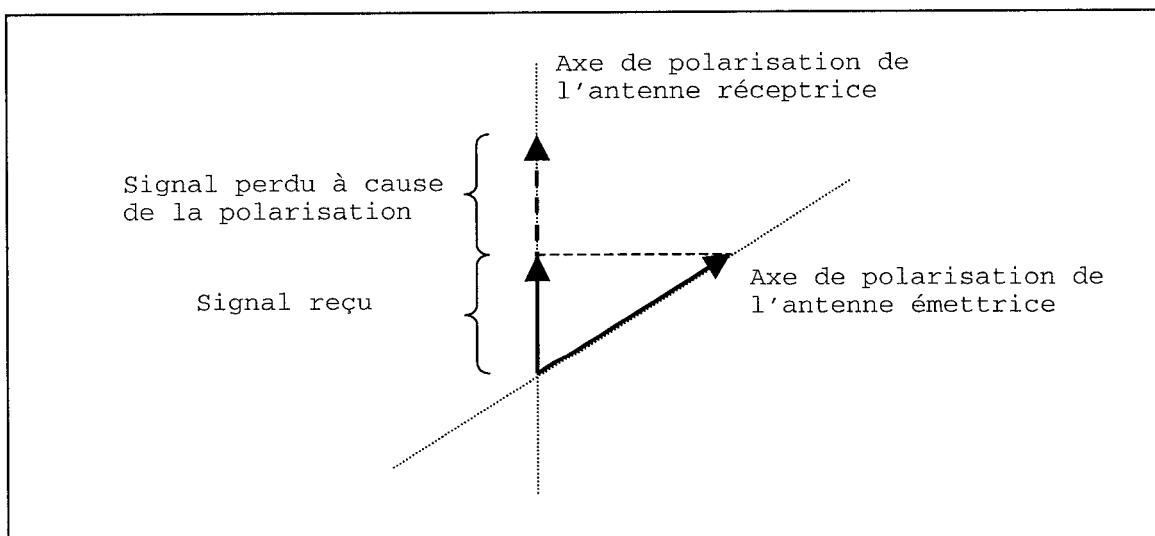


Figure 0.2 – Pertes dues à la polarisation des antennes

généralement travailler avec des antennes à polarisation circulaire. La recherche dans ce domaine est particulièrement active pour arriver à des structures appropriées aux applications présentes et futures, tant commerciales que militaires. Les antennes planaires fentes ou micro-rubans, sur un ou plusieurs niveaux de substrat, ont reçu une attention toute particulière pour leur facilité de conception et d'intégration à des circuits RF. De nombreuses structures ont été proposées avec une seule porte d'alimentation, ce qui facilite la conception du réseau d'alimentation et en réduit également ses dimensions.

Le travail de maîtrise présenté dans ce mémoire a porté sur ces deux aspects, à savoir la conception d'antennes à polarisation circulaire et leur utilisation dans un système de détection d'angle d'incidence. Les objectifs étaient de déterminer les angles d'azimut et d'élévation d'un faisceau incident avec une erreur de ± 1 degré dans un cône d'intérêt de 45 degrés de demi-angle au sommet. L'utilisation d'un réseau d'antennes associé à un RAFM et un réseau de neurones a été retenue car elle offre une possibilité de reconfiguration au système.

Les conditions pour l'étude de faisabilité correspondent à celles d'une application de micro-satellite. Le système serait embarqué dans un satellite basse-orbite. Le signal source, dont on doit déterminer la direction d'arrivée, est fourni par le faisceau sud du satellite géostationnaire (G-SAT) qui couvre l'Amérique du Nord. Ses caractéristiques sont les suivantes :

- Signal non modulé de fréquence : 1550,05 MHz ;
- Densité de flux de puissance : -135 dBW/m² ;

- Polarisation circulaire ;
- Satellite géostationnaire à $106,5^\circ$ de longitude Ouest.

Pour un satellite basse orbite à une altitude de 1 000 km, les caractéristiques de variation du positionnement seraient les suivantes :

- Variation de la direction d'arrivée de 1° toutes les 15 secondes ;
- 2 à 3 passages par jour dans le faisceau Sud de G-SAT ;
- un passage dure 160 secondes ;
- antennes pointant approximativement vers le zénith.

La figure 0.3 illustre les conditions définies ci-dessus. Une fois que notre système a déterminé la direction d'arrivée du faisceau émis, ce résultat est utilisé pour commander le positionnement de l'antenne réceptrice du satellite LO-SAT et assurer ainsi un alignement de cette antenne à ± 1 degré avec le satellite G-SAT.

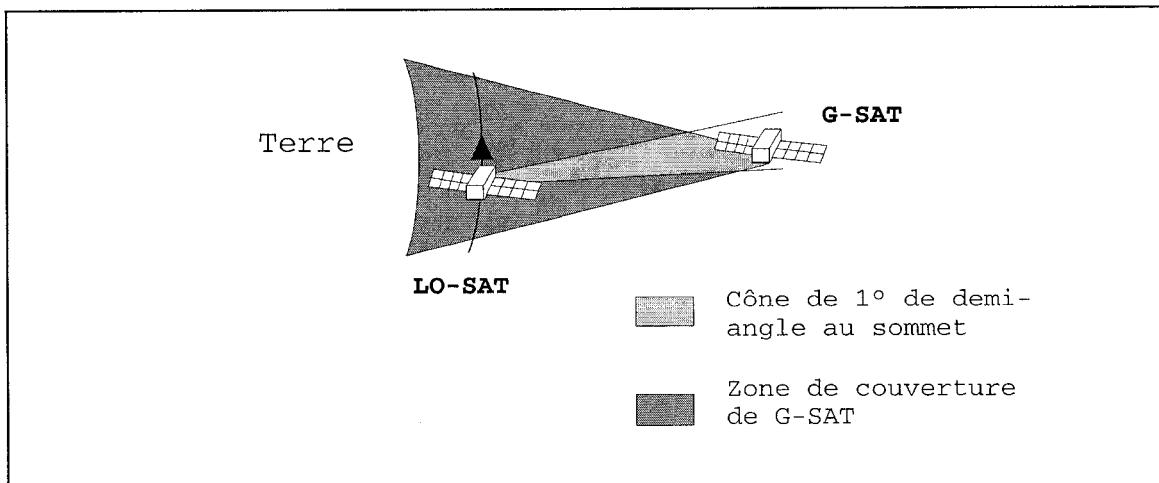


Figure 0.3 – Alignement dans le cas d'une mission micro-satellite

Ce projet, dont l'étude de faisabilité a été commanditée par l'Agence Spatiale Canadienne, a été rendu possible grâce à une collaboration entre le Groupe de Recherche Avancée en Micro-ondes et Électronique Spatiale (Poly-GRAMES) et le Laboratoire de Réseau de Neurones (LRN) de l'École Polytechnique de Montréal.

L'architecture de base retenue permet de déterminer l'angle entre la direction d'arrivée et un axe donné, sur lequel sont placées les antennes. La combinaison de deux de ces sous-systèmes pour deux axes orthogonaux permet de déterminer l'angle d'incidence dans le système de coordonnées (r, θ_x, θ_y) . Les relations utiles entre ce système de coordonnées et le système sphérique (r, θ, ϕ) sont les suivantes :

$$\begin{cases} \cos \theta_x = \sin \theta \cos \phi \\ \cos \theta_y = \sin \theta \sin \phi \end{cases} \quad (0.1)$$

La figure 0.4 rappelle la définition de ces systèmes de coordonnées par rapport au système cartésien (x, y, z) .

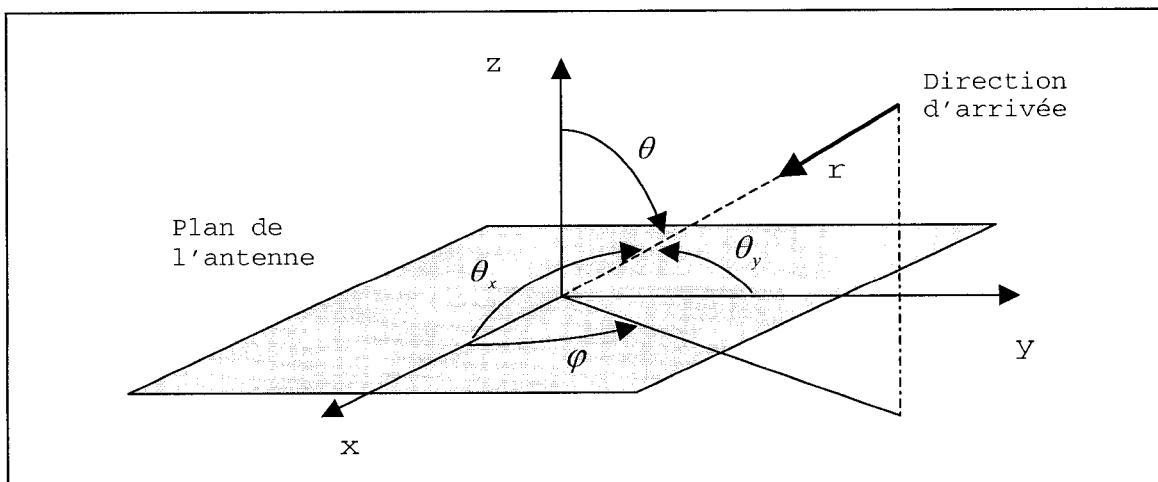


Figure 0.4 – Les différents systèmes de coordonnées utilisés

L'architecture de base pour un axe, telle que représentée sur la figure 0.5, présente trois parties principales :

- le réseau d'antennes et le RAFM qui fournissent l'information nécessaire au système ;
- le récepteur RF qui met en série, amplifie et numérise les signaux reçus ;
- et le réseau de neurones qui traite les données afin d'en extraire l'information souhaitée.

Le réseau de neurones a été étudié par Michael Coudyser, dans le cadre d'une Maîtrise ès Sciences Appliquées (M.Sc.A.), dirigée par le Professeur Jean Jules Brault. Les caractéristiques du récepteur ont été évaluées par Jean Frédéric Gagné, assistant de recherche au Centre de Recherche Poly-GRAMES.

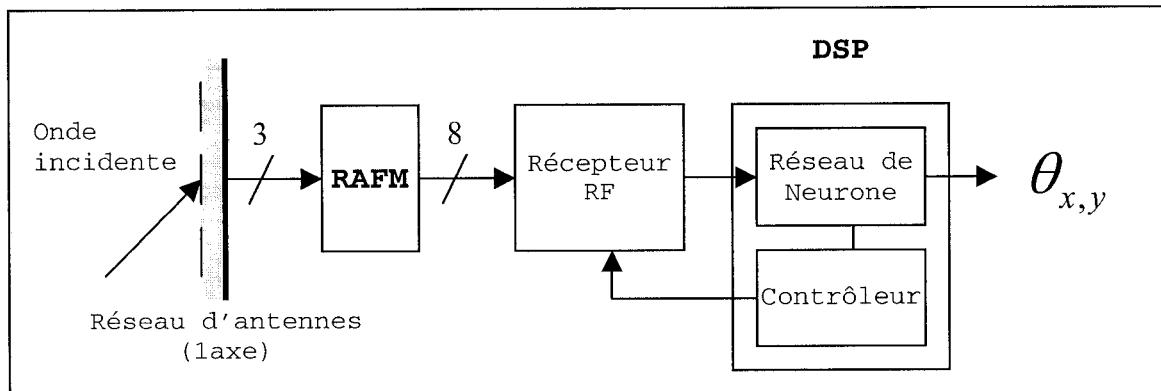


Figure 0.5 – Architecture du système de détection 1 axe

Ce mémoire de maîtrise expose le travail lié à la réalisation du réseau d'antennes ainsi que du RAFM pour le projet décrit ci-dessus. Dans le premier chapitre, nous

rappelons les notions utiles relatives à la caractérisation des antennes et leurs mesures. Suit un chapitre décrivant l'étude, l'optimisation et la conception de différentes antennes élémentaires appropriées, ainsi qu'une discussion comparative. Le troisième chapitre présente le réseau à 6 antennes retenu lors de l'étude de faisabilité, sa conception et les résultats expérimentaux obtenus. Pour pallier aux défauts de ce premier prototype, un autre réseau, comprenant 4 antennes a été proposé. L'étude, la conception et les tests de ce deuxième prototype font l'objet du chapitre 4. Le dernier chapitre compare les performances de ces deux prototypes associés au système de DAI retenu. Finalement, nous concluons ce mémoire par une mise en évidence des améliorations apportées tant aux antennes élémentaires étudiées qu'au système de DAI.

CHAPITRE 1

RAPPELS UTILES SUR LES ANTENNES

Ce chapitre contient un bref résumé des notions théoriques utiles concernant les antennes, et plus précisément les antennes à polarisation circulaire. Les formules importantes, nécessaires à une bonne interprétation des résultats contenus dans les chapitres ultérieurs, sont présentées. Nous décrivons également les logiciels et outils de mesures que nous avons employés à la conception et à la validation des antennes.

1.1 – Notions fondamentales d'électromagnétisme et de rayonnement

Tous les travaux modernes en électromagnétisme reposent sur les équations dictées en 1864 par le physicien James Clerk Maxwell (1831-1879), qui relient les champs électrique, \vec{E} et magnétique, \vec{H} [7] :

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \\ \nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} + \vec{J} \\ \nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \\ \nabla \cdot \vec{H} = 0 \\ \nabla \cdot \vec{J} = -j\omega\rho \end{cases} \quad (1.1)$$

avec les notations :

\vec{J} : le vecteur densité de courant

ρ : la densité de charge

μ : la perméabilité du milieu de propagation

ϵ : la permittivité ou constante diélectrique du milieu de propagation¹

ω : la pulsation angulaire, reliée à la fréquence par la relation $\omega = 2\pi f$.

Ces équations sont valides pour un milieu homogène, linéaire et isotrope. Toute structure présentant une distribution de courant peut être rayonnante, donc être une antenne. Les notations d'un problème de rayonnement général sont présentées sur la figure 1.1. Le rôle des antennes en émission est de convertir un signal électrique ou une

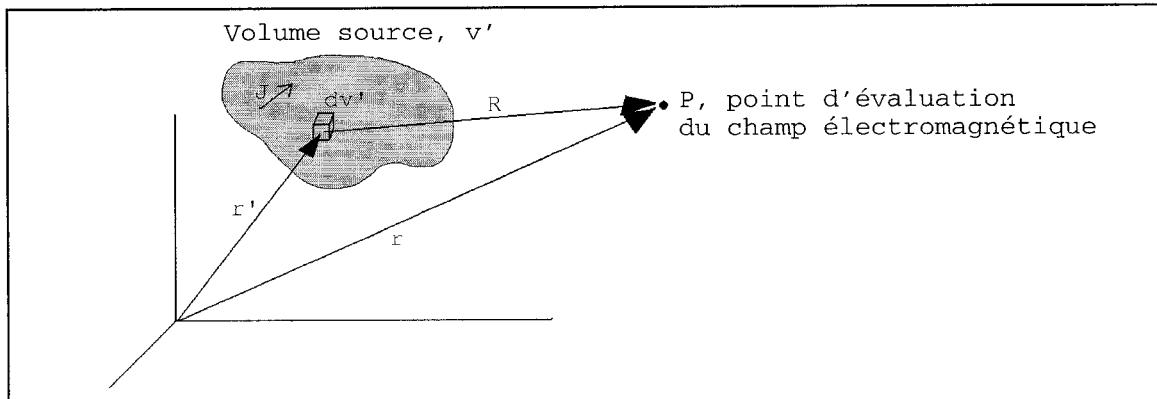


Figure 1.1 – Notations utilisées pour les problèmes de rayonnement

¹ Dans le cas des antennes, on suppose souvent que ϵ et μ sont des quantités réelles constantes pour l'étude du rayonnement. Dans les milieux à pertes diélectriques, ce qui est le cas des substrats généralement employés pour les antennes planaires, $\epsilon = \epsilon' - j \frac{\sigma}{\omega}$, où σ est la conductivité effective du matériau. Le rapport de la partie imaginaire sur la partie réelle est nommé perte tangentielle diélectrique.

onde électromagnétique guidée en une onde se propageant dans une espace libre. Les champs électromagnétiques rayonnées en dehors de la source sont obtenus par résolution des équations de Maxwell (1.1), en utilisant comme intermédiaire de calcul le potentiel vecteur magnétique, \vec{A} , dont dérive le champ magnétique:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{A} = \iiint_{v'} \mu \vec{J} \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dv' \\ \vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \\ \vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \vec{H} \end{array} \right. \quad (1.2)$$

avec les notations :

v' : le volume rayonnant

R : la distance entre un élément du volume rayonnant et le point d'intérêt où on évalue les champs électromagnétiques

β : la constante de propagation selon la direction radiale, reliée à la fréquence par

$$\text{la relation } \beta = \frac{2\pi f}{c} = \frac{\omega}{c}$$

c : la vitesse de la lumière dans le vide, $c = 2,997925 \times 10^8 \text{ m/s}$.

Les champs électromagnétiques rayonnés se propagent selon la direction radiale et présentent des surfaces équiphase sphériques. On parle de zone de champ lointain, ou zone de Fraunhofer, lorsque l'on est suffisamment éloigné de l'antenne pour que les surfaces équiphase puissent être considérées comme planaires.

Cette approximation est valable lorsque les trois conditions suivantes sont vérifiées [7] :

$$\begin{cases} r > 2D^2 / \lambda \\ r \gg D \\ r \gg \lambda \end{cases} \quad (1.3)$$

avec D : la plus grande dimension de l'antenne

λ : la longueur d'onde, reliée à la fréquence par la relation $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi}{\beta}$.

Dans cette zone, on peut considérer les rayons émis, par analogie avec l'optique géométrique, comme parallèles. La distribution du champ en fonction de la direction définie par θ et ϕ , ou diagramme de rayonnement, est indépendante de la distance à l'antenne, R . La limite de la première équation du système (1.3) traduit une erreur de phase maximale tolérée de 22.5° en faisant l'approximation d'une onde planaire.

La région de champ proche réactif, dans laquelle les composantes de champs réactives prédominent sur les composantes rayonnantes est délimitée par les conditions :

$$\begin{cases} r < 0.62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} \\ D \gg \lambda \end{cases} \quad (1.4)$$

Dans cette zone, la composante de la densité de puissance en quadrature de phase par rapport au courant est dominante, ce qui correspond à un stockage d'énergie, comme dans un composant capacitif ou inductif.

La région de champ proche rayonnant ou zone de Fresnel se situe entre les deux.

Dans cette zone, le diagramme de rayonnement dépend de la distance à l'antenne.

1.2 – Caractéristiques d'une antenne

Les paramètres principaux permettant de caractériser des antennes sont répertoriés dans ce paragraphe [8].

1.2.1 Diagramme de rayonnement

Il s'agit d'une représentation graphique du module de \vec{E} ou son carré en fonction des angles de coordonnées θ et/ou φ .

1.2.2 Directivité

La puissance totale émise par l'antenne s'exprime par intégration sur une surface sphérique du vecteur de Poynting :

$$P = \iint \vec{S} \cdot \vec{ds} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \iint (\vec{E} \times \vec{H}^*) \cdot \vec{ds} \right\} \quad (1.5)$$

Le vecteur élément de surface en coordonnées sphériques est $\vec{ds} = r^2 \sin\theta \, d\theta \, d\varphi \, \vec{r}$. L'angle solide associé à cet élément de surface est $d\Omega = \sin\theta \, d\theta \, d\varphi$. Ce qui permet d'écrire l'équation (1.5) sous la forme :

$$P = \iint U(\theta, \varphi) d\Omega \quad (1.6)$$

avec $U(\theta, \varphi)$: densité de puissance par unité d'angle solide (W/sr)

$$U(\theta, \varphi) = \frac{r^2}{2} \Re \left\{ \vec{E} \times \vec{H}^* \right\} \cdot \vec{r} \quad (1.7)$$

La valeur moyenne de cette densité sur tout l'espace est :

$$U_{moy} = \frac{P}{4\pi} \quad (1.8)$$

Le gain directionnel en fonction des angles de coordonnées sphériques correspond à la densité de puissance par unité d'angle solide normalisée par rapport à sa valeur moyenne :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_{moy}} \quad (1.9)$$

Finalement, la directivité est définie comme le maximum du gain directionnel :

$$D = \max[D(\theta, \varphi)] \quad (1.10)$$

1.2.3 Efficacité et gain

L'efficacité de rayonnement quantifie les pertes dans le système, c'est à dire la quantité de puissance non rayonnée¹. Elle est donnée par le rapport entre la puissance rayonnée et la puissance fournie en entrée :

$$e = \frac{P_{rayonnée}}{P_{fournie à l'entrée}} \quad (1.11)$$

¹ Les pertes par désadaptation ne sont pas incluses dans l'efficacité, on suppose que l'antenne est adaptée.

Le gain de l'antenne est alors relié à la directivité par la relation simple :

$$G = e.D \quad (1.12)$$

1.2.4 Polarisation

La polarisation caractérise les variations temporelles du champ électrique dans un plan orthogonal à la direction de propagation. En champ lointain, le champ électrique peut se décomposer selon les vecteurs unitaires orthogonaux à la direction de propagation, soit \vec{a}_θ et \vec{a}_ϕ dans le système de coordonnées sphériques.

$$\vec{E} = E_\theta \vec{a}_\theta + E_\phi \vec{a}_\phi = E_\theta \left(\vec{a}_\theta + \rho_L \vec{a}_\phi \right) \quad (1.13)$$

avec

$$\rho_L = \frac{E_\phi}{E_\theta} \quad (1.14)$$

ρ_L est le rapport de polarisation linéaire. Cette expression suppose que $|E_\theta|$ est différent de 0. Si ce n'est pas le cas, la polarisation est simplement linéaire selon \vec{a}_ϕ . Autrement, le module et la phase de ρ_L déterminent le type de polarisation. Le cas général est une polarisation elliptique telle que représentée sur la figure 1.2.

La polarisation est circulaire dans le cas très particulier où les composantes du champs électrique sont de même amplitude et déphasées de 90 degrés. Cela correspond à $\rho_L = e^{\pm j\pi/2}$.

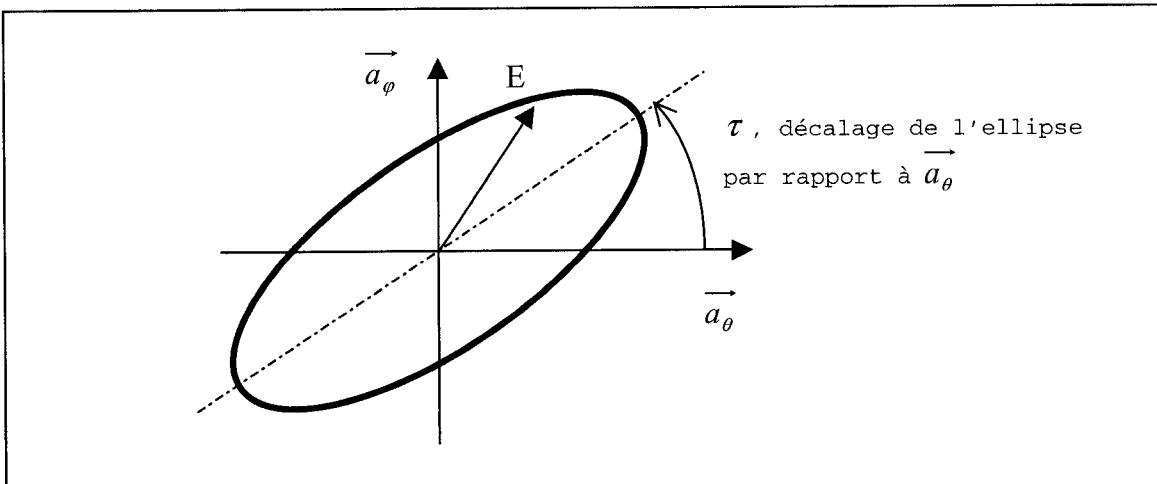


Figure 1.2 – Polarisation elliptique

On parle de polarisation circulaire gauche lorsqu'un observateur regardant dans la direction opposée à la direction de propagation voit le champ électrique tourner dans le sens des aiguilles d'une montre. La polarisation circulaire droite correspond au sens inverse des aiguilles d'une montre.

1.3 – Décomposition en polarisations circulaires

Lorsque l'on travaille avec des antennes à polarisation circulaire, il est souvent préférable de réaliser une décomposition en polarisations circulaires. En effet, toute polarisation peut être décomposée comme une combinaison de polarisations circulaires droite, E_R et gauche, E_L .

$$\begin{cases} E_R = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_\theta + jE_\phi) \\ E_L = \frac{1}{\sqrt{2}}(E_\theta - jE_\phi) \end{cases} \quad (1.15)$$

Les vecteurs unitaires associés à cette décomposition, notés \vec{a}_R et \vec{a}_L , sont orthogonaux. Ils sont liés aux vecteurs unitaires du système de coordonnée sphérique par les formules :

$$\begin{cases} \vec{a}_R = \frac{1}{\sqrt{2}} (\vec{a}_\theta - j \vec{a}_\phi) \\ \vec{a}_L = \frac{1}{\sqrt{2}} (\vec{a}_\theta + j \vec{a}_\phi) \end{cases} \quad (1.16)$$

En voyant que les deux composantes de polarisation circulaire tournent dans des directions opposées dans le plan (θ, φ) avec la même pulsation angulaire ω , il est possible d'exprimer les valeurs extrêmes de l'ellipse de polarisation en fonction des modules des polarisations circulaires :

$$\begin{cases} |E|_{\max} = |E_L| + |E_R| \\ |E|_{\min} = |E_L| - |E_R| \end{cases} \quad (1.17)$$

Ce qui permet d'en déduire une relation élégante pour le rapport axial de l'ellipse de polarisation :

$$|ARcp| = \frac{|E|_{\max}}{|E|_{\min}} = \frac{|E_L| + |E_R|}{|E_L| - |E_R|} \quad (1.18)$$

Le signe du rapport axial permet de déterminer le sens de rotation : s'il est positif (respectivement négatif), la polarisation dominante est gauche (respectivement droite)

avec les notations de la relation 1.18. L'objectif lors de la conception d'une antenne à polarisation circulaire est de faire tendre le rapport axial vers 1 en valeur absolue (ou 0 en dB). Généralement, lorsque l'on parle de rapport axial pour une antenne, il s'agit de la valeur de ce rapport selon la direction principale, direction souvent orthogonale au plan de l'antenne.

1.4 – Logiciels de simulation

Le logiciel qui a été le plus utilisé lors de ce travail est l'outil Momentum d'ADS 2002 (Advanced Design System) de la compagnie Agilent. Cet outil permet d'appliquer la Méthode des Moments (MdM) aux structures dessinées sur ADS. Cet outil n'est utilisable que pour des structures planaires dont la définition des couches de substrat et de métal sont invariantes et infinies selon x et y. Des antennes micro-ruban et fentes peuvent être simulées avec une simplicité équivalente puisque la méthode employée permet la détermination des courants électrique ou magnétique en fonction du type de surface choisie (surface fente ou micro-ruban). Il est possible avec cette outil de prendre en compte les effets de bords mais cela demande des ressources informatiques importantes. Les résultats obtenus en terme de champ lointain supposent que le plan de l'antenne est infini, négligeant donc les effets de diffraction. L'avantage de ce logiciel reste malgré tout la facilité d'intégration d'un RAFM de type circuit imprimé.

Afin d'estimer l'importance les effets de la diffraction, quelques simulations ont été réalisées avec le logiciel Agilent HFSS 5.6 (High-Frequency Structure Simulator). Ce logiciel emploie la Méthode des Éléments Finis (MEF) dans le domaine fréquentiel pour

des structures tridimensionnelles. Les deux logiciels utilisés étant développés par la même compagnie, il est évidemment possible de faire une conversion de fichier d'un logiciel vers l'autre, ce qui permet une comparaison plus facile des résultats obtenus avec les deux logiciels pour une même structure.

Finalement, pour les mesures tant en champ lointain qu'en champ proche, des logiciels développés sur HPVEE ont été utilisés : 'Rayonne' et 'MRE2'. Ceux-ci ont été réalisés par Michel Archambault, étudiant en génie informatique, lors d'un stage 1^{er} cycle au Centre de Recherche Poly-GRAMES.

1.5 – Outils de mesure

1.5.1 Mesures des paramètres S

Pour les mesures de paramètres S, nous avons utilisé les deux analyseurs de réseau suivant :

- le HP 8753D de Hewlett Packard, avec une plage d'opération en fréquence allant de 30 kHz à 6 GHz ;
- le HP 8510C de Hewlett Packard également, avec une plage d'opération en fréquence allant de 45 MHz à 50 GHz.

1.5.2 Mesures en champ lointain

Les mesures en champ lointain ont été réalisées dans la chambre anéchoïde du Centre de Recherche Poly-GRAMES. Le schéma général du banc de mesure en champ lointain est détaillé sur la figure 1.3.

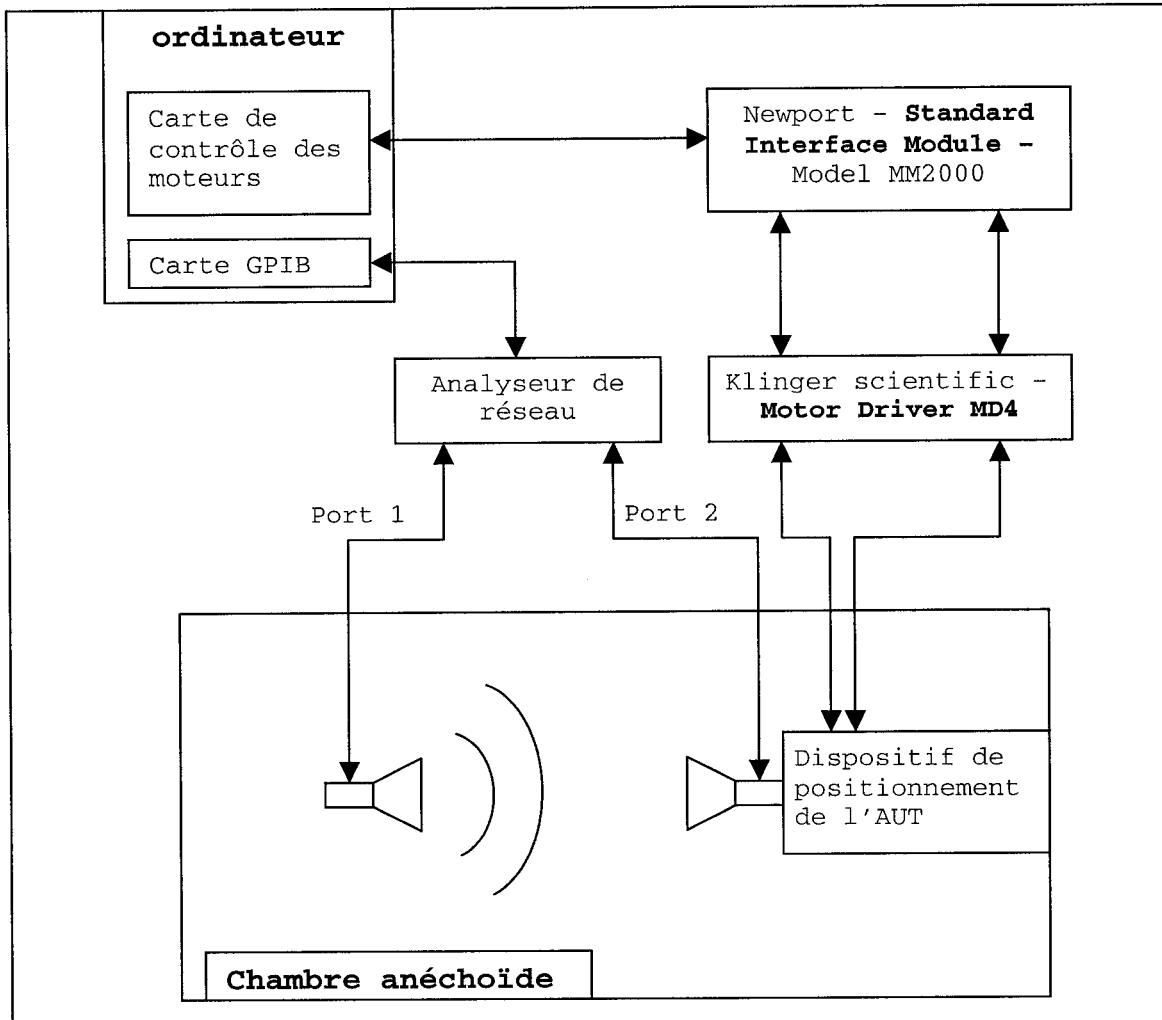


Figure 1.3 – Schéma du banc de mesure en champ lointain

Le système de mesure inclus deux moteurs permettant de déplacer l'antenne sous test (AUT) dans le système de coordonnées (r, θ, φ) avec une précision de l'ordre du millième de degré pour les deux angles. La figure 1.4 permet de voir le dispositif de déplacement de l'AUT. On peut y voir également les cônes absorbants disposés sur le mur afin de simuler un environnement infini sans source de réflexion (excepté les supports des antennes). Ces absorbants commencent à être efficaces à partir de 1,5 GHz.

Le logiciel ‘Rayonne’, mentionné plus haut, est utilisé pour exécuter les mesures et sauvegarder les résultats. Un bon alignement des antennes est indispensable pour que les résultats soient valables.

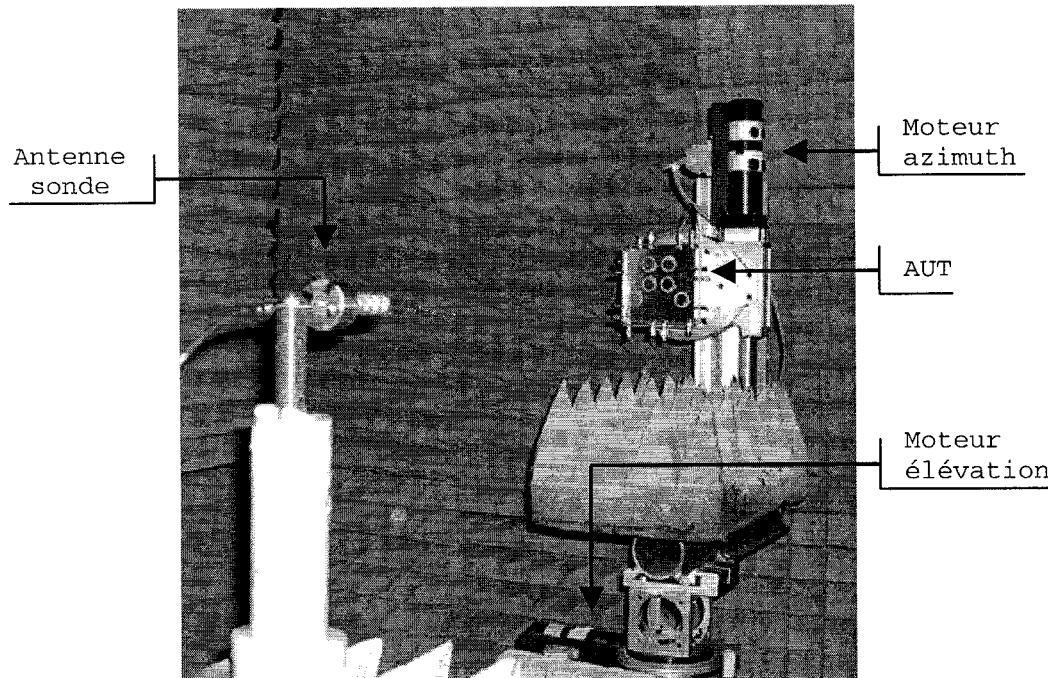
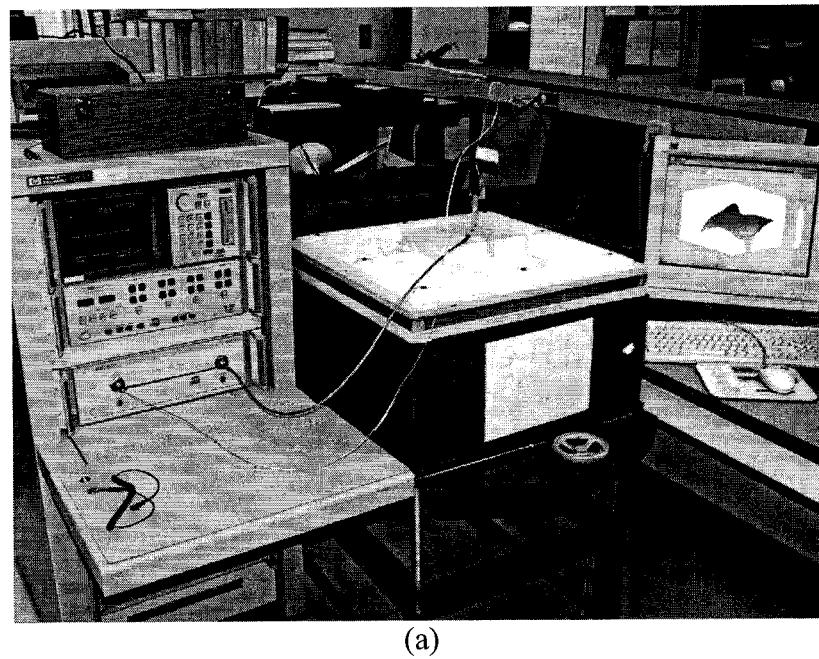


Figure 1.4 – Intérieur de la chambre anéchoïde

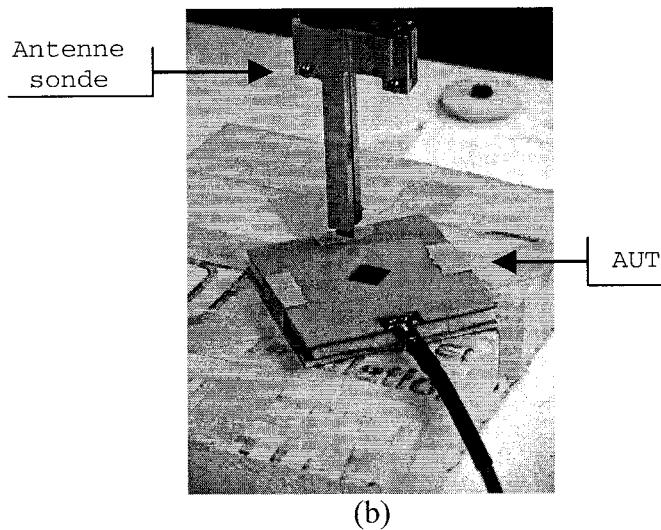
1.5.3 Mesures en champ proche

Le principe du banc de mesure en champ proche est sensiblement le même que celui de mesure en champ lointain en terme de connexions entre l’ordinateur, les moteurs, l’analyseur de réseau et les antennes (voir figure 1.3). Le dispositif de positionnement agit cette fois-ci sur l’antenne sonde, de dimension très petite par rapport à l’AUT (de manière à ne pas perturber le fonctionnement de l’AUT), et permet un déplacement dans le système de coordonnées cartésiennes (x, y, z). Ce dispositif est particulièrement adapté

à des études de Compatibilité Électromagnétique (CEM) de structures planes. Il est également possible à partir des mesures de déduire la distribution de courant et d'évaluer le champ lointain. Ce banc de mesure est associé au logiciel 'MRE2'. Les figures 1.5 (a) et (b) montrent le dispositif de mesure en champ proche et l'antenne sonde utilisée.



(a)



(b)

Figure 1.5 – (a) Dispositif de mesure en champ proche et (b) antenne sonde utilisée

La sonde utilisée est un dipôle de longueur faible devant la longueur d'onde (7,8 mm) pour des fréquences de l'ordre de quelques Gigahertz. Le dipôle est relié à un balun (un coupleur hybride 180°) via une ligne de transmission. Cette dernière est blindée afin de supprimer l'influence de la composante du champ électrique parallèle à la ligne de transmission. La caractérisation de cette sonde indique une résolution de l'ordre du millimètre [9].

Maintenant que nous avons réuni toutes les informations nécessaires à une bonne compréhension et interprétation des résultats obtenus, nous pouvons présenter le travail réalisé sur des antennes élémentaires dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 2

ÉTUDE D'ANTENNES ÉLÉMENTAIRES À POLARISATION CIRCULAIRE

La littérature récente présente quantités de topologies pour répondre aux contraintes de simplicité et de miniaturisation des applications actuelles. Plusieurs antennes ont été analysées afin de déterminer celles les plus adaptées à notre application. Nous présentons dans ce chapitre, les antennes dont nous avons fait une étude complète, c'est à dire incluant une réalisation et des mesures expérimentales. Deux antennes différentes ont été retenues pour notre système de DAI : une spirale d'Archimède à un tour [10, 11] et un patch carré alimenté par fente en croix inégale [12]. Une troisième antenne : l'antenne à hélice [13] a été étudiée pour servir d'antenne sonde dans le système de mesure en champs lointain. Ces antennes sont présentées séparément dans les paragraphes qui suivent. Puis, nous terminons par une comparaison et une description des avantages respectifs des deux antennes retenues pour le système de DAI.

2.1 – La spirale d'Archimède à un tour

Cette antenne a reçu une attention toute particulière car elle possède de nombreux avantages en terme de simplicité de structure. Cette antenne ne nécessite

qu'une couche de substrat et est alimentée par une seule porte. La figure 2.1 (a) présente la topologie de cette antenne. La structure rayonnante est une fente en forme de spirale d'Archimède dessinée dans le plan métallique supérieur. Elle est alimentée par couplage avec une ligne micro-ruban qui se trouve de l'autre côté du substrat. Le plan de l'antenne sert de plan de masse pour le réseau d'alimentation. Un plan réflecteur est utilisé pour supprimer le rayonnement arrière (étant donné que notre application est limitée à la moitié de l'espace). La figure 2.1 (b) indique les paramètres de l'antenne et les notations

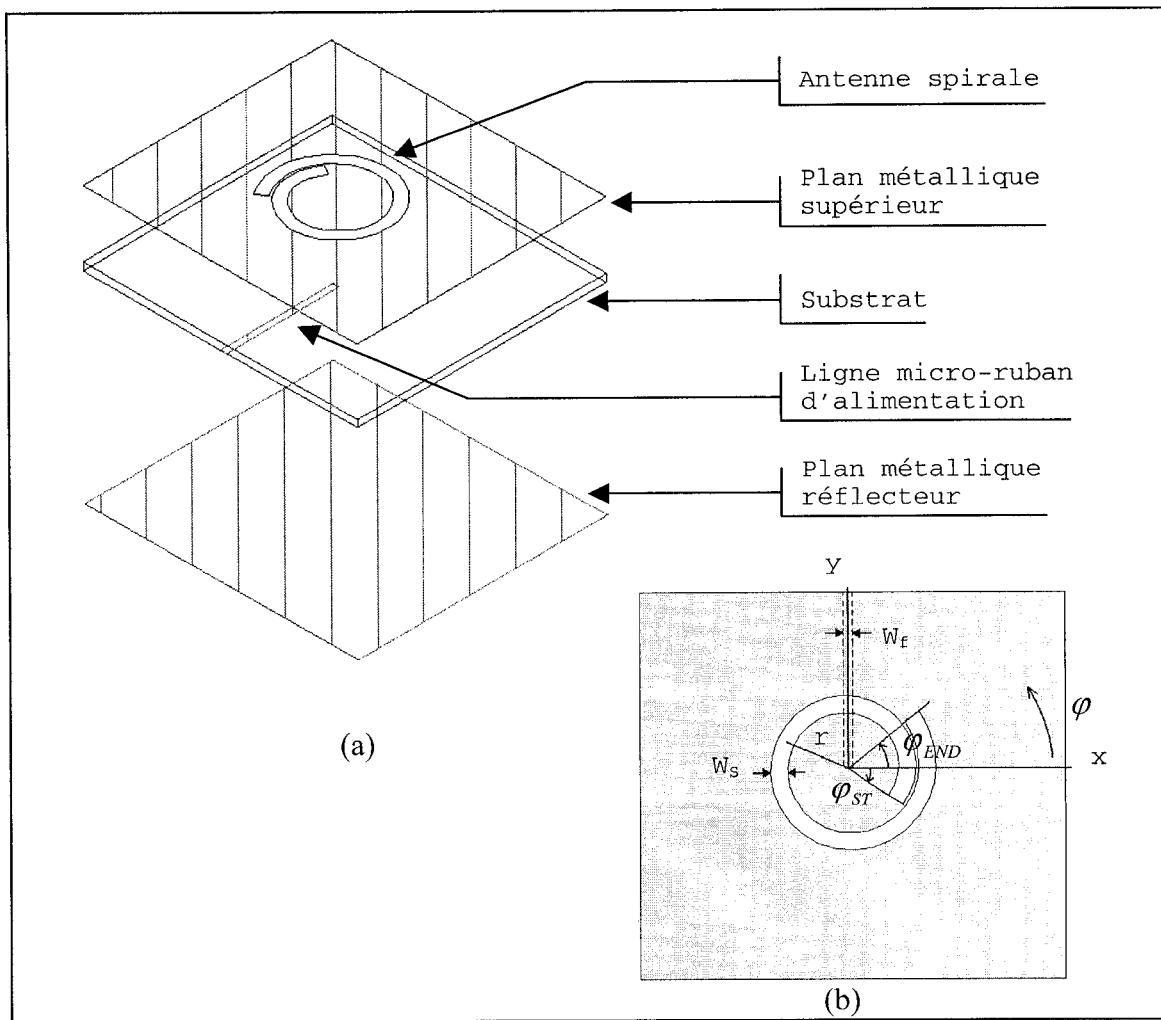


Figure 2.1 – Spirale d'Archimède à un tour : (a) vue éclatée, (b) vue de dessus

associées. Pour une spirale d'Archimède, le rayon r est défini en fonction de l'angle φ par la relation suivante :

$$r = a\varphi - \Delta \quad (2.1)$$

où a et Δ sont des constantes qui caractérisent la courbure de la spirale.

Nous présentons maintenant les différents prototypes réalisés.

2.1.1 – Réalisation d'une spirale à 1,55 GHz

Nous avons tout d'abord optimisé un prototype à la fréquence définie pour notre projet. Le substrat retenu est le TMM-3 de Rogers Corporation. La disposition des couches est présentée sur la figure 2.2. Les définitions et caractéristiques des couches sont les suivantes :

- épaisseur de substrat : 1,524 mm (60 mil) ;
- épaisseur de l'air (ou un matériau équivalent) : 25,4 mm (1 pouce) ;
- M1 : antenne spirale ;
- M2 : ligne micro-ruban d'alimentation et adaptation ;
- M3 : plan métallique réflecteur.

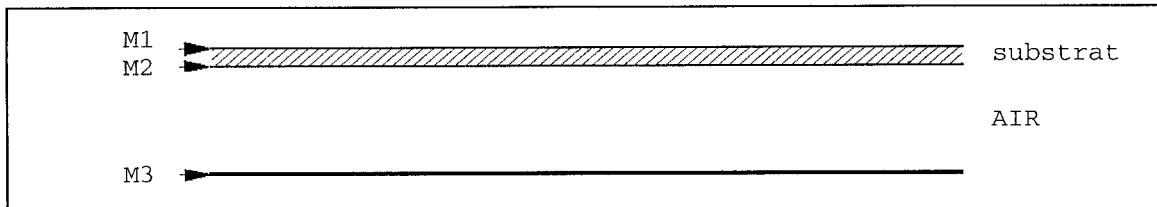


Figure 2.2 – Disposition des couches pour l'antenne spirale à 1,55 GHz

Les propriétés électriques du TMM-3 sont les suivantes :

- constante diélectrique, ϵ_r : 3,27 ($\pm 0,032$) ;
- pertes tangentielles, $\tan \delta$: 0,0020.

Les caractéristiques pour une ligne de transmission 50Ω sont les suivantes :

- largeur : 3,58 mm (141 mil) ;
- longueur d'onde guidée, λ_g : 11,98 cm (4716 mil).

Ce matériau est particulièrement approprié pour notre application car il est certifié espace, et il est stable en température. Sa constante diélectrique faible permet une conception aisée de la fente rayonnante. En effet, pour un comportement équivalent de la fente (même impédance caractéristique), sa largeur augmente lorsque la constante diélectrique augmente [14, 15].

Les paramètres a et Δ ont été fixés à partir du prototype à 11,85 GHz de la référence [10] avec le rapport de fréquence : $11,85/1,55 = 7,64$. Pour φ_{ST} , nous avons conservé la même valeur, comme suggéré dans la référence. Les autres paramètres ont été optimisés sur ADS. Les valeurs d'optimisation obtenues sont les suivantes :

$$\begin{cases} a = 1,75 \text{ mm / rad} \\ \Delta = 1,37 \text{ mm / rad} \\ \varphi_{ST} = 5,81\pi \text{ rad} \\ \varphi_{END} = 8,24\pi \text{ rad} \\ w_s = 8,89 \text{ mm (350 mil)} \\ w_f = 20,32 \text{ mm (800 mil)} \end{cases} \quad (2.2)$$

Nous avons dû ajouter un circuit d'adaptation à l'antenne, ici une ligne $\lambda_g/4$, car w_f est supérieur à la largeur d'une ligne 50Ω . Le schéma du prototype réalisé est présenté sur la figure 2.3. La plaque de substrat utilisée est de 15,24 cm (6 pouces) de côté. La figure 2.4 compare les résultats théoriques et expérimentaux pour le coefficient de réflexion. Ce dernier est de -15 dB à 1,55 GHz (-23 dB en simulation). La largeur de bande à -14 dB (TOS = 1,5) est de 2,0 % (3,5% en simulation).

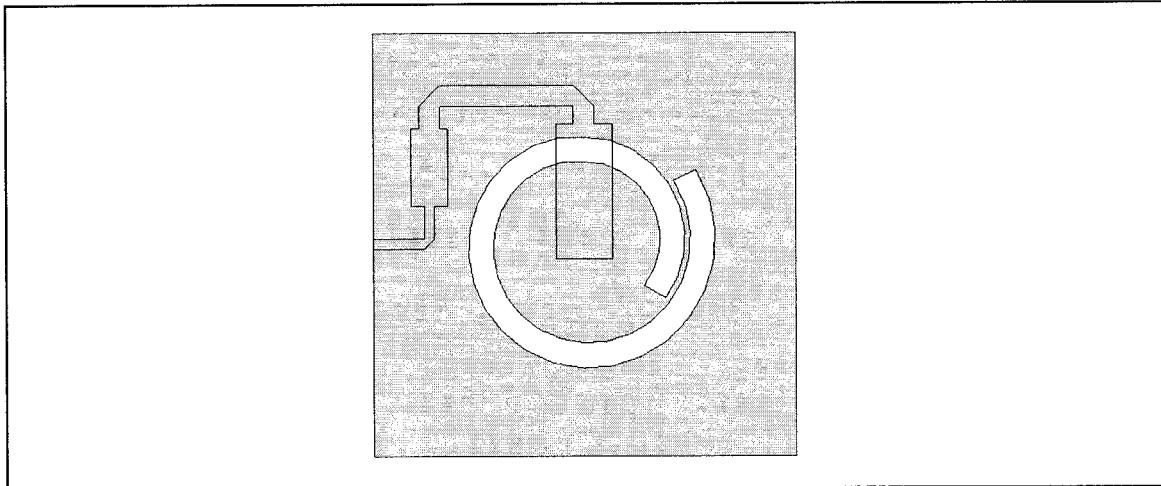


Figure 2.3 – Antenne spirale à 1,55 GHz

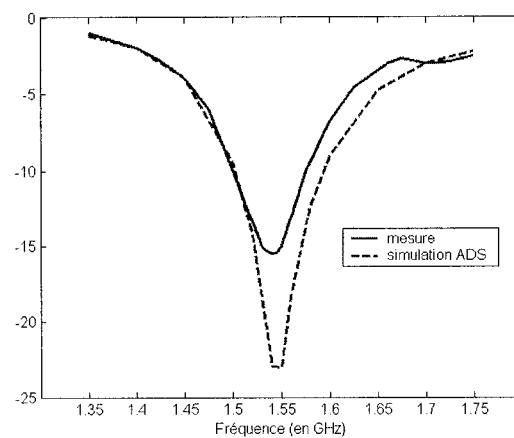


Figure 2.4 – Coefficient de réflexion (en dB) de la spirale à 1,55 GHz

A titre de comparaison, la spirale présentée dans l'article de référence [10] présente une largeur de bande de 4,9 %. Étant donné que notre application est bande étroite, ce paramètre n'est pas critique. Les figures 2.5 (a) à 2.6 présentent les résultats de simulation pour l'étude du rayonnement de l'antenne en terme de polarisation droite et gauche ainsi que le rapport axial. La figure 2.5 (a) permet de voir que le maximum du diagramme de rayonnement est incliné de 9° dans la direction des x positifs (selon les axes définis sur la figure 2.1 (b)). Ceci est évidemment dû au fait que la spirale n'est pas invariante par rotation selon φ .

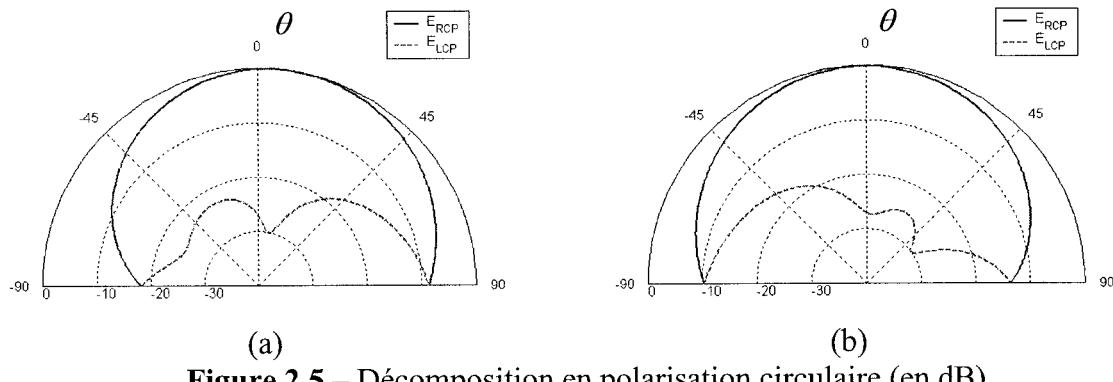


Figure 2.5 – Décomposition en polarisation circulaire (en dB) pour (a) $\varphi = 0^\circ$ et (b) $\varphi = 90^\circ$

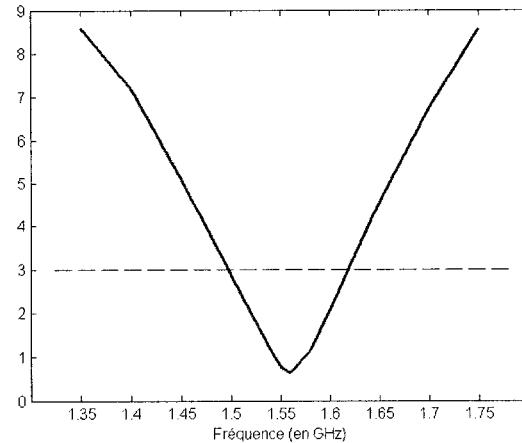


Figure 2.6 – Rapport Axial (en dB) en fonction de la fréquence

Le signal le plus faible dans le cône d'intérêt, correspondant à la direction d'incidence $\varphi = 0^\circ$ et $\theta = -45^\circ$, est à $-5,3$ dB par rapport au maximum. Le rapport axial est de $0,78$ dB à $1,55$ GHz. La largeur de bande pour laquelle le rapport axial est inférieur à 3 dB est de $7,8$ %.

Nous n'avons pas réalisé de mesures en champ lointain pour ce prototype. En effet, comme nous l'avons mentionné dans le chapitre précédent, la chambre anéchoïde disponible au laboratoire Poly-GRAMES est utilisable à partir de $1,5$ GHz. Étant à la limite de fonctionnement du système, il est possible que les effets de réflexion sur les murs ne soient pas totalement négligeables. De plus, les dimensions de l'antenne sont assez importantes. Sachant qu'il nous faudra par la suite réaliser un réseau d'antennes comprenant plusieurs de ces éléments, nous avons décidé de monter la fréquence d'étude du système à $5,8$ GHz. Deux antennes ont été réalisées à cette fréquence.

2.1.2 – Réalisation d'une spirale à $5,8$ GHz sur GML1032 .060

Le substrat utilisé est le GML1032 .060 de GIL Technologies. Ses caractéristiques électriques sont les suivantes :

- constante diélectrique, ε_r : $3,2 (\pm 0,05)$;
- pertes tangentielles, $\tan \delta$: $0,004$.

La disposition des couches est semblable à celle du prototype précédent (figure 2.2) avec les caractéristiques suivantes :

- épaisseur de substrat : $1,52$ mm (60 mil) ;

- épaisseur de l'air (ou un matériau équivalent) : 5,08 mm (200 mil) ;
- largeur d'une ligne 50Ω : 3,79 mm (149 mil) ;
- longueur d'onde guidée, λ_g : 32,18 mm (1267 mil).

Nous avons dans un premier temps opté pour un substrat épais car cela permet de réduire les dimensions de l'antenne par rapport à λ_0 [14, 15], ce qui serait à priori avantageux pour la réalisation d'un réseau d'antennes compact. Les paramètres de la spirale ont été optimisés avec la même topologie que dans le cas précédent (figure 2.1 (b)). Seule la valeur de φ_{ST} est resté inchangée.

$$\left\{ \begin{array}{l} a = 0,39 \text{ mm/rad} \\ \Delta = 0,30 \text{ mm/rad} \\ \varphi_{ST} = 5,81\pi \text{ rad} \\ \varphi_{END} = 8,19\pi \text{ rad} \\ w_s = 2,16 \text{ mm (85 mil)} \\ w_f = 8,89 \text{ mm (350 mil)} \end{array} \right. \quad (2.3)$$

Comme on peut le voir, la ligne d'alimentation est très large (w_f est de l'ordre de $\lambda_g/4$). Elle ne se comporte donc pas purement en ligne de transmission, car des modes d'ordre supérieur peuvent être excités. Certains de ces modes étant rayonnants, ils affectent le comportement de l'antenne, la conséquence la plus visible étant la détérioration du rapport axial de près de 1dB (voir figure 2.7). Pour éviter ce problème, nous avons cherché une solution pour alimenter la spirale avec une ligne plus mince (de largeur inférieure à $\lambda_g/10$), ayant réellement un comportement de ligne de transmission.

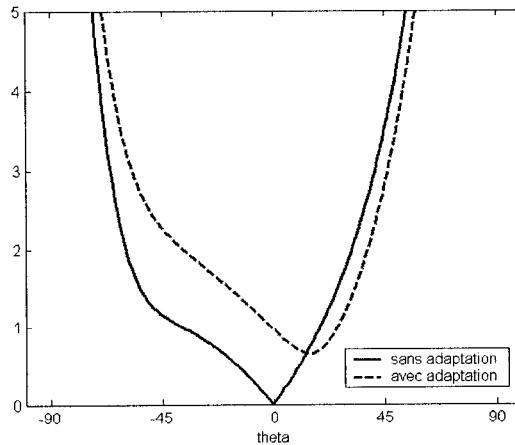


Figure 2.7 – Influence de l'adaptation sur le rapport axial (en dB)

Il fallait en même temps que cette solution offre un paramètre d'optimisation pour remplacer w_f (qui était indispensable pour arriver à un bon rapport axial). Les charges électriques étant condensées sur les bords d'une ligne micro-ruban, nous avons pensé à remplacer la ligne large par deux lignes minces placées aux bords de la ligne large. Le paramètre w_f est remplacé par la différence de phase entre les deux lignes, celle-ci étant dépendante de la longueur w_d définie comme le décalage de la ligne d'alimentation principale par rapport à l'axe de symétrie du système de couplage par deux lignes minces. Les notations associées à ce type d'adaptation sont présentées sur la figure 2.8 (b) (à titre de comparaison, la figure 2.8 (a) montre la topologie régulière avec les valeurs d'optimisation du système d'équation 2.3). w_L a été fixé égal à la largeur d'une ligne 50Ω et w_M à celle d'une ligne 100Ω . De manière générale, on pourrait optimiser les largeurs des lignes minces de manière à assurer un couplage optimal avec la spirale, mais cela rend l'optimisation plus complexe.

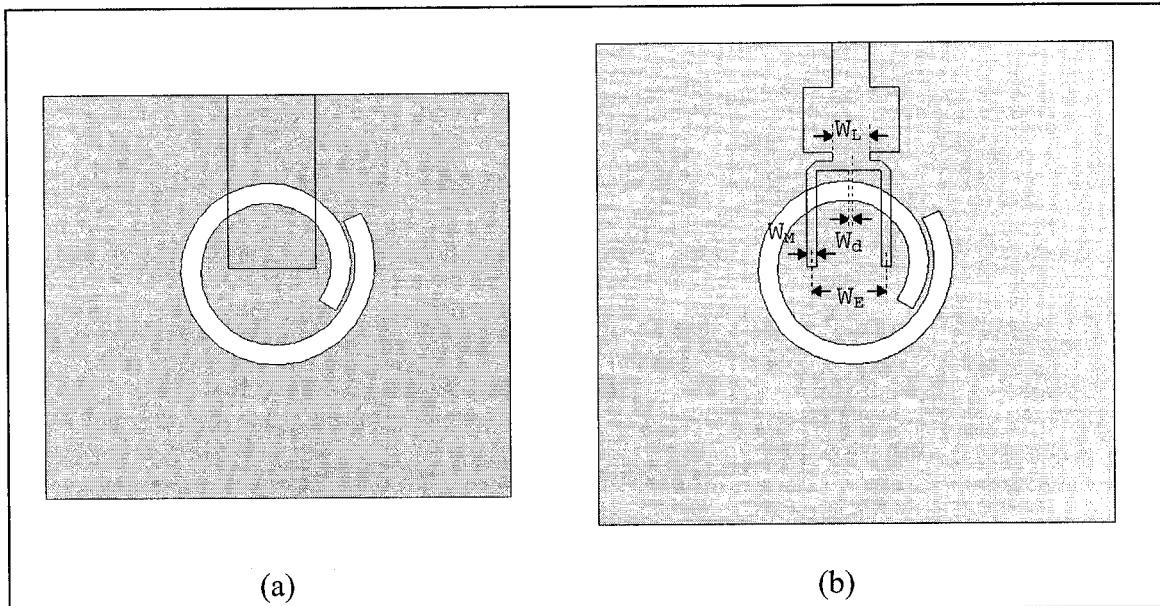


Figure 2.8 – Alimentation de la spirale sur GML1032 avec (a) une ligne large, (b) deux lignes minces en parallèle

Les valeurs obtenues suite à l'optimisation sont les suivantes (les autres paramètres sont inchangés) :

$$\begin{cases} w_s = 1,91 \text{ mm (75 mil)} \\ w_d = 0,31 \text{ mm (12 mil)} \\ w_L = 3,79 \text{ mm (149 mil)} \\ w_M = 0,99 \text{ mm (39 mil)} \\ w_E = 7,64 \text{ mm (300 mil)} \end{cases} \quad (2.4)$$

La figure 2.9 permet de voir que ce système d'alimentation a résolu notre problème puisque le diagramme de rayonnement n'est plus autant affecté par l'ajout d'une ligne d'adaptation à la ligne d'alimentation. Les résultats pour le coefficient de réflexion sont présentés sur la figure 2.10. Le coefficient de réflexion mesuré à 5,8 GHz

est de $-16,9$ dB (-20 dB en simulation). La largeur de bande est de $3,3\%$ ($9,5\%$ en simulation) pour un TOS inférieur à $1,5$. Par contre, pour un TOS inférieur à 2 , on remarque que les résultats expérimentaux sont meilleurs que la théorie : la largeur de bande mesurée est de $18,8\%$ contre $14,3\%$ en simulation. Il est donc évident que ce type d'alimentation accroît la largeur de bande. Des tests complémentaires, présentés dans le paragraphe 2.1.4, ont été faits pour confirmer cette remarque.

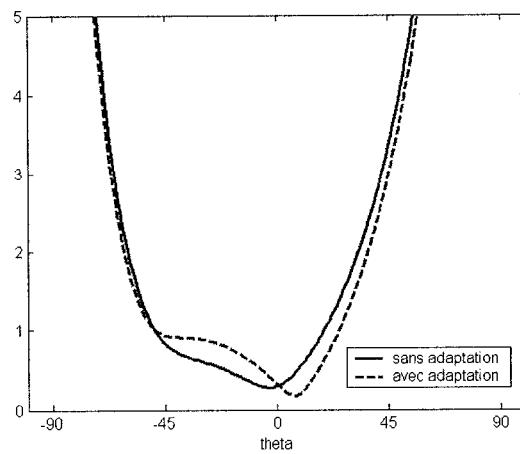


Figure 2.9 – Influence de l'adaptation sur le rapport axial (en dB) avec le système d'alimentation à deux lignes minces

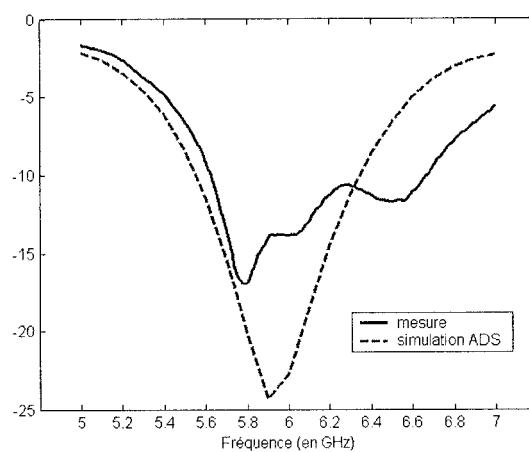


Figure 2.10 – Coefficient de réflexion (en dB) de la spirale sur GML 1032

Des mesures ont été faites dans la chambre anéchoïde pour valider le fonctionnement de cette antenne. Nous avons utilisé un cornet à polarisation linéaire comme antenne émettrice pour mesurer successivement E_θ et E_ϕ dans un plan de coupe donné. Les relations du chapitre 1, paragraphe 1.3, ont été utilisées pour extraire les données liées à la polarisation circulaire de l'AUT. Les figures 2.11 (a) à 2.12 (c) présentent le diagramme de rayonnement, la décomposition en polarisations circulaires ainsi que le rapport axial associé en fonction de θ dans les plans xz et yz . Les résultats des mesures sont comparés aux simulations sur ADS.

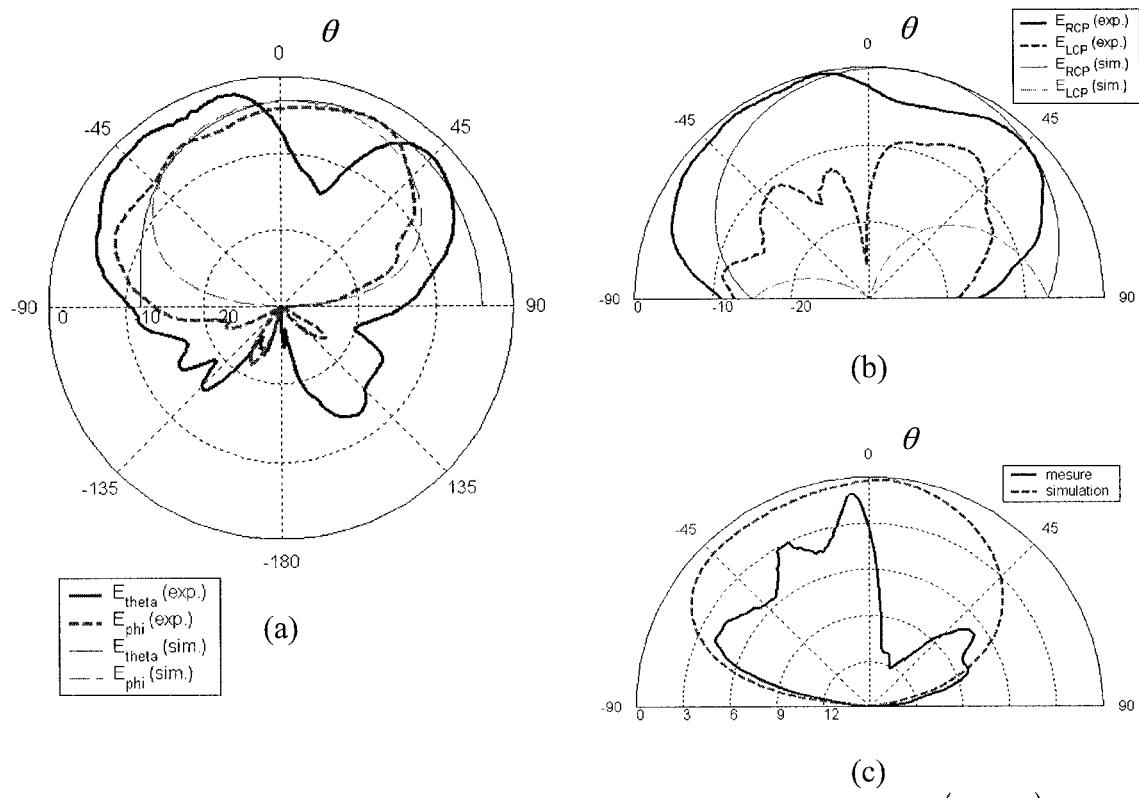


Figure 2.11 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan xz ($\phi = 0^\circ$):
 (a) Composantes du champ E en coordonnées sphériques (en dB)
 (b) Décomposition en polarisations circulaires (en dB)
 (c) Rapport axial (en dB)

On peut voir qu'une polarisation circulaire est obtenue selon la direction principale avec un rapport axial de 3,1 dB à 5,8 GHz (0,5 dB en simulation). Ces performances sont moyennes. De plus, les figures 2.11 (c) et 2.12 (c) permettent de voir que le rapport axial se détériore rapidement dans le cône d'intérêt. Cependant, le paramètre principal pour notre application est la courbe de gain associée à la polarisation droite (figures 2.11 (b) et 2.12 (b)). Sa variation dans le cône d'intérêt doit être la plus faible possible afin d'assurer un bon niveau de rapport signal à bruit (RSB). Expérimentalement, le gain varie au plus de -4,3 dB.

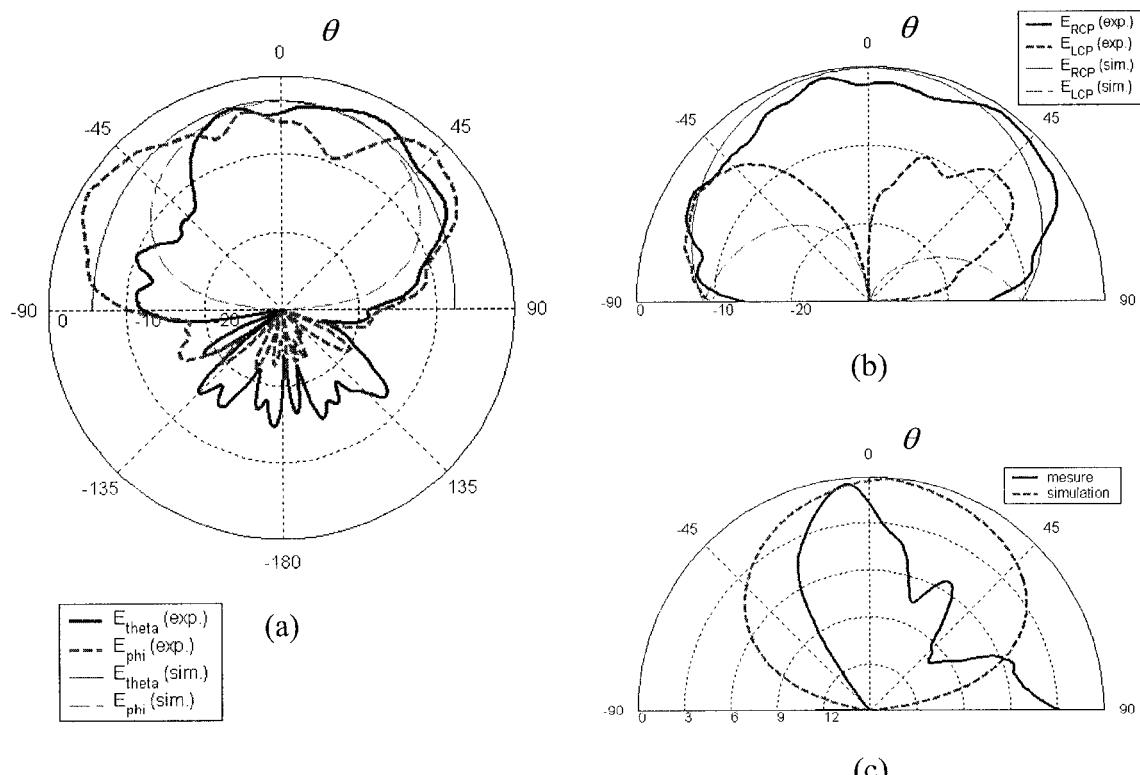


Figure 2.12 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan yz ($\phi = 90^\circ$):

(a) Composantes du champ E en coordonnées sphériques (en dB)

(b) Décomposition en polarisations circulaires (en dB)

(c) Rapport axial (en dB)

La figure 2.13 présente les variations du rapport axial en fonction de la fréquence. Le minimum est de 2,9 dB à 5,81 GHz. La largeur de bande à 3 dB pour le rapport axial est donc insignifiante (0,1 %), alors qu'en simulation elle était de 7,2 %.

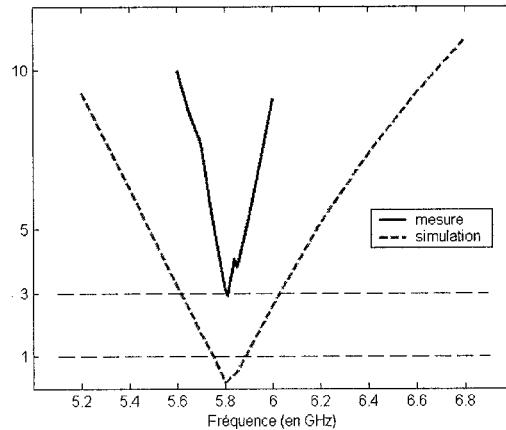


Figure 2.13 – Rapport Axial (en dB) en fonction de la fréquence

Les autres paramètres de l'antenne obtenus avec ADS sont les suivant :

- Gain : 3,7 dB ;
- Efficacité : 55 %.

Afin de comprendre la détérioration importante des résultats de simulation, nous avons cherché à évaluer l'importance des effets de bords du substrat (ceux-ci n'étant pas pris en compte par ADS). Dans un premier temps, nous avons utilisé le système de mesure en champ proche et la sonde décrits dans le paragraphe 1.5.3 du chapitre 1 afin de visualiser les phénomènes de diffraction. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 2.14 (a) à (c). Le dipôle sonde étant placé horizontalement, les mesures présentent l'amplitude de la composante du champ E selon l'axe x . Sur la figure 2.14 (a), les bords à

droite et à gauche de l'antenne apparaissent de manière très visible à $x = \pm 0,04$ m. La figure 2.14 (b) permet de voir que la puissance des phénomènes de diffraction est dans le pire des cas à -6 dB par rapport à la puissance émise par la fente en spirale. Les bords de l'antenne fonctionnent comme des sources secondaires, perturbant le rayonnement de la source principale, à savoir la spirale. Nous avons utilisé le logiciel HFSS afin de vérifier ces remarques de manière plus rigoureuse.

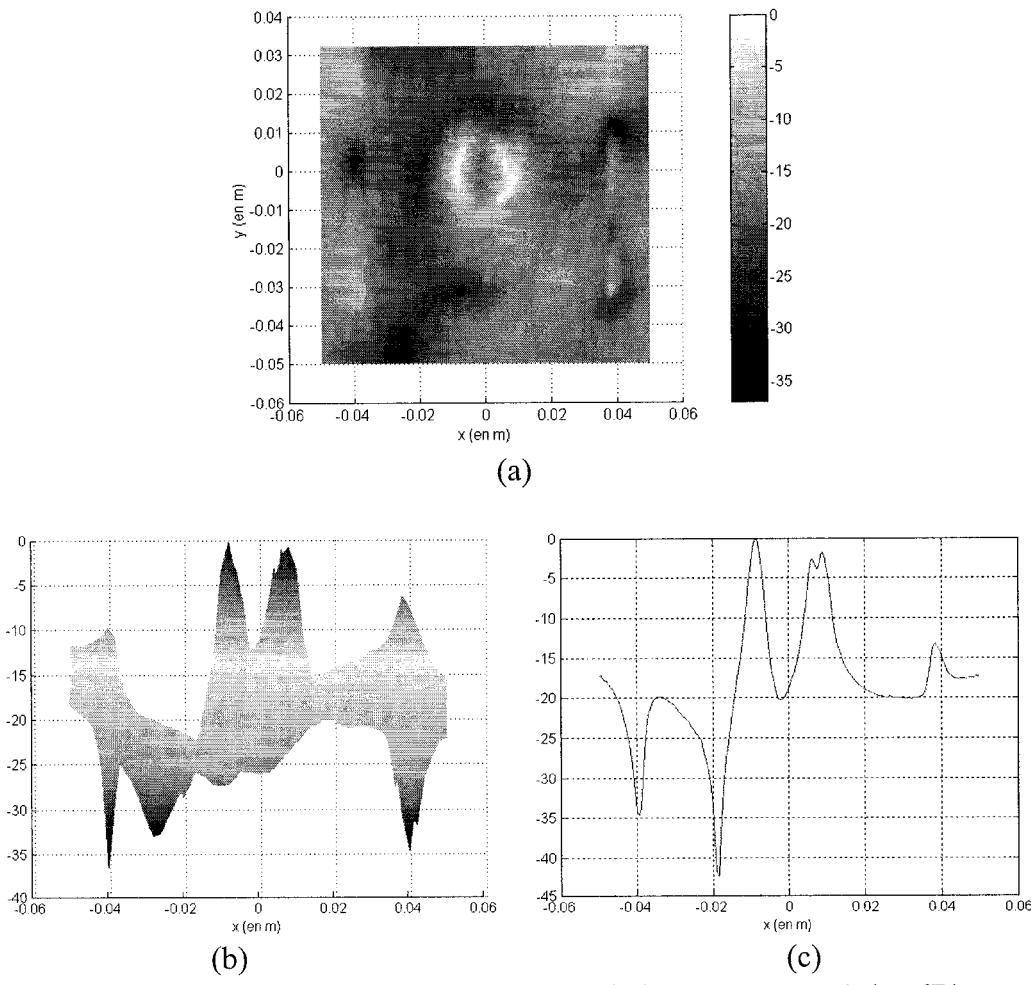


Figure 2.14 – Mesures en champ proche de la composante E_x (en dB)

(a) vue de dessus

(b) vue latérale selon l'axe des y

(c) coupe de la vue latérale pour $y = 0$

Il est néanmoins important de préciser ici que HFSS présente quelques inconvénients par rapport à ADS, ce qui ne nous a pas permis de l'utiliser pour concevoir l'antenne en incluant les effets de bords. L'inconvénient principal est le grand nombre d'inconnues nécessaires pour une structure de l'ordre de 3 longueurs d'onde tel que notre antenne. Également, il n'existe pas d'outil d'optimisation sur HFSS (celui d'ADS, bien que lent, peut s'avérer utile pour optimiser le circuit d'adaptation de l'antenne). Les figures 2.15 (a) à 2.16 (b) présentent les résultats de simulation avec HFSS comparés aux mesures expérimentales. On peut noter que bien qu'il y ait un certain accord entre les résultats, HFSS semble globalement plus pessimiste que les mesures réelles. Il faut préciser également que nous ne pouvons pas prendre en compte l'influence des réflexions parasites du dispositif de positionnement de l'AUT, or celles-ci peuvent ne pas être négligeable compte tenu de l'ouverture importante du faisceau principal de l'antenne étudiée. Une autre source d'erreur, à priori significative, est liée à l'alignement des antennes. La conséquence la plus visible est que le rapport axial selon la direction verticale est légèrement différent dans les plans xz et yz (environ 1 dB d'écart).

Les autres caractéristiques de l'antenne données par HFSS sont les suivantes :

- Gain : 7,8 dB ;
- Efficacité : 93 %.

Ces valeurs semblent quelque peu surdimensionnées au regard des valeurs présentées dans la littérature. Le prototype dont nous nous sommes inspiré [11] a un gain

de 4,8 dB et une efficacité de 60 %. Ces résultats indiquent que le logiciel utilisé dans les articles de référence pour évaluer ces données est équivalent à ADS.

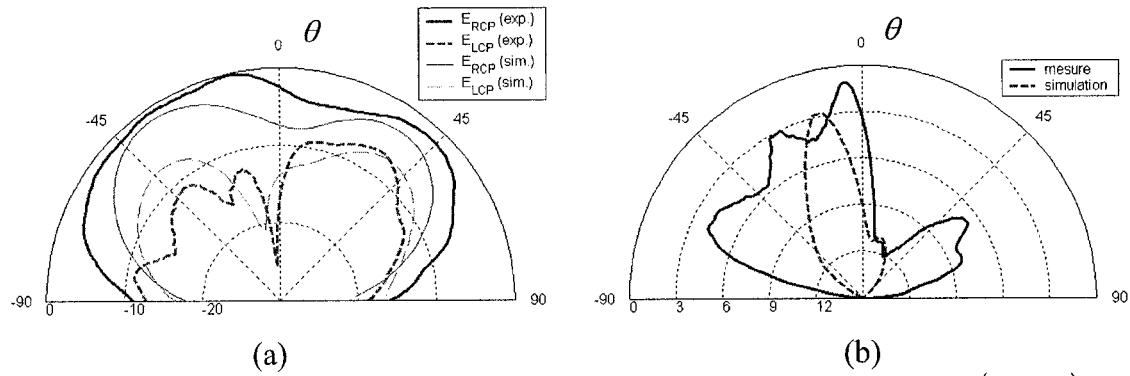


Figure 2.15 – Caractéristiques de rayonnement (HFSS) dans le plan xz ($\phi = 0^\circ$):
 (a) Décomposition en polarisations circulaires (en dB)
 (b) Rapport axial (en dB)

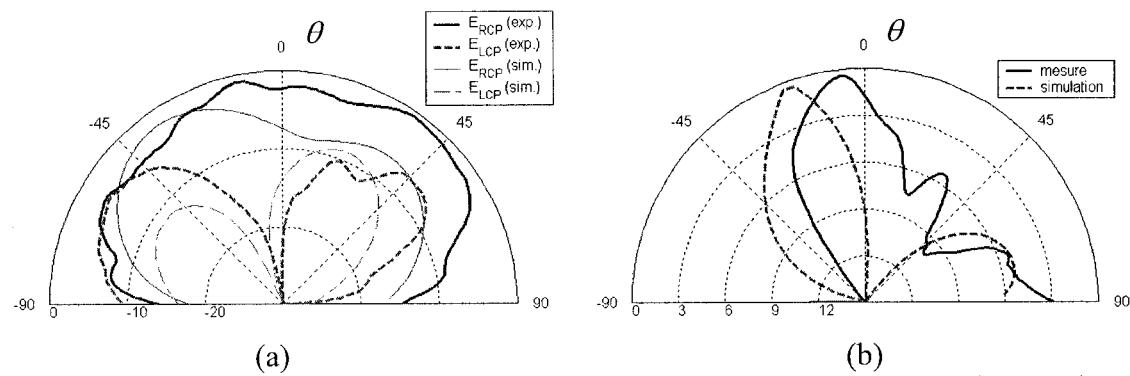


Figure 2.16 – Caractéristiques de rayonnement (HFSS) dans le plan yz ($\phi = 90^\circ$):
 (c) Décomposition en polarisations circulaires (en dB)
 (d) Rapport axial (en dB)

2.1.3 – Réalisation d'une spirale à 5,8 GHz sur RT/duroid 6002 .020

A titre de comparaison, un autre essai a été réalisé sur un substrat plus mince. Le substrat utilisé est le RT/Duroid 6002 .020 de Rogers Corporation, pour ses pertes diélectriques plus faibles à constante diélectrique équivalente à celle du GML1032.

Ses caractéristiques électriques sont les suivantes :

- constante diélectrique, ϵ_r : 2,94 ($\pm 0,04$) ;
- pertes tangentielles, $\tan \delta$: 0,0012.

La disposition des couches reste identique (figure 2.2) avec les caractéristiques suivantes :

- épaisseur de substrat : 0,51 mm (20 mil) ;
- épaisseur de l'air (ou un matériau équivalent) : 6,35 mm (250 mil) ;
- largeur d'une ligne 50Ω : 1,27 mm (50 mil) ;
- longueur d'onde guidée, λ_g : 33,53 mm (1320 mil).

Les valeurs des paramètres suite à l'optimisation sur ADS sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} a = 0,44 \text{ mm/rad} \\ \Delta = 0,34 \text{ mm/rad} \\ \varphi_{ST} = 5,81\pi \text{ rad} \\ \varphi_{END} = 8,25\pi \text{ rad} \\ w_s = 2,39 \text{ mm (94 mil)} \\ w_f = 1,27 \text{ mm (50 mil)} \end{array} \right. \quad (2.5)$$

Il est intéressant de noter que l'optimisation nous a mené cette fois-ci à une largeur de ligne d'alimentation identique à celle d'une ligne 50Ω . Le coefficient de réflexion avant l'ajout d'un circuit d'adaptation est déjà de l'ordre de -9 dB. Le circuit d'adaptation utilisé est un tronçon en parallèle. La structure de l'antenne réalisée est

présentée sur la figure 2.17. Les résultats expérimentaux pour le coefficient de réflexion sont présentés sur la figure 2.18. Un coefficient de réflexion de -13 dB est obtenu à $5,8$ GHz (-20 dB en simulation). La largeur de bande à $-9,5$ dB (TOS = 2) est de 46% (37% en simulation) due à la proximité de deux résonances.

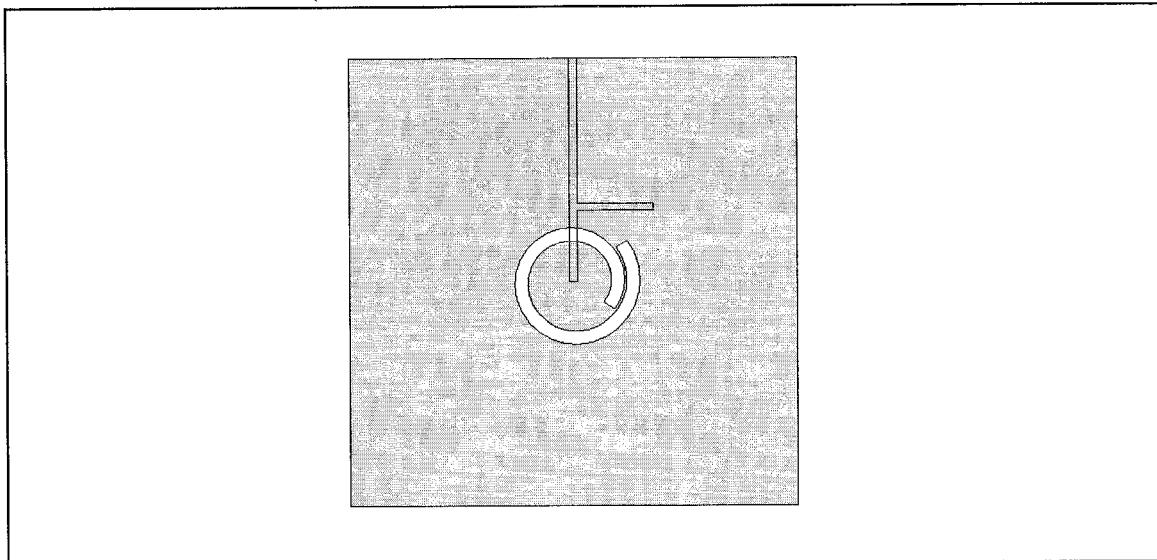


Figure 2.17 – Structure de la spirale réalisée sur RT/Duroid 6002 à $5,8$ GHz

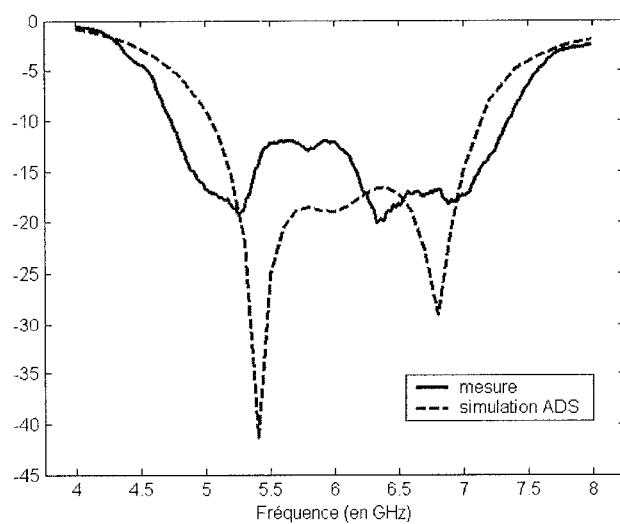


Figure 2.18 – Coefficient de réflexion (en dB) de la spirale réalisée sur RT/Duroid 6002 à $5,8$ GHz

Nous avons évalué les caractéristiques en champ lointain de cette antenne avec le même dispositif que celui utilisé pour l'antenne précédente. Les résultats expérimentaux présentés sur les figures 2.19 (a) à 2.20 (b) semblent se rapprocher davantage de la simulation sur ADS pour cette antenne. Le rapport axial en particulier est meilleur.

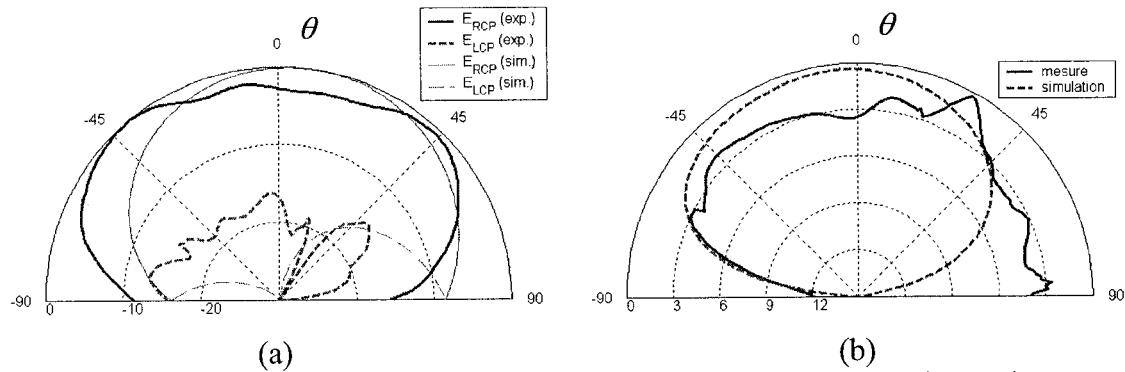


Figure 2.19 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan xz ($\phi = 0^\circ$):
 (a) Décomposition en polarisations circulaires (en dB)
 (b) Rapport axial (en dB)

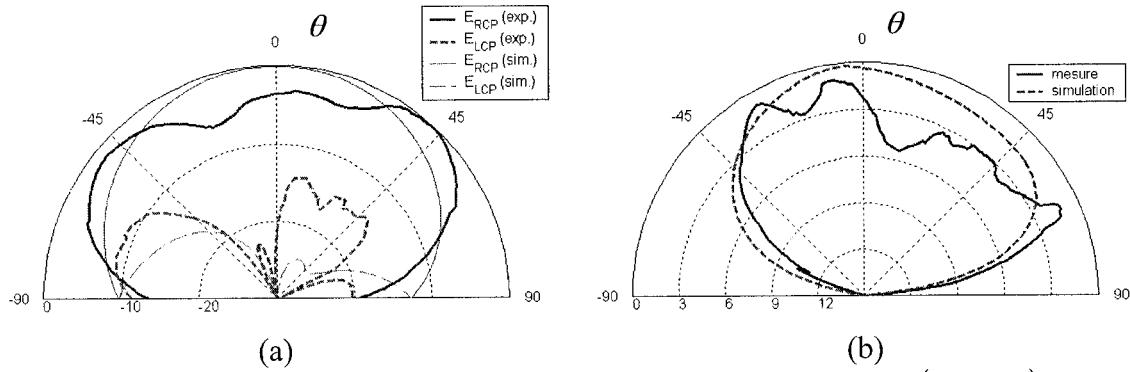


Figure 2.20 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan yz ($\phi = 90^\circ$):
 (a) Décomposition en polarisations circulaires (en dB)
 (b) Rapport axial (en dB)

Pour ce qui est des variations du gain en polarisation droite dans le cône d'intérêt, le signal reçu le plus faible serait à $-6,4$ dB par rapport à la valeur maximale. La figure

2.21 présente la variation du rapport axial en fonction de la fréquence. La largeur de bande pour laquelle le rapport axial est inférieur à 3 dB est de 2,0 % (7,8 % en simulation). Le minimum du rapport axial est de 0,6 dB à 5,75 GHz.

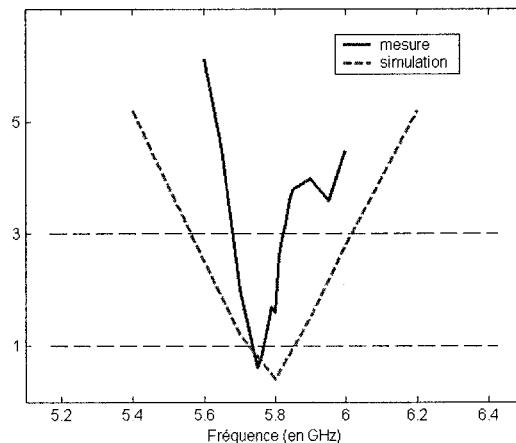


Figure 2.21 – Rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence

Ce décalage en fréquence est dû essentiellement à l'utilisation d'un matériau pour remplacer l'air (afin d'assurer une certaine rigidité à l'antenne, le substrat étant plus souple et plus mince que ceux utilisés précédemment). Sa constante diélectrique est légèrement supérieure à 1. Nous vérifions dans le paragraphe 2.1.5 que la longueur de la spirale est un paramètre important pour l'obtention d'un bon rapport axial. Or, une augmentation de la constante diélectrique effective entraîne une réduction de la longueur d'onde guidée dans la fente selon la relation 2.6. La spirale apparaît donc plus grande que nécessaire pour fonctionner à 5,8 GHz. Le bon fonctionnement est obtenu à une longueur d'onde guidée plus grande donc une fréquence plus petite.

$$\lambda_g = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{r,eff}} \quad (2.6)$$

Les autres caractéristiques de l'antenne sont les suivantes :

- Gain : 4,8 dB ;
- Efficacité : 60 %.

Ces trois prototypes réalisés nous ont amené à faire plusieurs remarques sur le fonctionnement de la spirale. Celles-ci sont maintenant approfondies.

2.1.4 – Étude de l'alimentation de la spirale d'Archimède à un tour

Il est intéressant de noter que l'adaptation de la spirale est la facteur limitant dans son utilisation pour des applications larges bandes. Pour les prototypes présentés dans la littérature [10, 11], la largeur de bande en terme de coefficient de réflexion est plus petite que la largeur de bande à 3 dB du rapport axial. Cette limitation est due à l'utilisation de lignes larges pour le couplage avec la spirale. Les prototypes que nous avons réalisés permettent de voir que ce problème est atténué voir supprimé lorsque l'on utilise une ou deux lignes minces pour le couplage avec l'antenne. Si l'optimisation des paramètres de la spirale permet l'utilisation d'une ligne 50Ω (comme pour le prototype sur RT/Duroid), le problème ne se pose plus, mais si l'optimisation impose une ligne plus large, la méthode de couplage par deux lignes minces peut s'avérer une solution intéressante. Cette méthode permet de découpler les problèmes d'adaptation et de polarisation, ces deux problèmes menant souvent à des valeurs optimales de la largeur de la ligne d'alimentation différentes donc incompatibles. Afin d'évaluer les performances de cette méthode, nous avons optimisé trois prototypes avec des systèmes de couplage et d'adaptation différents. Cette étude a été réalisée sur la base du prototype à 1,55 GHz, car

nous avons déjà montré la faisabilité du couplage par ligne large avec ce prototype. La topologie et les épaisseurs de substrat sont identiques à celles de ce prototype, mais pour des raisons de disponibilité de matériau, nous avons remplacé le TMM-3 par du RT/Duroid 6002 .060. Le prototype TMA-1 (Test sur la Méthode d'Alimentation) possède les mêmes paramètres que le prototype sur TMM-3. L'adaptation a été modifiée pour ressembler à celle utilisée dans la littérature [10], à savoir une ligne $\lambda_g/4$ de largeur inférieure à une ligne 50Ω . Le prototype TMA-2 utilise la méthode de couplage par deux lignes minces associée à une ligne $\lambda_g/4$. La largeur des lignes minces correspond à la largeur d'une ligne 100Ω . Les paramètres (voir figure 2.8 (b)) obtenus suite à l'optimisation sont les suivants :

$$\begin{cases} w_s = 6,86 \text{ mm (270 mil)} \\ w_d = -5,33 \text{ mm (-210 mil)} \\ w_L = 3,81 \text{ mm (150 mil)} \\ w_M = 1,02 \text{ mm (40 mil)} \\ w_E = 20,32 \text{ mm (800 mil)} \end{cases} \quad (2.7)$$

Le prototype TMA-3 possède les mêmes paramètres d'antenne que le prototype TMA-2. La différence est dans l'adaptation : nous utilisons un tronçon au lieu d'une ligne $\lambda_g/4$. Ces trois prototypes sont comparés sur la figure 2.22. Les figures 2.23 (a) et (b) comparent le coefficient de réflexion et le rapport axial des trois prototypes obtenus par simulation sur ADS. Le décalage en fréquence du prototype TMA-1 est dû au fait que la spirale avait été optimisée sur TMM-3, alors que les deux autres prototypes ont été optimisés sur RT/Duroid. La constante diélectrique du RT/Duroid 6002 étant légèrement

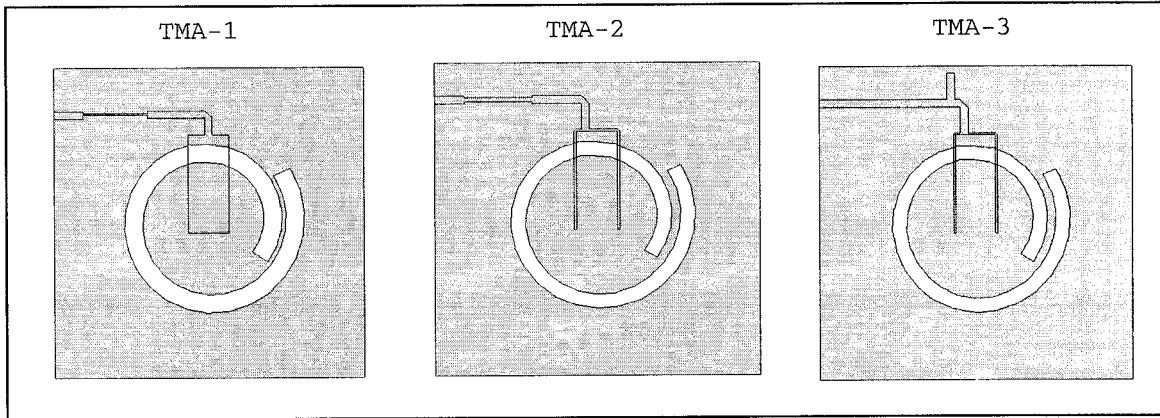


Figure 2.22 – Comparaison des différents prototypes TMA

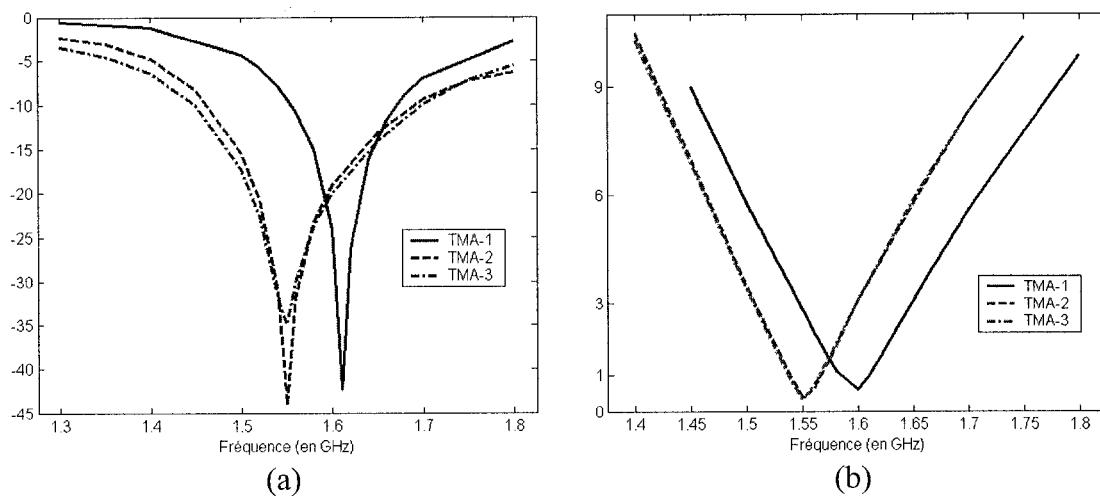


Figure 2.23 – Comparaison des (a) coefficients de réflexion et du (b) rapport axial des TMA

plus faible, la fréquence de fonctionnement du prototype TMA-1 est augmentée par rapport aux autres. Ce décalage n'a pas d'importance car nous définissons la largeur de bande par rapport à la fréquence de fonctionnement de chaque antenne, c'est à dire 1,6 GHz pour TMA-1 et 1,55 GHz pour TMA-2 et 3. Les caractéristiques des trois prototypes en terme de gain et d'efficacité sont sensiblement identiques (ces caractéristiques étant données évidemment à la fréquence de fonctionnement respective de chaque antenne).

Elles sont répertoriées dans le tableau 2.1. Les largeurs de bande en terme de coefficient de réflexion sont comparées dans le tableau 2.2.

	TMA-1	TMA-2	TMA-3
Gain (en dB)	4,6	4,7	4,7
Efficacité (en %)	55	58	59

Tableau 2.1 – Comparaison des performances des TMA en terme de gain et efficacité

Largeur de bande	TMA-1	TMA-2	TMA-3
du rapport axial (< 3 dB)	6,4 %	5,9 %	5,9 %
de l'adaptation (TOS < 2)	7,7 %	15,4 %	17,0 %
de l'adaptation (TOS < 1,5)	4,6 %	9,9 %	10,4 %

Tableau 2.2 – Comparaison des performances des TMA en terme de largeur de bande

Les simulations confirment donc que la méthode de couplage par deux lignes minces donne de meilleures performances en terme de largeur de bande d'adaptation. La largeur de bande est à peu près doublée par rapport à la technique habituelle de couplage par ligne large. Cela permet donc d'exploiter toute la largeur de bande en rapport axial avec une meilleur adaptation. Les deux techniques d'adaptations (tronçon et ligne $\lambda_g/4$) associées au couplage par deux lignes minces donnent des performances équivalentes tant pour l'adaptation que pour le rapport axial.

Pour vérifier expérimentalement les résultats de simulation, les prototypes TMA-1 et TMA-2 ont été fabriqués. Les résultats expérimentaux pour le coefficient de réflexion

sont comparés sur la figure 2.24. La largeur de bande de l'antenne TMA-1 est de 3,4 % pour un TOS de 1,5 (6,4 % pour un TOS de 2). Le coefficient de réflexion est de -18,4 dB à 1,6 GHz. Pour l'antenne TMA-2, la largeur de bande est de 8,6 % pour un TOS de 1,5 (16,4 % pour un TOS de 2) avec un coefficient de réflexion de -16,4 dB à 1,55 GHz. Les mesures montrent une bonne concordance avec les résultats d'ADS. Comme prévu en simulation, la méthode d'adaptation que nous proposons permet de doubler la largeur de bande de l'antenne spirale et de la rendre ainsi plus appropriée à des applications large bande. Le rapport axial n'a pas été évalué expérimentalement, mais nous pouvons nous attendre à des propriétés équivalentes pour les deux antennes.

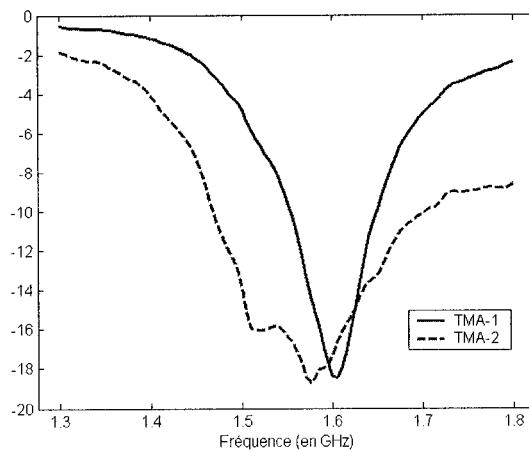


Figure 2.24 – Coefficients de réflexion mesurés (en dB) des antennes TMA-1 et TMA-2

2.1.5 – Étude du fonctionnement de la spirale d'Archimède à un tour

Dans cette étude nous avons cherché à évaluer l'influence et l'importance des différents paramètres de la spirale afin de proposer une méthode de conception répondant à des exigences données en terme de largeur de bande et de compacité d'antenne.

Lorsque cette spirale a été introduite par Nakano et al. [10, 11], la longueur de la spirale (liée directement à la valeur de φ_{END}) a été présentée comme le paramètre principal à l'obtention d'une bonne polarisation circulaire. La spirale était conçue de sorte que la circonférence soit de l'ordre de la longueur d'onde guidée (proche de la longueur d'onde dans le vide car le substrat utilisé a une constante diélectrique très faible : $\varepsilon_r = 1,2$). La circonférence est évaluée avec le rayon moyen R_0 définie par la relation suivante :

$$R_0 = \frac{r(\varphi_{ST}) + r(\varphi_{END})}{2} \quad (2.8)$$

L'idée était que la fente se comporte comme une boucle supportant un courant magnétique progressif. Le prototype à 11,85 GHz détaillé par Nakano a une circonférence d'environ $1,2 \lambda_0$.

Plus récemment, l'étude d'une spirale micro-ruban équivalente a été proposée [16]. Celle-ci confirme l'importance du paramètre φ_{END} , mais la comparaison de trois prototypes avec des rayons moyens différents prouve que la valeur de la circonférence par rapport à la longueur d'onde n'est pas critique pour une bonne polarisation circulaire. Le critère avancé dans cet article est que la longueur totale de la spirale doit être de l'ordre de la longueur d'onde guidée, mais le choix de φ_{ST} peut modifier la circonférence sans détériorer les performances en terme de polarisation circulaire.

Le premier point que nous avons noté est que les différents articles mentionnés plus haut ne justifient pas le choix des constantes a et Δ (voir équation 2.1) définissant

la courbure de la spirale. Nous avons donc évalué l'importance de ces constantes. Pour cette étude, nous avons conservé le même substrat qu'au paragraphe précédent (à savoir un RT/Duroïd 6002 .060 avec un plan réflecteur à 2,54 cm soit 1 pouce), mais nous avons monté la fréquence d'étude à 3 GHz afin d'avoir une distance électrique plus grande entre les deux plans métalliques. À 3 GHz, cette distance est proche de $\lambda_0 / 4$. Afin d'isoler l'effet des constantes a et Δ , nous avons fixé les autres paramètres de la manière suivante : la largeur de la ligne d'alimentation est fixée à la largeur d'une ligne 50Ω . La largeur de la fente est fixée avec la condition de self-complémentarité, à savoir $w_s = a\pi$. Les paramètres a et Δ sont fixés par rapport à l'article [10], et modifiés avec un coefficient multiplicatif d . Sur la figure 2.25, le rapport axial est donné pour différentes valeurs de d en fonction de k , défini par la relation $k = \varphi_{END} / \pi$. Il ressort clairement de ces résultats que les constantes définissant la spirale sont tout aussi importantes que la longueur de la spirale. Les deux constantes ont également été étudiées séparément. Les résultats obtenus (figures 2.26 (a) et (b)) indiquent que a est le paramètre le plus sensible. Cela paraît logique puisque, a étant une constante multiplicative, son impact sur les dimensions de la spirale est plus important que celui de la constante additive Δ . A titre de vérification, le diamètre moyen $d_0 = 2R_0$ est donné dans les tableaux 2.3 (a) et (b) pour différentes valeurs de a et Δ . A variation équivalente des constantes, Δ a une influence négligeable sur les dimensions et les propriétés de polarisation de l'antenne. Nous avons donc montré que le paramètre déterminant pour fixer la fréquence de fonctionnement de la spirale est la constante a .

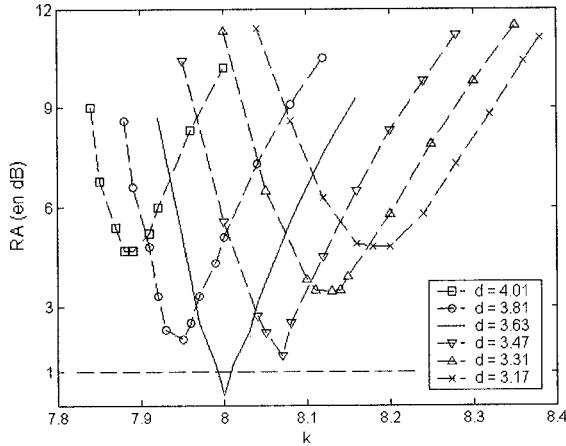


Figure 2.25 – Influence sur le rapport axial (en dB) des constantes définissant la spirale

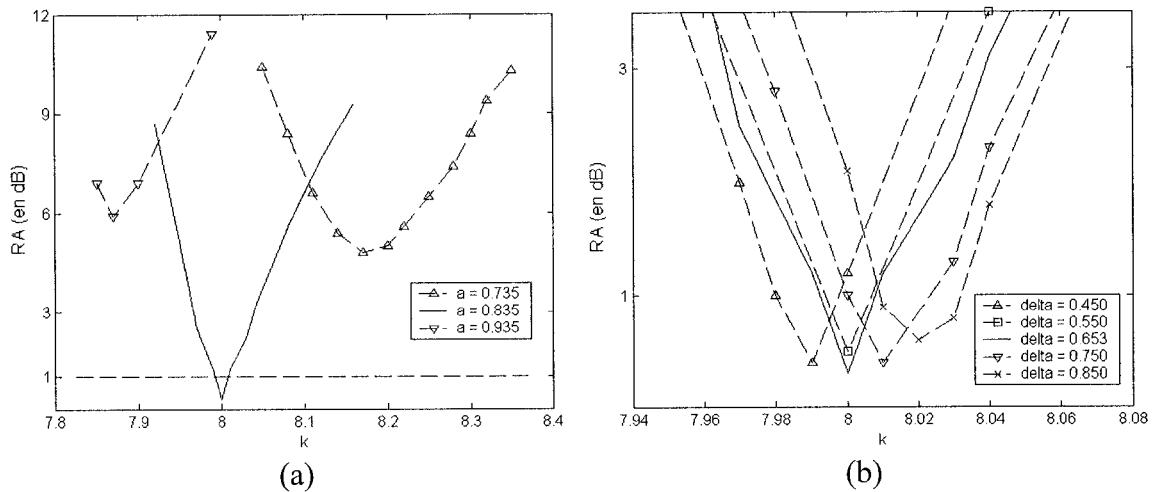


Figure 2.26 – Influence sur le rapport axial (en dB) de (a) a (en mm/rad) pour $\Delta = 0,653$ mm et (b) de Δ (en mm) pour $a = 0,835$ mm/rad

L'optimisation des différentes spirales présentées dans ce chapitre nous a permis de vérifier que la valeur de la constante a peut être fixée approximativement à partir des valeurs présentes dans la littérature au rapport de fréquence près. Nous avons également montré qu'il est possible d'optimiser la spirale en fixant la largeur de la ligne d'alimentation à 50Ω , ce qui améliore bien évidemment le coefficient de réflexion.

a (en mm/rad)	0,735	0,835	0,935		
$2R_0$ (en mm)	16,0	18,0	20,1		
(a)					
Δ (en mm)	0,450	0,550	0,653	0,750	0,850
$2R_0$ (en mm)	18,3	18,2	18,1	18,0	17,9
(b)					

Tableau 2.3 – Variation du diamètre moyen (en mm) en fonction de

(a) a (en mm/rad) pour $\Delta = 0,653$ mm et

(b) de Δ (en mm) pour $a = 0,835$ mm/rad

Il est intéressant de noter que le prototype de Spirale d'Archimède Fente (SAF-1) décrit plus haut, avec les valeurs optimales de a et Δ , peut être adapté uniquement en ajustant la longueur du tronçon d'alimentation tel qu'indiqué sur la figure 2.27. La valeur optimale est $L_{STUB} = -7,77$ mm (-306 mil). Ce prototype a été testé expérimentalement. Les coefficients de réflexion simulé et mesuré sont comparés sur la figure 2.28. Ce dernier est de -22,7 dB (-37,2 dB en simulation) à 3 GHz. La largeur de bande est de 7,6 % pour un TOS de 1,5 (9,2 % en simulation).

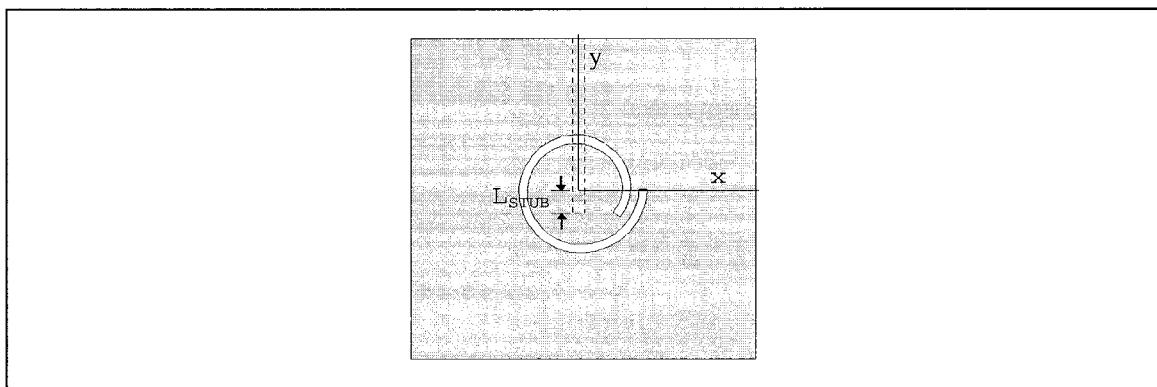


Figure 2.27 – Paramètre d'adaptation de la spirale SAF-1

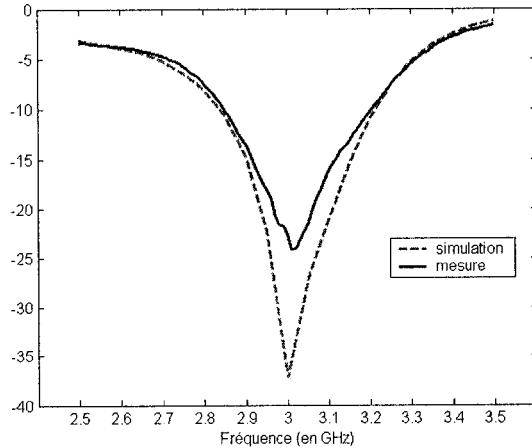


Figure 2.28 – Coefficient de réflexion de la spirale SAF-1

Comme nous l'avons déjà mentionné dans le paragraphe 2.1.4 et vérifié à nouveau ici, la largeur de la ligne d'alimentation a un rôle important dans la qualité de l'adaptation. Nous allons maintenant mettre en évidence l'influence de ce paramètre sur les caractéristiques de polarisation circulaire de l'antenne. Pour cela, nous avons étudié la spirale pour différentes valeurs de largeur de ligne d'alimentation. Nous avons comparé trois prototypes nommés TLA (Test sur la Ligne d'Alimentation) avec les paramètres de spirale obtenus précédemment. TLA-1 correspond à la ligne 50Ω ($w_f = 3,81$ mm soit 150 mil). Pour TLA-2 et TLA-3, la largeur de la ligne d'alimentation est multipliée respectivement par deux et par trois par rapport à une ligne 50Ω . Afin de mettre en évidence le lien entre la largeur de ligne et le fonctionnement de la spirale, nous avons modifié la spirale en l'optimisant pour fonctionner avec une ligne de largeur deux fois celle d'une ligne 50Ω ($w_f = 7,62$ mm soit 300 mil). Les paramètres que nous avons modifié sont $a = 0,86$ mm/rad et $\varphi_{END} = 8,01\pi$. Avec cette nouvelle spirale nous

comparons encore trois prototypes nommés TLA-4 à 6 alimentés respectivement par une ligne 50Ω , une ligne deux fois et trois fois la largeur d'une ligne 50Ω . Les résultats sont présentés sur les figures 2.29 (a) et (b). La valeur des différents paramètres associés à chacun de ces prototypes sont répertoriées dans le tableau 2.4.

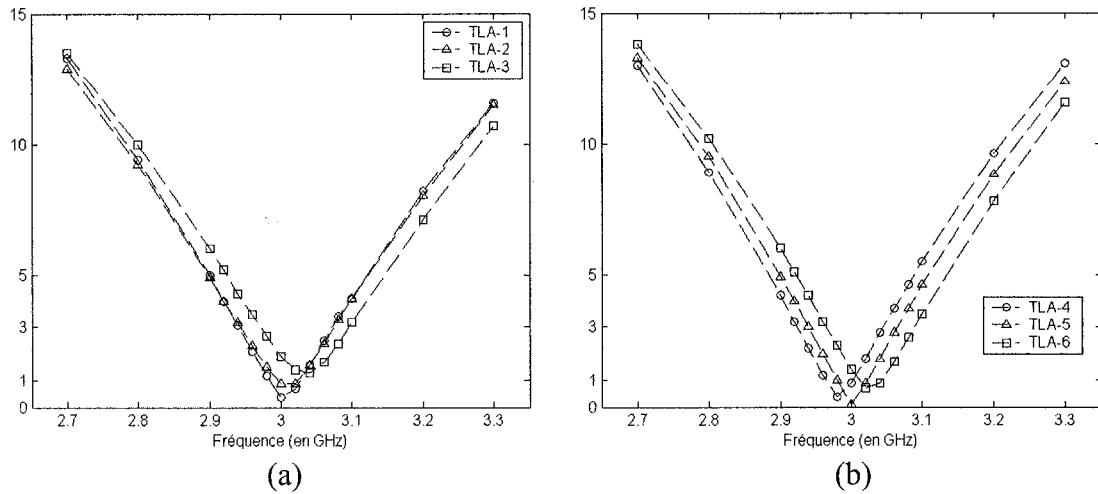


Figure 2.29 – Variation du rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence pour les prototypes (a) TLA-1 à 3 et (b) TLA-4 à 6

	a (en mm/rad)	Δ (en mm)	φ_{ST} (en rad)	φ_{END} (en rad)	w_s (en mm)	w_f (en mm)
TLA-1	0,835	0,653	$5,81\pi$	$8,00\pi$	2,62	3,81
TLA-2	0,835	0,653	$5,81\pi$	$8,00\pi$	2,62	7,62
TLA-3	0,835	0,653	$5,81\pi$	$8,00\pi$	2,62	11,43
TLA-4	0,860	0,653	$5,81\pi$	$8,01\pi$	2,70	3,81
TLA-5	0,860	0,653	$5,81\pi$	$8,01\pi$	2,70	7,62
TLA-6	0,860	0,653	$5,81\pi$	$8,01\pi$	2,70	11,43

Tableau 2.4 – Valeurs des paramètres des spirales TLA-1 à 6

Il ressort clairement des résultats obtenus qu'il y a un lien direct entre la valeur du paramètre a et la largeur de la ligne d'alimentation pour fixer précisément la fréquence de fonctionnement de l'antenne. Cette remarque permet de proposer les deux alternatives suivantes pour l'optimisation de ces paramètres : soit nous fixons a approximativement et ajustons le rapport axial en optimisant la largeur de la ligne d'alimentation, soit nous fixons la largeur de la ligne d'alimentation et optimisons la valeur de a . Il va sans dire que cette dernière technique, bien qu'elle permette d'avoir au bout du compte une ligne d'alimentation d'impédance 50Ω , est plus laborieuse, car elle exige de redessiner la spirale à chaque itération. L'optimisation de la largeur de la ligne est plus simple, mais en contrepartie le coefficient de réflexion est détérioré si une ligne large est nécessaire. Mais, comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, la technique d'alimentation par deux lignes minces permet de supprimer ce problème.

Nous avons fait la même étude pour la largeur de la fente. Nous avons utilisé comme référence le prototype TLF-1 (Test sur la Largeur de la Fente) réalisé avec la condition de self complémentarité ($w_s = 2,62$ mm soit 103 mil). Les prototypes TLF-2 et 3 correspondent respectivement à une augmentation de 30 et 60 % de la largeur de fente par rapport au prototype de référence. Comme pour la ligne d'alimentation, nous avons optimisé la spirale pour la faire fonctionner avec une largeur de fente supérieure ($w_s = 3,80$ mm soit 150 mil). Les paramètres modifiés sont les suivant : $w_f = 15,2$ mm (600 mil) et $\varphi_{END} = 8,08\pi$. Ce prototype est appelé TLF-4. Les résultats obtenus pour les différents prototypes proposés sont comparés sur les figures 2.30 (a) et (b). Les valeurs

des paramètres associées aux différentes antennes comparées sont répertoriés dans le tableau 2.5.

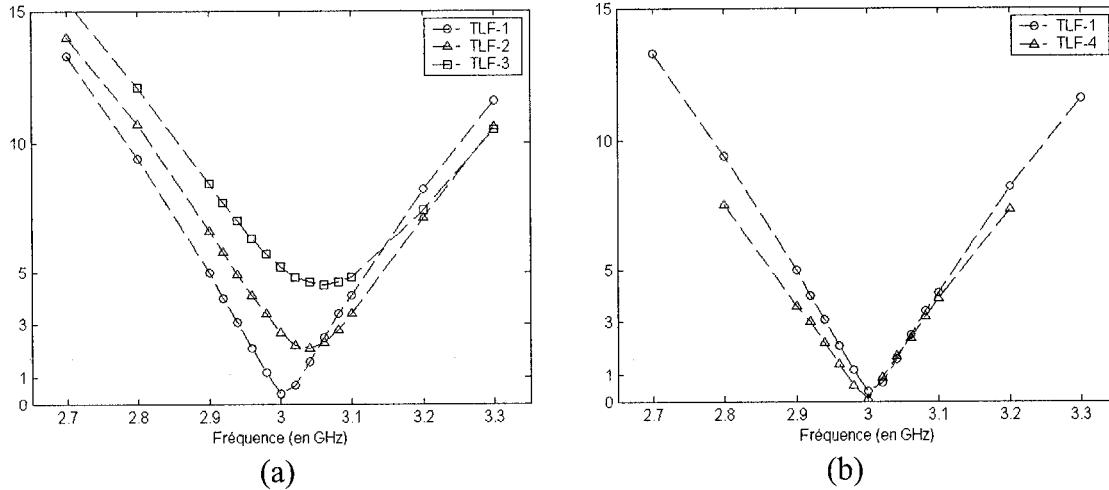


Figure 2.30 – Comparaison du rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence pour (a) les prototypes TLF-1 à 3 et (b) TLF-1 et 4

	a (en mm/rad)	Δ (en mm)	φ_{ST} (en rad)	φ_{END} (en rad)	w_s (en mm)	w_f (en mm)
TLF-1	0,835	0,653	$5,81\pi$	$8,00\pi$	2,62	3,81
TLF-2	0,835	0,653	$5,81\pi$	$8,00\pi$	3,41	3,81
TLF-3	0,835	0,653	$5,81\pi$	$8,00\pi$	4,19	3,81
TLF-4	0,835	0,653	$5,81\pi$	$8,08\pi$	3,80	15,20

Tableau 2.5 – Valeurs des paramètres des spirales TLF-1 à 4

Les résultats obtenus permettent de voir que le fonctionnement de la spirale est très sensible à la valeur de w_s . Il semble également que la largeur de bande du rapport axial dépend de w_s . La figure 2.30 (b) indique une augmentation de 25 % de la largeur

de bande (de 4 à 5 %) pour une augmentation de 46 % de la largeur de la fente entre le prototype TLF-4 et le prototype TLF-1. L'augmentation de la largeur de bande n'est imputable qu'à w_s car nous avons vérifié précédemment que w_f et φ_{END} n'ont pas d'influence sur cette propriété de l'antenne. On peut noter d'ailleurs que cette propriété se retrouve sur les antennes réalisées à 5,8 GHz. En effet, la largeur de la fente pour la spirale sur RT/Duroid 6002 .020 est supérieure à celle de la spirale sur GML 1032. Les largeurs de bande sont respectivement 7,2 et 7,8 %, soit une augmentation de 8 % de la largeur de bande pour une augmentation de 25% de la largeur de la fente. Augmenter la valeur de w_s est donc une manière d'augmenter légèrement la largeur de bande du rapport axial. Une autre solution consiste à réduire la constante diélectrique du substrat. L'antenne proposée par Nakano [10] a été réalisée sur une mousse de constante diélectrique 1,2 et présente une largeur de bande à 3 dB de 7,4 %. Mais en contrepartie, une constante diélectrique plus faible impose généralement des dimensions d'antenne plus grandes par rapport à la longueur d'onde.

Le dernier paramètre d'antenne qu'il nous reste à étudier est φ_{ST} . L'article [16] a mis en avant la possibilité de rendre l'antenne spirale micro-ruban plus compacte en modifiant la valeur de φ_{ST} . Nous prouvons ici qu'il est possible d'obtenir des résultats équivalents pour la spirale fente. Mais, contrairement à ce que laisse entendre l'article de référence [16], il n'est pas possible d'arriver à une polarisation circulaire pour n'importe quelle valeur de φ_{ST} . Ce paramètre est conditionné par la position de l'alimentation. La spirale SAF-1 nous sert de référence pour cette étude. Seul les paramètres φ_{ST} , φ_{END} et

la position de l'alimentation ont été modifiés par rapport à ce prototype. L'antenne obtenue est appelée SAF-2. L'alimentation est placée selon l'axe $-x$. Les paramètres modifiés ont pour valeur $\varphi_{ST} = 3,56\pi$ rad et $\varphi_{END} = 5,99\pi$ rad. Les résultats des deux antennes en terme de rapport axial sont présentés sur la figure 2.31. Ces résultats prouvent donc qu'il est possible de réduire les dimensions de l'antenne, tout en conservant une bonne polarisation circulaire. Le diamètre moyen normalisé par rapport à la longueur d'onde d_0 / λ_0 est de 0,24 pour SAF-2 contre 0,35 pour SAF-1. Ce qui donne une réduction d'environ 30 % de la taille de l'antenne. Un décalage en fréquence de 50 MHz est observé pour SAF-2. Nous avons constaté que ce léger décalage peut être corrigé si nécessaire en modifiant légèrement w_s et φ_{ST} . Les largeurs de bande à 3 dB pour SAF-1 et SAF-2 sont respectivement 4,3 et 3,8 %.

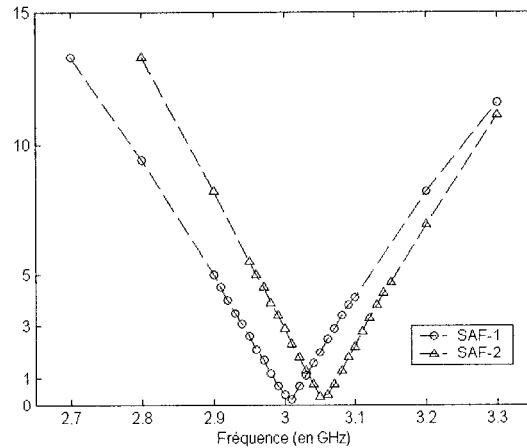


Figure 2.31 – Comparaison du rapport axial (en dB) pour les prototypes SAF

Les figures 2.32 (a) à (c) comparent les autres caractéristiques de ces deux antennes. Les coefficients de réflexion présentés sur la figure 2.32 (a) sont obtenus sans

l'ajout d'un circuit d'adaptation, seule la longueur du tronçon d'alimentation est optimisée.

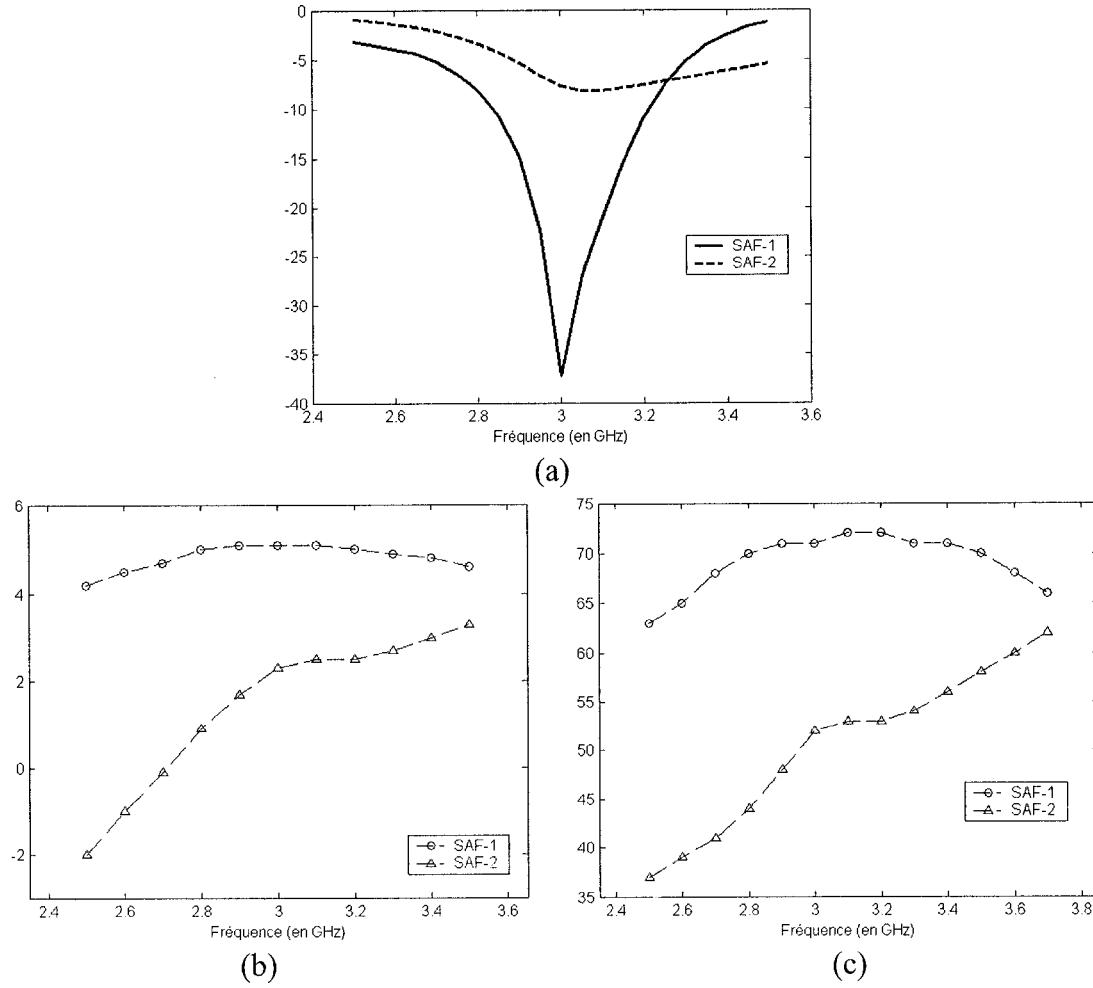


Figure 2.32 – Propriétés des antennes SAF en fonction de la fréquence :

- (a) coefficient de réflexion (en dB)
- (b) gain (en dBi)
- (c) efficacité (en %)

La valeur du coefficient de réflexion à la fréquence de fonctionnement de chaque antenne est de $-37,2$ dB pour SAF-1 et $-8,2$ dB pour SAF-2. Il est intéressant de noter que la version fente de la spirale d'Archimède donne de meilleurs résultats que la version

micro-ruban [16] en terme de coefficient de réflexion. La référence [16] indique en effet que le TOS de l'antenne réduite est supérieur à 10, ce qui correspond à un coefficient de réflexion supérieur à $-1,8$ dB. Les gains des antennes SAF-1 et 2 sont respectivement de 5,1 et 2,4 dB à 3 GHz. Les efficacités respectives sont 71 et 52 %, à la même fréquence. Les résultats présentés montrent donc l'influence de φ_{ST} sur le fonctionnement de l'antenne. L'antenne SAF-2 est peu exploitable pour notre application à cause de son faible gain. Elle peut par contre s'avérer très intéressante pour des applications de réseau ou toute autre application où une antenne de dimension réduite est requise. En effet, les antennes compactes proposées dans la littérature récente ont généralement une largeur de bande en rapport axial faible (de l'ordre ou inférieur à 1 %) [17-20]. Une étude de l'antenne SAF-2 pour des applications de réseau est présentée en Annexe A.

Finalement, nous avons constaté que les antennes conçues et celles présentées dans la littérature présentent généralement une efficacité assez faible. Cela signifie qu'une portion non négligeable de la puissance fournie à la porte de l'antenne est perdue. Cette puissance non rayonnée correspond à la puissance piégée entre les deux plaques métalliques (le plan réflecteur et le plan de l'antenne). Deux tests ont permis de valider cette remarque. Le premier consiste à supprimer le plan réflecteur. Le simulateur donne alors une efficacité de 100 %. Le deuxième test consiste à fermer électriquement les côtés de l'antenne pour éviter que la puissance ne se propage entre les deux plaques de métal. Concrètement, cela a été réalisé en plaçant un nombre suffisant de vias tout autour de l'antenne. Là encore, l'efficacité de l'antenne est de 100 %.

Compte tenu de la nature des pertes de puissance, il semble clair que le paramètre critique pour la valeur de l'efficacité est la distance entre les deux plans métalliques par rapport à la longueur d'onde. Plus cette distance est grande, meilleure est l'efficacité. A titre de confirmation, les antennes réalisées à 5,8 GHz, dont le plan métallique est à environ $\lambda_0/8$, présentent une efficacité inférieure ou égale à 60 %, alors que l'antenne SAF-1, dont le plan métallique est approximativement à $\lambda_0/4$, a une efficacité de 71 %. Il faut également noter qu'à partir d'une distance de l'ordre de $\lambda_0/2$, des modes supplémentaires de propagation guidés apparaissent entre les deux plaques métalliques. Cela a certainement une influence non négligeable sur les phénomènes de rayonnement aux bords de l'antenne. Les résultats des antennes SAF-1 et 2 montrent également que la topologie de l'antenne influe de manière non négligeable sur l'efficacité, puisque cette dernière est de 71 % pour SAF-1 et seulement 52 % pour SAF-2.

Nous faisons maintenant un résumé des points importants exposés dans ce paragraphe :

- Les paramètres a et φ_{END} sont les plus importants pour déterminer la fréquence de fonctionnement de l'antenne.
- La valeur de a peut être fixée approximativement à partir des prototypes réalisés au rapport en fréquence près ($a \approx 0,016\lambda$).
- La valeur de w_f peut être utilisée (plutôt que a) pour ajuster précisément la fréquence de fonctionnement de l'antenne. La valeur de w_f a également une influence sur l'adaptation (la technique

d'alimentation proposée dans le paragraphe 2.1.4 permet d'optimiser simultanément l'adaptation et le rapport axial).

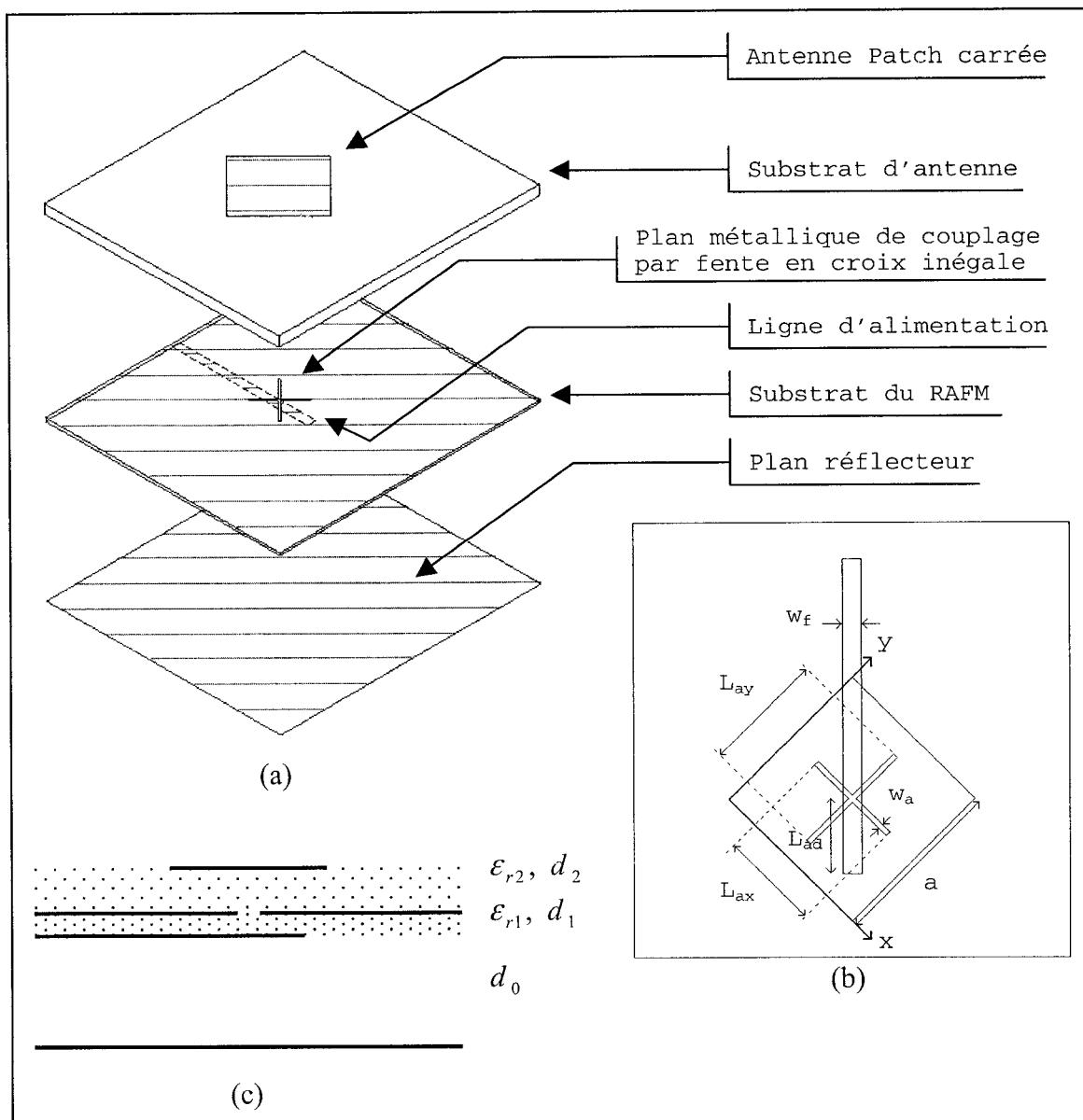
- La largeur de bande du rapport axial augmente avec w_S .
- La valeur de φ_{ST} peut être diminuée, ce qui a pour conséquence de réduire les dimensions de l'antenne. Mais une modification de φ_{ST} peut également imposer une modification du positionnement de l'alimentation. Il faut également noter qu'une réduction de la taille de l'antenne est accompagnée d'une détérioration de ses performances en terme de gain et d'efficacité.

Ces différentes remarques s'avèrent particulièrement utiles pour une optimisation réfléchie de l'antenne spirale. Nous allons maintenant discuter d'une autre antenne étudiée pour notre application de DAI.

2.2 - Le patch carré alimenté par une fente en croix inégale

Une technique efficace pour contrôler le couplage entre une antenne micro-ruban et son système d'alimentation consiste à limiter la zone de couplage à une fente de forme et de dimensions données dans un plan métallique séparant les substrats supportant respectivement l'antenne et le système d'alimentation. L'antenne que nous présentons ici a été proposée dans la littérature [12]. Les figures 2.33 (a) à (c) présentent la topologie de l'antenne et les différents paramètres associés. La polarisation circulaire peut être obtenue de deux façons. Soit on utilise une croix dont les deux bras sont de dimensions égales, la

polarisation circulaire est alors atteinte en utilisant un patch dont les longueurs des côtés sont légèrement différentes (en clair, le patch est rectangulaire). Soit on utilise un patch carré, et la polarisation circulaire est obtenue par la différence de longueur des bras de la croix. Nous avons utilisé cette dernière méthode, mais les deux sont équivalentes.



Nous avons dans un premier temps conçu un prototype à 5,8 GHz, afin de pouvoir en faire une étude expérimentale complète.

2.2.1 – Réalisation d'une antenne patch à 5,8 GHz

Les deux substrats utilisés sont le GML 1032 .060 pour l'antenne et le RT/Duroid 6002 .020 pour le circuit d'alimentation. Les caractéristiques et propriétés électriques à 5,8 GHz de ces deux substrats ont déjà été mentionnées dans ce chapitre aux paragraphes 2.1.2 et 2.1.3. La distance d_0 entre l'antenne et le plan réflecteur est fixée à 6,35 mm (250 mil).

Les paramètres après optimisation sur ADS sont les suivants :

$$\begin{cases} a = 12,19 \text{ mm (480 mil)} \\ L_{ax} = 7,06 \text{ mm (278 mil)} \\ L_{ay} = 8,59 \text{ mm (338 mil)} \\ w_a = 0,38 \text{ mm (15 mil)} \\ L_{ad} = 5,31 \text{ mm (209 mil)} \\ w_f = 1,29 \text{ mm (51 mil)} \end{cases} \quad (2.9)$$

Cette antenne est représentée sur la figure 2.33 (b). La figure 2.34 (a) présente les résultats en terme de coefficient de réflexion. Ce dernier est de -7,5 dB à 5,8 GHz (-32,2 dB en simulation). Le minimum mesuré est de -13,2 dB à 5,93 GHz. La figure 2.34 (b) présente le rapport axial en fonction de la fréquence. Ce dernier est de 7,5 dB à 5,8 GHz (0,5 dB en simulation). Le minimum mesuré est de 0,4 dB à 5,875 GHz. Ces données indiquent qu'il y a un décalage en fréquence du fonctionnement de l'antenne.

Les figures 2.35 (a) à (d) présentent les résultats des mesures en champ lointain.

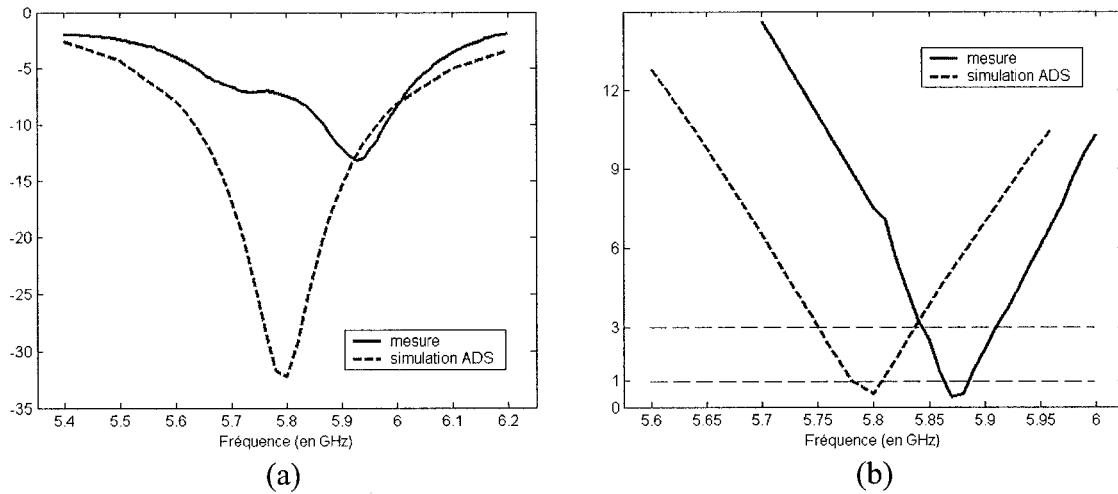
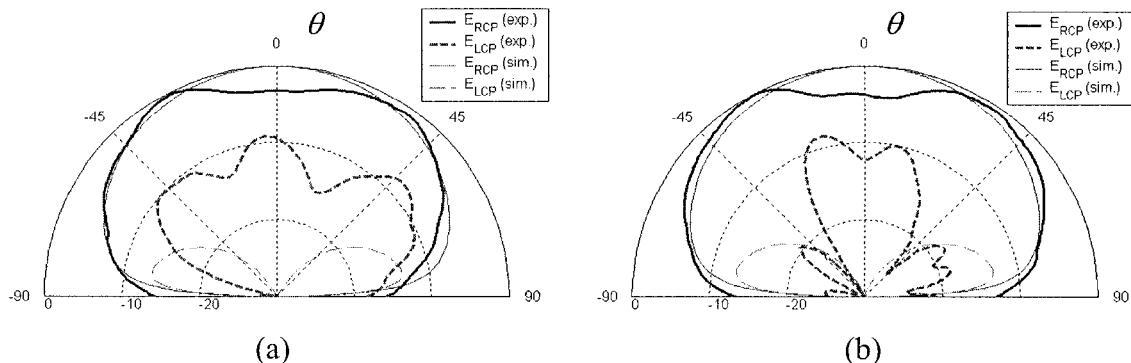


Figure 2.34 – Antenne patch à 5,8 GHz : (a) Coefficient de réflexion (en dB) et (b) Rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence

On peut voir que la contra-polarisation est importante, le rapport axial étant de 7,5 dB selon la direction principale. Il est intéressant de noter que les pertes de polarisation, en supposant que cette antenne reçoit un signal d'une antenne émettrice à polarisation purement circulaire, sont seulement de 0,5 dB [9]. Le seul paramètre qui a réellement de l'importance pour notre application est donc la variation dans le cône d'intérêt du diagramme de rayonnement de la polarisation circulaire principale. Celle-ci est de 4 dB, dans le plan yz.



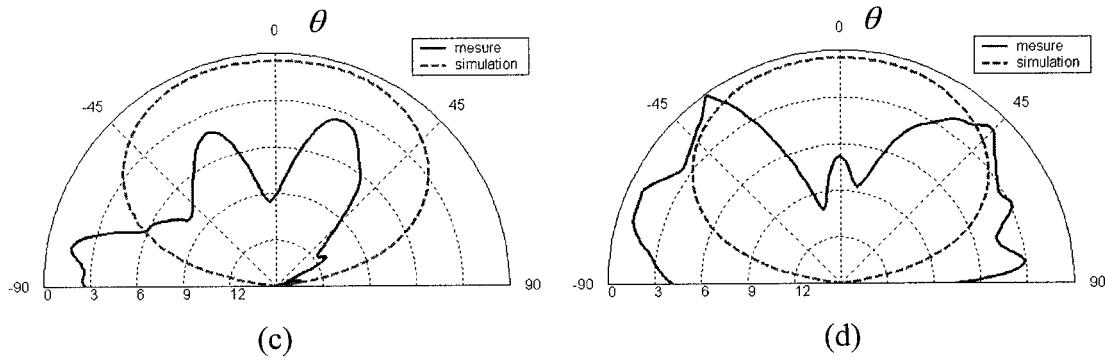


Figure 2.35 – Caractéristiques de rayonnement : Décomposition en polarisations circulaires (en dB) dans les plans (a) xz ($\varphi = 0^\circ$) et (b) yz ($\varphi = 90^\circ$) et rapport axial (en dB) dans les plans (c) xz ($\varphi = 0^\circ$) et (d) yz ($\varphi = 90^\circ$)

Le gain de l'antenne selon la direction principale est de 5,4 dB et l'efficacité est de 74 %. Afin de vérifier si les erreurs de fabrication (erreur sur les dimensions ou d'alignement) sont responsables du décalage en fréquence, nous avons réalisé un prototype à 1,55 GHz.

2.2.2 – Réalisation d'une antenne patch à 1,55 GHz

A cette fréquence, les dimensions de l'antenne sont évidemment plus importantes, les erreurs de fabrication sont donc proportionnellement moins significatives. De plus, en réalisant un prototype à 1,55 GHz, on peut vérifier la pertinence de cette antenne à la fréquence réelle de notre projet. Le substrat GML 1032 .060 a été utilisé pour les deux couches. La distance d_0 entre l'antenne et le plan réflecteur est fixée à 25,4 mm (1 pouce). Les paramètres après optimisation sur ADS sont données par l'équation 2.10. Cette antenne est représentée sur la figure 2.36 (a). Il est intéressant de noter que pour obtenir un bon couplage entre la ligne d'alimentation et la fente en croix, nous avons

utilisé une ligne d'alimentation d'impédance supérieure à 50Ω , nous adaptons donc l'antenne avec une ligne $\lambda/4$.

$$\begin{cases} a = 42,16 \text{ mm (1660 mil)} \\ L_{ax} = 26,01 \text{ mm (1024 mil)} \\ L_{ay} = 26,82 \text{ mm (1056 mil)} \\ w_a = 2,92 \text{ mm (115 mil)} \\ L_{ad} = 10,62 \text{ mm (418 mil)} \\ w_f = 1,27 \text{ mm (50 mil)} \end{cases} \quad (2.10)$$

La figure 2.36 (b) présente les résultats en terme de coefficient de réflexion.

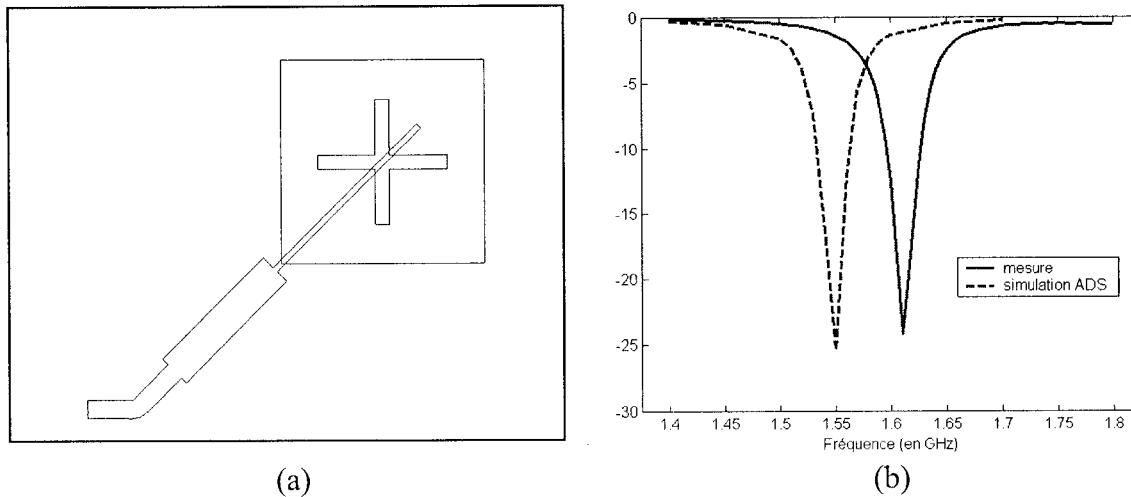


Figure 2.36 – (a) Antenne patch optimisée à 1,55 GHz
 (b) Coefficient de réflexion (en dB) de l'antenne patch

Ces résultats mettent en évidence que le décalage en fréquence dans le fonctionnement de l'antenne, déjà observé à 5,8 GHz, se retrouve également à cette fréquence. En effet, on peut voir que l'adaptation est optimale à 1,61 GHz au lieu de 1,55

GHz, soit un décalage de 3,2 %. Ce résultat est d'autant plus significatif qu'il est supérieur à la largeur de bande de l'antenne (20 MHz), le coefficient de réflexion mesuré à 1,55 GHz est donc très mauvais (-1,4 dB). A titre de comparaison, le décalage en fréquence de l'adaptation de l'antenne à 5,8 GHz est de 2,2 % (soit 130 MHz).

Compte tenu des dimensions de l'antenne à 1,55 GHz, il semble peu probable que les erreurs de fabrication soient responsables du décalage en fréquence. Il se pourrait donc que ce soit là un problème du logiciel, qui serait peut-être mal adapté à ce type de topologie d'antenne à plusieurs couches de substrat. Une solution pour surmonter ce problème serait de faire une optimisation sur logiciel à une fréquence inférieure à celle recherchée (de 2 % à 3 % inférieure d'après les résultats présentés ici). Mais cette méthode est évidemment peu rigoureuse. Il est intéressant de noter qu'une méthode de modélisation est disponible pour ce type d'antennes, combinant une analyse modale pour le fonctionnement du patch à la théorie des lignes de transmission pour l'étude du couplage entre les différentes couches. Cela fait l'objet du paragraphe suivant.

2.2.3 – Modèle de Cavité appliqué à l'antenne patch alimentée par fente en croix inégale

Cette méthode a été appliquée avec succès à une antenne patch alimentée par une fente rectangulaire, pour obtenir une polarisation linéaire [21], et plus récemment à une antenne patch alimentée par une fente en croix régulière, c'est à dire dont les deux bras ont même longueur [22]. Nous avons adapté cette méthode pour une fente en croix inégale (nous apportons par la même occasion quelques corrections à la méthode décrite dans l'article de référence [22]). Le Modèle de Cavité s'approche de l'analyse modale de structures tels les guides d'ondes. La région entre le patch et le plan métallique contenant

la croix est assimilée à une cavité dont les côtés latéraux sont des murs magnétiques. La distance d_2 est supposée suffisamment faible par rapport à la longueur d'onde λ_g pour que la variation des champs selon z soit négligeable. La première étape consiste à évaluer la distribution du champ électrique dans les fentes. Celle-ci est approximée par une sinusoïde par morceaux [23] donnée par les équations :

$$E_{ax} = \frac{V_{oy}}{w_a} \frac{\sin \left[k_a \left(\frac{L_{ay}}{2} - \left| y - \frac{a}{2} \right| \right) \right]}{\sin \left(k_a \frac{L_{ay}}{2} \right)} \quad \begin{aligned} \frac{a - w_a}{2} \leq x \leq \frac{a + w_a}{2} \\ \frac{a - L_{ay}}{2} \leq y \leq \frac{a + L_{ay}}{2} \\ z = 0 \end{aligned} \quad (2.11.a)$$

ailleurs

$$E_{ay} = \frac{V_{ox}}{w_a} \frac{\sin \left[k_a \left(\frac{L_{ax}}{2} - \left| x - \frac{a}{2} \right| \right) \right]}{\sin \left(k_a \frac{L_{ax}}{2} \right)} \quad \begin{aligned} \frac{a - L_{ax}}{2} \leq x \leq \frac{a + L_{ax}}{2} \\ \frac{a - w_a}{2} \leq y \leq \frac{a + w_a}{2} \\ z = 0 \end{aligned} \quad (2.11.b)$$

ailleurs

où V_{ox} , respectivement V_{oy} , correspond à la tension au centre de l'ouverture parallèle à x , respectivement y . La constante de propagation k_a peut être déterminée avec la méthode de Cohn [14].

Le courant magnétique de surface équivalent dans l'ouverture est déterminé par le principe d'équivalence [24], et s'écrit :

$$\begin{cases} M_{ax} = -2E_{ay} \\ M_{ay} = 2E_{ax} \end{cases} \quad (2.12)$$

La densité de courant magnétique équivalente, tel que représentée sur la figure 2.37, est supposé uniformément distribué selon z dans le volume au dessus de l'ouverture. Cette approximation est nécessaire à cause de la première approximation concernant d_2 et l'invariance selon z des champs dans la cavité.

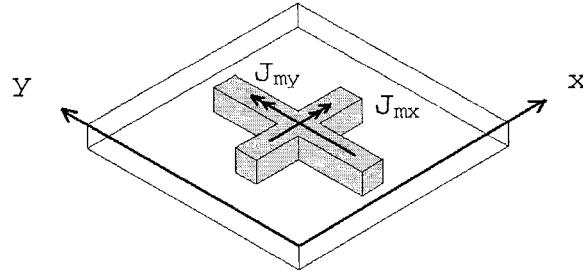


Figure 2.37 – Densité de courant magnétique équivalente

La densité de courant volumétrique magnétique source est donc donnée par les équations :

$$J_{mx} = \frac{-2V_{ox}}{d_2 w_a} \frac{\sin\left[k_a \left(\frac{L_{ax}}{2} - \left|x - \frac{a}{2}\right|\right)\right]}{\sin\left(k_a \frac{L_{ax}}{2}\right)} \quad \begin{aligned} \frac{a - L_{ax}}{2} &\leq x \leq \frac{a + L_{ax}}{2} \\ \frac{a - w_a}{2} &\leq y \leq \frac{a + w_a}{2} \\ 0 &\leq z \leq d_2 \end{aligned} \quad (2.13.a)$$

= 0, ailleurs

$$J_{my} = \frac{2V_{oy}}{d_2 w_a} \frac{\sin\left[k_a \left(\frac{L_{ay}}{2} - \left|y - \frac{a}{2}\right|\right)\right]}{\sin\left(k_a \frac{L_{ay}}{2}\right)} \quad \begin{aligned} \frac{a - w_a}{2} &\leq x \leq \frac{a + w_a}{2} \\ \frac{a - L_{ay}}{2} &\leq y \leq \frac{a + L_{ay}}{2} \\ 0 &\leq z \leq d_2 \end{aligned} \quad (2.13.b)$$

= 0, ailleurs

En l'absence de sources de courant électrique, les champs électrique et magnétique dans la cavité vérifient les équations de propagation suivantes [25]:

$$\begin{cases} \nabla \times \nabla \times \vec{E} - k^2 \vec{E} = -\nabla \times \vec{J}_m \\ \nabla \times \nabla \times \vec{H} - k^2 \vec{H} = -j\omega \epsilon_0 \epsilon_{r2} \vec{J}_m \end{cases} \quad (2.14)$$

Le champ électrique est décomposé selon une base modale, un mode étant une solution des équations de propagation ci-dessus en l'absence de source. Les composantes selon x et y sont négligées car d_2 est supposée petite devant la longueur d'onde. L'équation de propagation vectorielle se limite donc à l'équation scalaire suivante :

$$-\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} - k^2 E_z = \frac{dJ_{mx}}{dy} - \frac{dJ_{my}}{dx} \quad (2.15)$$

L'expansion modale du champ électrique peut s'écrire sous la forme :

$$E_z = \sum_m \sum_n A_{mn} e_{z,mn} \quad (2.16)$$

Les fonctions de base satisfont l'équation de propagation sans second membre :

$$-\frac{\partial^2 e_{z,mn}}{\partial x^2} - \frac{\partial^2 e_{z,mn}}{\partial y^2} - k_{mn}^2 e_{z,mn} = 0 \quad (2.17)$$

Les conditions aux limites correspondant à un mur magnétique sont :

$$\begin{cases} \frac{\partial e_{z,mn}}{\partial x} = 0 & \text{pour } x = 0 \text{ et } x = a \\ \frac{\partial e_{z,mn}}{\partial y} = 0 & \text{pour } y = 0 \text{ et } y = a \end{cases} \quad (2.18)$$

La résolution de l'équation 2.17 avec les conditions aux limites 2.18 donne la famille de fonction :

$$e_{z,mn} = E_{mn} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \quad (2.19)$$

avec $k_m = \frac{m\pi}{a}$, $k_n = \frac{n\pi}{a}$ et $k_{mn} = \sqrt{k_m^2 + k_n^2}$ (2.20)

et E_{mn} est une constante qui dépend à priori de m et n .

La résolution de l'équation 2.15 est difficile dans le cas de sources de courants magnétiques équivalents. Il nous faut donc passer par le champ magnétique pour résoudre les équations de propagation dans la cavité. Le champ magnétique est décomposé selon une base modale,似ilairement au champ électrique.

$$\begin{cases} H_x = \sum_m \sum_n B_{x,mn} h_{x,mn} \\ H_y = \sum_m \sum_n B_{y,mn} h_{y,mn} \end{cases} \quad (2.21)$$

La composante selon z est négligée, ainsi que les variations du champ selon cette même direction. L'équation de propagation pour le champ magnétique (2.14) est alors simplifiée de la manière suivante :

$$\frac{\partial^2 H_y}{\partial x \partial y} - \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} - k^2 H_x = -j\omega \epsilon_0 \epsilon_r J_{mx} \quad (2.22.a)$$

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial x \partial y} - \frac{\partial^2 H_y}{\partial x^2} - k^2 H_y = -j\omega \epsilon_0 \epsilon_r J_{my} \quad (2.22.b)$$

Les fonctions de base sont déterminées par l'équation reliant la composante longitudinale du champ électrique et les composantes transversales du champ magnétique, valable lorsque $\vec{J}_{e,m} = \vec{0}$. En l'absence de composante longitudinale pour le champ magnétique, cette équation peut s'écrire [26]:

$$\vec{H}_t = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}}{k^2} \nabla_t \times \vec{E}_z \quad (2.23)$$

Ce qui conduit aux relations suivantes :

$$h_{x,mn} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}}{k^2} \frac{\partial e_{z,mn}}{\partial y} \quad (2.24.a)$$

$$h_{y,mn} = -\frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}}{k^2} \frac{\partial e_{z,mn}}{\partial y} \quad (2.24.b)$$

La résolution analytique de ces équations permet d'arriver à la formulation des fonctions de base pour la décomposition du champ magnétique :

$$\begin{cases} h_{x,mn} = C_{mn} k_n \cos(k_m x) \sin(k_n y) \\ h_{y,mn} = -C_{mn} k_m \sin(k_m x) \cos(k_n y) \end{cases} \quad (2.25)$$

avec

$$C_{mn} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}}{k^2} E_{mn} \quad (2.26)$$

Ces fonctions vérifient l'équation de propagation sans second membre associée au champ magnétique :

$$\frac{\partial^2 h_{y,mn}}{\partial x \partial y} - \frac{\partial^2 h_{x,mn}}{\partial y^2} - k_{mn}^2 h_{x,mn} = 0 \quad (2.27.a)$$

$$\frac{\partial^2 h_{x,mn}}{\partial x \partial y} - \frac{\partial^2 h_{y,mn}}{\partial x^2} - k_{mn}^2 h_{y,mn} = 0 \quad (2.27.b)$$

La valeur de la constante C_{mn} est fixée par les propriétés d'orthogonalité des fonctions de base pour le produit scalaire intégral :

$$\int_0^a \int_0^a h_{x,mn} h_{x,pq}^* dx dy = \begin{cases} k_n^2 & \text{si } m = p \text{ et } n = q \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.28.a)$$

$$\int_0^a \int_0^a h_{y,mn} h_{y,pq}^* dx dy = \begin{cases} k_m^2 & \text{si } m = p \text{ et } n = q \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (2.28.b)$$

$$\text{si } C_{mn} = \frac{\sqrt{\chi_m \chi_n}}{a}, \quad \text{avec } \chi_i = \begin{cases} 1 & \text{si } i = 0 \\ 2 & \text{si } i \neq 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

En substituant les solutions 2.21 dans les équations différentielles 2.22, nous arrivons aux équations suivantes où les seuls inconnus sont les coefficients de l'expansion modale du champ magnétique :

$$\sum_m \sum_n [k_m^2 B_{y,mn} + (k_n^2 - k^2) B_{x,mn}] h_{x,mn} = -j \omega \epsilon_0 \epsilon_{r2} J_{mx} \quad (2.30.a)$$

$$\sum_m \sum_n [k_n^2 B_{x,mn} + (k_m^2 - k^2) B_{y,mn}] h_{y,mn} = -j \omega \epsilon_0 \epsilon_{r2} J_{my} \quad (2.30.b)$$

Nous appliquons la méthode de Galerkin afin d'obtenir un système avec autant d'équations que d'inconnus.

$$\begin{aligned} \sum_m \sum_n \left[k_m^2 B_{y,mn} + (k_n^2 - k^2) B_{x,mn} \right] \int_0^a \int_0^a h_{x,mn} h_{x,pq} dx dy \\ = -j \omega \epsilon_0 \epsilon_r \int_0^a \int_0^a J_{mx} h_{x,pq} dx dy \end{aligned} \quad (2.31.a)$$

$$\begin{aligned} \sum_m \sum_n \left[k_n^2 B_{x,mn} + (k_m^2 - k^2) B_{y,mn} \right] \int_0^a \int_0^a h_{y,mn} h_{y,pq} dx dy \\ = -j \omega \epsilon_0 \epsilon_r \int_0^a \int_0^a J_{my} h_{y,pq} dx dy \end{aligned} \quad (2.31.b)$$

Les propriétés d'orthogonalité des fonctions de base sont utilisées pour simplifier les expressions ci-dessus :

$$\left[k_m^2 B_{y,mn} + (k_n^2 - k^2) B_{x,mn} \right] k_n^2 = -j \omega \epsilon_0 \epsilon_r \int_0^a \int_0^a J_{mx} h_{x,mn} dx dy \quad (2.32.a)$$

$$\left[k_n^2 B_{x,mn} + (k_m^2 - k^2) B_{y,mn} \right] k_m^2 = -j \omega \epsilon_0 \epsilon_r \int_0^a \int_0^a J_{my} h_{y,mn} dx dy \quad (2.32.b)$$

Pour s'assurer que ce système possède une solution, son déterminant doit être non nul. Celui-ci est donné par la formule :

$$\begin{vmatrix} k_n^2 - k^2 & k_m^2 \\ k_n^2 & k_m^2 - k^2 \end{vmatrix} = k^2 \left[k^2 - (k_m^2 + k_n^2) \right] = k^2 \left(k^2 - k_{mn}^2 \right) \neq 0 \quad (2.33)$$

Dans l'hypothèse d'une cavité sans perte, la constante de propagation est donnée par la relation suivante :

$$k^2 = k_0^2 \epsilon_r \quad (2.34)$$

où k_0 est la constante de propagation dans le vide, $k_0 = \frac{2\pi f}{c}$

On voit donc avec cette relation que k est non nul. De plus, en comparant les équations 2.22 et 2.27, on voit que l'égalité $k = k_{mn}$, qui annulerait le déterminant n'est possible qu'en l'absence de source, ce qui n'est évidemment pas le cas de ce modèle.

Afin d'inclure les pertes diélectriques dans le substrat et les pertes par radiation aux bords du patch, on remplace la constante de propagation donnée par la relation 2.34 par une constante de propagation effective :

$$k_{eff}^2 = k_0^2 \epsilon_r (1 - j\delta_{eff}) \quad (2.35)$$

La constante δ_{eff} traduit les pertes tangentielles dans la cavité. Des méthodes sont proposées dans la littérature pour évaluer cette constante [21, 27].

Le système donné par les équations 2.32 peut être résolu analytiquement, en utilisant la méthode de Kramer :

$$B_{x,mn} = \frac{1}{k^2(k^2 - k_{mn}^2)} [V_{ox} SM_{x,mn} (k_m^2 - k^2) - V_{oy} SM_{y,mn} k_m^2] \quad (2.36.a)$$

$$B_{y,mn} = \frac{1}{k^2(k^2 - k_{mn}^2)} [V_{oy} SM_{y,mn} (k_n^2 - k^2) - V_{ox} SM_{x,mn} k_n^2] \quad (2.36.b)$$

avec $SM_{x,mn} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}C_{mn}}{d_2} \frac{\sin\left(\frac{k_n w_a}{2}\right)}{\frac{k_n w_a}{2}} \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{k_a L_{ax}}{2}\right)} \frac{\cos\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{\cos\left(\frac{k_a L_{ax}}{2}\right)} \frac{4k_a}{k_n(k_a^2 - k_m^2)} \left[\cos\left(\frac{k_m L_{ax}}{2}\right) - \cos\left(\frac{k_a L_{ax}}{2}\right) \right]$ (2.37.a)

$$\text{et } SM_{y,mn} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}C_{mn}}{d_2} \frac{\sin\left(\frac{k_m w_a}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{k_m w_a}{2} \sin\left(\frac{k_a L_{ay}}{2}\right)} \frac{4k_a}{k_m(k_a^2 - k_n^2)} \left[\cos\left(\frac{k_n L_{ay}}{2}\right) - \cos\left(\frac{k_a L_{ay}}{2}\right) \right] \quad (2.37.b)$$

$SM_{x,mn}$ et $SM_{y,mn}$ sont obtenus par intégration dans les membres de droite des équations 2.32.a et 3.32.b. On utilise l'équation de Maxwell suivante pour revenir au champ électrique :

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \nabla \times \vec{H} = \frac{1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \quad (2.38)$$

Ce qui donne, en utilisant les équations 2.21 :

$$E_z = \frac{-1}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \sum_m \sum_n D_{mn} C_{mn} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \quad (2.39)$$

$$\text{avec } D_{mn} = B_{y,mn} k_m^2 + B_{x,mn} k_n^2 = \frac{1}{k_{mn}^2 - k^2} (k_n^2 V_{ox} SM_{x,mn} + k_m^2 V_{oy} SM_{y,mn}) \quad (2.40)$$

Afin de compléter le calcul des coefficients de l'expansion modale, il nous faut évaluer les potentiels V_{ox} et V_{oy} . Ceux-ci sont définis à l'aide du circuit équivalent de l'antenne [22], présenté sur la figure 2.38. Ces potentiels sont liés aux admittances dues à la cavité, $Y_{x(y),ant}$, et celles dues à l'ouverture, $Y_{x(y),ap}$.

$$V_{ox} = V_o \cdot \frac{(Y_{x,ant} + Y_{x,ap})^{-1}}{(Y_{x,ant} + Y_{x,ap})^{-1} + (Y_{y,ant} + Y_{y,ap})^{-1}} \quad (2.41.a)$$

$$V_{oy} = V_o \cdot \frac{(Y_{y,ant} + Y_{y,ap})^{-1}}{(Y_{x,ant} + Y_{x,ap})^{-1} + (Y_{y,ant} + Y_{y,ap})^{-1}} \quad (2.41.b)$$

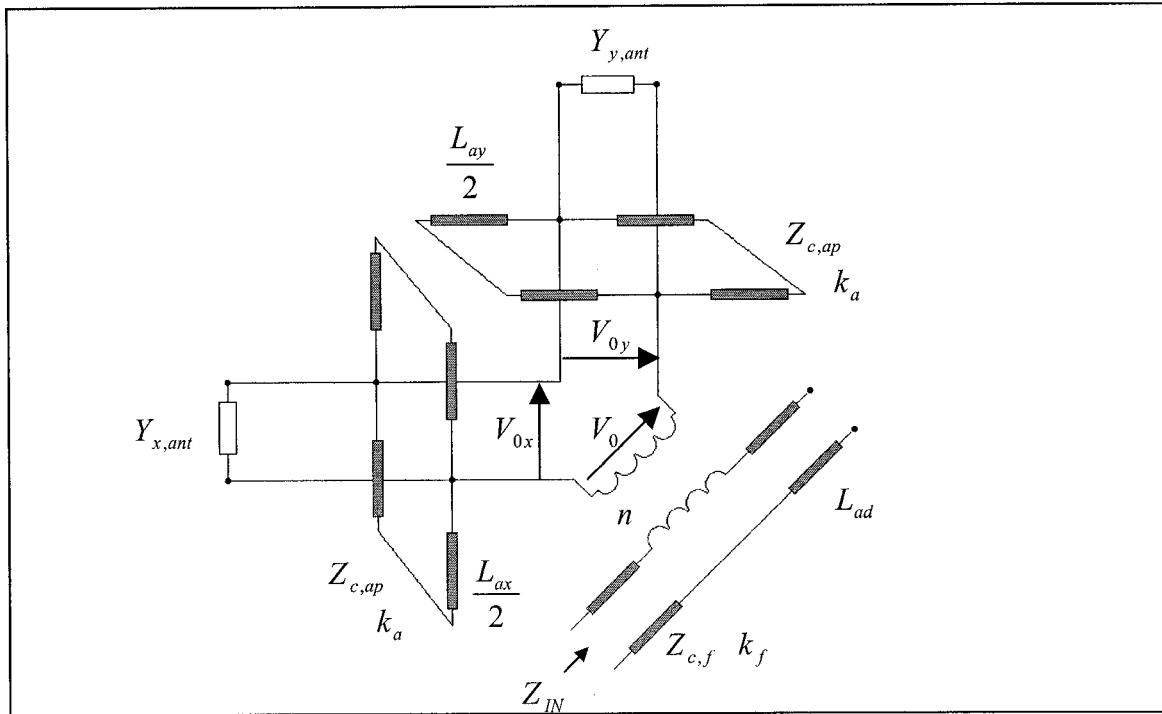


Figure 2.38 – Circuit équivalent de l'antenne patch alimentée par une croix inégale

L'admittance de l'antenne au niveau de l'ouverture est calculée à l'aide du théorème de conservation de l'énergie, ou théorème de Poynting [7], à savoir :

$$Y_{x,ant} = \frac{\iiint_v H_x^* J_{mx} dv}{|V_{ox}|^2} \quad (3.42.a)$$

$$Y_{y,ant} = \frac{\iiint H_y^* J_{my} dv}{\left| V_{oy} \right|^2} \quad (3.42.b)$$

que l'on peut écrire dans le cas de notre étude sous la forme :

$$Y_{x,ant} = -\frac{d_2}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \sum_m \sum_n k_n^2 SM_{x,mn} \frac{B_{x,mn}^*}{V_{ox}^*} \quad (3.43.a)$$

$$Y_{y,ant} = -\frac{d_2}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \sum_m \sum_n k_m^2 SM_{y,mn} \frac{B_{y,mn}^*}{V_{oy}^*} \quad (3.43.b)$$

avec $\frac{B_{x,mn}^*}{V_{ox}^*} = \frac{1}{k^{*2} (k^{*2} - k_{mn}^2)} \left[SM_{x,mn}^* (k_m^2 - k^{*2}) - \frac{V_{ox}^*}{V_{oy}^*} SM_{y,mn}^* k_m^2 \right]$ (3.44.a)

et $\frac{B_{y,mn}^*}{V_{oy}^*} = \frac{1}{k^{*2} (k^{*2} - k_{mn}^2)} \left[SM_{y,mn}^* (k_n^2 - k^{*2}) - \frac{V_{oy}^*}{V_{ox}^*} SM_{x,mn}^* k_n^2 \right]$ (3.44.b)

Ce qui donne les expressions suivantes pour les admittances :

$$Y_{x,ant} = -\frac{d_2}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \sum_m \sum_n \frac{k_n^2}{k^{*2} (k^{*2} - k_{mn}^2)} \cdot \left[\left| SM_{x,mn} \right|^2 (k_m^2 - k^{*2}) - \frac{V_{ox}^*}{V_{oy}^*} SM_{x,mn} SM_{y,mn}^* k_m^2 \right] \quad (3.45.a)$$

$$Y_{y,ant} = -\frac{d_2}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \sum_m \sum_n \frac{k_m^2}{k^{*2} (k^{*2} - k_{mn}^2)} \cdot \left[\left| SM_{y,mn} \right|^2 (k_n^2 - k^{*2}) - \frac{V_{oy}^*}{V_{ox}^*} SM_{y,mn} SM_{x,mn}^* k_n^2 \right] \quad (3.45.b)$$

Ces expressions peuvent être simplifiées en constatant à partir des expressions 3.37.a et 3.37.b que $SM_{x,mn}$ est nul lorsque n est pair et m est impair, tandis que $SM_{y,mn}$ est nul lorsque n est impair et m est pair. Il s'en suit que les produits $SM_{x,mn}SM_{y,mn}^*$ et $SM_{y,mn}SM_{x,mn}^*$ sont nuls pour toute valeur de m et de n . Nous pouvons donc réécrire les admittances de la manière suivante :

$$Y_{x,ant} = -\frac{d_2}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \sum_m \sum_n \frac{k_n^2 (k_m^2 - k^{*2})}{k^{*2} (k^{*2} - k_{mn}^2)} |SM_{x,mn}|^2 \quad (3.46.a)$$

$$Y_{y,ant} = -\frac{d_2}{j\omega\epsilon_0\epsilon_{r2}} \sum_m \sum_n \frac{k_m^2 (k_n^2 - k^{*2})}{k^{*2} (k^{*2} - k_{mn}^2)} |SM_{y,mn}|^2 \quad (3.46.b)$$

Pour les admittances correspondant à l'ouverture celles-ci sont obtenues par la théorie des lignes de transmission :

$$Y_{x,ap} = -\frac{2j}{Z_{c,ap}} \cot\left(k_a \frac{L_{ax}}{2}\right) \quad (3.47.a)$$

$$Y_{y,ap} = -\frac{2j}{Z_{c,ap}} \cot\left(k_a \frac{L_{ay}}{2}\right) \quad (3.47.b)$$

En faisant l'hypothèse que seuls les modes TM_{10} et TM_{01} sont excités dans la cavité (approximation valable lorsque $d_2 \ll \lambda$), on peut voir, avec les relations 2.37.a et b et 2.40, que le déphasage entre ces deux modes correspond au déphasage entre V_{ox} et V_{oy} . On peut également montrer que le déphasage entre les composantes du champ

lointain selon la direction principale est donné par le déphasage entre V_{ox} et V_{oy} [22]. Il s'en suit que pour avoir une polarisation circulaire, il suffit que V_{ox} et V_{oy} soient déphasés de 90° . Nous avons utilisé les données de l'antenne patch présentée dans le paragraphe 2.2.1 afin de vérifier la précision de cette méthode. Les résultats en terme d'amplitude et de phase du rapport V_{ox} / V_{oy} sont présentés sur les figures 2.39 (a) et (b). La polarisation circulaire est obtenue à 6 GHz. Les résultats expérimentaux présentent une polarisation circulaire à 5,88 GHz pour une conception sur ADS à 5,8 GHz. Le modèle présente donc une erreur de 2 % sur la détermination de la fréquence de fonctionnement. Cette erreur est équivalente à celle des résultats présentés dans l'article de référence [22]. L'erreur obtenue avec ADS est de 1,4 %. Finalement, afin de vérifier l'hypothèse concernant les modes dominants, nous avons calculé les coefficients de l'expansion modale du champ électrique à la fréquence de fonctionnement indiquée par le modèle, à savoir 6 GHz. Les résultats sont présentés sur la figure 2.40. Il ressort clairement que les coefficients des modes TM_{10} et TM_{01} sont dominants.

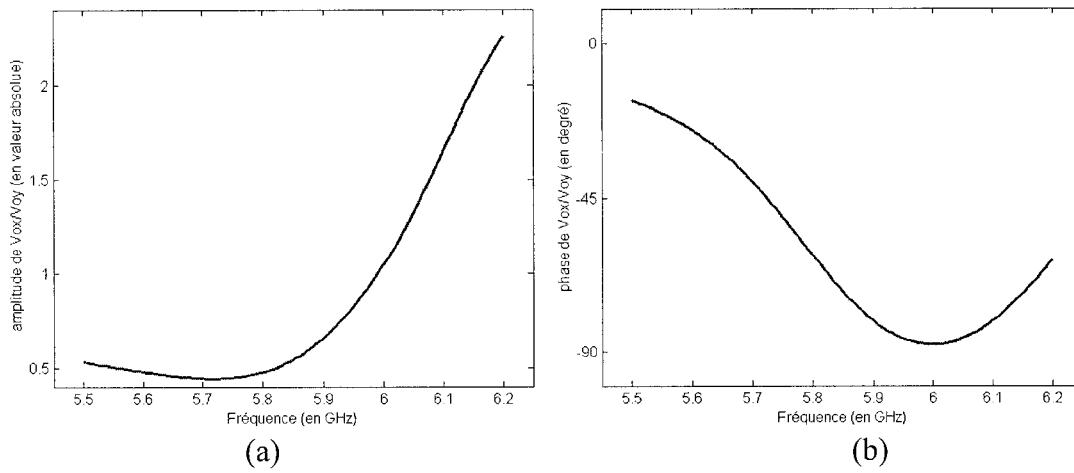


Figure 2.39 – (a) amplitude (en valeur absolue) et (b) phase (en degrés) de V_{ox} / V_{oy}

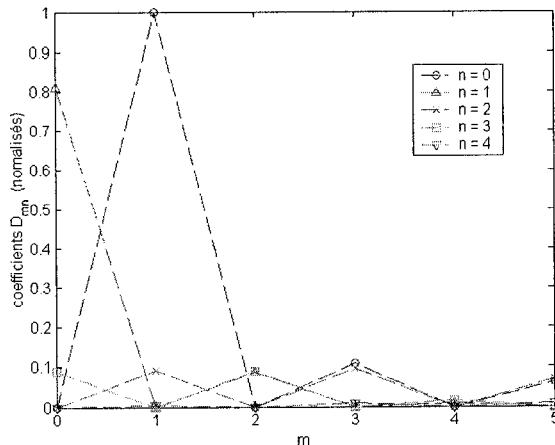


Figure 2.40 – Coefficients (normalisés) de l’expansion modale du champ électrique à 6 GHz

Nous avons placé en Annexe B les démonstrations mathématiques des relations importantes de ce paragraphe, ainsi qu’une validation du code par comparaison avec les résultats donnés dans l’article de référence [22].

Les résultats obtenus mettent en évidence le fonctionnement modal de cette antenne et permettent de confirmer que la fréquence de fonctionnement de l’antenne est sous-estimée par ADS. La valeur donnée par ADS est néanmoins plus proche que celle donnée par ce modèle. Il est intéressant de noter que les résultats de simulation présentés dans l’article de référence [22], obtenus avec le logiciel Ensemble, prédisent la fréquence de fonctionnement avec une erreur négligeable. Malheureusement, la version de ce logiciel disponible au Centre de Recherche PolyGRAMES est limitée à deux couches de métallisation, ce qui la rend inutilisable pour cette antenne. Des tests de simulation ont également été faits avec HFSS. La présence de fentes de largeur très faible par rapport aux dimensions totales de l’antenne ne permettent pas d’aboutir à une convergence des résultats avec les ressources informatiques disponibles. Compte tenu de ces différentes

remarques, ADS reste donc un outil de choix pour l'optimisation de l'antenne patch alimentée par une fente en croix.

Nous allons maintenant présenter la dernière antenne élémentaire étudiée pour notre projet.

2.3 – Antenne à hélice

N'ayant pas d'antenne sonde à polarisation circulaire fonctionnant à 5,8 GHz disponible au Centre de Recherche PolyGRAMES, nous avons décidé d'en fabriquer une. Une antenne sonde pour des mesures en champs lointain doit présenter une bonne polarisation circulaire dans le cône couvrant l'AUT. L'ouverture de ce cône dépend évidemment de la distance entre les deux antennes, mais il reste généralement de l'ordre de quelques degrés. Il est donc possible d'utiliser une antenne plus directive que celles retenues pour notre application de DAI. Et généralement, une antenne plus directive possède également un gain plus élevé. Cela permet donc d'améliorer le transfert de puissance entre les deux antennes. Finalement, il est important que l'antenne sonde fonctionne sur une plage de fréquence assez large pour ne pas avoir des contraintes de conception trop strictes, et pouvoir également l'utiliser pour des applications à des fréquences différentes que celle retenue pour notre projet.

Ces différentes remarques s'appliquent particulièrement bien à l'antenne à hélice. Cette antenne a été introduite par J. D. KRAUS en 1946. Depuis, un travail important a été réalisé autour de cette antenne, de sorte que nous disposons de suffisamment d'information et d'équations pour guider notre conception [13].

2.3.1 – Conception de l'antenne à hélice à 5,8 GHz

La figure 2.41 présente la structure de l'antenne à hélice, ainsi que les différents paramètres associés. Le paramètre déterminant pour fixer la fréquence de fonctionnement de l'antenne est la circonférence de l'hélice, C_λ . Une bonne polarisation circulaire est obtenue lorsque ce paramètre est de l'ordre de la longueur d'onde. D'après les résultats présentés en référence [13], un rapport axial inférieur à 2 dB est observé pour des valeurs de circonférence variant entre 0,9 et 1,3 λ . Pour cette raison, nous avons placé notre fréquence de fonctionnement à la valeur médiane, à savoir :

$$C_\lambda = 1,1\lambda_{5,8\text{GHz}} = \lambda_{\text{design}} = 56,90 \text{ mm (2,24 pouces)} \quad (2.48)$$

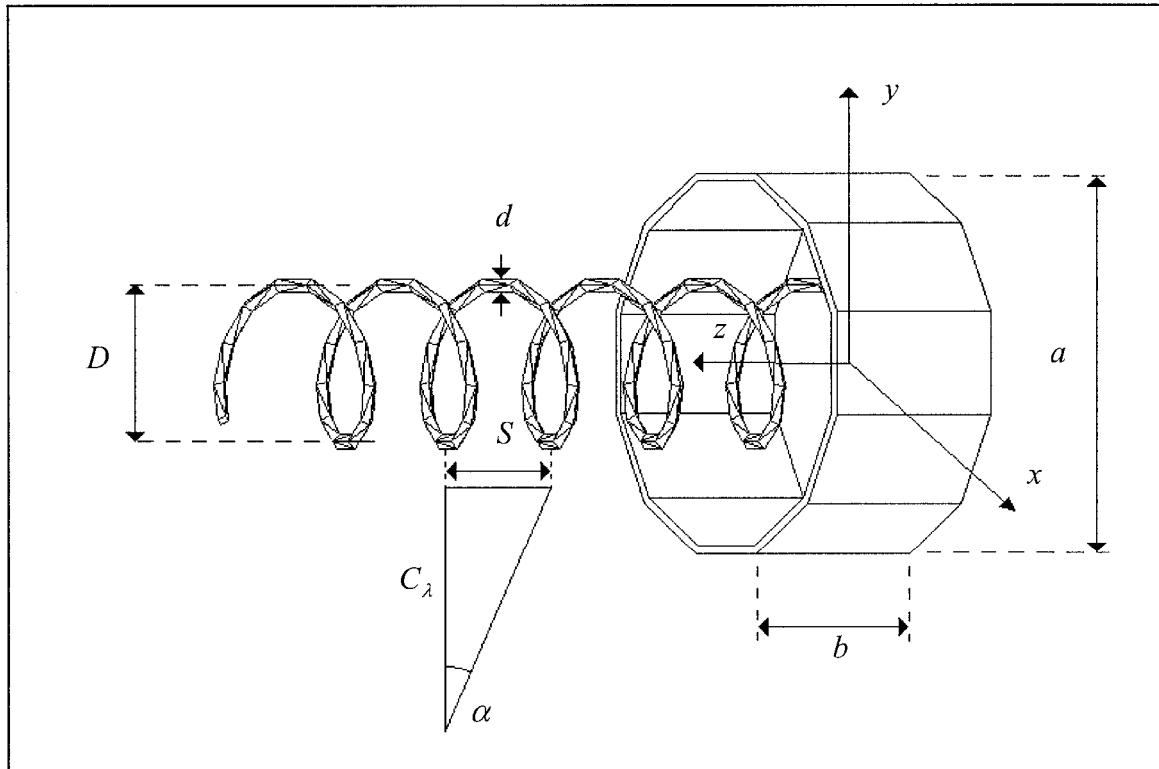


Figure 2.41 – Antenne à hélice et notations associées

Le nombre de tours a été fixé à 6, pour avoir un gain de l'ordre de 10 dB. La présence du réflecteur cylindrique contribue également à améliorer le gain de l'antenne. Les dimensions du réflecteur sont imposées de la manière suivante :

$$a = \frac{3}{4} \lambda_{\text{design}} = 42,65 \text{ mm (1,680 po)} \quad (2.49)$$

et

$$b = \frac{a}{2} = 21,32 \text{ mm (840 mil)} \quad (2.50)$$

Le diamètre de l'hélice est fixé par la relation suivante :

$$D = \frac{\lambda_{\text{design}}}{\pi} = 18,08 \text{ mm (712 mil)} \quad (2.51)$$

Les valeurs optimales de α sont comprises entre 12 et 14°. Nous avons retenu $\alpha = 14^\circ$, car la largeur de bande de l'antenne augmente avec la valeur de α . Cela nous permet d'évaluer l'espacement entre deux tours successifs avec la relation suivante :

$$S = C_\lambda \tan(\alpha) = 14,17 \text{ mm (558 mil)} \quad (2.52)$$

Le diamètre du fil métallique utilisé peut varier de $0,055\lambda_{\text{design}}$ à $0,0042\lambda_{\text{design}}$ (soit de 3,12 à 0,24 mm) sans que l'on observe de variation significative du fonctionnement de l'antenne. Nous avons fixé $d = 1,6 \text{ mm}$.

L'antenne est alimentée par une ligne coaxiale 50Ω .

2.3.2 – Résultats expérimentaux

La figure 2.42 présente le coefficient de réflexion de l'antenne à hélice réalisée. Celui-ci est de $-9,7$ dB ($-10,3$ dB avec HFSS) à $5,8$ GHz. La largeur de bande pour un $TOS < 2$ est de $7,7$ %, centrée à 6 GHz. Ce résultat est très bon compte tenu du fait que l'antenne n'a pas de circuit d'adaptation. Cela confirme le fait que l'antenne à hélice à un fonctionnement très large bande.

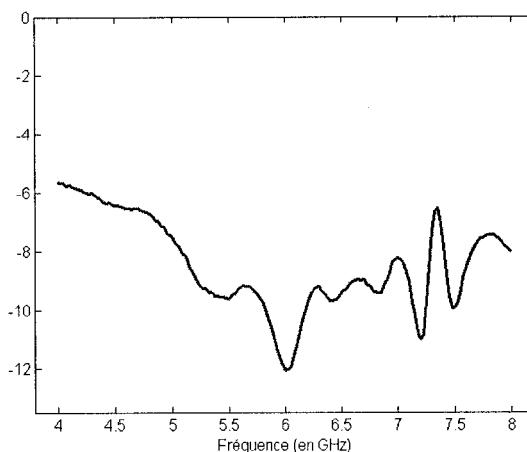


Figure 2.42 – Coefficient de réflexion (en dB) de l'antenne à hélice

Les figures 2.43 (a) à (c) présentent les résultats des mesures en champ lointain. Les mesures sont comparées aux résultats de HFSS. Le rapport axial mesuré selon la direction principale est de $0,67$ dB (1 dB avec HFSS). La largeur du faisceau principal à demi-puissance est de 45° (50° avec HFSS), ce qui est amplement suffisant pour utiliser cette antenne comme antenne sonde pour notre système. Le gain maximal est de $12,2$ dBi ($11,4$ dBi avec HFSS). On peut voir également avec la figure 2.43 (c) que le rapport axial expérimental est inférieur à $1,6$ dB dans le cône de 45° d'angle au sommet.

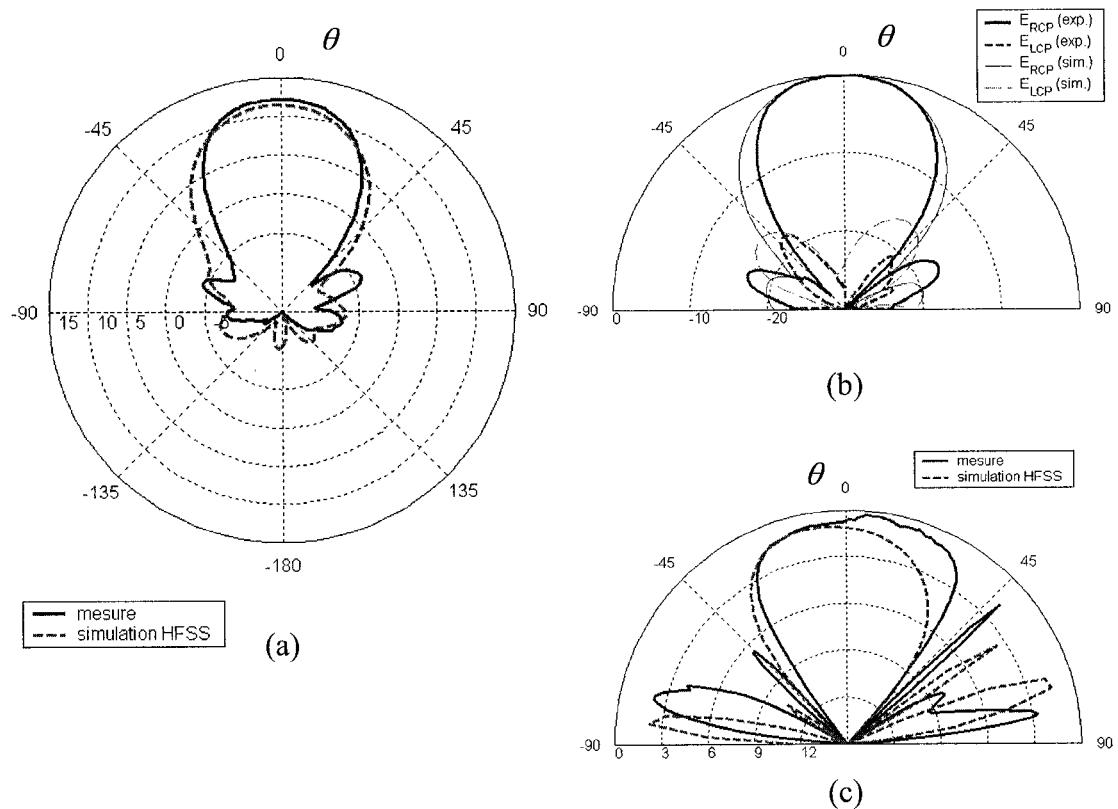


Figure 2.43 – Caractéristiques de rayonnement dans le plan xz ($\varphi = 0^\circ$):

- (a) Gain de l'antenne (en dBi)
- (b) Décomposition en polarisations circulaires (en dB)
- (c) Rapport axial (en dB)

Les résultats obtenus montrent la robustesse de fabrication de cette antenne, car la méthode que nous avons employée est assez rudimentaire : nous avons enroulé manuellement le fil métallique autour d'un axe en plastique, sur lequel des vis ont été placées de manière à indiquer l'espacement entre deux tours successifs. Cela nous permet de comprendre pourquoi cette antenne a fait l'objet d'autant d'attention et d'applications, en particulier dans le domaine spatial. Cette antenne ne peut malheureusement pas être utilisée comme antenne élémentaire pour notre application de DAI à cause de son

faisceau étroit. Il faut savoir cependant que le faisceau aurait pu être élargi en réduisant le nombre de tours. Pour une hélice à 3 tours, une largeur de faisceau à demi-puissance de 70 à 80° peut être obtenue [13]. Mais, pour notre application, nous avons préféré nous restreindre à des antennes planaires afin de simplifier la conception du réseau d'antennes et l'intégration de son RAFM.

Nous terminons maintenant ce chapitre en présentant les avantages et inconvénients des deux antennes retenues pour notre système de DAI.

2.4 – Comparaison des deux antennes retenues pour le système de DAI

Pour déterminer les avantages et inconvénients de ces antennes, il est important de savoir que l'étude théorique de notre système de DAI a été réalisée en supposant les antennes omnidirectionnelles. Également, notre système utilise un RAFM plus ou moins complexe. Il est donc important que le diagramme de rayonnement de l'antenne élémentaire soit le plus régulier possible pour que l'approximation d'antennes omnidirectionnelles reste valable, mais aussi que son coefficient de réflexion soit suffisamment faible pour que les réflexions au niveau de l'antenne ne perturbent pas le fonctionnement du RAFM.

L'avantage majeur de l'antenne spirale sur l'antenne patch est que l'estimation de la fréquence de fonctionnement par ADS est très proche de la fréquence de fonctionnement réelle, ce qui évite une éventuelle optimisation basée sur des résultats expérimentaux. Cette démarche est par contre indispensable pour améliorer les résultats de l'antenne patch, tant pour le coefficient de réflexion que pour le rapport axial. Le

fonctionnement de la spirale est donc plus prévisible. La valeur du coefficient de réflexion est particulièrement importante lorsqu'un RAFM complexe alimente le réseau d'antenne, comme c'est le cas de notre premier prototype, présenté dans le chapitre suivant.

Également, l'antenne spirale ne nécessite qu'une couche de substrat, ce qui rend son coût en matériau plus faible que celui de l'antenne patch.

Pour ce qui est du gain et de la largeur de faisceau, les deux antennes présentent des propriétés équivalentes. En réalité, le gain de l'antenne patch est meilleur de 0,6 dB mais cette différence est compensée par les pertes de polarisation qui sont plus importantes pour l'antenne patch du fait de son rapport axial plus élevé.

Finalement, les avantages de l'antenne patch sur l'antenne spirale sont sa dimension réduite, et le fait que ses caractéristiques en champ lointain sont moins sensibles aux effets de bord de substrat et de couplage avec des antennes voisines. Également, le diagramme de rayonnement de l'antenne patch est plus régulier.

Maintenant que les antennes élémentaires ont été suffisamment détaillées, nous pouvons présenter l'antenne retenue pour notre système de DAI suite à l'étude faisabilité et la validation expérimentale de celle-ci.

CHAPITRE 3

RÉSEAU À 6 ANTENNES

Ce chapitre décrit le travail réalisé autour du réseau à 6 antennes et son RAFM. Dans un premier temps, nous allons expliquer ce qui a amené à retenir cette topologie. Puis, après avoir présenté le prototype obtenu suite à l'étude de faisabilité par Monsieur Yansheng Xu, associé de recherche au Centre Poly-GRAMES, nous présenterons les améliorations qui ont été apportées et les étapes principales de la conception. Les résultats de simulation sont ensuite comparés aux résultats expérimentaux pour le prototype réalisé. Nous terminerons ce chapitre en exposant les problèmes de ce prototype, qui ont amené à l'analyse d'une topologie sensiblement différente, qui fait l'objet du chapitre suivant.

3.1 – Principe de fonctionnement du réseau à 6 antennes

Compte tenu de la description globale du système faite dans l'introduction de ce mémoire, nous présentons ici le principe de fonctionnement du système à un axe, le système final étant une superposition de deux de ces sous-systèmes. Le réseau d'antennes et le RAFM associé ont été conçus de manière à offrir le maximum d'information au réseau de neurones sur l'angle d'incidence. Cette information est contenue au niveau des

antennes dans la phase, tel qu'illustré sur la figure 3.1. Étant dans la zone de champ lointain de l'antenne émettrice, on peut supposer les rayons incidents parallèles et les surfaces équiphases planes. Ce qui permet de voir que l'information sur l'angle d'incidence est contenue dans la différence de chemin électrique entre les antennes du réseau, et se traduit par une différence de phase entre les signaux reçus par les antennes.

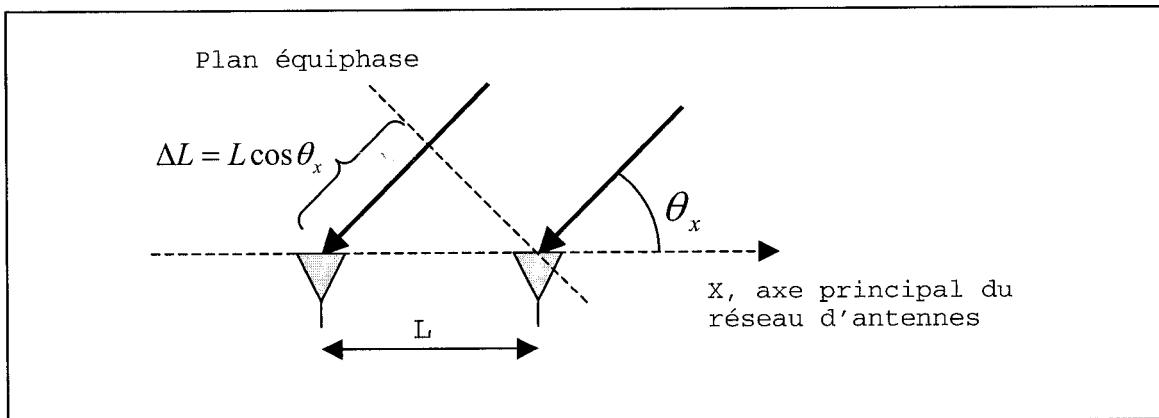


Figure 3.1 – Différence de chemin électrique entre deux antennes

Cette différence de phase, pour deux antennes séparées de la distance L , est donnée par la relation suivante :

$$\Delta\Phi = \beta \cdot \Delta L = \beta \cdot L \cos \theta_x \quad (3.1)$$

Sachant qu'il est plus simple de travailler sur les amplitudes que sur les phases des signaux reçus, il faut transférer cette information de phase dans les puissances mesurées. Cette opération est réalisée grâce au RAFM, qui permet de combiner deux à deux des signaux d'antennes de puissance égale, avec un éventuel déphasage.

Les signaux aux portes du RAFM ont donc la forme générique :

$$X_i = A(1 + \exp(-j\varphi - j\beta L \cos \theta_x)) \quad (3.2)$$

où : φ est le retard de phase introduit par le RAFM

A est la variation d'amplitude introduite par le RAFM

Comme on s'intéresse à la puissance de ces signaux, l'expression générique, dérivée de 3.2, est :

$$P_i = |X_i|^2 = A^2 [(1 + \cos(\phi + \beta L \cos \theta_x))^2 + \sin^2(\phi + \beta L \cos \theta_x)] \quad (3.3)$$

On fixe comme intervalle d'intérêt $\theta_x \in [45^\circ, 135^\circ]$, car il s'agit de l'intervalle sur lequel les variations de l'expression 3.3 sont les plus importantes (voir figure 3.2 (a)). Ainsi, on minimise les erreurs d'inversion. Afin d'illustrer ce point, nous représentons une fonction simple sur la figure 3.2 (b). On voit que l'erreur d'inversion varie inverse-

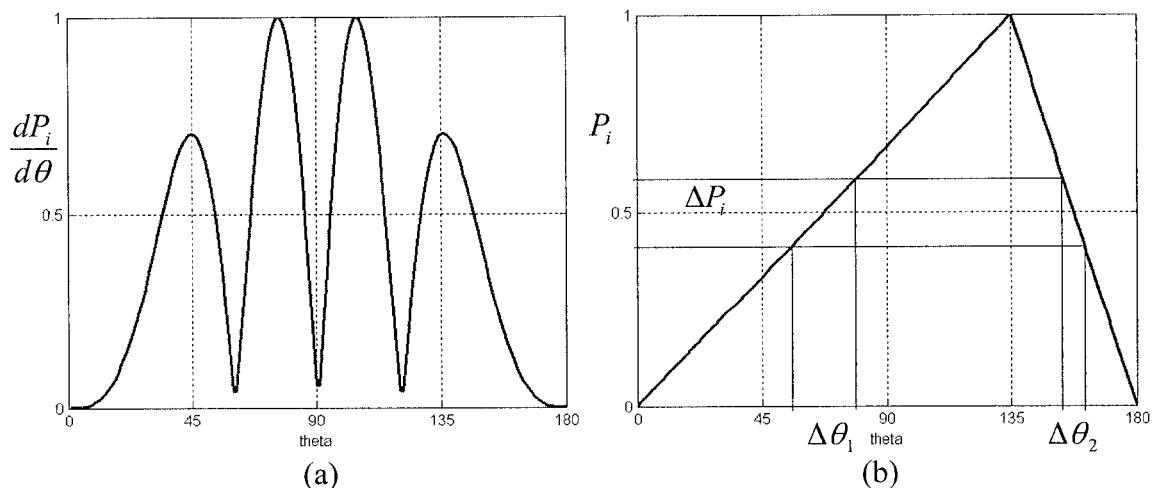


Figure 3.2 – (a) Variations normalisées de P_i en fonction de θ_x
(b) Erreur d'inversion en fonction des variations d'une fonction

ment à la pente de la fonction. Une erreur ΔP_i sur le niveau de puissance du signal mesuré entraîne une erreur $\Delta\theta$ d'autant plus faible que la pente de la fonction est élevée. Cette remarque est particulièrement importante pour avoir une réponse optimale du système dans le cône d'intérêt en présence de bruit. Également, la direction principale du cône d'intérêt est alors orthogonale à l'axe des antennes, ce qui a pour avantage supplémentaire de faciliter l'intégration des deux axes sur un même plan.

Les déphasages introduits par le RAFM ont été optimisés afin de diviser l'espace d'intérêt en zones d'égale dimension angulaire, chaque signal étant dominant dans une zone donnée. Les distances entre les antennes ont également été optimisées en fonction du réseau de neurones. Ce traitement a été réalisé par Michael Coudyser et a conduit à la définition du RAFM de la figure 3.3. Les signaux correspondant sont présentés sur les figures 3.4 (a), (b) et (c).

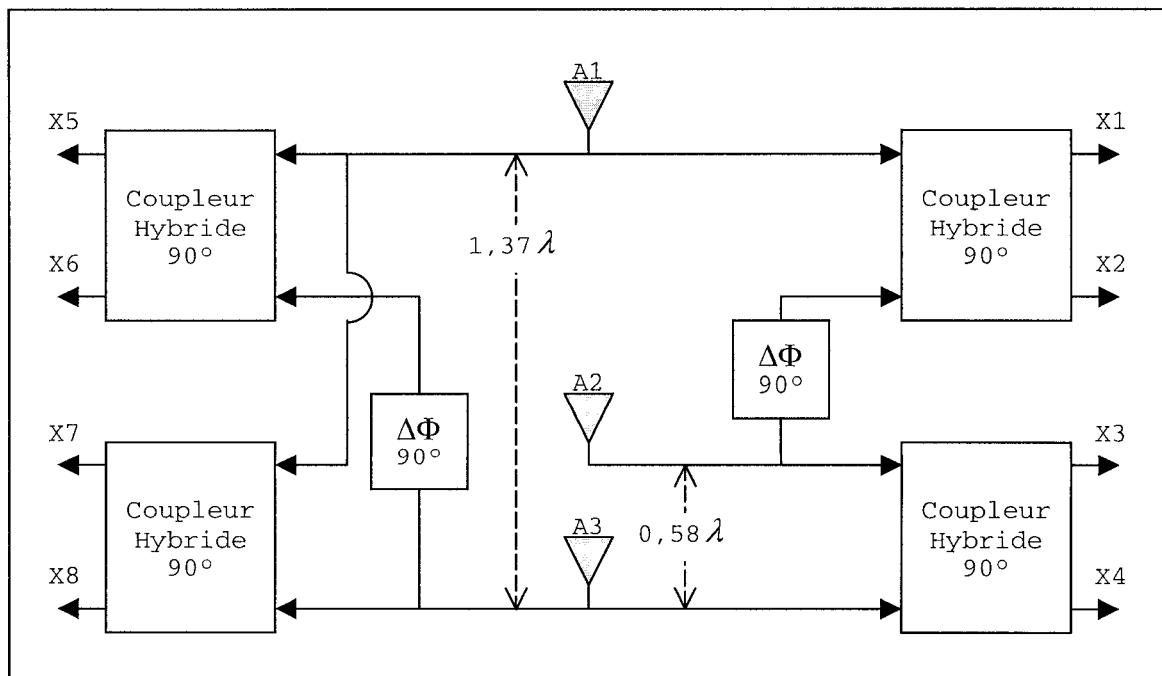


Figure 3.3 – Diagramme bloc du RAFM pour 1 axe

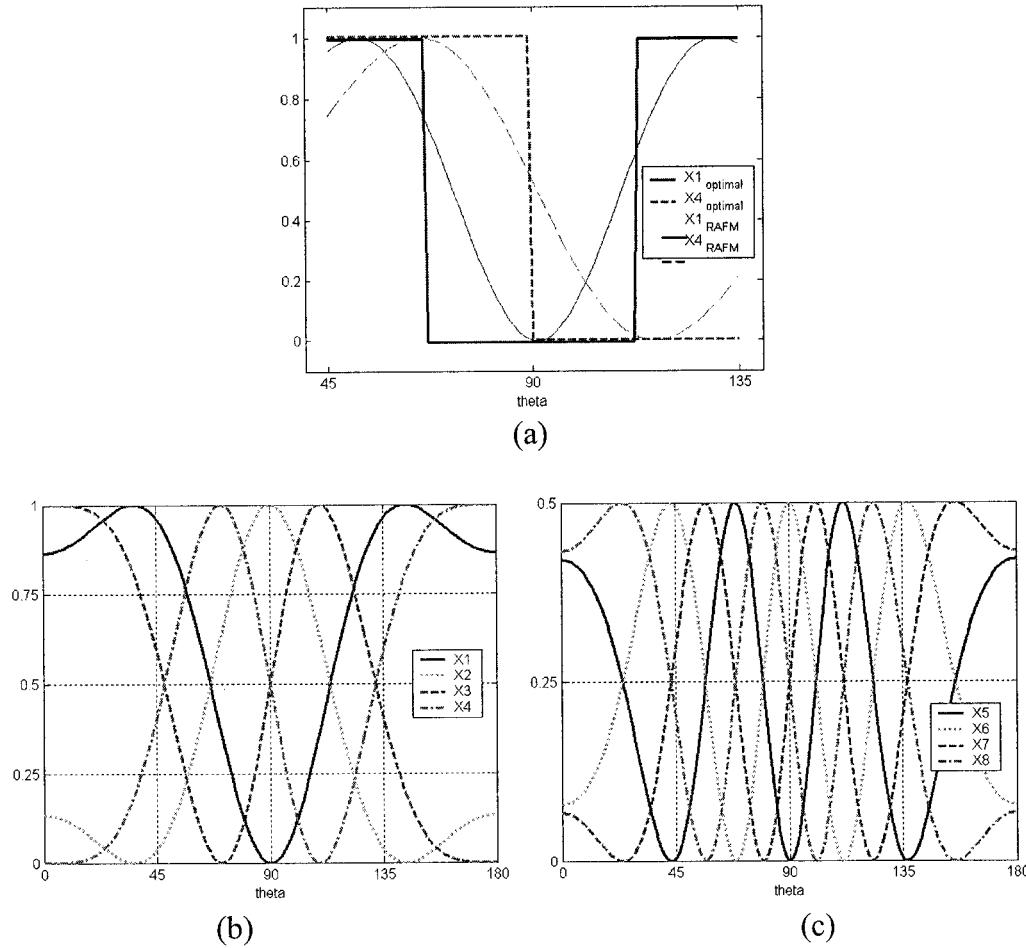


Figure 3.4 – (a) Illustration de la division de l'espace avec X1 et X4
(b) et (c) Signaux (en Watts) obtenus avec le RAFM

Pour dériver les expressions théoriques des signaux X_i , nous utilisons les formulations théoriques d'un diviseur de puissance et d'un coupleur hybride 90° , rappelées sur la figure 3.5. Nous arrivons alors aux expressions théoriques suivantes :

$$\begin{cases} X1 = -\left(jA1/\sqrt{2} + (-jA2/\sqrt{2})\right)/\sqrt{2} = -j(A1 - A2)/2 \\ X2 = -\left(A1/\sqrt{2} + j(-jA2/\sqrt{2})\right)/\sqrt{2} = -(A1 + A2)/2 \\ X3 = -\left(jA2/\sqrt{2} + A3/\sqrt{2}\right)/\sqrt{2} = -(jA2 + A3)/2 \\ X4 = -\left(A2/\sqrt{2} + jA3/\sqrt{2}\right)/\sqrt{2} = -(A2 + jA3)/2 \end{cases} \quad (3.4.a)$$

$$\begin{cases} X5 = -(jA1/2 + (-jA3/2))/\sqrt{2} = -j(A1 - A3)/\sqrt{8} \\ X6 = -(A1/2 + j(-jA3/2))/\sqrt{2} = -(A1 + A3)/\sqrt{8} \\ X7 = -(jA1/2 + A3/2)/\sqrt{2} = -(jA1 + A3)/\sqrt{8} \\ X8 = -(A1/2 + jA3/2)/\sqrt{2} = -(A1 + jA3)/\sqrt{8} \end{cases} \quad (3.4.b)$$

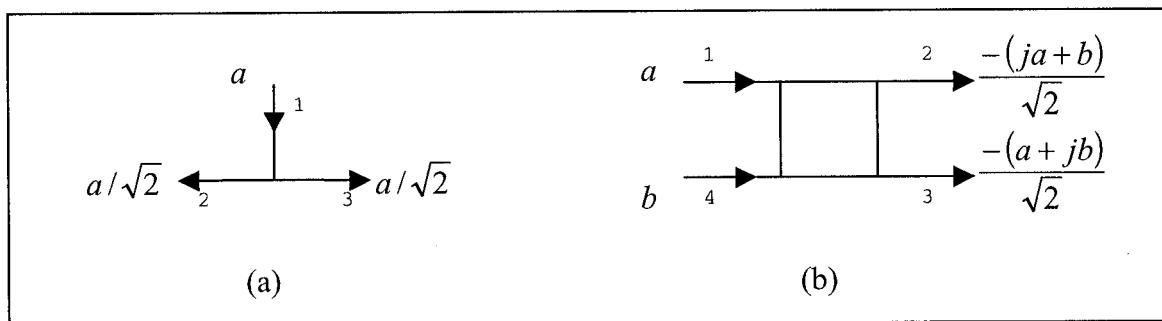


Figure 3.5 – Formulation théorique (a) d'un diviseur de puissance et (b) d'un coupleur hybride 90°

Un autre point important dans l'optimisation de la position relative des antennes et du RAFM est que le système doit être bijectif dans le cône d'intérêt afin qu'il n'y ait pas d'ambiguïté sur le résultats lors de l'inversion de la fonction de transfert du système par le réseau de neurones. Également, il faut que le système soit en mesure de faire la différence entre le cône d'intérêt et le reste de l'espace (mais la fonction de transfert du système en dehors du cône n'a pas à être bijective). Pour cela, il suffit que l'allure des signaux en dehors de ce cône soit différente de celle dans la zone d'intérêt. En d'autres termes, il est indispensable qu'aucune combinaison de signaux, c'est à dire un ensemble $\{X1, X2, \dots, X8\}$ pour un angle donné dans le cône d'intérêt, ne corresponde à un angle à l'extérieur du cône. Le système global inclue un réseau de neurones secondaire dont le but est de déterminer, à partir de 4 signaux seulement, si l'angle

d'incidence est inclus dans le cône d'intérêt ou non, afin de confirmer ou d'infirmer le résultat donné par le réseau de neurones principal.

Finalement, afin de compenser le bruit du récepteur, le système fait m mesures successives, suffisamment rapprochées pour négliger la variation de direction d'arrivée. Un filtrage est ensuite réalisé sur les m estimations fournies par le réseau de neurone afin de déterminer la valeur la plus probable.

Dans l'hypothèse d'antennes omnidirectionnelles, le système théorique présente une erreur quadratique de $0,7^\circ$ dans le cône d'intérêt. La répartition de cette erreur (avec $m = 50$) est la suivante :

- erreur inférieure à 1° : 86 %
- erreur inférieure à 2° : 96 %
- erreur inférieure à 5° : 100 %

La réalisation de l'antenne va nous amener à reconsidérer ces résultats.

3.2 – Description du prototype à 1,55 GHz

Pour l'étude de faisabilité, un prototype a été conçu à 1,55 GHz avec une dimension maximale de l'antenne de 43,18 cm (17 pouces) de côté. Sur la figure 3.6, nous représentons simultanément le réseau d'antennes et le RAFM. Pour clarifier la figure, nous avons coloré les fentes plutôt que le métal pour le plan du réseau d'antennes. On peut voir que ce prototype utilise l'antenne élémentaire spirale présentée dans le chapitre 2 (il s'agit d'un prototype optimisé par Monsieur Yansheng Xu, les données

correspondantes ne sont donc pas présentées dans ce rapport). Les croisements entre des lignes du RAFM sont entourés afin de les mettre en évidence. On peut noter que quatre croisements sont utilisés pour ce prototype.

Le repère (u, v) est équivalent au repère (x, y) (obtenu par rotation de 45° autour de l'axe z).

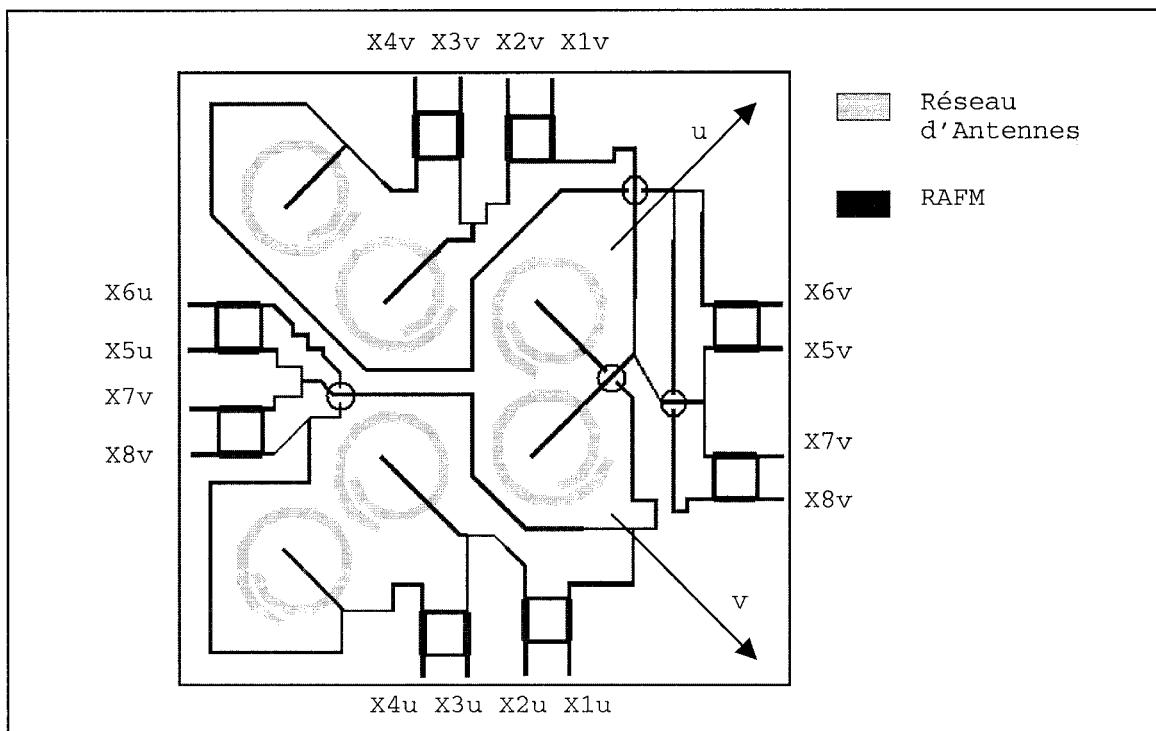


Figure 3.6 – Prototype à 1,55 GHz

Le substrat utilisé est le TMM-3 de Rogers Corporation. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

- constante diélectrique, ϵ_r : $3,27 (\pm 0,032)$;
- pertes tangentielles, $\tan \delta$: $0,0020$.

Nous rappelons que ce matériau a été retenu car pour intégrer les antennes et le RAFM sur un même substrat, il est préférable d'avoir un matériau à constante diélectrique faible. Également, ce matériau est certifié espace, ce qui est indispensable pour notre application, et il a l'avantage d'être stable en température.

La disposition des couches retenue est présentée sur la figure 3.7. Leurs définitions et caractéristiques sont les suivantes :

- épaisseur du TMM-3 : 1,524 mm (60 mil) ;
- épaisseur de l'air (ou un matériau équivalent) : 25,4 mm (1 pouce) ;
- M1 : antennes spirales ;
- M2 : RAFM ;
- M3 : plan réflecteur.

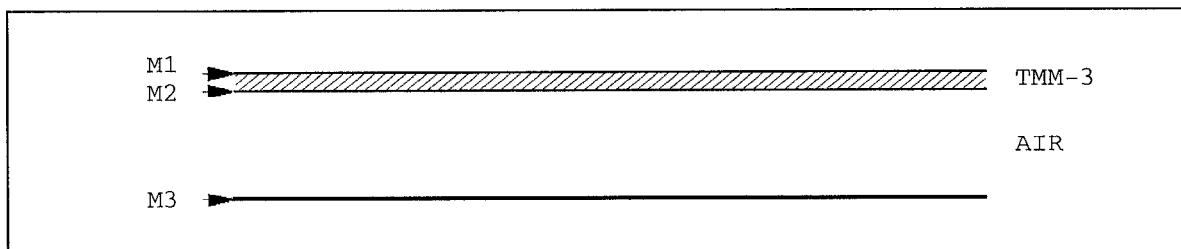


Figure 3.7 – Disposition des couches pour le prototype à 1,55 GHz

Les croisement ont été réalisés avec des ponts à air de longueur 8 mm. Les résultats de simulation pour ces ponts à air sont les suivant :

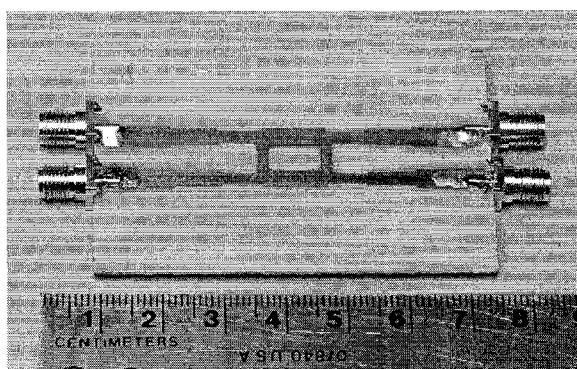
- pertes de 0,2 dB selon la ligne reliée par le pont ;
- coefficient de couplage de -26 dB entre les deux lignes qui se croisent.

Comme pour les antennes élémentaires, la chambre anéchoïde du Centre de Recherche Poly-GRAMES est peu adaptée pour des mesures à 1,55 GHz. Pour cette raison, le prototype présenté ci-dessus n'a pas été réalisé.

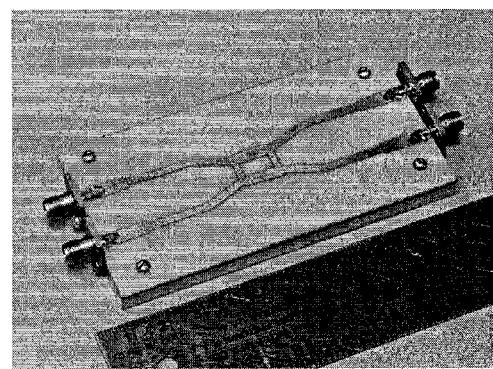
3.3 – Conception du réseau à 6 antennes à 5,8 GHz

3.3.1 – Choix des matériaux

Des tests de conception ont été faits initialement avec du GML1032 .060 de GIL Technologies d'épaisseur 1,524 mm (60 mil). Un substrat épais offre en effet l'avantage de réduire les dimensions des antennes (voir chapitre 2, paragraphes 2.1.2 et 2.1.3) ce qui semble à priori bénéfique en terme de couplage, mais les lignes, étant larges par rapport à λ , peuvent introduire des pertes par rayonnement. Afin d'évaluer ce problème, nous avons fait un test de conception d'hybride 90° à 70Ω (pour avoir des lignes de largeur inférieure à $\lambda/10$), présenté sur la figure 3.8 (a). Le tableau 3.1 compare les résultats de simulation sur schématique, supposant un fonctionnement en lignes de transmission, aux résultats de simulation sur Momentum, prenant en compte les effets de rayonnement.



(a)



(b)

Figure 3.8 – (a) et (b) Hybrides 90° à 70Ω sur GML1032 .060

	S11 (dB)	S12 (dB)	S13 (dB)	S14 (dB)	Déphasage entre les portes 2-3 (degrés)
Schématique	-57,79	-3,14	-3,14	-39,35	89,45
Momentum	-26,20	-5,48	-1,65	-20,76	88,10
Mesures	-26,18	-4,62	-2,15	-26,00	88,19

Tableau 3.1 – Résultats de simulation et mesures d'un hybride sur substrat épais

Les résultats mesurés permettent de voir que l'effet de rayonnement est effectivement non négligeable. Pour s'assurer que le couplage entre les lignes 50Ω n'est pas un élément perturbateur¹, nous avons fait un autre prototype (figure 3.8 (b)) sur lequel les lignes de connexion ont été écartées. Les résultats mesurés restent sensiblement les mêmes. Ce qui permet de conclure que le rayonnement est bien le paramètre de perturbation principal. Compte tenu de la complexité du circuit restant à réaliser, il était donc peu envisageable de tenter une conception avec ce paramètre peu contrôlable.

Nous avons donc retenu le RT/Duroid6002 .020 de Rogers-Corporation, compte tenu des bons résultats obtenus lors de la réalisation de la spirale sur ce même substrat (exposés dans le paragraphe 2.1.3 du chapitre 2). On rappelle les propriétés de ce matériau :

- constante diélectrique, ϵ_r : 2,94 ($\pm 0,04$) ;
- pertes tangentielles, $\tan \delta$: 0,0012.

¹ Ce couplage a été évalué à -25.8 dB avec LineCalc pour des lignes 50Ω de largeur : 3,75 mm (150 mil), de longueur : 11,25 mm (450 mil) et séparées de 3,75 mm (150 mil).

La disposition des couches est équivalente à celle de la figure 3.7 en remplaçant le TMM-3 par le RT/Duroid 6002 et avec les épaisseurs suivantes :

- épaisseur du RT/Duroid 6002 : 0,508 mm (20 mil) ;
- épaisseur de l'air (ou matériau équivalent) : 6,35 mm (250 mil).

Les propriétés électriques sont les suivantes :

- longueur d'onde dans le diélectrique, λ_g : 33,5 mm (1 320 mil) ;
- largeur d'une ligne 50Ω : 1,27 mm (50 mil).

Avec ce substrat, la largeur des lignes utilisées reste petite devant la longueur d'onde (inférieure à $\lambda/10$). Les lignes micro-ruban se comportent donc bien en lignes de transmission dont les pertes par rayonnement sont négligeables. Des test expérimentaux ont également été faits pour confirmer cette remarque. Ceux-ci sont présentés dans le paragraphe 3.3.3, qui détaille la conception du RAFM

3.3.2 – Suppression des ponts à air

La structure de la figure 3.6 nécessite 4 ponts à air. Or, les ponts à air peuvent être modélisés en première approximation comme une inductance en série. L'impédance équivalente est donc proportionnelle à la fréquence. Ce qui veut dire que les pertes introduites par un pont à air à 5,8 GHz seront bien supérieures à celles évaluées à 1,55 GHz. Nous avons donc cherché à modifier la topologie du RAFM de manière à supprimer tous les ponts à air.

La première constatation est que, d'après le diagramme bloc de la figure 3.3, un pont à air semble indispensable pour chaque axe afin d'obtenir les signaux X5 à X8. Pour éviter cela, nous avons cherché à exprimer les signaux X5 et X6 à partir de X7 et X8.

Les signaux X5 à X8 sont liés aux signaux A1 et A3 par les relations matricielles :

$$\begin{bmatrix} X5 \\ X6 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j & -1 \\ -1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A1 \\ -jA3 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j & j \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A1 \\ A3 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} X7 \\ X8 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j & -1 \\ -1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A1 \\ A3 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

On introduit la matrice M permettant d'avoir X5 et X6 à partir de X7 et X8 :

$$\begin{bmatrix} X5 \\ X6 \end{bmatrix} = M_{2 \times 2} \begin{bmatrix} X7 \\ X8 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

En utilisant les relations 3.6 et 3.7, on obtient :

$$\begin{bmatrix} X5 \\ X6 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} M_{2 \times 2} \begin{bmatrix} -j & -1 \\ -1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A1 \\ A3 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

En comparant les relations 3.5 et 3.8, on déduit une égalité matricielle qui permet de déterminer la matrice M :

$$M_{2 \times 2} \begin{bmatrix} -j & -1 \\ -1 & -j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j & j \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\Rightarrow M_{2 \times 2} = \frac{j-1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Il reste maintenant à interpréter ce résultat de manière à supprimer effectivement le pont à air. Le terme multiplicatif $(j-1)/2$ peut être supprimé de notre étude car l'information qui nous intéresse est relative, il s'agit du rapport des coefficients agissant respectivement sur $A1$ et $A3$.

La matrice restante a une forme connue : il s'agit de la matrice d'un coupleur 180° . La forme usuelle d'un coupleur 180° est un 'Rat Race', mais cette topologie à le désavantage de placer une sortie entre les deux entrées. Cela ne résoudrait donc pas notre problème car un pont à air serait toujours nécessaire pour amener cette sortie au bord de l'antenne.

Afin de simplifier la conception du RAFM (et minimiser le nombre de structures à optimiser), nous avons donc cherché à faire apparaître la matrice d'un coupleur hybride 90° . En constatant que notre matrice est proche de la matrice de l'expression 3.5, nous avons réalisé la décomposition suivante :

$$M_{2 \times 2} = \frac{j-1}{2} \begin{bmatrix} -j & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -j & j \\ -1 & -1 \end{bmatrix} = \frac{j-1}{2} \begin{bmatrix} -j & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -j & -1 \\ -1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

La relation 3.11 est représentée sous forme de diagramme bloc sur la figure 3.9. Cela permet de voir facilement que la dernière matrice introduit un déphasage inutile étant donné que l'on mesure uniquement la puissance des signaux. Le diagramme bloc sans pont à air pour un axe est présenté sur la figure 3.10.

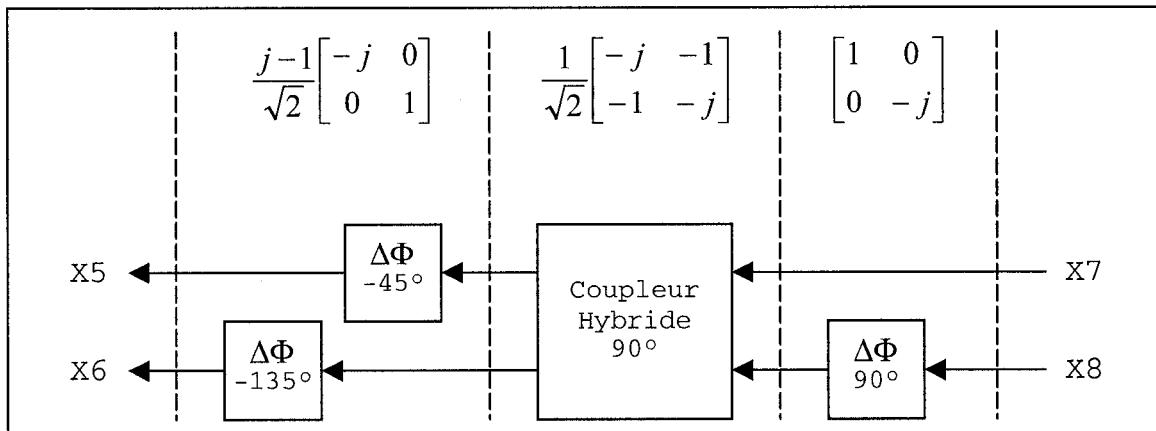


Figure 3.9 – Diagramme bloc de la matrice de passage de X7, X8 vers X5, X6

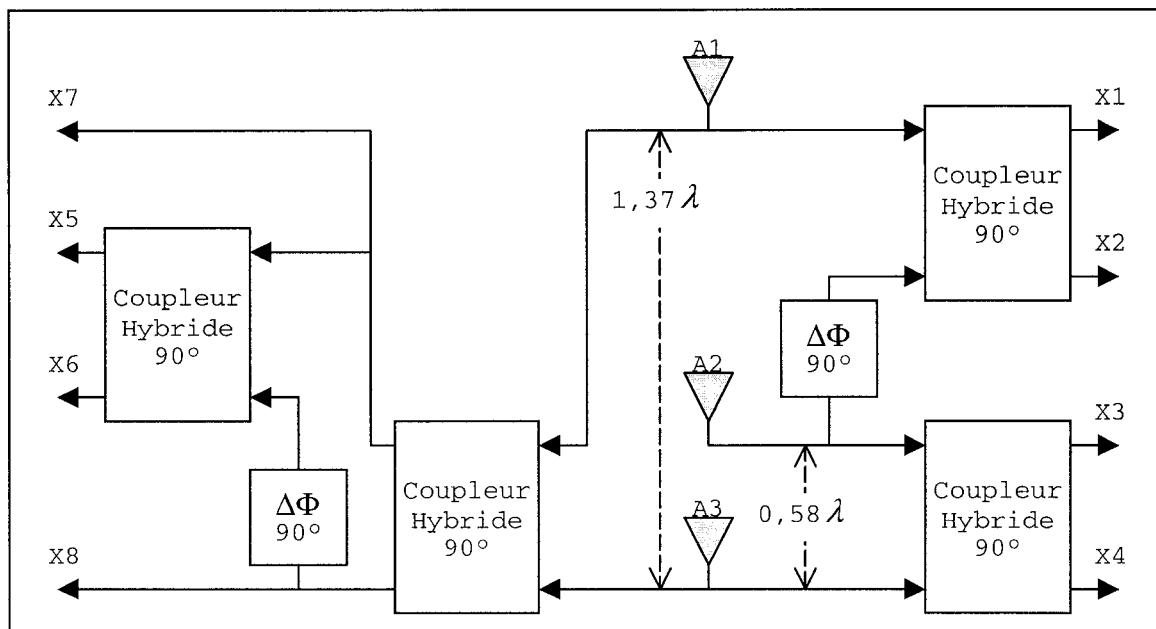


Figure 3.10 – Diagramme bloc modifié du RAFM pour 1 axe

En modifiant sensiblement la répartition des éléments du RAFM, il est également possible de supprimer les deux autres ponts à air dus à la superposition des deux axes sur un même plan. La structure finale est présentée sur la figure 3.11. La conception de cette structure est détaillée dans les paragraphes suivants.

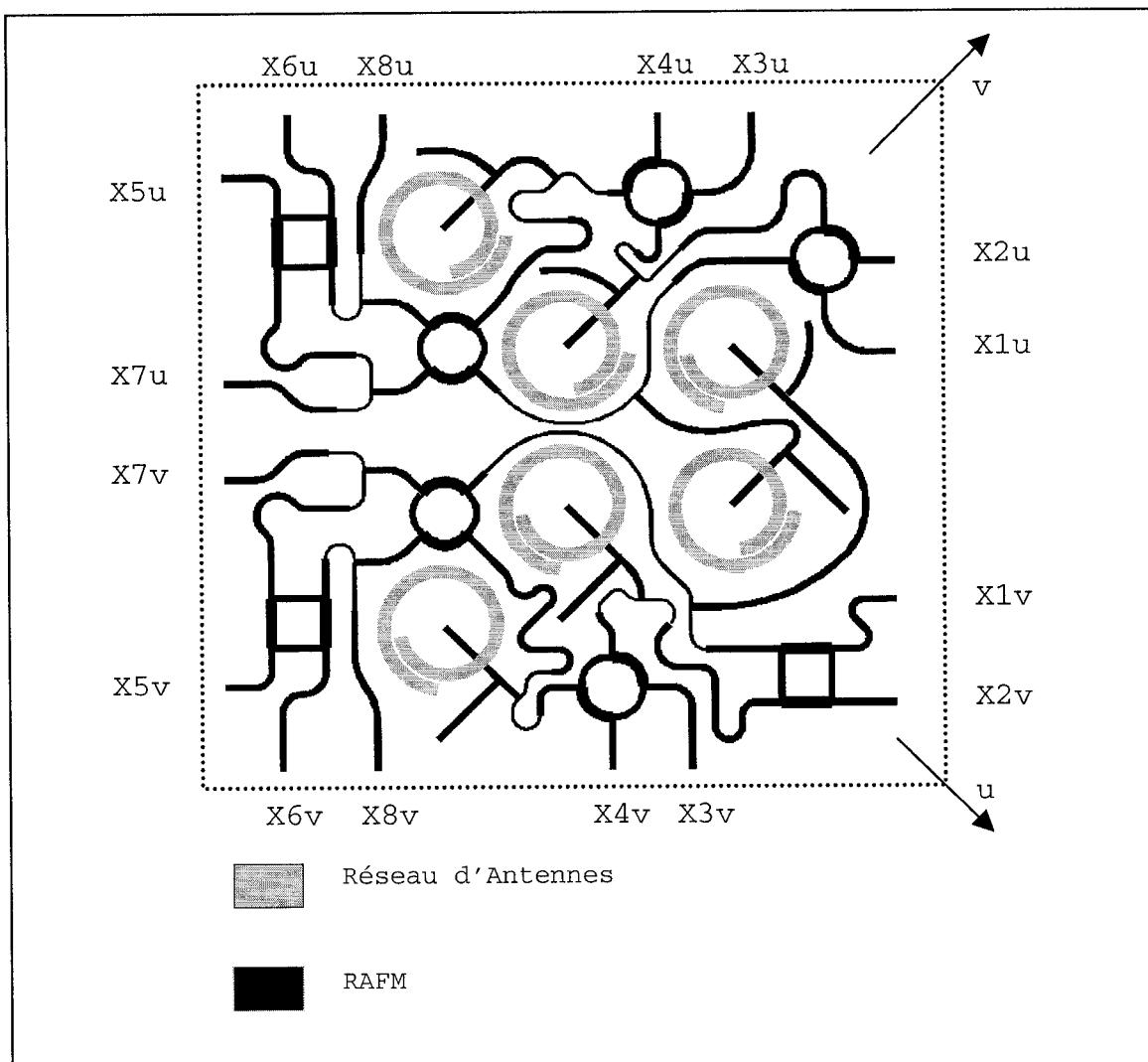


Figure 3.11 – Prototype à 5,8 GHz

3.3.3 – Conception et simulation du réseau d'antennes¹ à 5,8 GHz

Les distances entre antennes d'un même axe sont les suivantes :

- pour les antennes les plus rapprochées : $0,58\lambda = 30,0$ mm (1181 mil) ;
- pour les antennes les plus éloignées : $1,37\lambda = 70,8$ mm (2787 mil).

¹ Le terme réseau d'antennes désigne les antennes accompagnées de leur circuit d'adaptation.

Pour pouvoir croiser les deux axes d'antennes, nous avons optimisé deux types d'adaptation, tel qu'on peut le voir sur la figure 3.11 (il s'agit des tronçons présents dans le RAFM, proches de chaque antenne). L'adaptation avec un tronçon droit a déjà été présentée lors de l'étude de l'antenne élémentaire au paragraphe 2.1.3. Les résultats de simulation de l'adaptation avec tronçon incurvé sont présentés sur la figure 3.12 (ceux-ci n'ont pas été vérifiés expérimentalement, mais compte tenu du fait que les résultats de simulation sont semblables de ceux obtenus avec l'autre type d'adaptation, on peut espérer des résultats expérimentaux équivalents).

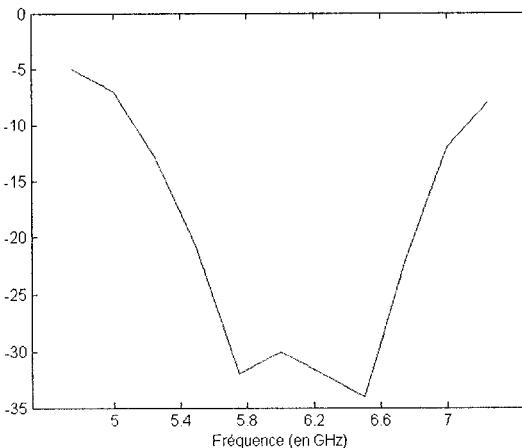


Figure 3.12 – Coefficient de réflexion (en dB) de l'antenne adaptée avec un tronçon incurvé (simulation avec Momentum)

Nous avons simulé le réseau d'antennes avec Momentum afin d'évaluer les effets du couplage (voir figure 3.13 pour la numérotation des antennes). Il faut noter que les résultats, présentés dans le tableau 3.2, négligent les effets de bords mais ceux-ci sont souvent peu significatifs pour les paramètres S. L'étude de l'antenne élémentaire avait révélé que la zone proche du début et de la fin de la spirale est la plus sensible. Cela se

vérifie avec les résultats du tableau 3.2 puisque les antennes dont cette zone est la plus proche d'antennes voisines (c'est à dire A5 et A3 essentiellement) présentent la plus grande détérioration du coefficient de réflexion. Pour ce qui est du couplage, il est inférieur à -17 dB, il reste donc globalement faible.

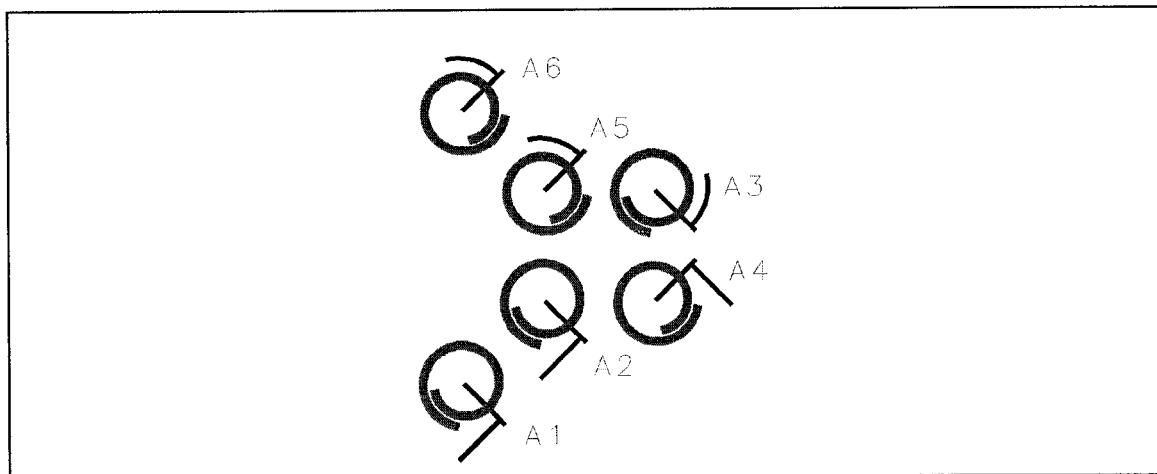


Figure 3.13 – Notations relatives au réseau d'antennes à 5,8 GHz

	A1	A2	A3	A4	A5	A6
A1	-28,8	-18,8	-28,5	-29,0	-28,2	-26,0
A2	-18,8	-24,6	-18,4	-23,4	-18,5	-21,7
A3	-28,5	-18,4	-18,9	-22,4	-18,8	-19,3
A4	-29,0	-23,4	-22,4	-21,9	-17,4	-24,6
A5	-28,2	-18,5	-18,8	-17,4	-18,8	-18,4
A6	-26,0	-21,7	-19,3	-24,6	-18,4	-21,8

Tableau 3.2 – Coefficients de réflexion et de couplages des antennes selon leur position dans le réseau (exprimés en dB)

Finalement, nous présentons quelques résultats en champ lointain afin de montrer l'influence de la proximité d'autres antennes sur le diagramme de rayonnement élémentaire. De manière générale, les variations sont assez significatives et fortement dépendantes de la position de l'antenne élémentaire dans le réseau. A titre d'exemple, nous présentons les résultats en terme de polarisation circulaire et de rapport axial pour A2 (figures 3.14 (a) et (b)). Ceux-ci sont comparés aux résultats d'une antenne sans perturbation. Il faut noter que ces résultats ne prennent pas en compte les effets de bord, mais permettent néanmoins de voir la sensibilité de ces paramètres, le plus significatif étant l'augmentation de la contra-polarisation. Cela aura une influence non négligeable sur le fonctionnement global du système.

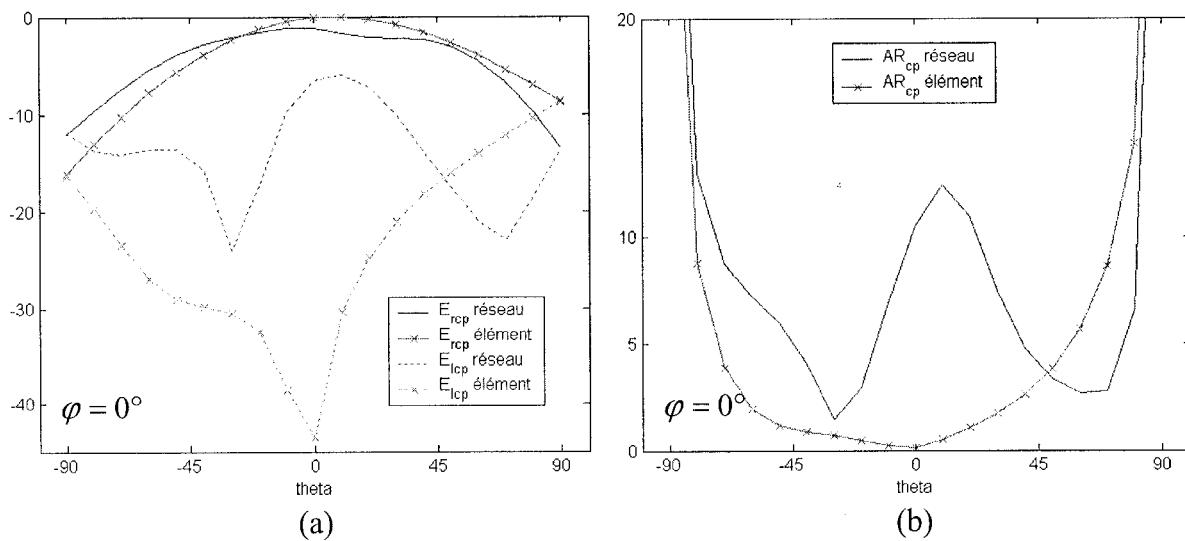


Figure 3.14 – (a) Polarisation circulaire (dB) et (b) Rapport axial (dB) de l'antenne A2

3.3.4 – Conception et simulation du RAFM à 5,8 GHz

Pour réaliser le circuit du RAFM, il est nécessaire d'utiliser de nombreux coude. Nous avons cherché à évaluer la topologie de coude introduisant le moins de pertes. Nous

avons comparé trois types de coudes ayant des longueurs électriques identiques, présentés sur la figure 3.15. Le coude à angle droit, indicé (b), est celui qui a été utilisé pour la conception à 1,55 GHz. Il ressort des résultats de simulation avec Momentum ADS (tableau 3.3), que le coude incurvé offre les meilleurs résultats à la fréquence de 5,8 GHz. Pour cette raison, nous avons employé uniquement ce type de coude dans notre circuit, que ce soit pour éviter le couplage entre deux lignes micro-ruban trop proches ou pour offrir un ajustement de longueur pour régler le déphasage entre deux signaux.

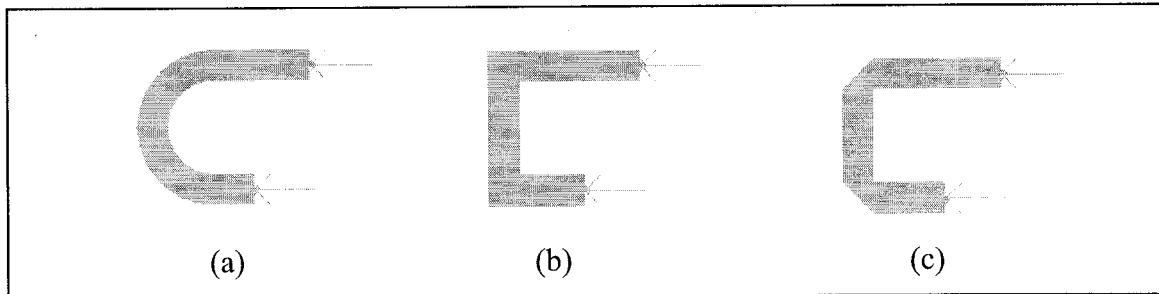


Figure 3.15 – Coude (a) incurvé, (b) droit et (c) droit sectionné à 50%

	S11 (dB)	S12 (dB)
Coude (a)	-11,5	-0,33
Coude (b)	-8,4	-0,84
Coude (c)	-11,0	-0,38

Tableau 3.3 – Comparaison de différents coudes (Momentum)

Nous avons également optimisé deux topologies d'hybride 90°, une circulaire et une rectangulaire, avec l'outil d'optimisation de Momentum. Cela nous a donné une marge de liberté sur la réalisation du circuit du RAFM, et a permis de rendre ce dernier le

plus compact possible. Ainsi, l'antenne finale peut entrer dans un carré de 11,6 cm de côté (soit 4,56 pouces), ce qui correspond à la même dimension que celle retenue à 1,55 GHz, multipliée par le facteur de fréquence $1,55/5,8 = 0,27$. La figure 3.16 présente la géométrie des deux hybrides. Les différentes grandeurs optimisées sont répertoriées dans le tableau 3.4.

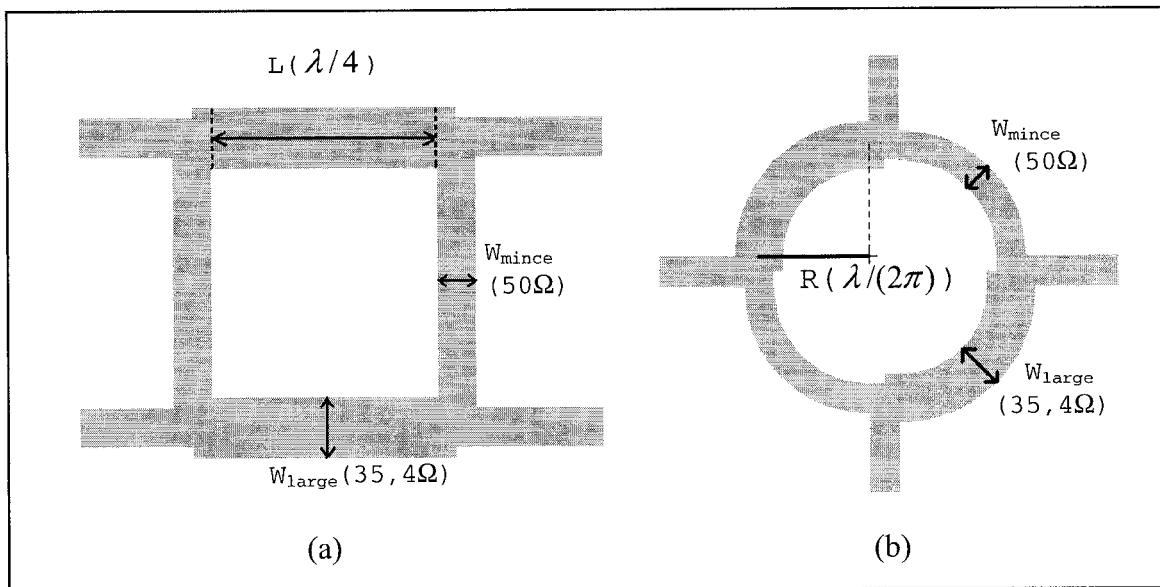


Figure 3.16 – Hybride 90° (a) carré, (b) circulaire

Hybride 90°	L (mm)	R (mm)	W _{large} (mm)	W _{mince} (mm)
Carré (a)	7,51	-	2,02	1,26
Circulaire (b)	-	4,67	2,00	1,21

Tableau 3.4 – Valeurs optimisées des paramètres des hybrides 90°

Les résultats de simulation pour les deux hybrides sont présentés dans les tableaux 3.5 (a) et (b). Pour vérifier que les lignes micro-ruban se comportent bien en lignes de

transmission, nous avons utilisé l'outil Momentum RF, qui fait une étude quasi-statique de la structure avec la méthode des moments et néglige les effets de rayonnement. Également, afin de valider expérimentalement les résultats de simulation, nous avons réalisé un hybride circulaire, que l'on peut voir sur la figure 3.17. Les mesures sont incluses dans le tableau 3.5 (b). Les méthodes de fabrication assurent une précision suffisante. L'écart des mesures aux simulations est faible, et peut être dû essentiellement à la transition entre les lignes et les connecteurs. On peut donc se fier pour la suite aux résultats de simulation.

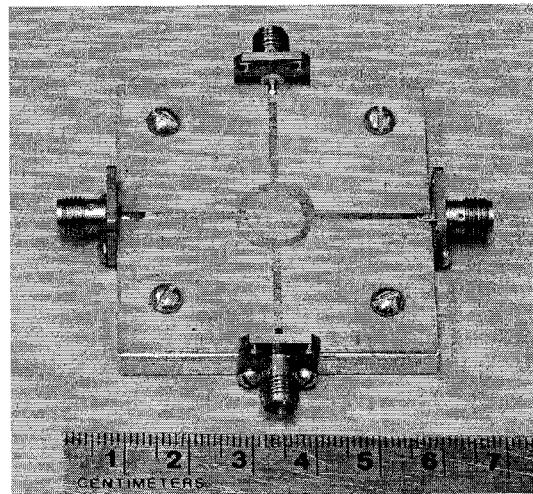


Figure 3.17 – Hybride 90° circulaire réalisé à 5,8 GHz

	S11 (dB)	S12 (dB)	S13 (dB)	S14 (dB)	Déphasage entre les portes 2-3 (degrés)
Momentum RF	-31,26	-3,11	-3,10	-30,74	89,8
Momentum	-39,48	-3,10	-3,09	-41,32	89,4

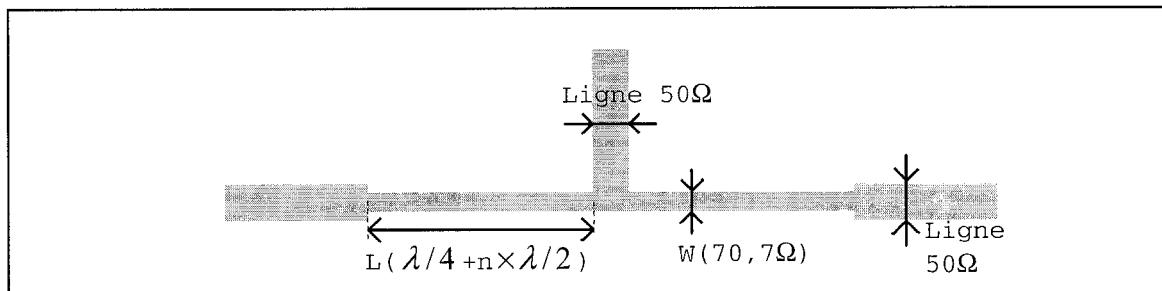
(a)

	S11 (dB)	S12 (dB)	S13 (dB)	S14 (dB)	Déphasage entre les portes 2-3 (degrés)
Momentum RF	-41,43	-3,05	-3,13	-39,28	90,0
Momentum	-43,62	-3,08	-3,09	-40,86	90,4
Mesures	-32,0	-3,37	-3,27	-25,3	91,2

(b)

Tableau 3.5 – Résultats des hybrides 90° (a) carré et (b) circulaire

Le RAFM comprend également 10 diviseurs de puissance dont la topologie théorique est rappelée sur la figure 3.18. Les résultats de Momentum correspondant à cette topologie ($n=0$) sont répertoriés dans le tableau 3.6. Le paramètre n permet d'offrir une flexibilité supplémentaire afin de réduire le couplage, puisqu'un ajout d'une ligne $\lambda/2$ n'a pas d'influence.

**Figure 3.18** – Topologie d'un diviseur de puissance

S11 (en dB)	S12 / S13 (en dB)	S22 / S33 (en dB)
-45,3	-3,03	-6,0

Tableau 3.6 – Résultats de simulation d'un diviseur de puissance

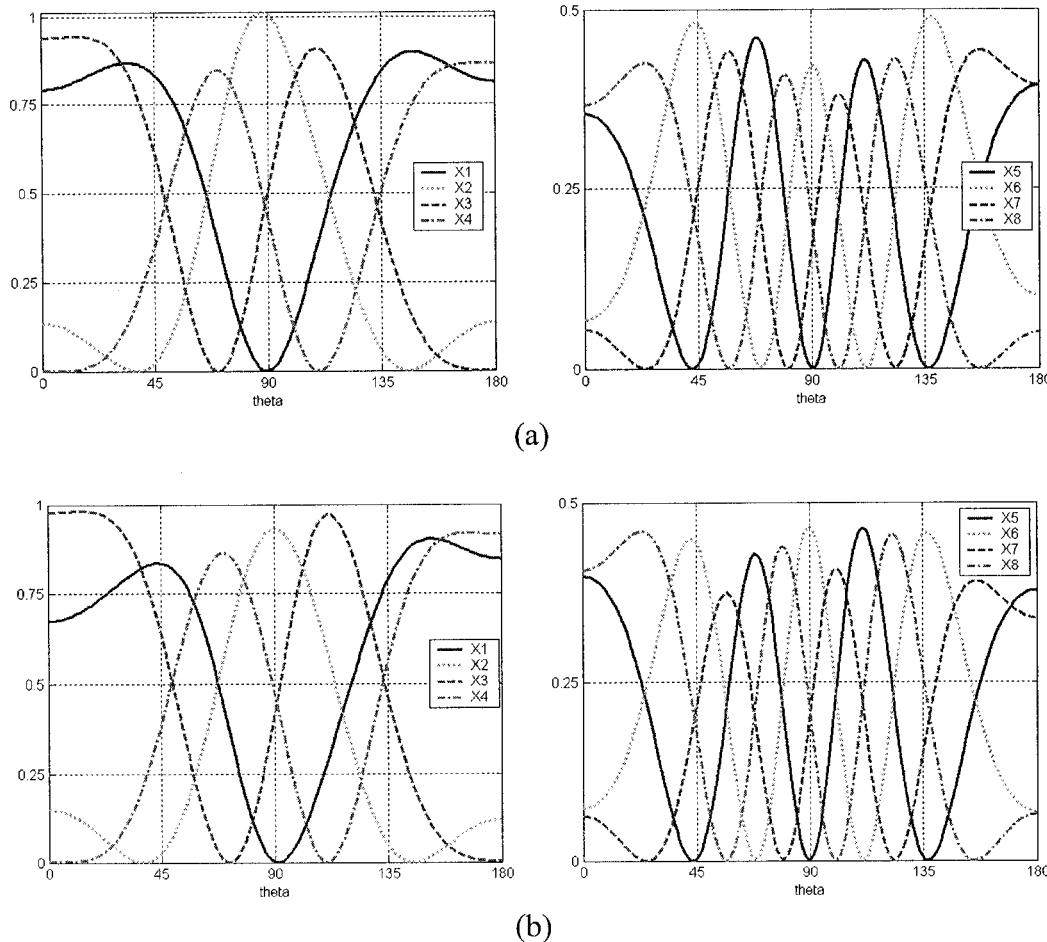
Pour l'étude du couplage, des simulations ont permis d'évaluer la distance minimale séparant une antenne d'une ligne micro-ruban tel que le rapport axial soit détérioré au plus de 1 dB. Pour ces tests, nous avons placé une ligne micro-ruban proche de la zone de début et de fin de la spirale, zone qui est la plus sensible à la présence d'éléments perturbateurs. Pour une ligne 50Ω , cette distance est d'environ 2,54 mm (100 mil) et 2,03 mm (80 mil) pour une ligne $70,7\Omega$. Nous avons respecté ces contraintes dans la mesure du possible. Le couplage entre lignes micro-ruban a été évalué avec l'outil LineCalc contenu dans ADS. Les résultats suivant correspondent au pire des cas, c'est à dire pour les deux lignes du circuit les plus proches :

- pour deux lignes 50Ω , séparées de 1,1 mm (43 mil) : -26 dB ;
- pour deux lignes $70,7\Omega$, séparées de 1 mm (39 mil) : -23 dB.

De manière générale, on peut donc considérer le couplage comme un facteur de perturbation secondaire au niveau des performances du RAFM (par contre l'influence du couplage du RAFM avec les antennes peut s'avérer plus important).

Finalement, compte tenu de la complexité du circuit, il n'a pas été possible de simuler en une seule fois tout le RAFM. Nous avons donc divisé le circuit total en sous éléments dont les paramètres S ont été sauvegardés sous forme de CitiFile. Puis, avec ADS, nous avons mis tous ces sous éléments bout à bout. Ce type de simulation sous entend que l'on néglige les effets de couplage entre des sous éléments distincts, mais d'après les résultats de LineCalc mentionnés plus haut, cette approximation est justifiée. Les deux axes ont été traités séparément. Les résultats de ces simulations étant assez

volumineux, ils ont été placés dans l'Annexe B. Nous faisons ressortir ici les points importants. Tout d'abord, les imperfections du RAFM modifient peu l'allure des signaux comme on peut le voir en comparant les figures 3.19 (a) et (b) aux figures 3.4 (b) et (c).



**Figure 3.19 – Signaux (en Watts) du RAFM conçu (simulation ADS) pour
(a) l'axe u et (b) l'axe v**

L'analyse des résultats de simulation amène aux conclusions suivantes :

- les pertes ohmiques maximales dans le RAFM sont de 1,03 dB pour l'axe u et de 1,36 dB pour l'axe v (entre A1 et X7 et A6 et X7) ;

- les pertes ohmiques moyennes sont de 0,31 dB (respectivement 0,34 dB) pour les signaux X1u à X4u (respectivement X1v à X4v) et de 0,65 dB (respectivement 0,49 dB) pour les signaux X5u à X8u (respectivement X5v à X8v), ce qui est cohérent puisque les longueurs électriques pour les signaux X5 à X8 sont approximativement doublées par rapport aux signaux X1 à X4 ;
- les erreurs de phase maximales et moyennes sont respectivement de $4,5^\circ$ et $1,8^\circ$ pour l'axe u et de $8,1^\circ$ et $3,4^\circ$ pour l'axe v.

On peut donc conclure que les résultats obtenus semblent bons compte tenu de la complexité du système et sensiblement identiques pour les deux axes. Le paragraphe suivant présente les résultats expérimentaux obtenus suite à la réalisation de ce prototype.

3.4 – Réalisation et mesures du prototype à 5,8 GHz

Le prototype réalisé est présenté sur la figure 3.20.

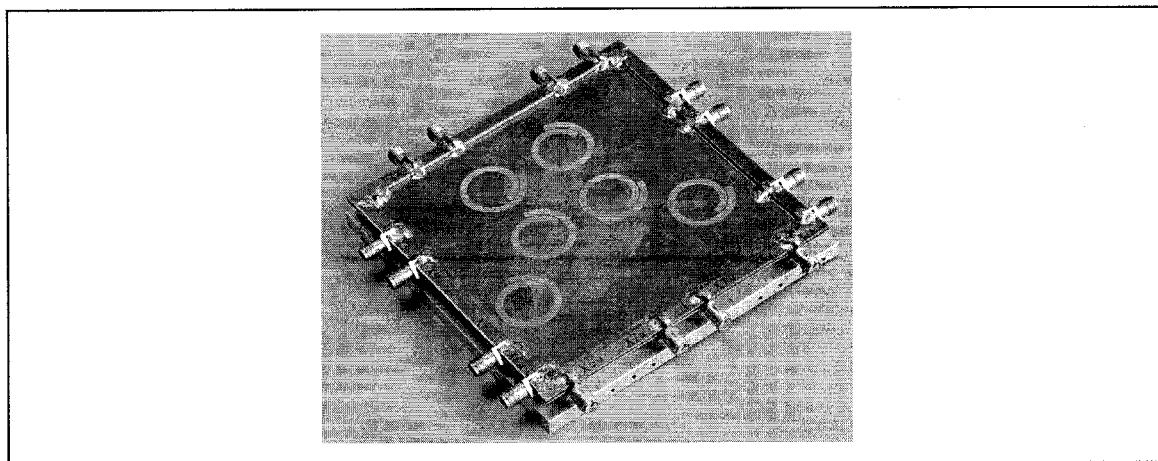


Figure 3.20 – Réseau à 6 antennes réalisé (à 5,8 GHz)

Pour des raisons de fabrication, plus exactement pour consolider le substrat au niveau des connecteurs, nous avons dû ajouter une bande métallique sur les bords de l'antenne. Celle-ci a certainement une influence sur les effets de bords mais il n'est pas facile d'en faire une évaluation rigoureuse.

Les tableaux 3.7 et 3.8 comparent les résultats de simulation aux mesures de coefficient de réflexion aux portes du RAFM pour les deux axes. On peut voir qu'il y a globalement un bon accord entre la simulation et les mesures.

	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8
Simulation ADS	-8,33	-11,05	-8,41	-5,81	-6,12	-9,25	-2,90	-10,05
Mesures	-6,8	-4,8	-5,4	-7,6	-7,0	-6,6	-1,7	-10,1

Tableau 3.7 – Coefficients de réflexion aux portes du RAFM pour l'axe u (exprimés en dB)

	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8
Simulation ADS	-9,54	-15,14	-9,70	-7,76	-7,11	-8,42	-4,53	-9,10
Mesures	-7,5	-14,2	-10,6	-15,3	-14,0	-11,6	-4,5	-14,6

Tableau 3.8 – Coefficients de réflexion aux portes du RAFM pour l'axe v (exprimés en dB)

Nous avons évalué la réponse du prototype à un signal à polarisation circulaire en utilisant l'antenne à hélice, présentée dans le chapitre 2, comme antenne émettrice dans la chambre anéchoïde. Les figures 3.21 et 3.22 présentent les signaux mesurés. Afin de supprimer l'influence du gain des antennes élémentaires (qui tend à faire décroître les

signaux lorsque l'on s'éloigne de $\theta_{x,y} = 90^\circ$), nous effectuons une normalisation des données. Pour un angle donné, les 8 entrées du RAFM sont normalisées par rapport à la plus grande des 8. On effectue la même opération sur les signaux théoriques du RAFM pour permettre une comparaison. Les résultats sont présentés sur les figures 3.23 (a) à 3.24 (h). Des mesures complémentaires sont présentés en Annexe B.

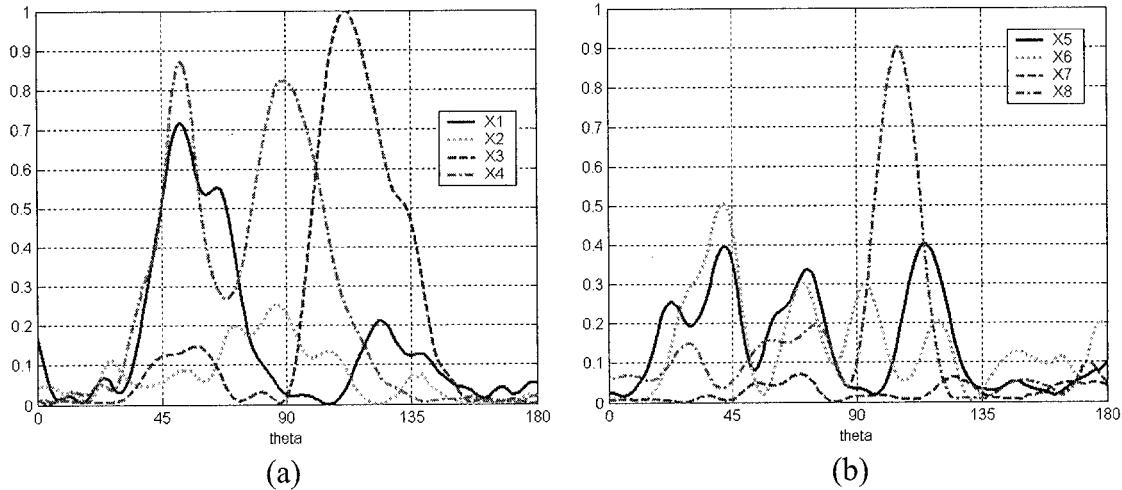


Figure 3.21 – Signaux (a) X1 à X4 et (b) X5 à X8
(en puissance normalisée) pour l'axe u ($\theta_v = 90^\circ$)

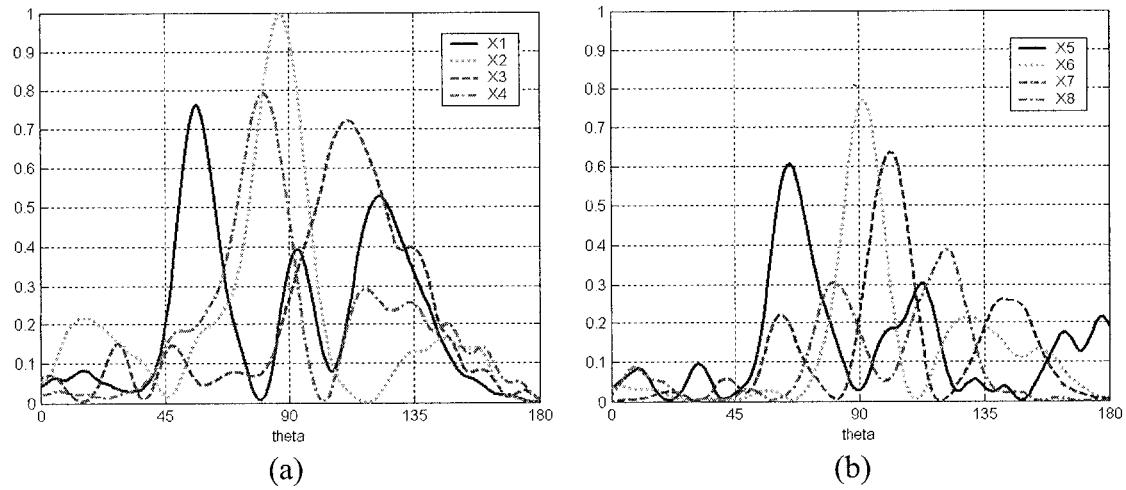
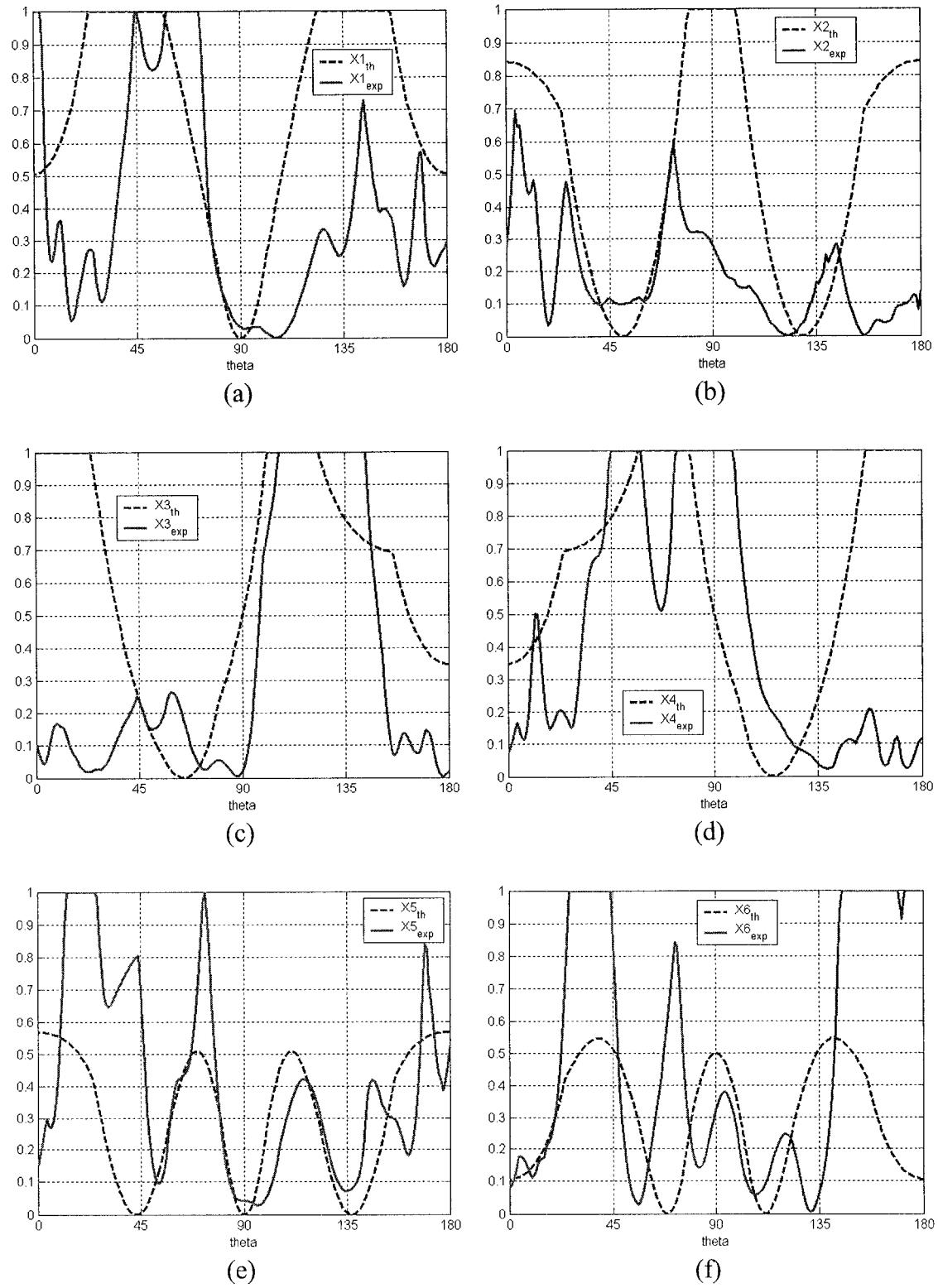


Figure 3.22 – Signaux (a) X1 à X4 et (b) X5 à X8
(en puissance normalisée) pour l'axe v ($\theta_u = 90^\circ$)



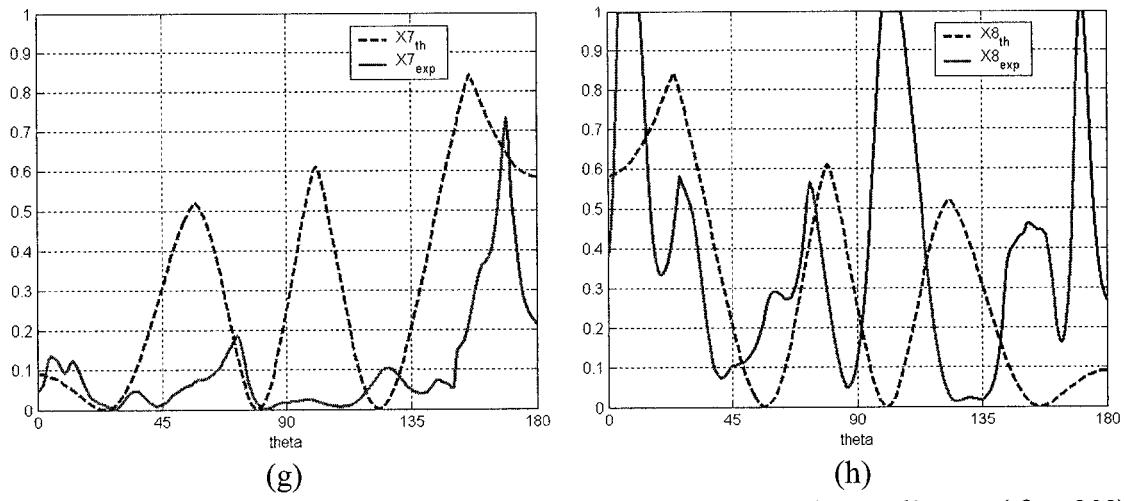
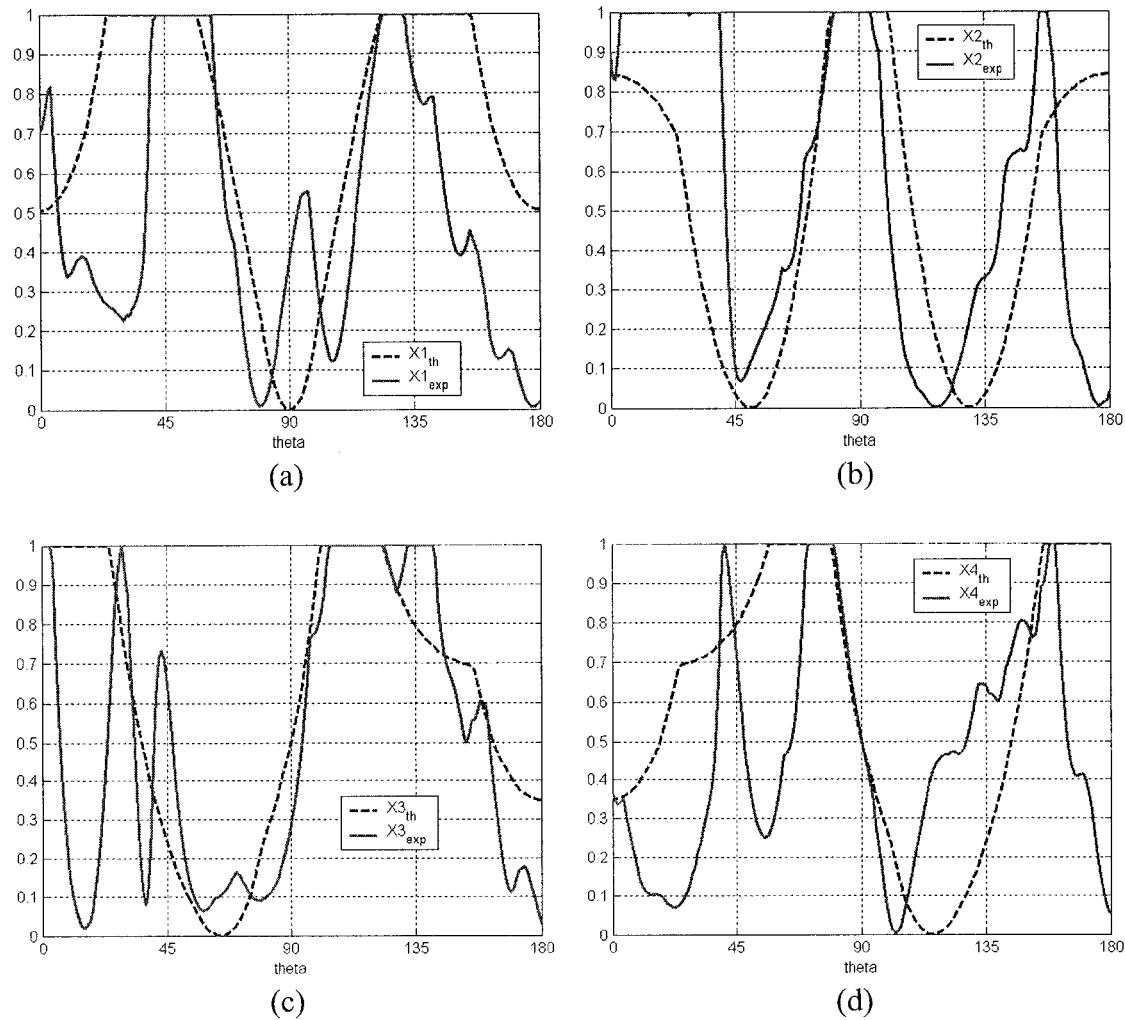


Figure 3.23 – (a) à (h) Signaux normalisés $X1$ à $X8$ (en Watts) pour l'axe u ($\theta_v = 90^\circ$)



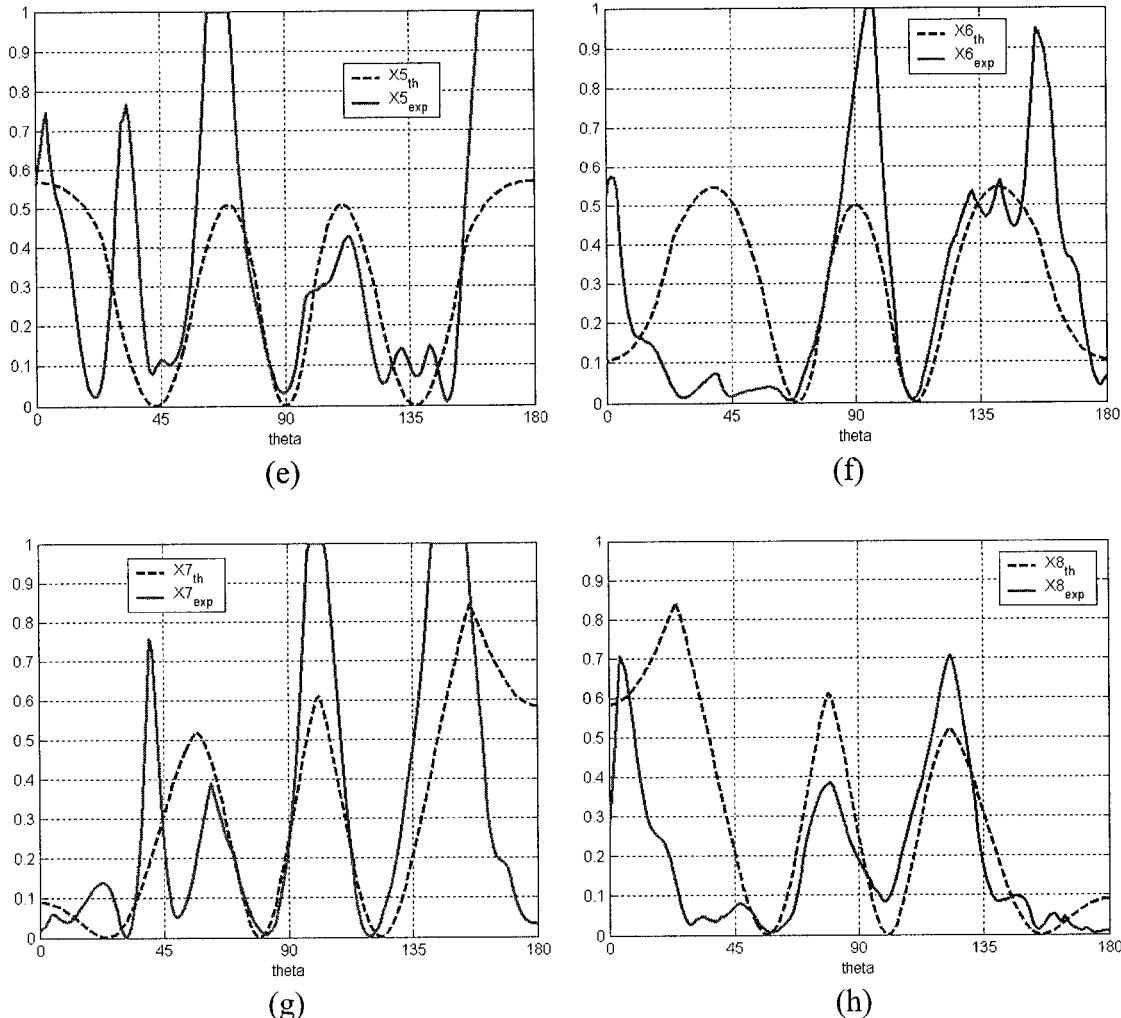


Figure 3.24 – (a) à (h) Signaux normalisés X_1 à X_8 (en Watts) pour l'axe v ($\theta_u = 90^\circ$)

On peut dire que, mis à part deux signaux qui sont trop faibles pour être significatifs (X_2 et X_7 de l'axe u), l'allure générale des signaux est plus ou moins respectée dans le cône d'intérêt. Par contre, en dehors de ce cône, la qualité des résultats est fluctuante. On constate également que l'axe u est sensiblement moins bon que l'axe v. Mais, le réseau de neurones offre à priori l'avantage de pouvoir assimiler ces imperfections de l'antenne par un entraînement adéquat, tant que la bijectivité du système

global est assurée. Les résultats complémentaires en Annexe B permettent de voir que l'allure des signaux peut varier assez significativement dans le cône d'intérêt. Pour compenser ce défaut de l'antenne, il pourra s'avérer utile de faire un entraînement bidimensionnel du réseau de neurones. Afin de quantifier les remarques concernant les résultats des figures 3.23 (a) à 3.24 (h), nous avons évalué l'erreur absolue moyenne entre les signaux normalisés théoriques et expérimentaux, exprimés en Watts, avec la formule suivante :

$$Erreur_i = \frac{1}{N} \sum_n \left| X_{i,exp}^2 - X_{i,th}^2 \right| \quad 1 \leq i \leq 8 \quad (3.12)$$

La moyenne est réalisée sur N valeurs correspondant à des angles différents (N = 91 pour le cône d'intérêt et N = 181 pour le demi-espace de notre application). Les résultats sont présentés dans les tableaux 3.9 (a) et (b).

	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8
Erreur totale	0,39	0,35	0,33	0,37	0,22	0,33	0,22	0,33
Erreur dans le cône d'intérêt	0,32	0,31	0,15	0,25	0,11	0,23	0,23	0,34

Tableau 3.9 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour l'axe u ($\theta_v = 90^\circ$)

	X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8
Erreur totale	0,30	0,29	0,20	0,31	0,20	0,20	0,20	0,16
Erreur dans le cône d'intérêt	0,16	0,17	0,09	0,28	0,14	0,15	0,15	0,10

Tableau 3.10 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour l'axe v ($\theta_u = 90^\circ$)

Ces résultats confirment que l'erreur est globalement plus faible dans le cône d'intérêt et que l'axe v est sensiblement meilleurs que l'axe u.

3.5 – Limites du réseau à 6 éléments

Dans ce paragraphe, nous discutons les défauts principaux de cette antenne qui peuvent nuire aux performances globales du système de DAI.

Le défaut majeur concerne le réseau d'antennes. La topologie retenue impose des dimensions assez faibles d'espacement entre antennes élémentaires (inférieur à $0,6\lambda_0$), ce qui a pour conséquence de détériorer le diagramme de rayonnement individuel de chaque antenne (tel que mentionné au paragraphe 3.3.3). Or, l'étude théorique suppose que les signaux reçus ont des niveaux de puissance identiques au niveau de chaque élément. En pratique, les perturbations du diagramme de rayonnement par couplage et effets de bord peuvent introduire une différence de niveau de puissance non négligeable, qui détériore évidemment l'allure des signaux en fonction de l'angle d'incidence. Ces écarts sont d'autant plus significatifs que l'on s'éloigne du cône d'intérêt. En effet, la spirale émet de manière directive alors que les effets de diffraction sont omnidirectionnels [3]. Par conséquent, lorsque l'on s'éloigne de la direction privilégié de l'antenne, les effets de diffraction peuvent devenir dominants et varient considérablement d'une antenne élémentaire à l'autre. Pour cette raison, pour des angles proches de 0 ou 180° , les résultats obtenus sont mauvais et peu significatifs. Les remarques concernant la perturbation du diagramme de rayonnement justifient également la différence dans la qualité des résultats lorsque l'on compare l'axe u et l'axe v. L'antenne spirale n'étant pas

invariante par rotation selon φ , son orientation dans le réseau peut être significative.

Pour des raisons de compacité de RAFM, les deux axes ne sont pas rigoureusement identiques (c'est à dire non superposables par rotation de 90° en azimut). Il semble donc que la disposition des antennes élémentaires de l'axe v soit préférable à celle de l'axe u.

Pour ce qui est du RAFM, son défaut principal est la différence d'adaptation des portes. Les pertes par désadaptation sont données par la formule suivante :

$$\text{Pertes (en dB)} = 10 \cdot \log_{10}(1 - \Gamma^2) \quad (3.13)$$

Pour illustrer cette remarque, nous comparons les signaux X5u à X8u sur la figure 3.25. Il apparaît nettement que le signal X7u est faible par rapport aux autres.

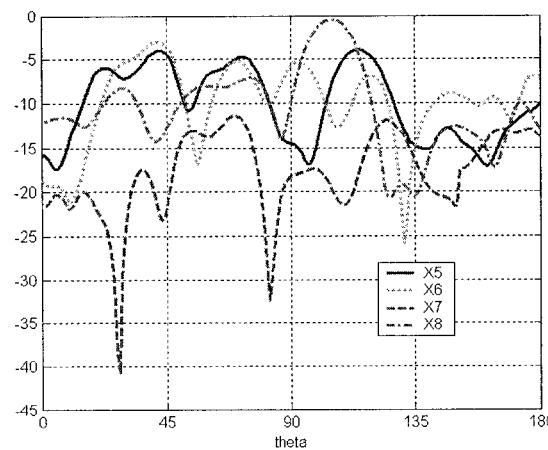


Figure 3.25 – Comparaison du niveau de puissance (en dB) signaux X5u à X8u

Les résultats présentés dans le tableau 3.11 montrent que la désadaptation est en partie responsable de cet écart de puissance. En effet, le mauvais coefficient de réflexion de la porte X7u est responsable d'une perte de puissance de 5 dB, ce qui équivaut

approximativement à deux tiers de puissance perdue. Pour cette raison, après normalisation, ce signal devient inexploitable. L'ajout de circuits d'adaptation ou l'utilisation de diviseurs de puissance de Wilkinson pourraient réduire ce défaut. Mais pour réaliser l'une ou l'autre de ces solutions, il est évident qu'une dimension totale d'antenne plus importante est nécessaire.

	X5u	X6u	X7u	X8u
Γ_{th} (dB)	-6.12	-9.25	-2.90	-10.05
Γ_{exp} (dB)	-7.0	-6.6	-1.7	-10.1
Puissance transmise (%) $(1 - \Gamma_{exp}^2)$	80	78	32	90
Pertes (dB) $(10 \cdot \log_{10} (1 - \Gamma_{exp}^2))$	-1.0	-1.1	-5.0	-0.4

Tableau 3.11 – Conséquence de la désadaptation sur le niveau de puissance des signaux

Dernière remarque concernant le RAFM : en ayant un nombre important de signaux, on accroît la redondance d'information, mais en contre partie, on détériore le RSB. Or, l'étude du réseau de neurone réalisée par Michael Coudyser¹ met en évidence la sensibilité du système au bruit. Il est donc important de vérifier si la redondance d'information contribue réellement à rendre le système plus robuste au bruit.

Avec ces différentes remarques à l'esprit, nous avons conçu une topologie d'antenne sensiblement différente. Celle-ci fait l'objet du chapitre suivant.

¹ Mémoire de M. Sc. A. à paraître en 2003 à l'École Polytechnique de Montréal.

CHAPITRE 4

RÉSEAU À 4 ANTENNES

Nous avons développé une nouvelle topologie d'antenne avec pour objectif d'améliorer les résultats globaux du système. Cette nouvelle antenne a l'avantage majeur d'être plus simple que le prototype présenté au chapitre précédent, tout en donnant des résultats théoriques équivalents et des résultats expérimentaux sensiblement meilleurs. Nous allons dans un premier temps exposer le principe de fonctionnement de cette antenne et les raisons qui nous ont guidées vers cette architecture. Puis, nous présentons les grandes lignes de la conception et les résultats de simulation. Nous terminons avec les résultats expérimentaux de l'antenne.

4.1 – Principe de fonctionnement du réseau à 4 antennes

L'idée générale de cette antenne reste sensiblement identique à celle du chapitre précédent à savoir que l'on superpose deux réseaux linéaires d'antennes selon des axes orthogonaux afin d'obtenir l'angle d'incidence dans le système de coordonnées (r, θ_x, θ_y) .

Dans le chapitre précédent nous avons mis en avant les problèmes du réseau d'antennes à 6 éléments. Il est évident que si l'antenne peut être simplifiée, la plupart des ces problèmes seront atténués voir même supprimés.

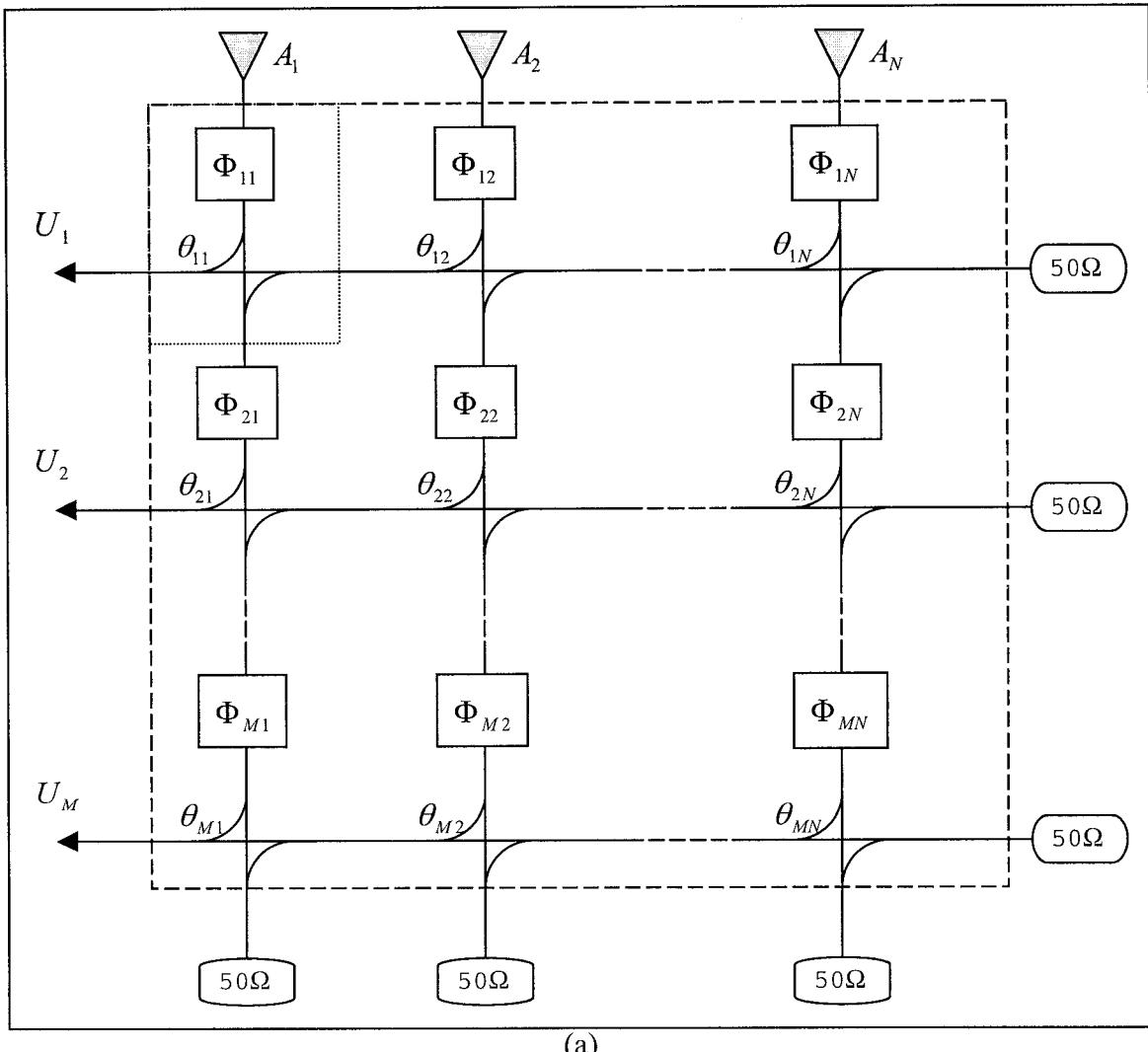
La première simplification envisagée concerne le RAFM. Pour éviter les ambiguïtés dans le système, il est indispensable que la fonction globale qui donne les niveaux de puissance aux portes du RAFM en fonction de l'angle d'incidence du signal source soit bijective dans le cône d'intérêt, et que les résultats à l'intérieur soient différents des résultats à l'extérieur. Sachant que les signaux pris uns à uns sont non bijectifs et que le système réalise une normalisation (qui supprime l'information d'un signal), le minimum de signaux requis pour avoir une bijection est trois (si les signaux sont bien choisis, autrement il en faut d'avantage). En conservant dans un premier temps trois antennes, la topologie de RAFM qui semble la plus appropriée est une Matrice de Blass modifiée (voir figures 4.1 (a) et (b)). Le paramètre θ_{mn} des coupleurs directionnels est défini de sorte que l'on puisse écrire la matrice S de ces composantes de la façon suivante (dans le cas de coupleurs idéaux) [29] :

$$\begin{bmatrix} 0 & -j \sin \theta_{mn} & -\cos \theta_{mn} & 0 \\ -j \sin \theta_{mn} & 0 & 0 & -\cos \theta_{mn} \\ -\cos \theta_{mn} & 0 & 0 & -j \sin \theta_{mn} \\ 0 & -\cos \theta_{mn} & -j \sin \theta_{mn} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

La Matrice de Blass offre l'avantage de ne pas nécessiter de ponts à air, contrairement à une matrice de Butler¹. Mais dans sa forme régulière, compte tenu des contraintes sur les coupleurs directionnels, il y a nécessairement des pertes dans les charges en bout de lignes et colonnes [30]. Bien que certaines méthodes ont été proposées

¹ On mentionne uniquement ces deux types de matrices car elles sont les plus connues et les plus utilisées dans les applications de systèmes à faisceaux multiples.

afin de minimiser ces pertes [29], nous avons jugé préférable de retenir la topologie d'une Matrice de Blass modifiée pour laquelle ce problème d'efficacité ne se pose pas (mais en contre partie le nombre de paramètres d'optimisation est réduit quasiment de moitié). Un avantage certain de cette topologie est qu'elle n'est composée que de coupleurs dont toutes les portes sont adaptées, les sorties sont donc nécessairement adaptées. Cela permet de supprimer un des facteurs contribuant à la différence de niveau de puissance entre les signaux, tel que mentionné dans le chapitre précédent.



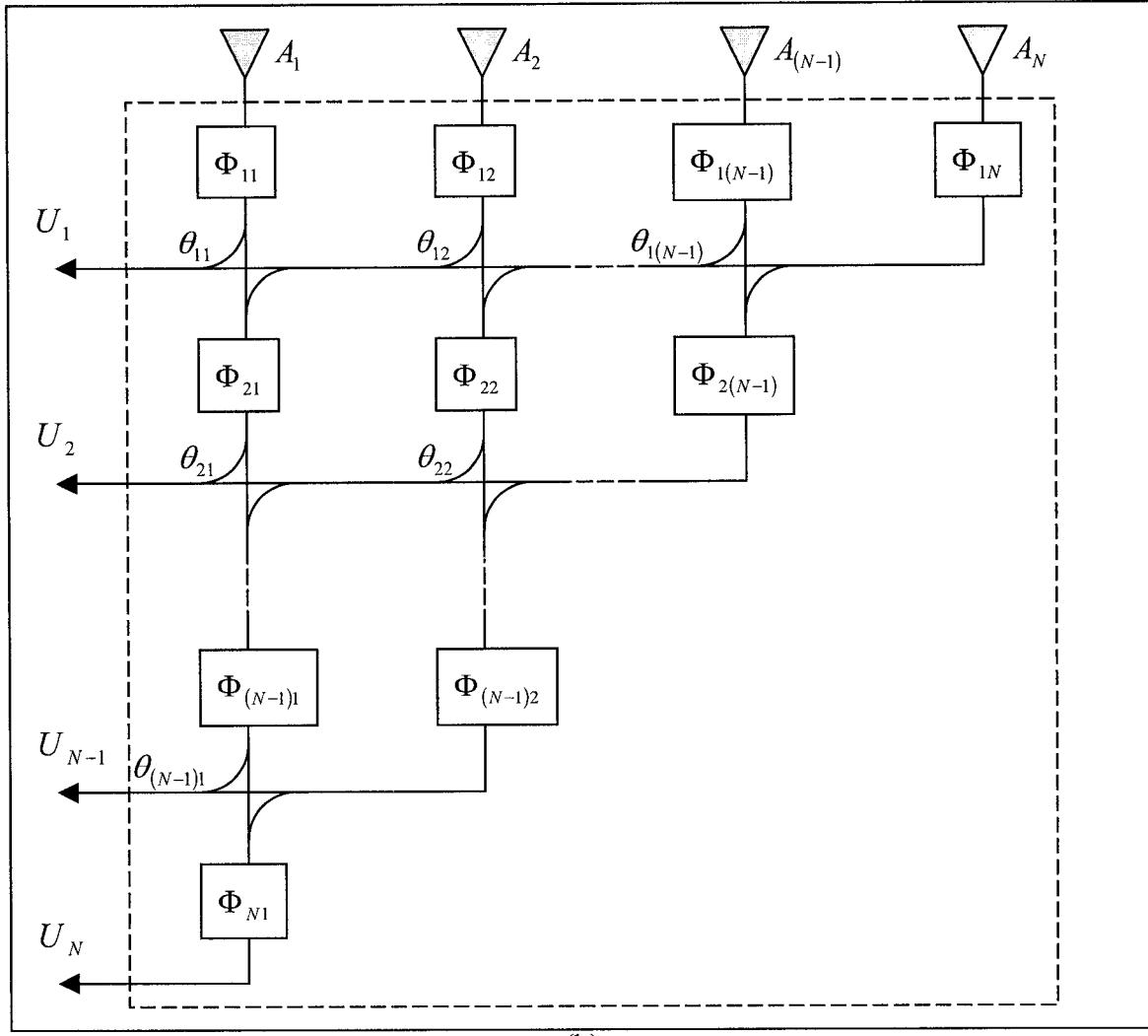


Figure 4.1 – (a) Matrice de Blass, (b) Matrice de Blass modifiée

La deuxième simplification concerne évidemment le réseau d'antennes. La seule possibilité de simplification est la suppression d'une antenne, ce qui permet d'éloigner les antennes du bord et de réduire les perturbations dues au couplage. Nous avons donc modifié en conséquence le RAFM retenu précédemment. L'antenne finale pour un axe est présentée sur la figure 4.2. Le diviseur de puissance doit être adapté à toutes ces portes, pour cette raison il est préférable d'utiliser un diviseur de Wilkinson.

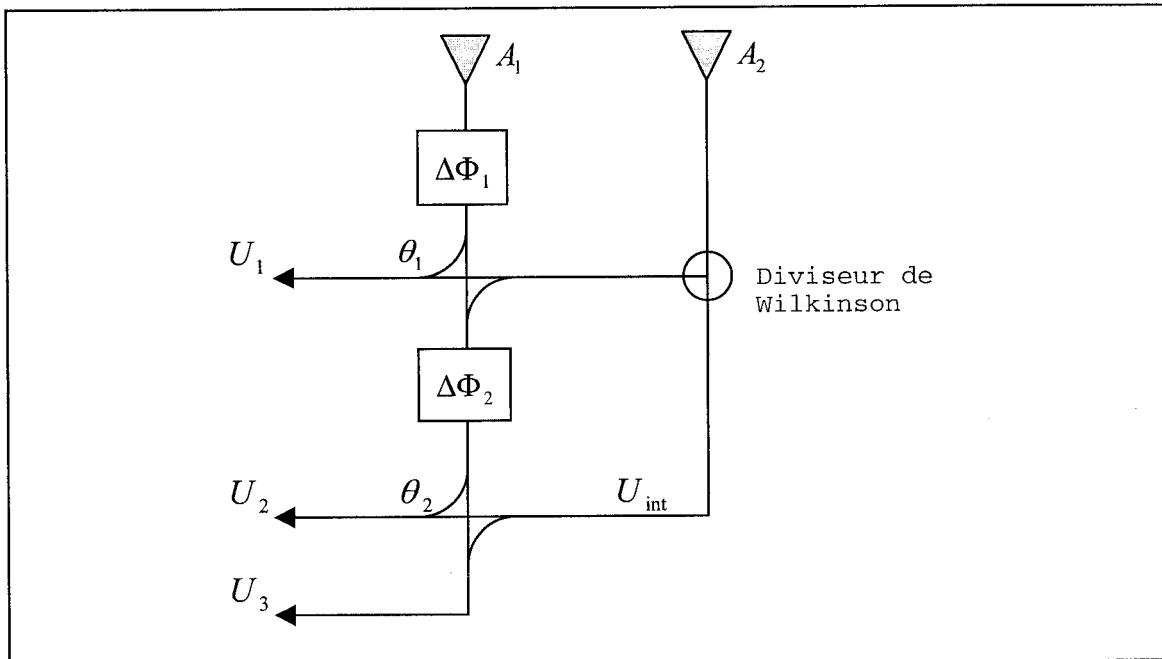


Figure 4.2 – Topologie du RA FM à trois entrées

Les expressions théoriques des signaux U_i sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} U_1 = j \sin(\theta_1) A_1 \exp(-j\Delta\Phi_1) + \cos(\theta_1) A_2 / \sqrt{2} \\ U_{\text{int}} = \cos(\theta_1) A_1 \exp(-j\Delta\Phi_1) + j \sin(\theta_1) A_2 / \sqrt{2} \\ U_2 = j \sin(\theta_2) U_{\text{int}} \exp(-j\Delta\Phi_2) + \cos(\theta_2) A_2 / \sqrt{2} \\ U_3 = \cos(\theta_2) U_{\text{int}} \exp(-j\Delta\Phi_2) + j \sin(\theta_2) A_2 / \sqrt{2} \end{cases} \quad (4.2)$$

Nous avons cherché comme pour le premier prototype à créer des signaux qui divisent la zone d'intérêt en sous-zones, tel que dans chacune de ces sous-zones un des signaux est maximal. Les valeurs des paramètres θ_1 , θ_2 et $\Delta\Phi_1$ ont été imposée par la contrainte que tous les signaux aux portes du RA FM doivent avoir un niveau de

puissance identique, et des contributions égales de chaque antenne combinées avec un déphasage éventuel. Cela peut se traduire par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \sin\theta_1 = \frac{\cos\theta_1}{\sqrt{2}} \\ \sin\theta_2 = \cos\theta_2 \\ \left| \frac{\cos\theta_2 - \sin\theta_2 \sin\theta_1 \exp(-j\Delta\Phi_2)}{\sqrt{2}} \right| = |\sin\theta_1| \end{cases} \quad (4.3)$$

La solution de ce système est la suivante :

$$\begin{cases} \theta_1 = 35,26^\circ \\ \theta_2 = 45^\circ \\ \Delta\Phi_2 = \pm 90^\circ \end{cases} \quad (4.4)$$

Le paramètre $\Delta\Phi_1$ permet de ‘centrer’ les courbes par rapport à $\theta_x = 90^\circ$. La valeur retenue pour ce paramètre est $\Delta\Phi_1 = 30^\circ$. La valeur de θ_2 correspond à un coupleur -3 dB^2 , on pourra donc utiliser l'un des coupleurs hybrides optimisés pour la structure présentée dans le chapitre précédent (dans la mesure où l'on conserve le même substrat pour le RAFM). La valeur de θ_1 correspond à un coupleur $-4,77 \text{ dB}$ (c'est à dire un partage $1/3 - 2/3$ de la puissance en entrée). Pour cette valeur du coefficient de couplage, il est également possible d'utiliser un coupleur hybride (l'optimisation de celui-ci est présentée dans le paragraphe suivant). Finalement, le dernier paramètre, à savoir la distance entre les deux antennes, a été optimisée de manière à assurer que l'allure des

² Le coefficient de couplage C_i est lié à θ_i par la relation : $C_i = \sin\theta_i$

signaux à l'intérieur et à l'extérieur du cône d'intérêt soit différente. La figure 4.3 présente le diagramme bloc du RAFM pour un axe compte tenu des valeurs mentionnées plus haut et la figure 4.4 présente les signaux correspondant. Nous avons retenu $\Delta\Phi_2 = -90^\circ$, ce qui revient à placer un déphasage de $+90^\circ$ sur l'autre ligne provenant du diviseur de puissance.

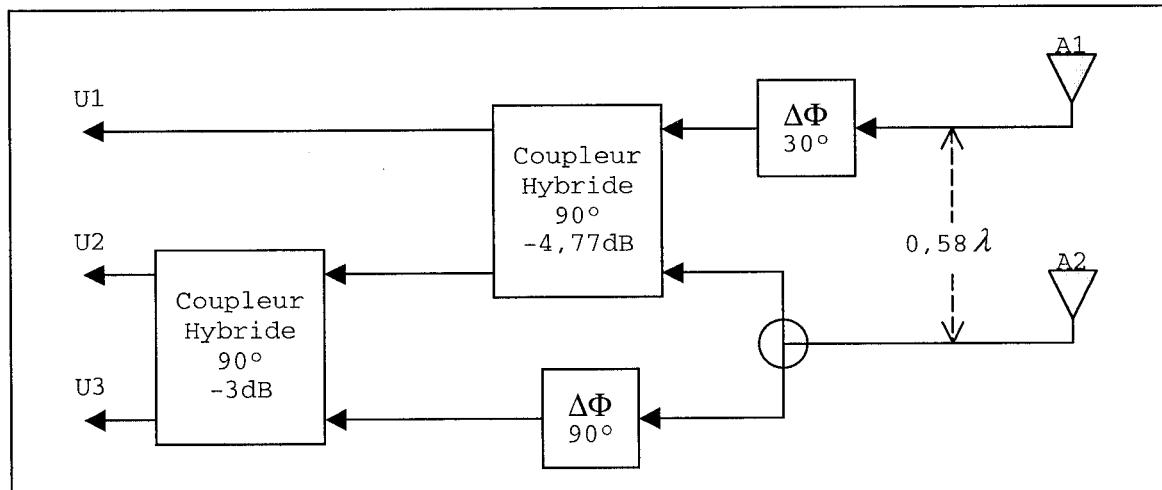


Figure 4.3 – Diagramme bloc du RAFM pour un axe

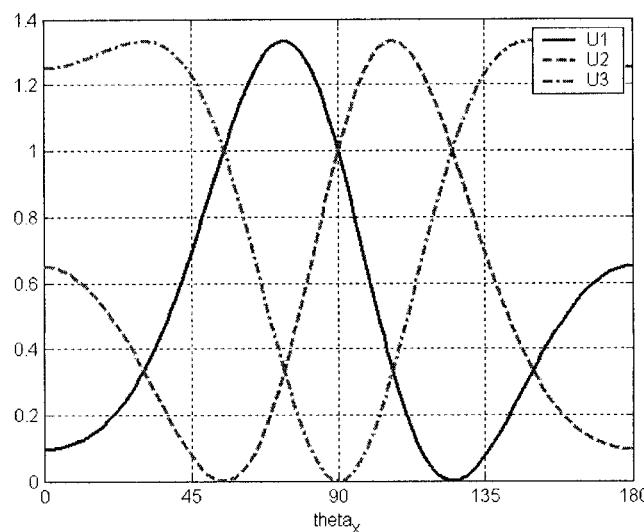


Figure 4.4 – Signaux (en Watts) du RAFM

Il est intéressant de voir que le niveau de puissance maximal de chaque signal est supérieur à celui du RAFM présenté dans le chapitre précédent (ce qui est logique compte tenu du fait que l'on opère moins de divisions sur chaque signal d'antenne). Le rapport entre la puissance maximale des signaux et la puissance reçue aux antennes est de 1,33. Cela correspond à un gain pour le RSB de 1,24 dB par rapport au prototype précédent. De plus, tous les signaux sont théoriquement de puissance maximale égale, ce qui veut dire que tous les signaux ont une sensibilité équivalente au bruit. On peut donc espérer que ce nouveau prototype soit globalement plus robuste au bruit.

4.2 – Conception du prototype avec un seul axe à 5,8 GHz

Pour valider la fonctionnalité de ce nouveau prototype, nous avons décidé de procéder par étapes, en validant dans un premier temps la structure pour un seul axe. Cela permet d'isoler les effets de couplage entre les deux axes des autres sources d'erreur.

4.2.1 – Étude du réseau d'antenne et du RAFM

Nous avons utilisé l'antenne spirale du paragraphe 2.1.3 du chapitre 2 afin de pouvoir comparer les résultats obtenus avec ceux du premier prototype (chapitre 3). Le seul point de conception que nous allons détailler concerne le coupleur hybride 90° avec un coefficient de couplage de $-4,77$ dB. Le reste n'apporte rien de nouveau par rapport à ce qui a été fait dans le chapitre précédent. De plus, compte tenu de la simplicité de ce nouveau système, nous avons suffisamment de place pour réaliser le RAFM sans risquer un couplage parasite important. Pour le coupleur hybride, l'analyse de la structure

générale présentée sur la figure 4.5 permet de donner une relation entre le coefficient de couplage et la valeur des impédances caractéristiques des lignes du coupleur [31] :

$$\begin{cases} c_{13} = 20 \log_{10} \left(\frac{\sqrt{b^2 - 1}}{b} \right) \\ 1 + a^2 = b^2 \end{cases} \quad (4.5)$$

Il s'en suit que pour un coefficient de couplage $c_{13} = -1,76 \text{ dB}$, $a = 1,414$ et $b = 1,732$, ce qui donne des impédances caractéristiques de $35,4$ et $28,9\Omega$ respectivement.

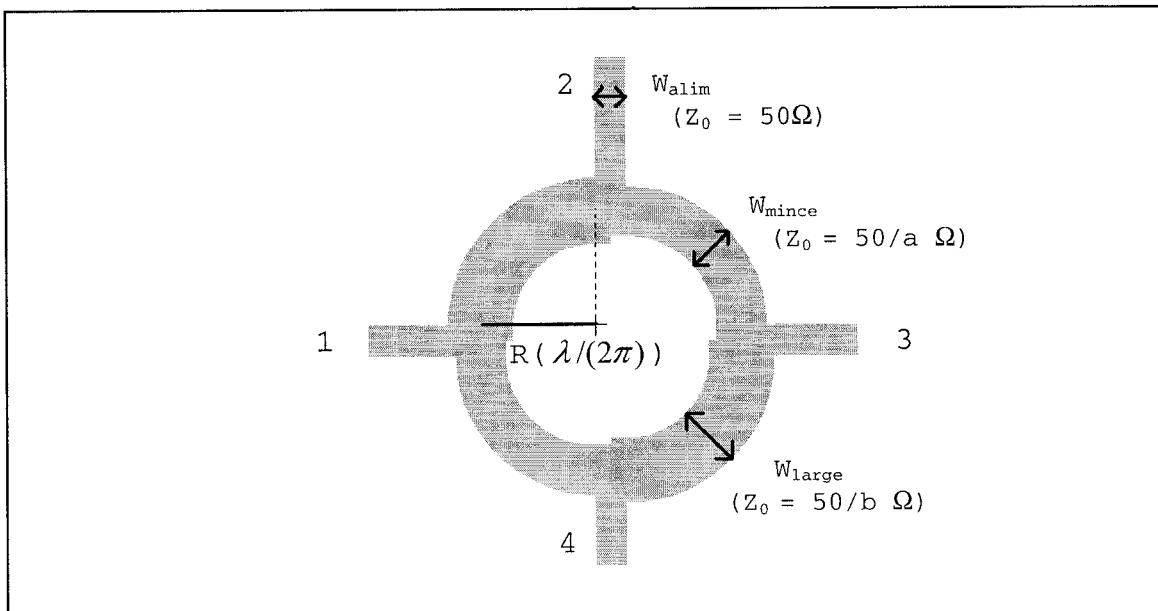


Figure 4.5 – Topologie générale d'un Coupleur Hybride 90°

Partant de ces valeurs, nous avons optimisé la structure d'hybride circulaire présentée au paragraphe 3.3.4 du chapitre 3. Les résultats d'optimisation des paramètres sont donnés dans le tableau 4.1. Ils sont comparés aux résultats théoriques. On constate un bon accord entre la simulation et la théorie [31]. Les résultats de simulation pour le

Coupleur Hybride en terme de paramètres S sont donnés dans le tableau 4.2. Là aussi, un bon accord avec la théorie est obtenu.

Hybride 90°	R (mm)	W _{large} (mm)	W _{mince} (mm)	28,9Ω	34,5Ω
-4,77 dB	4,61	2,63	2,01	2,79	2,13

Tableau 4.1 – Valeurs optimisées des paramètres des hybrides 90°

	S11 (dB)	S12 (dB)	S13 (dB)	S14 (dB)	Déphasage entre les portes 2-3 (degrés)
Momentum	-43,78	-4,79	-1,82	-40,20	90,46
Théorie	-∞	-4,77	-1,76	-∞	90

Tableau 4.2 – Paramètres S du Coupleur Hybride 90° -4,77 dB

La figure 4.6 présente le schéma de l'antenne un axe réalisée.

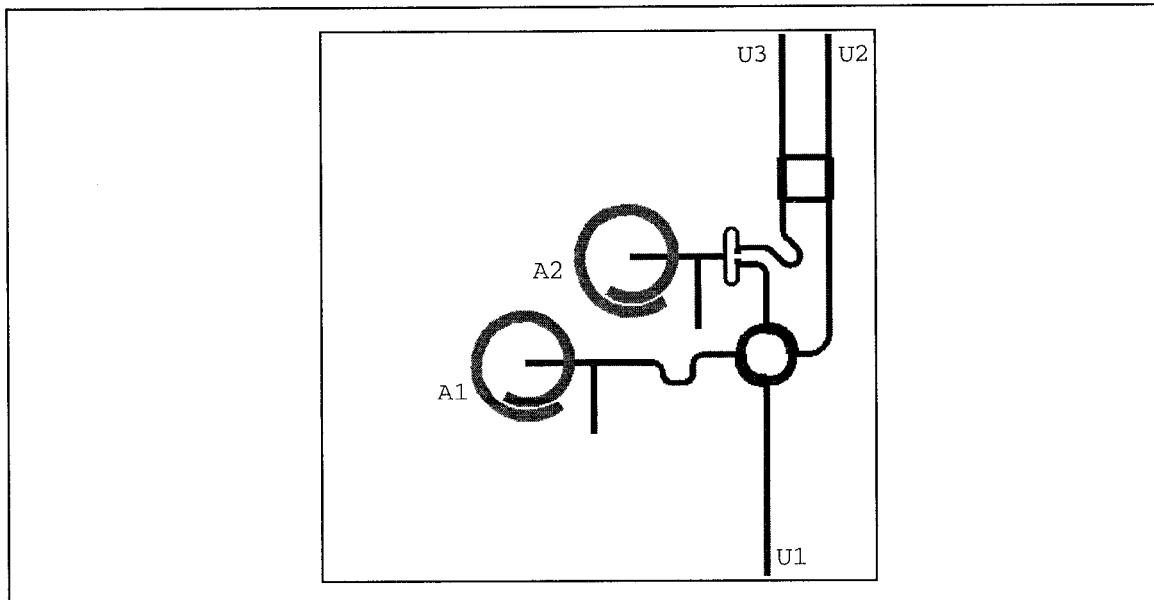


Figure 4.6 – Prototype un axe à 5,8 GHz

Les résultats de simulation du RAFM sont donnés dans les tableau 4.3 (a) à (c).

Ceux-ci sont comparés aux valeurs théoriques. On constate que les pertes dans le RAFM sont inférieures à 0,26 dB. Les erreurs de phase sont inférieures à 1,7°. Ces résultats sont meilleurs que ceux obtenus pour le prototype du chapitre 3.

	Contribution de A1 (en dB) Simulé/théorique	Contribution de A2 (en dB) Simulé/théorique	Déphasage entre les deux signaux d'antenne (degrés) Simulé/théorique
U1	-4,83 / -4,77	-4,86 / -4,77	58,3 / 60
U2	-5,03 / -4,77	-4,87 / -4,77	-61,1 / -60
U3	-4,84 / -4,77	-4,87 / -4,77	180,2 / 180

(a)

	A1	A2
A1	-38,6 dB	-34,8 dB
A2	-34,8 dB	-20,7 dB

(b)

	U1	U2	U3
U1	-24,7 dB	-26,0 dB	-21,3 dB
U2	-26,0 dB	-17,8 dB	-24,6 dB
U3	-21,3 dB	-24,6 dB	-32,1 dB

(c)

Tableau 4.3 – Résultats de simulation du RAFM avec ADS

(a) coefficients de transmission

(b) coefficients de réflexion et de couplage des portes d'antenne

(c) coefficients de réflexion et de couplage des portes des signaux

Comme attendu, l'utilisation d'un diviseur de Wilkinson permet d'avoir toutes les portes des signaux adaptées de manière équivalente. Ainsi, les pertes par désadaptation ne seront pas responsables d'un déséquilibre des niveaux de puissance des signaux. La figure 4.7 montre l'influence des imperfections du RAFM simulé sur l'allure des signaux. On peut voir que les signaux ne sont quasiment pas modifiés.

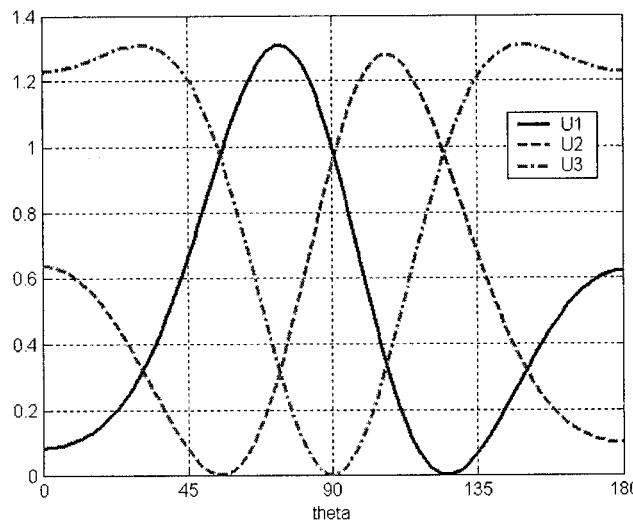


Figure 4.7 – Signaux du RAFM un axe conçu (Simulation ADS) en Watts

Dernier point qu'il nous reste à discuter : on peut constater sur la figure 4.6 que les antennes sont tournées de 45° par rapport à la disposition du prototype précédent. Cette disposition d'antennes élémentaires permet de rendre le RAFM plus compact et améliore la symétrie par rapport à la direction principale du diagramme de rayonnement pour la polarisation circulaire dominante. Les figures 4.8 (a) et (b) comparent cette disposition à celle utilisée dans le chapitre précédent pour deux antennes espacées de $d = 0,58\lambda_0$. Les résultats donnés sont selon l'axe du réseau linéaire d'antenne. La

disposition utilisée dans le chapitre 3 entraîne une différence de niveau de puissance pour un angle donné (d'autant plus importante que l'on s'éloigne de la direction principale $\theta = 0$). Or les signaux théoriques utilisés supposent des niveaux de puissance identiques à chaque antenne. La nouvelle disposition proposée ici permet donc de réduire les erreurs dues à cette différence de niveau de puissance des signaux au niveau des antennes.

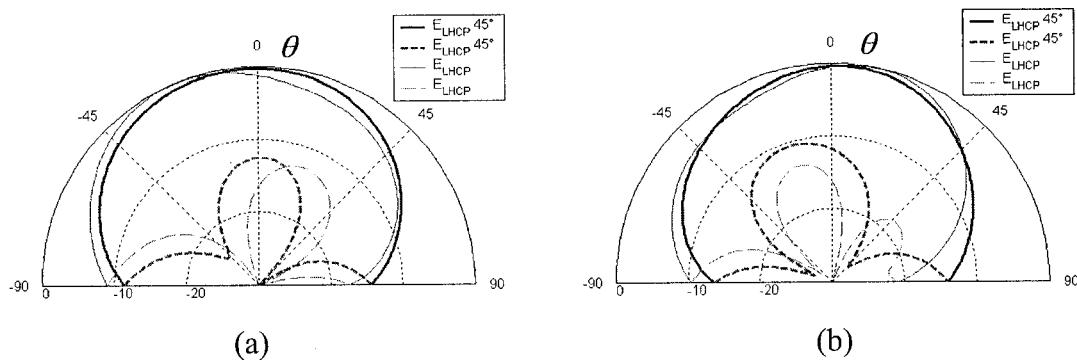


Figure 4.8 – Diagramme de rayonnement en polarisation circulaire pour l'antenne (a) A1 et (b) A2

4.2.2 – Résultats expérimentaux

Nous avons tout d'abord vérifié les coefficients de réflexion aux portes d'entrée du RAFM. Les résultats mesurés sont comparés aux résultats de simulation dans le tableau 4.4. Les résultats obtenus sont satisfaisants et permettent de négliger les pertes par désadaptation au niveau des portes d'entrée du RAFM.

	U1 (en dB)	U2 (en dB)	U3 (en dB)
Mesure	-21,0	-12,7	-25,2
Simulation (ADS)	-24,7	-17,8	-32,1

Tableau 4.4 – Coefficient de réflexion aux portes du RAFM

Nous présentons maintenant les résultats obtenus pour les signaux U_i . Les figures 4.9 (a) à (c) donnent les résultats obtenus selon le plan principal. Les figures 4.10 (a) à 4.11 (c) donnent ces mêmes résultats aux limites du cône d'intérêt.

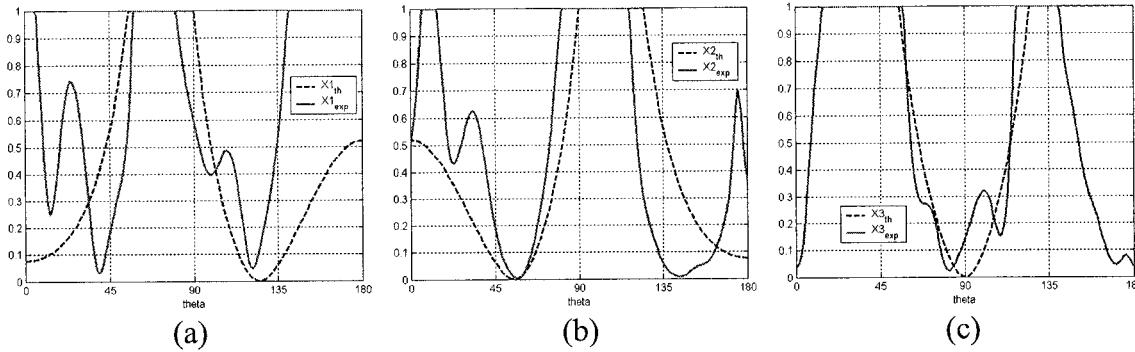


Figure 4.9 – (a) à (c) signaux normalisés U1 à U3 (en Watts) pour $\theta_y = 90^\circ$

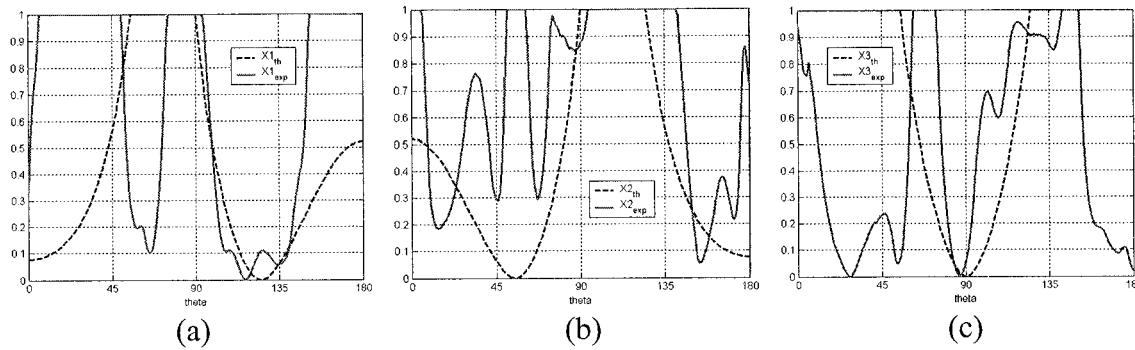


Figure 4.10 – (a) à (c) signaux normalisés U1 à U3 (en Watts) pour $\theta_y = 45^\circ$

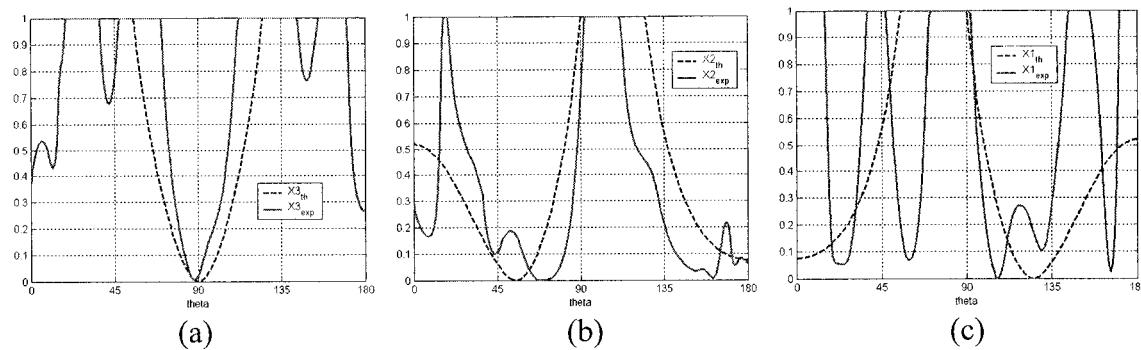


Figure 4.11 – (a) à (c) signaux normalisés U1 à U3 (en Watts) pour $\theta_y = 135^\circ$

Comme on peut le voir, les résultats obtenus sont relativement bons dans le plan principal, mais ils se détériorent sensiblement lorsque l'on s'en éloigne. Il faut néanmoins rappeler ici que seule la valeur $\theta_x = 0^\circ$ se trouve dans le cône d'intérêt pour $\theta_y = 45^\circ$ ou 135° . De ce fait, les résultats obtenus sont acceptables.

Comme pour le prototype précédent, nous avons évalué l'erreur absolue moyenne entre les signaux normalisés théoriques et expérimentaux, exprimés en Watts, selon la formule suivante :

$$Erreur_i = \frac{1}{N} \sum_n |U_{i,exp}^2 - U_{i,th}^2| \quad 1 \leq i \leq 3 \quad (4.6)$$

Les résultats sont présentés dans le tableau 4.5. L'erreur dans le cône d'intérêt reste inférieure à 0,19.

	U1	U2	U3
Erreur totale	0,36	0,23	0,25
Erreur dans le cône d'intérêt	0,18	0,19	0,10

Tableau 4.5 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour l'antenne à un axe, selon la direction principale

4.3 – Intégration des deux axes sur une même antenne, à 5,8 GHz

Pour ce dernier prototype, nous avons décidé de faire un test comparatif du fonctionnement de l'antenne avec les deux antennes élémentaires retenues, car le RAFM

de ce prototype étant plus simple, la valeur relativement mauvaise du coefficient de réflexion de l'antenne patch peut ne pas avoir trop de conséquence.

4.3.1 – Conception du RAFM pour les deux prototypes

Le réseau d'antenne et le RAFM du paragraphe précédent ont été sensiblement modifiés afin de faciliter l'intégration des deux axes sur une même antenne (les dimensions totales de l'antenne restant les mêmes). Afin de réduire les perturbations entre les deux axes, nous avons constaté qu'il est préférable d'éviter un croisement entre les deux réseaux linéaires. Les figures 4.12 (a) et (b) présentent les deux prototypes réalisés.

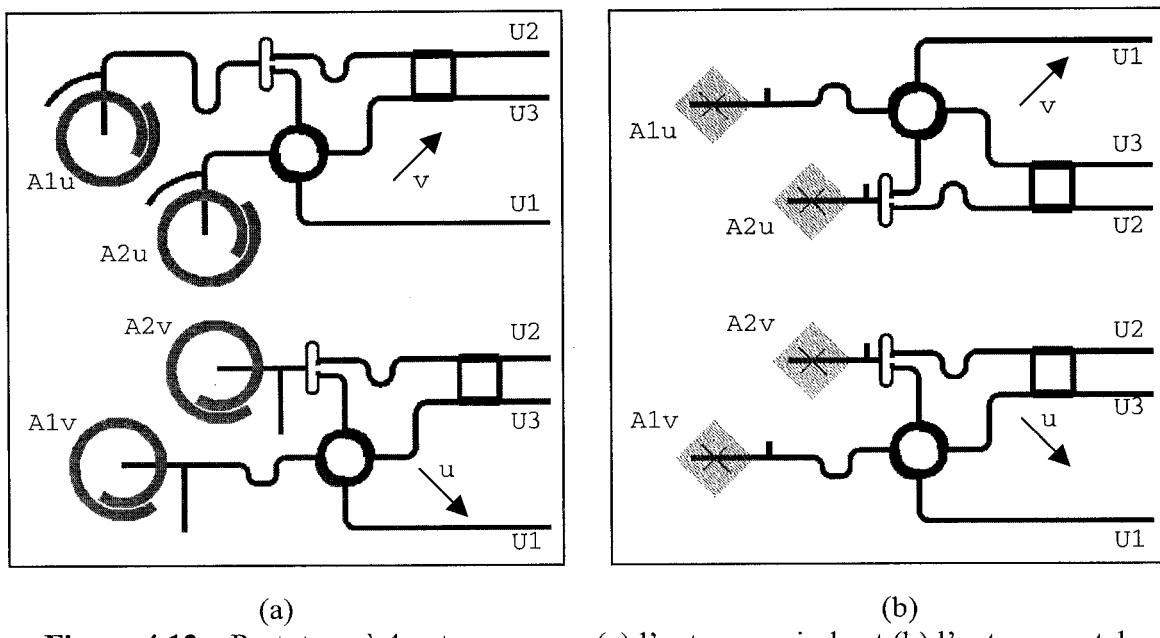


Figure 4.12 – Prototype à 4 antennes avec (a) l'antenne spirale et (b) l'antenne patch

Les tableaux 4.6 (a) à (c) donnent les résultats de l'axe u pour le prototype avec l'antenne spirale. Les pertes maximales dans le RAFM sont de 0,37 dB, et 0,22 dB en

moyenne. L'erreur de phase maximale est de $2,5^\circ$. Les tableaux 4.7 (a) à (c) présentent les résultats pour l'axe v du prototype avec l'antenne spirale. Ces résultats correspondent également à ceux des deux axes du prototype avec l'antenne patch. Les pertes maximales dans le RAFM sont de 0,31 dB, et 0,15 dB en moyenne. L'erreur de phase maximale est de $1,2^\circ$. On peut voir que les résultats sont à peu près équivalents pour les deux axes.

	Contribution de A1 (en dB) Simulé/théorique	Contribution de A2 (en dB) Simulé/théorique	Déphasage entre les deux signaux d'antenne (degrés) Simulé/théorique
U1	-4,84 / -4,77	-5,08 / -4,77	62,5 / 60
U2	-5,14 / -4,77	-4,95 / -4,77	-57,6 / -60
U3	-4,92 / -4,77	-5,02 / -4,77	182,2 / 180

(a)

	A1	A2
A1	-28,6 dB	-30,0 dB
A2	-30,0 dB	-33,6 dB

(b)

	U1	U2	U3
U1	-28,9	-24,6	-22,5
U2	-24,6	-23,3	-22,5
U3	-22,5	-22,5	-22,6

(c)

Tableau 4.6 – Résultats de simulation du RAFM avec ADS

(a) coefficients de transmission

(b) coefficients de réflexion et de couplage des portes d'antenne

(c) coefficients de réflexion et de couplage des portes des signaux

	Contribution de A1 (en dB) Simulé/théorique	Contribution de A2 (en dB) Simulé/théorique	Déphasage entre les deux signaux d'antenne (degrés) Simulé/théorique
U1	-4,79 / -4,77	-4,96 / -4,77	59,1 / 60
U2	-5,08 / -4,77	-4,84 / -4,77	-60,7 / -60
U3	-4,91 / -4,77	-4,92 / -4,77	181,2 / 180

(a)

	A1	A2
A1	-36,4 dB	-30,4 dB
A2	-30,4 dB	-21,9 dB

(b)

	U1	U2	U3
U1	-29,0 dB	-21,5 dB	-26,2 dB
U2	-21,5 dB	-26,1 dB	-21,5 dB
U3	-26,2 dB	-21,5 dB	-20,0 dB

(c)

Tableau 4.7 – Résultats de simulation du RAFM avec ADS

(a) coefficients de transmission

(b) coefficients de réflexion et de couplage des portes d'antenne

(c) coefficients de réflexion et de couplage des portes des signaux

Tous les coefficients de réflexion sont meilleurs que -20 dB. Il est important de préciser que le RAFM du prototype avec l'antenne spirale ne peut être identique pour les deux axes à cause du circuit d'alimentation de l'antenne spirale et du réseau d'antenne. Les antennes de l'axe u ont été tournées de 90° par rapport à celles de l'axe v pour éviter

la présence d'une antenne dans le voisinage de la zone sensible de l'antenne A2u (à savoir, la zone de début et de fin de la spirale). Par contre, pour le prototype avec l'antenne patch, le RAFM et le réseau d'antennes sont rigoureusement identiques pour les deux axes. Cette remarque permet à priori d'assurer des performances équivalentes pour les deux axes.

4.3.2 – Résultats expérimentaux pour les deux prototypes

La figure 4.13 présente le prototype réalisé avec les antennes patch.

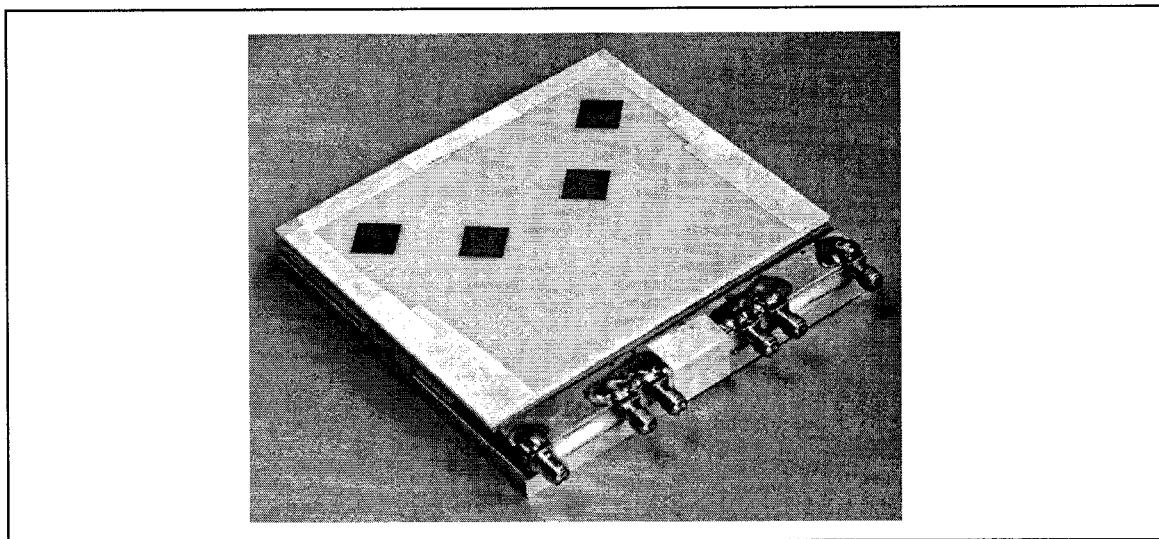


Figure 4.13 – Prototype à 4 antennes réalisé (à 5,8 GHz)

Nous présentons tout d'abord les mesures des coefficients de réflexion aux portes du RAFM. Ces données sont comparées aux résultats théoriques dans les tableaux 4.8 et 4.9. les coefficients mesurés restent inférieurs à -9 dB, ce qui implique moins de $0,6$ dB de pertes par désadaptation. Cela permet d'assurer que tous les signaux ont un niveau de puissance équivalent.

	U1u (en dB)	U2u (en dB)	U3u (en dB)	U1v (en dB)	U2v (en dB)	U3v (en dB)
Mesure	-20,5	-19,5	-9,0	-21,1	-13,5	-21,9
Simulation (ADS)	-28,9	-23,3	-22,6	-29,0	-26,1	-20,0

Tableau 4.8 – Coefficient de réflexion aux portes du RAFM pour le prototype à 4 antennes utilisant l'antenne élémentaire spirale

	U1u (en dB)	U2u (en dB)	U3u (en dB)	U1v (en dB)	U2v (en dB)	U3v (en dB)
Mesure	-9,6	-27,2	-13,1	-18,8	-25,1	-20,6
Simulation (ADS)	-29,0	-26,1	-20,0	-29,0	-26,1	-20,0

Tableau 4.9 – Coefficient de réflexion aux portes du RAFM pour le prototype à 4 antennes utilisant l'antenne élémentaire patch

Les figures 4.14 (a) à 4.15 (c) présentent les signaux mesurés pour le prototype utilisant l'antenne spirale. L'erreur évaluée selon la formule 4.6 est donnée dans le tableau 4.10. Elle reste inférieur à 0,22 dans le cône d'intérêt. Les résultats obtenus sont assez semblables à ceux du prototype un axe. Cette remarque permet d'affirmer que le couplage entre les deux axes reste faible ou du moins perturbe peu les résultats.

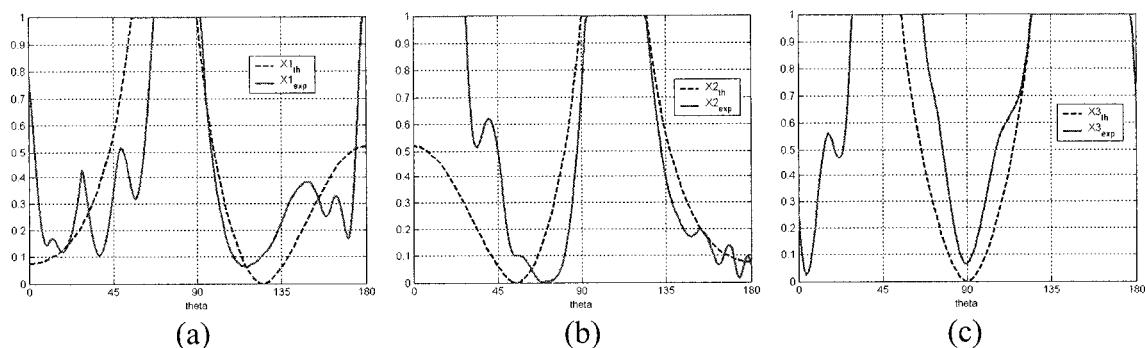


Figure 4.14 – (a) à (c) signaux normalisés U1u à U3u (en Watts) pour $\theta_v = 90^\circ$

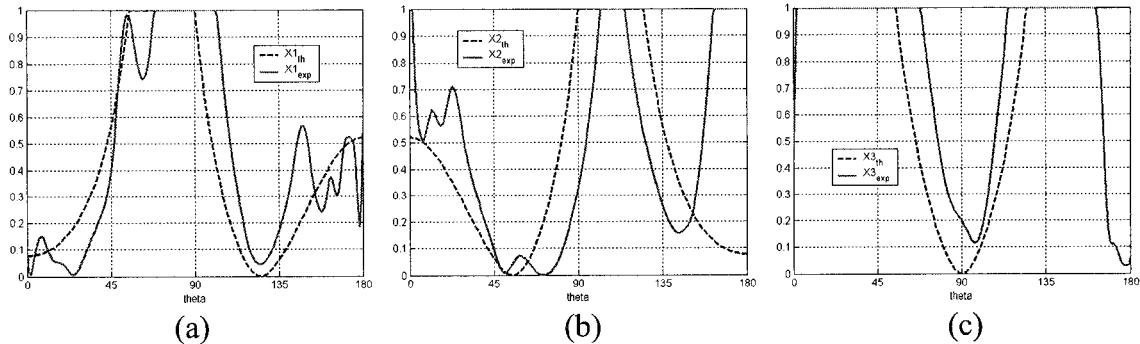


Figure 4.15 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 90^\circ$

	U1u	U2u	U3u	U1v	U2v	U3v
Erreur totale	0,16	0,21	0,19	0,14	0,29	0,19
Erreur dans le cône d'intérêt	0,14	0,12	0,17	0,14	0,22	0,21

Tableau 4.10 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour le prototype à 4 antennes utilisant l'antenne élémentaire spirale

Les figures 4.16 (a) à 4.17 (c) présentent les signaux mesurés pour le prototype utilisant l'antenne patch. Ces mesures mettent en évidence un petit problème de notre système de mesure. En effet, les deux axes étant rigoureusement identiques, les résultats expérimentaux doivent être équivalents. Or, on peut noter que les signaux de l'axe v sont décalés d'environ 8° en θ_v . Pour obtenir des résultats identiques pour les deux, il est indispensable que l'antenne sonde soit alignée avec le point de croisement des deux axes. Les 8° de décalage observés sont en fait dus à cette erreur d'alignement. Afin de vérifier l'exactitude des résultats expérimentaux, on introduit ce décalage dans les signaux théoriques de l'axe v en modifiant en conséquence la valeur de $\Delta\Phi_1$. Les résultats ainsi obtenus pour l'axe v sont présentés sur les figures 4.18 (a) à (c).

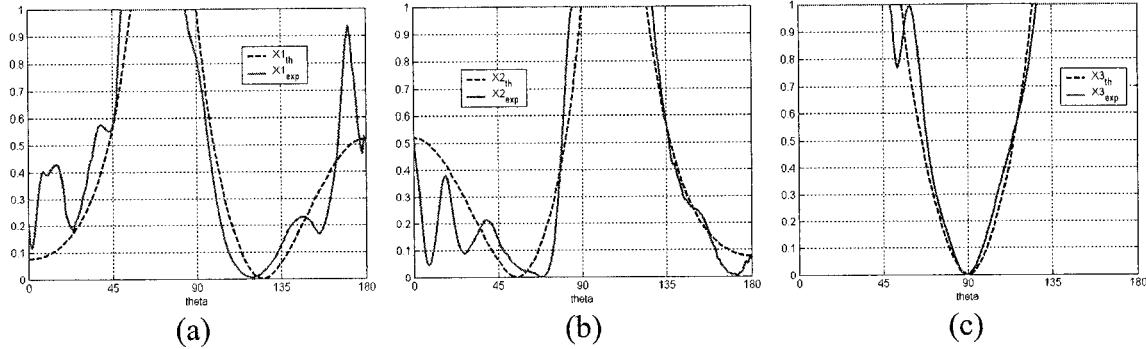


Figure 4.16 – (a) à (c) signaux normalisés U1u à U3u (en Watts) pour $\theta_v = 90^\circ$

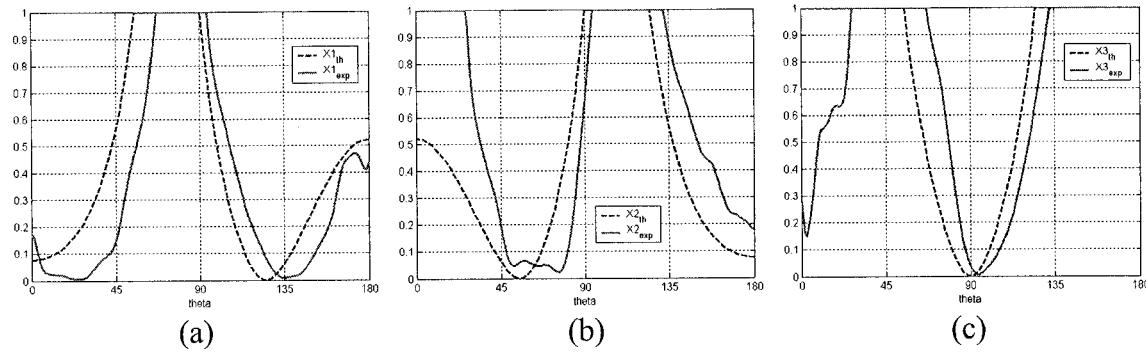


Figure 4.17 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 90^\circ$

Les erreurs correspondant aux signaux des figures 4.16 et 4.18 sont présentées dans le tableau 4.11. Les résultats sont en très bon accord avec la théorie. L'erreur moyenne maximale reste inférieur à 0,11 dans le demi-espace de notre application et inférieure à 0,07 dans le cône d'intérêt, ce qui représente une erreur 2 à 3 fois moins importante qu'avec l'antenne spirale. Ces résultats montrent donc que l'antenne patch est plus appropriée pour notre application. Il est évident que les erreurs d'alignement doivent aussi affecter les résultats obtenus avec le prototype utilisant l'antenne spirale. Mais même en faisant un effort pour corriger ces erreurs, les résultats obtenus avec l'antenne patch restent visiblement meilleurs. Les figures 4.19 (a) à 4.20 (c) donnent les résultats de

mesures aux limites du cône d'intérêt pour l'axe v. On peut voir que la détérioration des résultats est moins importante que pour le prototype à un axe avec l'antenne spirale (comparé avec les figures 4.10 (a) à 4.11 (c)).

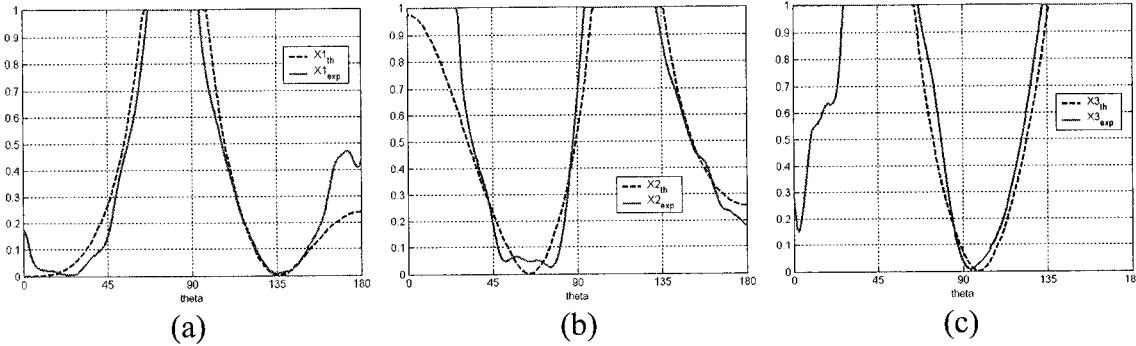


Figure 4.18 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 90^\circ$ après correction de l'alignement

	U1u	U2u	U3u	U1v	U2v	U3v
Erreur totale	0,10	0,08	0,03	0,06	0,07	0,11
Erreur dans le cône d'intérêt	0,06	0,06	0,06	0,05	0,05	0,07

Tableau 4.11 – Erreur absolue (en Watts) entre la théorie et la pratique pour le prototype à 4 antennes utilisant l'antenne élémentaire patch

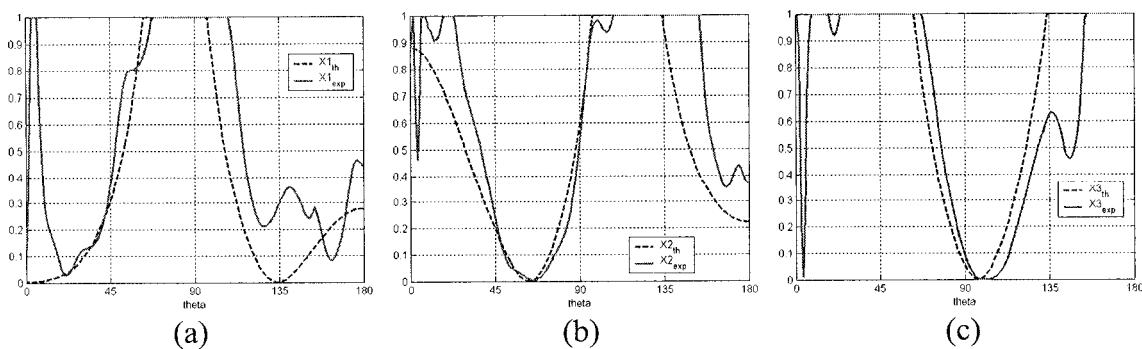


Figure 4.19 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 45^\circ$

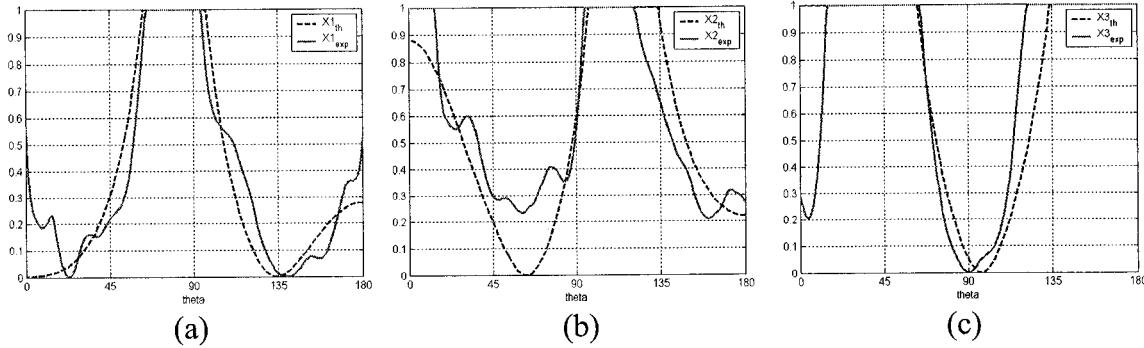


Figure 4.20 – (a) à (c) signaux normalisés U1v à U3v (en Watts) pour $\theta_u = 135^\circ$

4.4 - Conclusion

Les résultats obtenus permettent de confirmer les espoirs placés dans ce nouveau prototype. Tout d'abord, nous avons vérifié que la simplification du RAFM et l'utilisation de diviseurs de Wilkinson permet de supprimer le problème de différence de niveau de puissance des signaux aux portes du RAFM. Également, en comparant deux prototypes utilisant les deux antennes élémentaires retenues dans le chapitre 2, nous sommes arrivés à la conclusion que l'utilisation de l'antenne patch améliore considérablement les résultats. Dans le cas de ce RAFM simplifié, le coefficient de réflexion de l'antenne patch, qui est pourtant moins bon que celui de l'antenne spirale, n'affecte pas ou peu le fonctionnement du RAFM.

Évidemment, nous avons réalisé un travail poussé sur ce prototype car Michael Coudyser avait auparavant validé les bonnes performances de celui-ci dans le système de DAI. Nous allons aborder ce point dans le chapitre suivant.

CHAPITRE 5

PERFORMANCES DU SYSTÈME DE DAI

Maintenant que nous avons présenté et discuté les deux prototypes d'antennes réalisés, nous allons présenter les performances du système total. Nous n'avons pas pu réaliser un banc de test expérimental, le récepteur (voir figure 0.5) étant indisponible au moment de notre étude. Cependant, nous avons fait en sorte de rendre les simulations le plus proche possible des mesures expérimentales en prenant en compte les défauts majeurs des antennes.

La définition des paramètres principaux du système de DAI, en particulier son RSB, ont été réévalués aux vues des données réunies sur l'antenne. Nous proposons également un système de pré-filtrage afin d'améliorer la robustesse au bruit du système global. Et finalement, nous comparons les performances des deux prototypes d'antennes réalisés.

5.1 – Modélisation du système de DAI en incluant le gain des antennes élémentaires

Nous rappelons tout d'abord les performances du système évaluées lors de l'étude de faisabilité (lorsque seul le prototype à 6 antennes élémentaires était envisagé). Ces performances ont été obtenues par Michael Coudyser, sous les hypothèses suivantes :

- les antennes élémentaires sont omnidirectionnelles ;
- les signaux théoriques ont été évalués en supposant que les antennes ont toutes le même gain ;
- des gains différents ont été attribués aux trois antennes d'un même axe pour simuler les imperfections de l'antenne ;
- le post-filtrage (c'est à dire après le réseau de neurones) se fait sur 50 points pour chaque signal ;
- le SNR à l'intérieur du cône d'intérêt a été estimé à 8 dB.

Sous ces hypothèses, le système simulé présente une erreur quadratique de $0,7^\circ$ dans le cône d'intérêt. La répartition de cette erreur est la suivante :

- erreur inférieure à 1° : 86 % ;
- erreur inférieure à 2° : 96 % ;
- erreur inférieure à 5° : 100 %.

Afin d'améliorer ce modèle, nous avons pris en compte la variation du gain de l'antenne sur la base des données obtenues par simulation sur ADS. Le RSB est alors défini par rapport au gain maximal de l'antenne. Nous utilisons la formule suivante :

$$RSB = G_{ant} - L_{RAFM} + RSB_R \quad (5.1)$$

où G_{ant} : est le gain maximal d'une antenne élémentaire (en dB)

L_{RAFM} : sont les pertes dans le RAFM (en dB)

RSB_R : est le rapport signal à bruit du récepteur sans prendre en compte l'influence de l'antenne sur le niveau de puissance du signal reçu. L'étude de faisabilité du récepteur a donné $RSB_R = 4$ dB.

Lors de l'étude de faisabilité, les paramètres de l'antenne ont été fixés de la manière suivante :

$$\begin{cases} G_{ant} = 5 \text{ dB} \\ L_{RAFM} = 1 \text{ dB} \end{cases} \quad (5.2)$$

Ces valeurs donnent un RSB de 8 dB avec la formule 5.1. Le gain de l'antenne spirale utilisée pour le prototype à 5,8 GHz est de 4,8 dB (voir paragraphe 2.1.3 du chapitre 2). Il faut préciser que la mise en réseau a une influence sur le gain de l'antenne élémentaire, qui peut être bonne ou mauvaise en fonction de la position de l'antenne dans le réseau. Pour cette raison, nous conservons l'hypothèse selon laquelle les trois antennes d'un même axe ont des gains légèrement différents. Les pertes moyennes dans le RAFM sont d'environ 0,5 dB (voir paragraphe 3.3.4 du chapitre 3). Le RSB du prototype à 6 antennes élémentaires est donc de 8,3 dB. Le gain minimal de l'antenne spirale dans le cône d'intérêt est de 0,1 dB, ce qui veut dire que le RSB est dans le pire des cas de 3,6 dB. Le diagramme de rayonnement d'une antenne élémentaire est approché par un cosinus. Pour prendre en compte les effets de la mise en réseau, on attribue un RSB minimal différent à chacune des trois antennes d'un même axe, à savoir 3,1, 4,3 et 5,3 dB. La figure 5.1 présente les résultats obtenus sous ces nouvelles hypothèses.

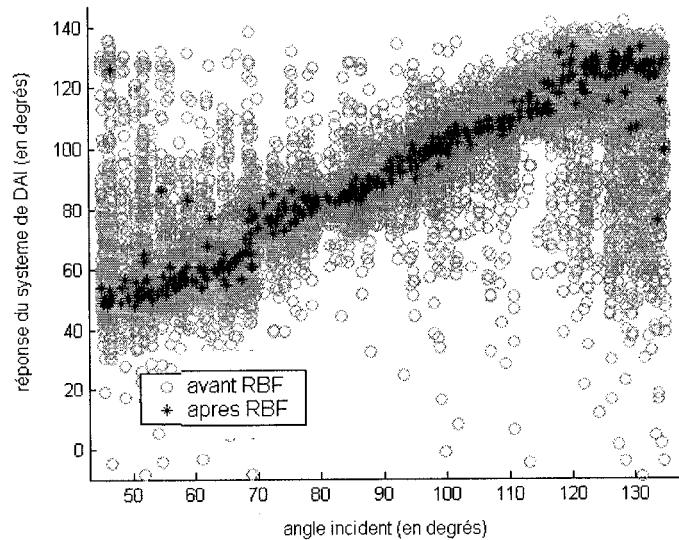


Figure 5.1 – Estimations du réseau de neurones et réponse du système de DAI après filtrage

La répartition de l'erreur entre l'angle incident et la réponse du système de DAI estimée par Michael Coudyser est la suivante :

- erreur inférieure à 1° : 23 % ;
- erreur inférieure à 2° : 40 % ;
- erreur inférieure à 5° : 81 %.

Ces résultats remettent en question les performances du système.

5.2 – Amélioration du système de DAI

Deux solutions ont été envisagées pour retrouver des performances conformes à nos objectifs. La première solution, testée par Michael Coudyser, consiste à imposer un

RSB plus élevé pour le récepteur, nous améliorons ainsi le RSB total. Les figures 5.1 (a) et (b) donnent la réponse du système pour un RSB respectivement de 10 et 15 dB. Les résultats en terme de répartition de l'erreur sont répertoriés dans le tableau 5.1. On peut voir que, pour un RSB de 15 dB, on retrouve des performances équivalentes à celles que l'on avait avec le modèle d'antennes omnidirectionnelles.

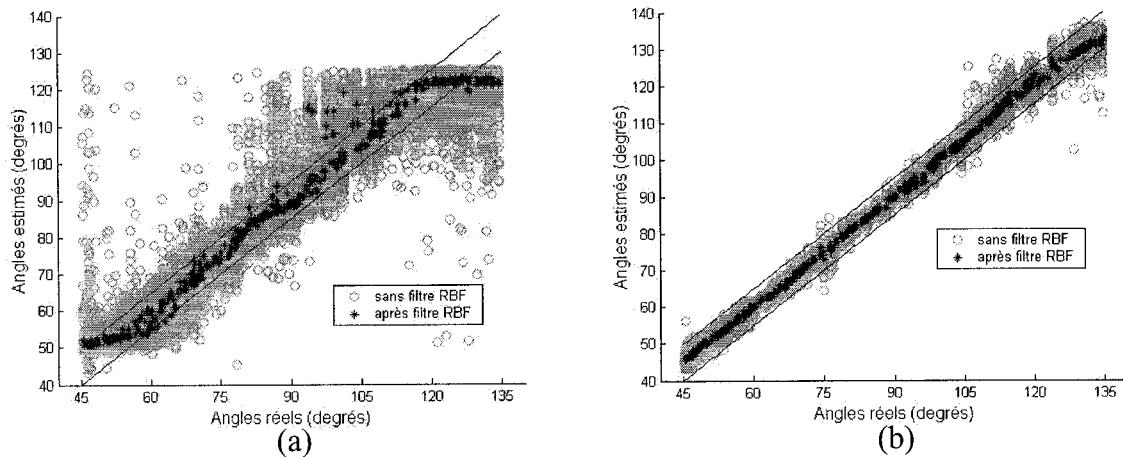


Figure 5.2 – Réponse du système avant et après filtrage pour un RSB de (a) 10 dB et (b) 15 dB

RSB (en dB)	Erreur < 1° (en %)	Erreur < 2° (en %)	Erreur < 5° (en %)
10	34	55	86
15	81	96	100

Tableau 5.1 – Répartition de l'erreur en fonction du RSB maximal

Les désavantages de cette méthode sont avant tout la faisabilité et le coût. Il est évident que plus nous serons exigeants sur les performances du récepteur, plus les composants nécessaires à sa réalisation seront coûteux. Il est important également de

vérifier la faisabilité d'un tel récepteur, en prenant en compte les limites des composants actuellement sur le marché. Cette solution impose donc de reprendre l'étude du récepteur.

Une autre solution consiste à améliorer l'allure des signaux avant leur traitement par le réseau de neurones avec un système de pré-filtrage. Ce filtre pouvant être implanté dans le DSP déjà présent dans le système, il n'impose aucune augmentation de coût ou modification du système existant. Il est important que ce filtre reste simple et rapide afin de ne pas perturber le fonctionnement temps réel du système global. Nous avons proposé le filtre présenté sur la figure 5.3. Il s'agit d'une mémoire tampon que l'on remplit par décalage d'une case mémoire à chaque coup d'horloge. On calcule également la moyenne des données contenues dans la mémoire tampon à chaque coup d'horloge afin de fournir un échantillon 'pré-traité' au réseau de neurone. La fréquence de l'horloge de ce filtre est imposée par la fréquence d'échantillonnage des données, un échantillon contenant les puissances des 8 signaux d'un axe à un instant donné.

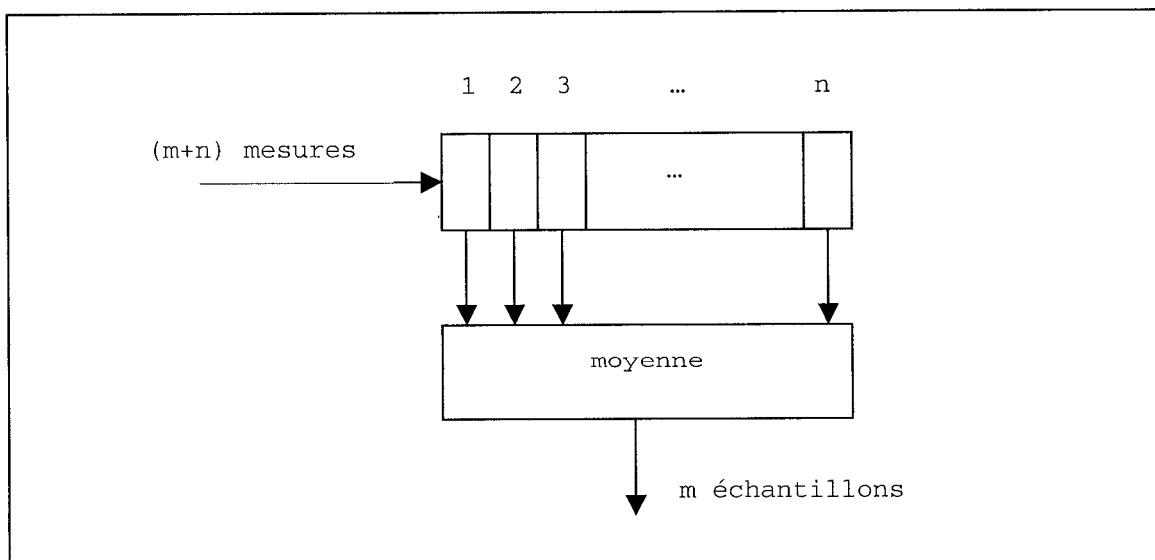


Figure 5.3 – Système de pré-filtrage

L'avantage de ce système de filtrage est qu'il n'impose pas une augmentation du nombre de mesures. En effet, puisque le traitement des données se fait en série (et non en parallèle comme dans le système de post-filtrage), le nombre d'échantillons traités par le réseau de neurone est inchangé. Par contre, il y a évidemment une étape transitoire, correspondant au premier remplissage de la mémoire tampon, durant laquelle les estimations du réseau de neurones seront fausses. Mais comme notre application impose une utilisation en continu du système de DAI, cette étape transitoire est négligeable car elle n'affecte que la première réponse du système.

Les figures 5.4 (a) et (b) montrent l'influence de ce filtre sur le bruit des signaux à l'entrée du DSP. Deux types de bruit sont étudiés : un bruit blanc et un bruit gaussien. Il s'agit des deux types de bruit que l'on trouve le plus souvent dans des systèmes physiques. On peut voir dans les deux cas que les variations rapides du signal, imposées par le bruit, sont atténuées.

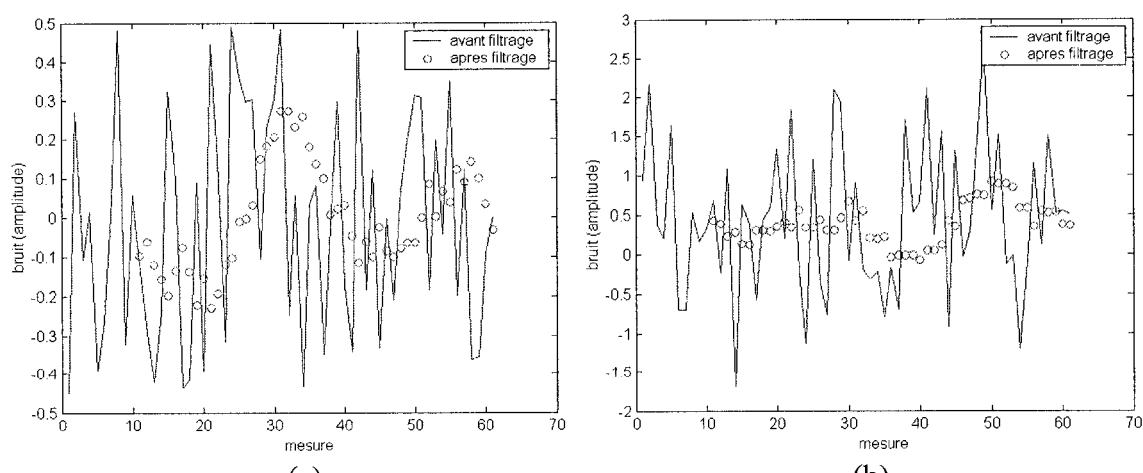


Figure 5.4 – Influence du pré-filtrage (avec $n= 10$) sur (a) un bruit blanc et sur (b) un bruit gaussien

Le filtre fonctionne comme un filtre passe-bas dont la bande passante est fonction de n . Nous définissons le RSB de la manière suivante :

$$RSB = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{X_i}{X_b} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{X_i}{X_{b,\max} - X_{b,\min}} \right) \quad (5.3)$$

où X_i : est l'amplitude du signal utile

X_b : est l'amplitude maximale du bruit pour des valeurs de n et m données

Cette définition permet de quantifier l'erreur maximale due au bruit sur le niveau de puissance des signaux en entrée. Nous avons appliqué ce filtre à un signal avec un RSB moyen de 10 dB, et nous avons réalisé plusieurs mesures successives de RSB après filtrage sur m échantillons. Les figures 5.5 (a) et (b) présentent le nombre d'occurrences d'une valeur de RSB donnée sur ces 10 000 réalisations. On peut voir que dans tous les cas, il y a une amélioration d'au moins 2 dB du RSB, le gain moyen étant autour de 6 dB.

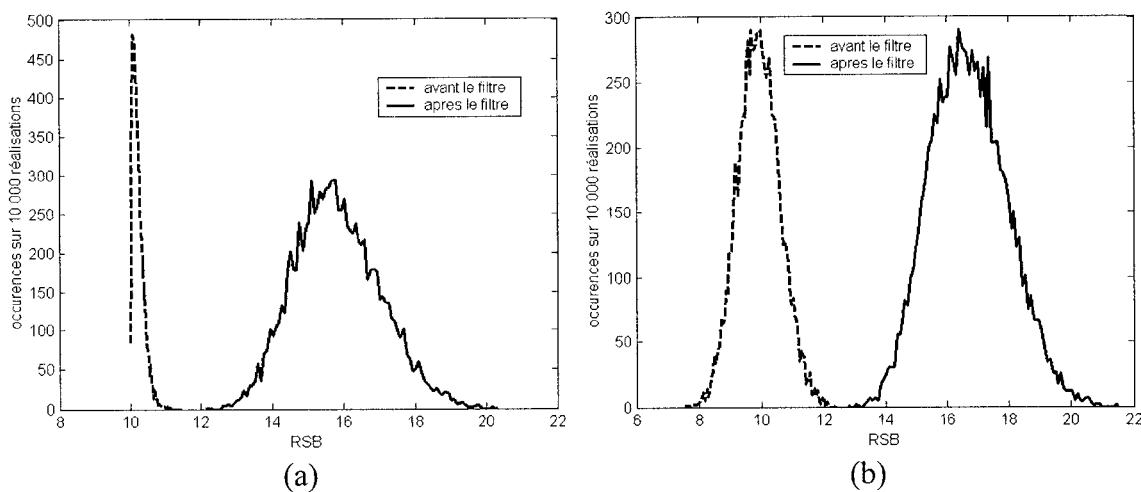


Figure 5.5 – Influence du pré-filtrage (avec $n=10$ et $m=30$) sur le RSB (en dB) dans le cas (a) d'un bruit blanc et (b) d'un bruit gaussien

Le gain sur le RSB dépend des valeurs de n et de m comme l'indiquent les figures

5.6 (a) et (b). La valeur de n reste le paramètre le plus influant.

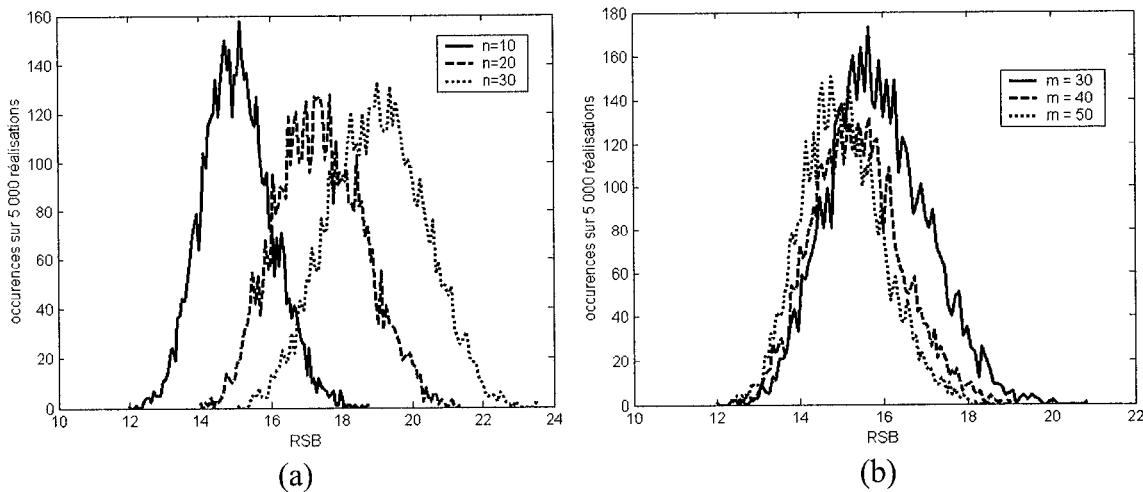


Figure 5.6 – Influence sur le RSB (en dB) (a) de n pour $m = 50$ et (b) de m pour $n = 10$

Pour un RSB à l'entrée du récepteur de 10 dB et un pré-filtrage avec $n= 30$, le système global a une erreur moyenne quadratique de $1,6^\circ$ entre l'angle d'incidence réel et la valeur estimée par le système. La répartition de l'erreur est la suivante :

- erreur inférieure à 1° : 58 % ;
- erreur inférieure à 2° : 83 % ;
- erreur inférieure à 5° : 99 %.

Ce système de pré-filtrage améliore donc sensiblement les performances de notre système et permet de réduire les contraintes sur le RSB du récepteur. Nous présentons maintenant une étude comparative des deux prototypes étudiés.

5.3 – Comparaison des deux antennes étudiées pour le système de DAI

Tout d'abord, il est important de noter que le RSB du système utilisant le deuxième prototype est meilleur car le RAFM correspondant a un gain moyen de 1,13 dB (d'après les résultats présentés dans le paragraphes 4.1 et 4.2.1 du chapitre 4). Pour cette raison, dans des conditions équivalentes (en particulier, en supposant que la même antenne élémentaire est utilisée pour les deux prototypes), le RSB du prototype à 4 antennes est de 9,9 dB contre 8,3 dB pour le prototype à 6 antennes. Le prototype à 4 antennes permet donc de réduire les contraintes sur la conception du récepteur.

Sachant cela, nous pouvons interpréter objectivement les résultats qui suivent.

5.3.1 – Comparaison des performances sans pré-filtrage

Nous comparons maintenant les résultats obtenus sans pré-filtrage pour les deux prototypes dans les tableaux 5.2 (a) et (b), en supposant que le récepteur peut être amélioré pour atteindre un RSB de 10 et 15 dB. On peut constater que les performances des deux prototypes sont équivalentes pour une même valeur de RSB. Le prototype à 4 antennes est donc plus avantageux car à performances égales, il impose moins de contraintes sur le récepteur.

RSB (en dB)	Gain nécessaire sur le RSB du récepteur (en dB)	Erreur < 1° (en %)	Erreur < 2° (en %)	Erreur < 5° (en %)
10	1,7	34	55	86
15	6,7	81	96	100

(a)

RSB (en dB)	Gain nécessaire sur le RSB du récepteur (en dB)	Erreur $< 1^\circ$ (en %)	Erreur $< 2^\circ$ (en %)	Erreur $< 5^\circ$ (en %)
10	0,1	29	54	86
15	5,1	88	97	100

(a)

Tableau 5.2 – Répartition de l'erreur en fonction du RSB maximal pour (a) le prototype à 6 antennes et (b) le prototype à 4 antennes

5.3.2 - Comparaison des performances avec pré-filtrage

Une étude comparative plus complète a été réalisée par Michael Coudyser afin d'évaluer les paramètres du système (RSB et n) permettant d'atteindre nos objectifs, à savoir une erreur quadratique moyenne inférieure à 1° dans le cône d'intérêt. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 5.7 (a) à 5.9 (b). Il ressort encore de ces résultats que le prototype à 4 antennes est préférable. Également, on peut voir que nos objectifs peuvent être atteints pour un RSB de 12 dB et un pré-filtrage sur 30 points successifs.

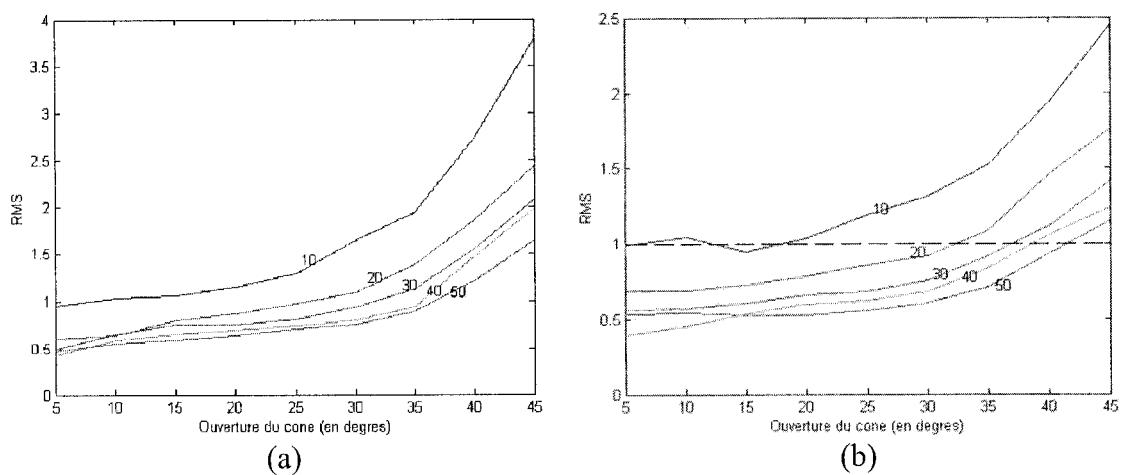


Figure 5.7 – Erreur quadratique moyenne en fonction de l'ouverture du cône d'intérêt (en degrés) et de la valeur de n pour un RSB de 10 dB : (a) résultats du prototype à 6 antennes et (b) résultats du prototype à 4 antennes

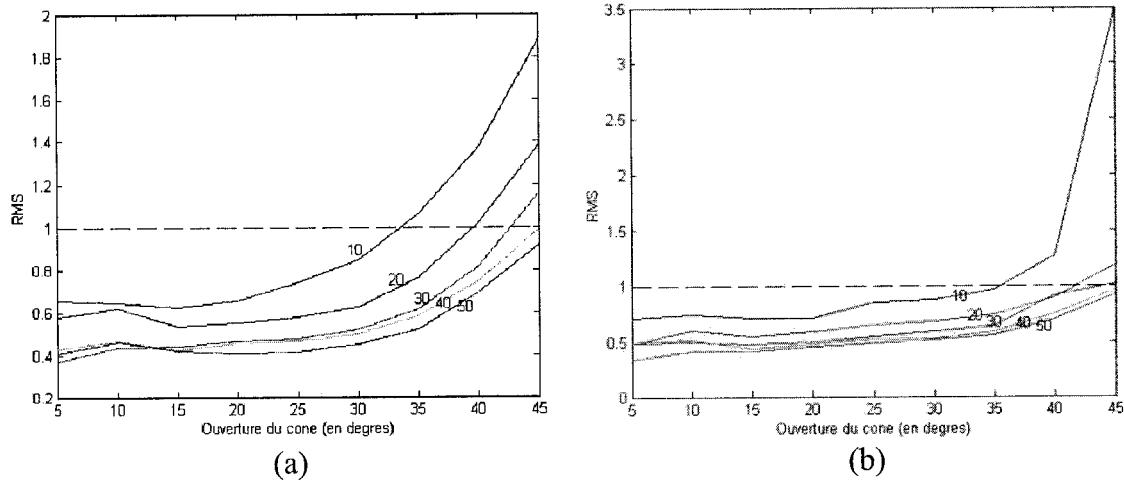


Figure 5.8 – Erreur quadratique moyenne en fonction de l’ouverture du cône d’intérêt (en degrés) et de la valeur de n pour un RSB de 12 dB : (a) résultats du prototype à 6 antennes et (b) résultats du prototype à 4 antennes

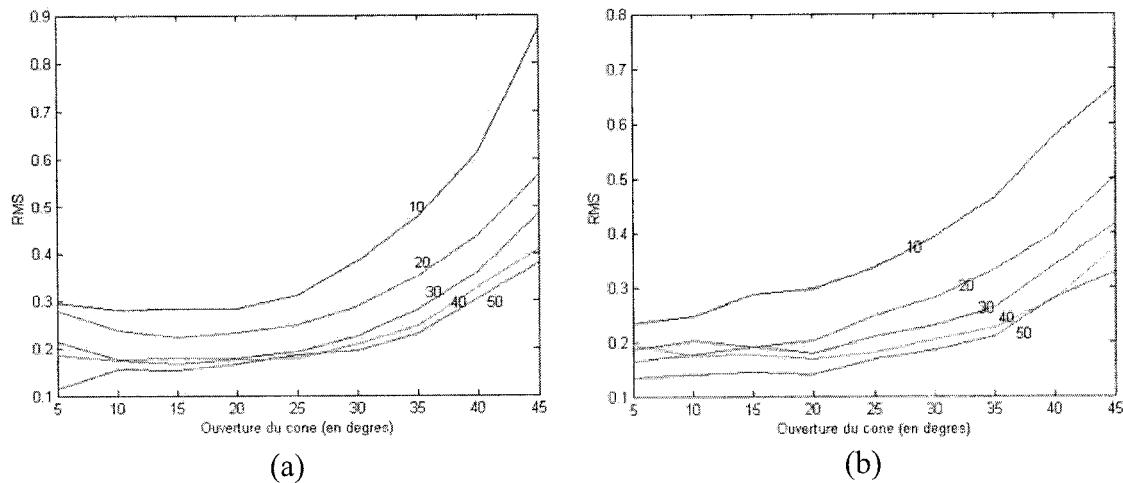


Figure 5.9 – Erreur quadratique moyenne en fonction de l’ouverture du cône d’intérêt (en degrés) et de la valeur de n pour un RSB de 15 dB : (a) résultats du prototype à 6 antennes et (b) résultats du prototype à 4 antennes

Ce dernier point montre que les performances du système dépendent fortement du nombre de points de mesure pour un angle donné. Cela nous permet de mettre en avant un autre avantage du prototype à 4 antennes. Sachant que tous les signaux sont mis en série dans le récepteur, il est évident que, pour un intervalle de temps donné (choisi tel

que la variation de l'angle d'incidence reste négligeable) et une fréquence de multiplexage donnée, on peut avoir 2,7 fois plus d'échantillons avec le prototype à 4 antennes qu'avec le prototype à 6 antennes. En effet, dans le premier cas, un multiplexeur 3 : 1 est utilisé alors que dans le deuxième cas, un multiplexeur 8 : 1 est nécessaire.

5.3.3 – Validation du modèle retenu pour le système de DAI

Comme nous l'avons déjà mentionné à plusieurs reprises, le RSB a une influence importante sur les performances du système. Afin de valider les résultats présentés ci-dessus, il faut s'assurer que la variation maximale mesurée de la puissance des signaux dans le cône d'intérêt est du même ordre que celle du modèle. Ces variations peuvent être observées avec la courbe de normalisation des signaux en fonction de $\theta_{x,y}$.

Le modèle dont nous avons présenté les résultats introduit l'influence du gain de l'antenne en modifiant les expressions des signaux, données dans les paragraphes 3.1 du chapitre 3 et 4.1 du chapitre 4, comme suit :

$$X_{i,gain}(\theta) = \sin^2(\theta)X_i(\theta) \quad (5.4)$$

Les figures 5.10 (a) et (b) comparent les courbes de normalisation théoriques et expérimentales pour le prototype à 6 antennes. Notre modèle suppose une variation maximale du niveau de puissance de 6 dB aux limites du cône d'intérêt. La variation expérimentale observée ne dépasse par 5 dB pour les deux axes. Le RSB devrait donc rester acceptable dans tout le cône d'intérêt.

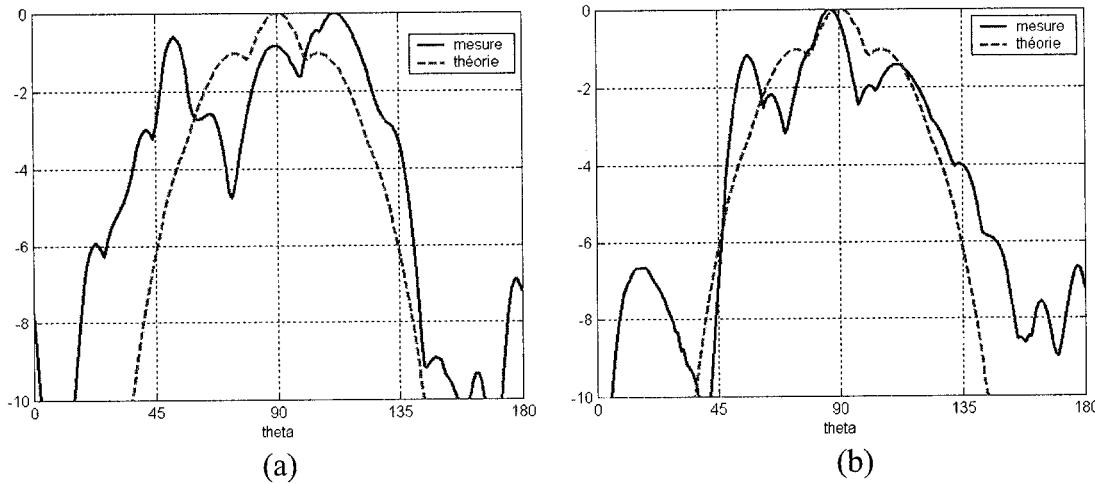


Figure 5.10 – Courbe de normalisation des signaux pour (a) l'axe u et (b) l'axe v du prototype à 6 antennes

Les mêmes résultats sont présentés pour le prototype à 4 antennes utilisant l'antenne élémentaire patch sur les figures 5.11 (a) et (b). La variation maximale de puissance pour l'axe u est de 7 dB. Elle est donc supérieure à ce que nous avons supposé. Il est probable que cela détériore quelque peu les performances de notre système pour les angles proches de 45° correspondant à ce minimum de puissance.

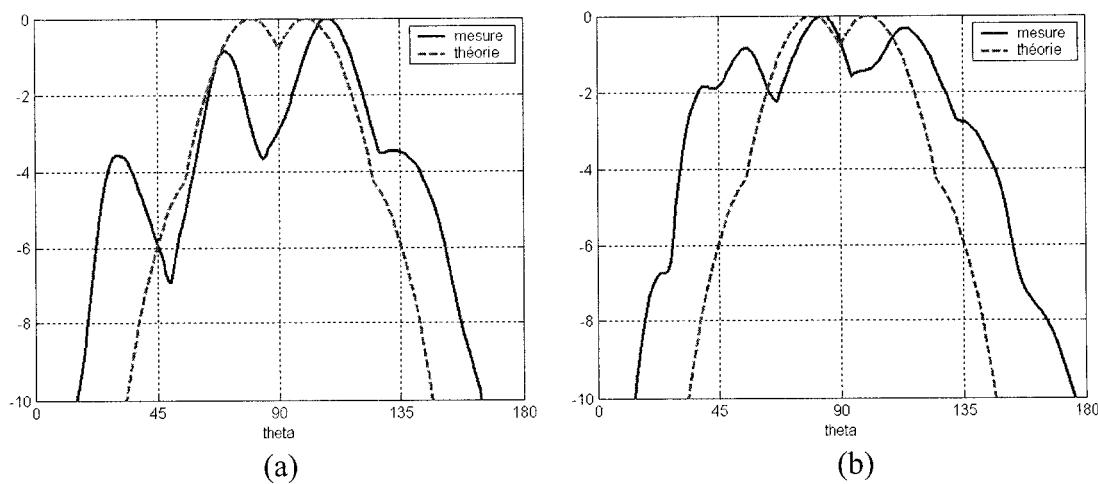


Figure 5.11 – Courbe de normalisation des signaux pour (a) l'axe u et (b) l'axe v du prototype à 4 antennes

Étant donné que le RAFM des deux axes est rigoureusement identique pour ce prototype, il est évident que la différence dans la qualité des résultats entre l'axe u et l'axe v est due au réseau d'antenne. Nous avons donc modifié le réseau d'antennes de l'axe u en le rendant identique à celui de l'axe v , à une rotation de 90° en φ près. En réalité, nous avons juste modifié les antennes élémentaires du prototype à 4 éléments utilisant l'antenne spirale que nous avons présenté dans le paragraphe 4.3.1 du chapitre 4 car il vérifie la propriété que nous recherchons pour le réseau d'antenne. Ce nouveau prototype est présenté sur la figure 5.12.

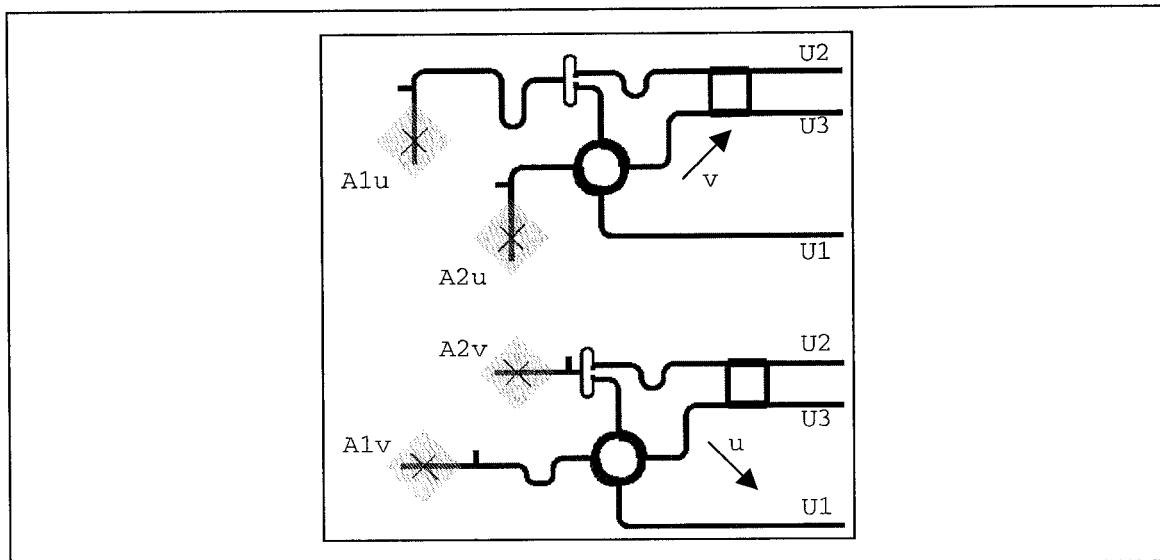


Figure 5.12 – Prototype à 4 antennes modifié utilisant l'antenne patch (à 5,8 GHz)

Les résultats obtenus en terme de signaux avec ce prototype sont équivalents à ceux présentés précédemment pour le prototype utilisant l'antenne patch. Les figures 5.13 (a) et (b) confirment que la détérioration du niveau de puissance n'est plus aussi importante. Celle-ci est inférieure à 4,2 dB dans tout le cône d'intérêt. Cela nous permet

d'affirmer que les résultats de notre modèle sont pessimistes. Nous pouvons donc espérer des résultats sensiblement meilleurs ou au moins équivalents en pratique.

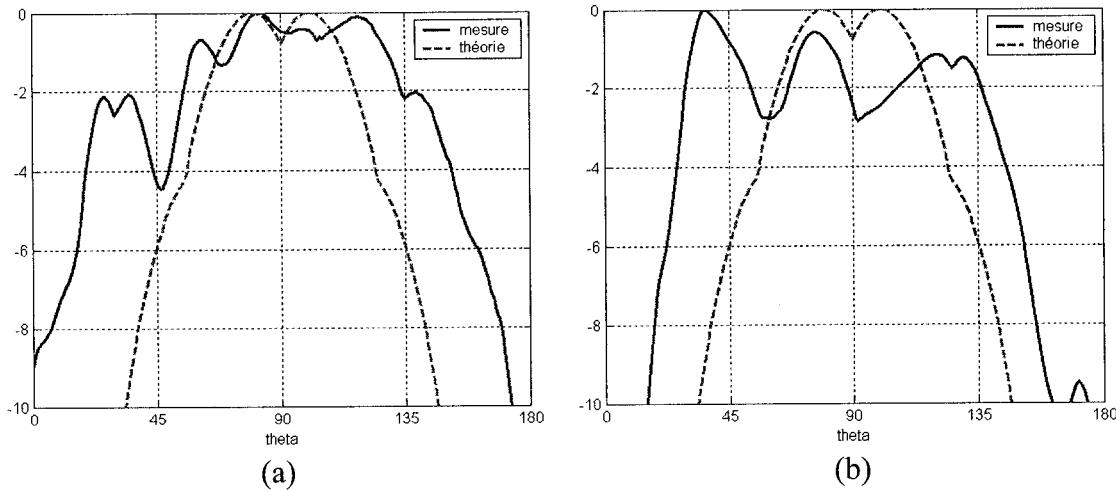


Figure 5.13 – Courbe de normalisation des signaux pour (a) l'axe u et (b) l'axe v du prototype à 4 antennes modifié

5.4 – Conclusion

Nous avons évalué et comparé en simulation les deux prototypes réalisés. Nous avons également vérifié que nos hypothèses concernant la variation du RSB dans le cône d'intérêt sont conformes aux mesures expérimentales, validant ainsi les résultats de simulation obtenus. Il ressort également de ce chapitre que le prototype à 4 antennes est plus avantageux. Tout d'abord, le RAFM de ce prototype permet un RSB plus élevé ce qui réduit les contraintes sur la conception du récepteur. Également, parce que ce prototype possède moins de signaux à la sortie du RAFM, il permet de réaliser d'avantages de mesure pour un même angle, ce qui permet de réduire l'erreur due au bruit par un filtrage sur un nombre de points successifs plus importants.

Dans le deux cas, nous avons constaté qu'une erreur quadratique moyenne proche ou inférieure à 1° peut être obtenue avec un RSB supérieur ou égal à 12 dB, et un pré-filtrage sur au moins 30 valeurs successives. Des résultats complémentaires incluant les données expérimentales seront fournis ultérieurement par Michael Coudyser¹.

¹ Mémoire de M. Sc. A. à paraître en 2003 à l'École Polytechnique de Montréal.

CONCLUSION

Le travail exposé dans ce mémoire apporte des contributions originales tant pour les antennes élémentaires que pour les systèmes de DAI.

Pour ce qui est des antennes élémentaires, **une étude poussée de l'antenne spirale d'Archimède fente à un tour a été faite sur la base de simulations et de mesures expérimentales.** Cette étude nous a amené à formuler des remarques pour guider l'optimisation de cette antenne. En particulier, nous avons prouvé qu'il est possible d'alimenter cette antenne avec une ligne 50Ω dans certains cas, et avons proposé une nouvelle méthode d'alimentation par deux lignes minces en parallèle lorsqu'une ligne plus large qu'une ligne 50Ω est exigée. Avec ces deux remarques, **nous avons quasiment doublé la largeur de bande d'adaptation de l'antenne spirale fente.** Nous avons également prouvé qu'il est possible de réduire les dimensions de l'antenne spirale fente. Cependant, nous devons préciser que cette réduction de dimension affecte les performances de l'antenne en terme de gain et d'efficacité. Malgré cela, des résultats intéressants ont été obtenus avec cette antenne dans des applications de réseau linéaire. **L'antenne spirale de dimension réduite permet de réaliser un réseau plus compact et d'obtenir ainsi une largeur de faisceau principal plus importante.**

L'antenne patch alimentée par une fente en croix inégale a également été l'objet d'une étude théorique et expérimentale. **Le modèle de Cavité de l'antenne patch a été utilisé avec succès pour prédire la fréquence de fonctionnement de cette antenne.**

Des résultats comparatifs dans l'un de nos prototype de DAI ont mis en évidence les avantages de cette antenne pour notre application.

Concernant notre système de DAI, nous avons apporté des améliorations significatives au prototype à 6 antennes. **Nous avons prouvé qu'il est possible de réaliser le RAFM du prototype à 6 antennes sans utiliser de ponts à air.** Cette remarque rend ce prototype réalisable même à des fréquences élevées, sans être limité par les pertes liées aux ponts à air. **Une réalisation expérimentale de ce prototype a été faite.** Nous avons également mis en évidence les limitations de ce prototype. Ces limitations pourraient être amoindries avec des dimensions totales d'antenne plus importantes ou carrément la séparation des deux axes en deux antennes distinctes. **Nous avons également proposé un prototype plus simple, utilisant seulement 4 antennes, et dont les performances sont sensiblement meilleures.** Ce nouveau prototype permet de corriger les imperfections et limitations du prototype à 6 antennes. **Les résultats expérimentaux obtenus avec le prototype à 4 antennes sont en très bon accord avec la théorie.** Cela nous permet d'espérer des performances pour système de DAI expérimental proches des résultats de simulation présentés. **Nous avons également proposé un système de pré-filtrage utilisant une mémoire tampon afin de rendre le système de DAI plus robuste au bruit.**

La simulation du système de DAI a été améliorée en incluant l'influence du gain des antennes élémentaires sur le RSB. Les résultats obtenus pour le prototype à 4 antennes montrent que l'on peut obtenir une erreur quadratique moyenne inférieure à 1,2° dans le cône d'intérêt avec le récepteur retenu lors de l'étude de faisabilité. Une

amélioration de seulement 2 dB du RSB du récepteur permettrait une erreur quadratique moyenne inférieure à 1° dans le cône d'intérêt pour les deux prototypes. **Nous avons donc mis en évidence qu'il est possible, sous certaines conditions, d'atteindre nos objectifs.**

Travaux futurs :

Le travail présenté dans ce mémoire pourrait donner lieu à bien plus de travail encore. En particulier, il pourrait être intéressant de vérifier la validité de notre méthode d'adaptation de l'antenne spirale fente par deux lignes minces avec un substrat de constante diélectrique plus faible, et ainsi accroître la largeur de bande de fonctionnement de l'antenne en polarisation circulaire. On pourrait également pousser davantage la remarque de fonctionnement bi-bande de l'antenne spirale fente, et proposer une alimentation qui permette une polarisation circulaire identique aux deux fréquences de fonctionnement car l'alimentation par une seule ligne micro-ruban génère des polarisation circulaires de sens opposés aux deux fréquences de fonctionnement.

Concernant l'antenne patch alimentée par une fente en croix inégale, la modélisation pourrait être complétée afin d'arriver à l'expression de l'impédance d'entrée et du rapport axial en fonction de la fréquence. Également, nous avons résolu les équations liées à ce modèle d'une manière sensiblement différente à celle proposée dans la littérature. Il pourrait être intéressant de vérifier si cette méthode de résolution, qui prend en compte l'influence des deux fentes simultanément, s'avère plus rigoureuse ou si les résultats obtenus restent équivalents.

Concernant le système de DAI, nous devons admettre que nous avons porté toute notre attention sur le cône principal, afin de vérifier la validité de nos objectifs. Mais, il reste également à vérifier que le réseau de neurones secondaire, dont le but est de différencier le cône d'intérêt du reste de l'espace, a des performances acceptables. Il faut en effet noter que le RSB en dehors du cône d'intérêt décroît rapidement, ce qui peut rendre les performances de ce système secondaire moins bonnes. Une solution pourrait être d'établir un seuil de détectabilité pour rejeter les signaux dont le niveau de puissance est trop faible. On pourrait également planter un algorithme simple pour déterminer le niveau de bruit du signal entrant ou sa variance. Cette information permettrait également de faire une sélection entre le cône d'intérêt et le reste de l'espace, ou du moins limiter le fonctionnement du réseau secondaire à la section angulaire dans laquelle les signaux présentent un RSB acceptable.

Finalement, il est important de vérifier qu'il n'y a pas de problèmes de bijectivité dans tout le cône d'intérêt. Les problèmes d'ambiguïté sont d'autant plus probables que le nombre de signaux est réduit, ce qui est à priori le seul désavantage du prototype à 4 antennes par rapport à celui à 6 antennes. Malgré tout, on pourrait peut-être surmonter les problèmes d'ambiguïté en exploitant le fait que notre système fonctionne en continu. Ainsi, si le système peut donner plus d'un angle pour une même combinaison de niveaux de puissance des signaux U_i , il suffit de retenir l'angle le plus proche de l'estimation précédente.

Ces différentes remarques restent évidemment à vérifier mais elles peuvent servir de point de départ à une amélioration supplémentaire de notre système.

RÉFÉRENCES

- [1] W. KEDENER et J. DETLEFSEN, *Direction Of Arrival (DOA) Determination Based on Monopulse Concepts*, Microwave Conference, 2000 Asia-Pacific, pp 120-123, 2000.
- [2] H.D. GRIFFITHS, *The Use of Circular Arrays for Direction Finding Applications*, Passive Direction Finding, IEE Colloquim on, pp. 7/1-7/4, 31 Jan. 1989.
- [3] G. F. STOTT, *Simultaneous Azimuth and Elevation Measurements Using Amplitude Comparison*, Passive Direction Finding, IEE Colloquim on, pp. 2/1-2/6, 31 Janvier 1989.
- [4] C. BRINEGAR, *Passive Direction Finding: Combining Amplitude and Phase Based Methods*, National Aerospace and Electronics Conference, 2000. NAECON. Proceedings of the IEEE 2000, pp. 78-84, 2000.
- [5] H.L. SOUTHALL, J.A. SIMMERS et T.H. O'DONNELL, *Direction Finding in Phased Arrays with a Neural Network Beamformer*, IEEE Transaction on Antennas and Propagation, vol. 43, pp. 1369-1374, Décembre 1995.
- [6] É. CHARPENTIER et J.-J. LAURIN, *An Implementation of a Direction-Finding Antenna for Mobile Communications Using a Neural Network*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 47, pp1152-1159, Juillet 1999.
- [7] W.L. STUTZMAN et G.A. THIELE, *Antenna Theory and Design – Chapter 1: Antenna Fundamentals and Definitions*, Second Edition, John Wiley & Sons, 1998.
- [8] T. A. MILLIGAN, *Modern Antenna Design – Chapter 1: Properties of Antennas*, McGraw-Hill Book Company, 1985.

- [9] Z. OUARDIRHI et J.-J. LAURIN, *Experimental Characterization of Miniature Near-Field Probes*, URSI 2002, Maastricht, 17-24 Août 2002.
- [10] H. NAKANO, K. NAKAYAMA, K. HIROSE et J. YAMAUCHI, *A Monofilar Archimedean Spiral Slot Antenna Fed by a Triplate Transmission Line*, Antennas and Propagation Society International Symposium, pp. 1106-1109 vol.2, 24-28 Juin 1991.
- [11] H. NAKANO, K. NAKAYAMA, H. MIMAKI, J. YAMAUCHI et K. HIROSE, *Single-Arm Spiral Slot Antenna Fed by a Triplate Transmission Line*, Electronics Letters, Vol. 28, No. 22, pp. 2088-2090, Octobre 1992.
- [12] C.-Y. HUANG, *Designs for an Aperture-coupled Compact Circularly Polarized Microstrip Antenna*, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 146, pp. 13-16, Février 1999.
- [13] J. D. KRAUS, *Antennas – Chapter 7: The Helical Antenna*, Second Edition, McGraw-Hill series in electrical engineering, 1988.
- [14] S. B. COHN, *Slot Line on a Dielectric Substrate*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-17, pp. 768-778, Octobre 1969.
- [15] R. JANASWAMY et D.H. SCHaubert, *Characteristic Impedance of a Wide Slotline on Low-Permittivity Substrates*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-34, pp. 900-902, Août 1986.
- [16] R.R. RAMIREZ et N.G. ALEXOPOULOS, *Single Feed Proximity Coupled Circularly Polarized Microstrip Monofilar Archimedean Spiral Antenna Array*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 47, pp. 406-407, Février 1999.

- [17] W.-S. CHEN, C.-K. WU et K.-L. WONG, *Compact Circularly Polarised Microstrip Antenna with Bent Slots*, Electronics Letters, Vol. 34, No. 13, pp. 1278-1279, Juin 1998.
- [18] R.R. RAMIREZ, F.D. FLAVIIS et N.G. ALEXOPOULOS, *Single-Feed Circularly Polarized Microstrip Ring Antenna and Arrays*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 48, pp. 1040-1047, Juillet 2000.
- [19] J.-Y. PARK, C. CALOZ, Y. QIAN et T. ITOH, *A Compact Circularly Polarized Subdivided Microstrip Patch Antenna*, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 12, pp. 18-19, Janvier 2002.
- [20] H.-D. CHEN, *Compact Circularly Polarised Microstrip Antenna with Slotted Ground Plane*, Electronics Letters, Vol. 38, No. 13, pp. 616-617, Juin 2002.
- [21] M. HINDI, J. P. DANIEL et C. TERRET, *Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Antenna Using Cavity Method*, Electronics Letters, Vol. 25, No. 6, pp 391-392, Mars 1989.
- [22] B. AL-JIBOURI, H. EVANS, E. KOROLKIEWICZ, E.G. LIM, A. SAMBELL et T. VIASITS, *Cavity Model of Circularly Polarised Cross-Aperture-Coupled Microstrip Antenna*, IEE Proc.- Microw. Antennas Propag., Vol. 148, No. 3, pp. 147-152, Juin 2001.
- [23] P.L. SULLIVAN et D.H. SCHaubert, *Analysis of an Aperture Coupling Microstrip Antenna*, IEEE Trans. Antennas Propag., AP-34, pp. 977-984, 1986.
- [24] W.L. STUTZMAN et G.A. THIELE, *Antenna Theory and Design – Chapter 7: Aperture antennas*, Second Edition, John Wiley & Sons, 1998.
- [25] C.A. BALANIS, *Advanced Engineering Electromagnetics – Chapter 1: Time-Varying and Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, John Wiley & Sons, 1989.

- [26] R.E. COLLIN, *Foundations for Microwave Engineering – Chapter 3: Transmission Lines and Waveguides*, McGraw-Hill Physical and Quantum Electronics Series, McGraw-Hill Book Company, 1966.
- [27] D. THOUROUDE, M. HINDI et J. P. DANIEL, *Cad-Oriented Cavity Model for Rectangular Patches*, Electronics Letters, Vol. 26, No. 13, pp. 842-844, Juin 1990.
- [28] R.E. COLLIN, *Foundations for Microwave Engineering – Chapter 7: Electromagnetic Resonators*, McGraw-Hill Physical and Quantum Electronics Series, McGraw-Hill Book Company, 1966.
- [29] S. MOSCA, F. BILOTTI, A. TOSCANO et L. VEGNI, *A Novel Design Method for Blass Matrix Beam-Forming Networks*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 50, pp. 225-232, Février 2002.
- [30] A.R. LOPEZ, *Monopulse Networks for Series Feeding and Array Antenna*, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-16, pp 436-440, Juillet 1968.
- [31] J. REED et G.J. WHEELER, *A Method of Analysis of Symmetrical Four-Port Networks*, National Symposium on Microwave Techniques, Philadelphia, pp. 246-252, 2-3 Février 1956.
- [32] W.L. STUTZMAN et G.A. THIELE, *Antenna Theory and Design – Chapter 3: Arrays*, Second Edition, John Wiley & Sons, 1998.
- [33] J.R. JAMES et P.S. HALL, *Hanbook of Microstrip Antennas*, Edition Peter Peregrinus, vol. 1, p. 270, 1989.

- [34] B. AL-JIBOURI, E. KOROLKIEWICZ, A. SAMBELL, T. VIASITS et S. SCOTT, *Transmission-line Modeling of the Cross-Aperture-Coupled Circular Polarised Microstrip Antenna*, IEE Proc.-Microw. Antennas Propag., Vol. 147, No. 2, Avril 2000.

ANNEXE A

RÉSEAUX D'ANTENNES SPIRALE D'ARCHIMÈDE FENTE À UN TOUR

Dans le chapitre 2, de nombreux résultats ont été présentés concernant l'antenne spirale d'Archimède fente à un tour. En particulier, nous avons vu qu'il est possible de réduire d'environ 30 % la taille de l'antenne par rapport à celle introduite par Nakano et al. [10]. Le gain plus faible de cette antenne la rend peut adaptée à notre application. Toutefois, sa dimension réduite peut la rendre très appropriée pour des applications de réseaux linéaires à deux dimensions, lorsqu'une ouverture de faisceau importante est recherchée.

Nous allons donc dans un premier temps mettre en évidence les avantages d'une réduction de dimension de l'antenne élémentaire pour des applications de réseau linéaire. Puis, nous présenterons les résultats obtenus avec un réseau à quatre éléments. Nous comparerons également deux techniques de conception de réseau linéaire.

A.1 – Étude sur la séparation des antennes dans un réseau uniforme

L'étude des réseaux uniformes montre que la largeur de faisceau varie inversement à l'espacement entre les éléments du réseau [32]. Il s'en suit que plus les

antennes sont proches, plus le faisceau est large, mais en même temps les effets de couplage entre antennes élémentaires augmentent et détériorent le fonctionnement des antennes prises individuellement. Cela a pour conséquence de détériorer les propriétés globales du réseau. Afin de confirmer ces remarques nous avons étudié avec ADS l'influence de l'espacement entre quatre antennes d'un réseau linéaire uniforme. Cette étude a été réalisée avec les antennes SAF-1 et 2 présentées dans le paragraphe 2.1.5 du chapitre 2. Les deux spirales ainsi que la définition des couches de substrat et les notations associées sont présentées sur les figures A.1 (a) à (c). La figure A.1 (d) présente les notations associées au réseau linéaire. Le réseau étudié est uniforme, c'est à dire $D_x = D_y$. On rappelle que le rayon de la spirale est définie par l'équation $r = a\varphi - \Delta$.

Les valeurs des paramètres pour SAF-1 sont les suivantes :

$$\begin{cases} a = 0,835 \text{ mm / rad} \\ \Delta = 0,653 \text{ mm} \\ \varphi_{ST} = 5,81\pi \text{ rad} \\ \varphi_{END} = 8,00\pi \text{ rad} \\ w_f = 3,81 \text{ mm (150 mil)} \\ w_s = 2,62 \text{ mm (103 mil)} \\ L_{STUB} = -7,77 \text{ mm (-306 mil)} \end{cases} \quad (A.1)$$

Les paramètres modifiés pour SAF-2 sont les suivant :

$$\begin{cases} \varphi_{ST} = 3,56\pi \text{ rad} \\ \varphi_{END} = 5,99\pi \text{ rad} \\ L_{STUB} = -3,05 \text{ mm (-120 mil)} \end{cases} \quad (A.2)$$

Les paramètres du substrat (RT/Duroid 6002) sont :

$$\begin{cases} \epsilon_r = 2,94 \\ d_1 = 1,52 \text{ mm (60 mil)} \\ d_1 = 25,40 \text{ mm (1 pouce)} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

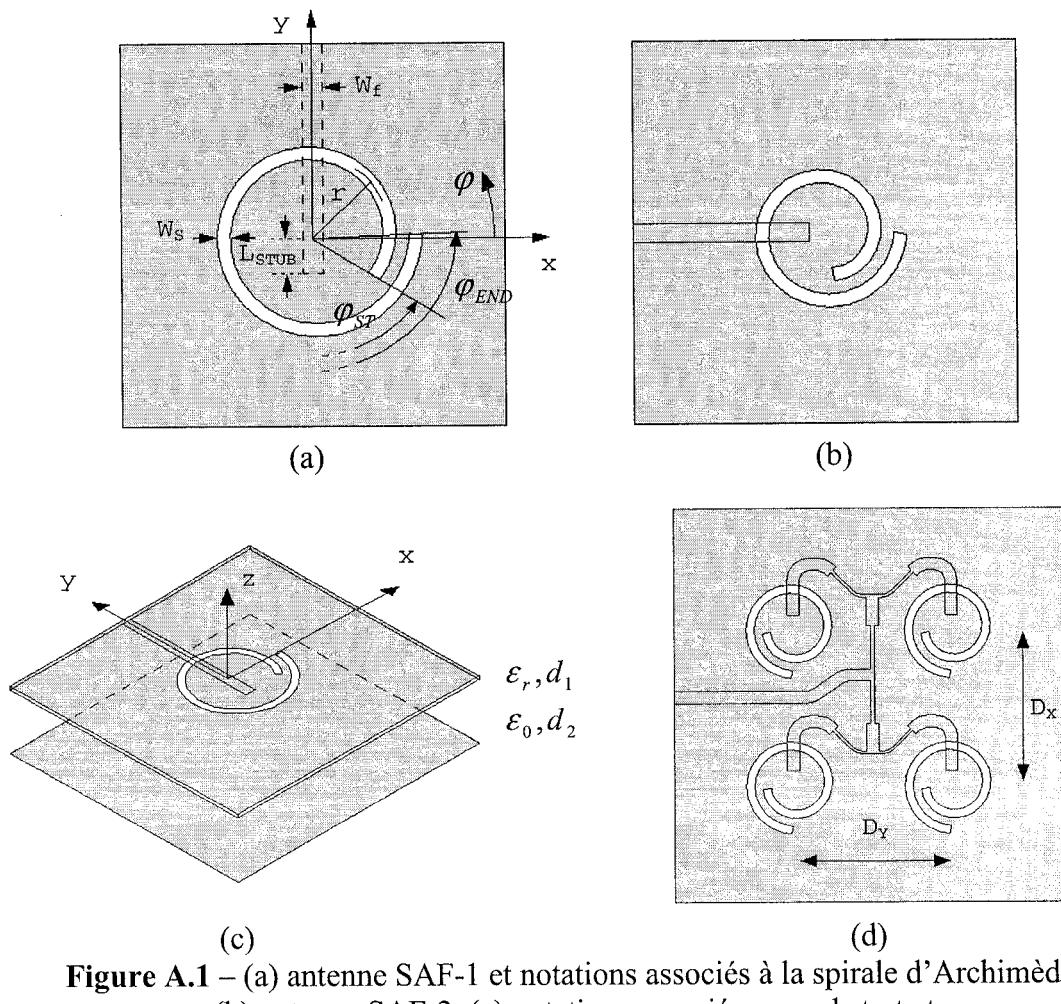


Figure A.1 – (a) antenne SAF-1 et notations associés à la spirale d'Archimède, (b) antenne SAF-2, (c) notations associées au substrat et (d) notations associées au réseau

Les résultats de simulation de ces deux antennes élémentaires sont comparés dans le chapitre 2, au paragraphe 2.1.5. La figure A.1 (d) présente un réseau uniforme régulier,

c'est à dire dont toutes les antennes élémentaires sont disposées de la même façon. Le réseau présenté sur la figure A.2 utilise la technique PE (Pair Element) [11, 33]. Les antennes élémentaires sont associées par paires. Les deux éléments d'une paire sont tournés de 90° l'un par rapport à l'autre, le déphasage correspondant étant compensé par le circuit d'alimentation. Cette technique apporte une amélioration de la largeur de bande tant pour l'adaptation que pour le rapport axial.

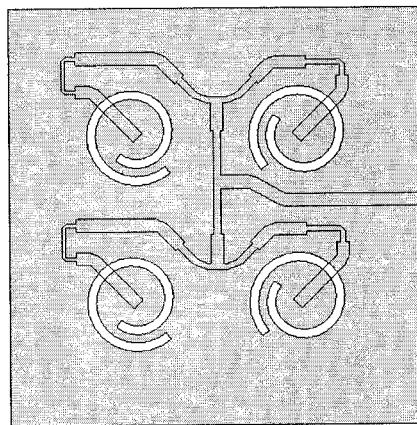


Figure A.2 – Réseau uniforme utilisant la technique PE

Les figures A.3 (a) et (b) comparent les résultats en terme de rapport axial et de largeur de faisceau en fonction de la distance $d = D_X = D_Y$. La distance est normalisée par rapport à la longueur d'onde dans le vide. La fréquence d'étude est la fréquence de fonctionnement respective de chaque antenne, c'est à dire 3 GHz pour SAF-1 et 3,05 GHz pour SAF-2. Les résultats mettent en évidence que la technique PE permet une amélioration du rapport axial à la fréquence d'étude. L'antenne SAF-2 permet un réseau plus compact et donc un faisceau principal plus large (pouvant aller au delà de 60° d'ouverture).

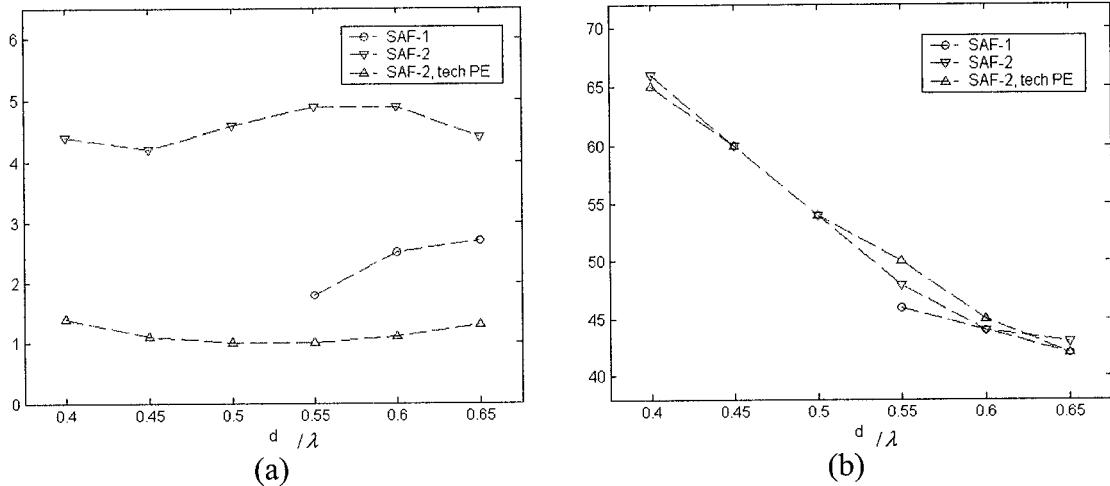


Figure A.3 – Variation du (a) rapport axial en (dB) et de (b) la largeur de faisceau à demi-puissance (en degrés) en fonction de l’espacement (en λ) entre les éléments du réseau

On peut voir également que l’espacement optimal pour un bon rapport axial est compris entre 0,45 et 0,55 λ_0 , indépendamment de l’antenne et de la technique d’alimentation utilisée. Un tel espacement rend l’antenne SAF-1 difficilement utilisable à cause de ses dimensions. Nous allons maintenant présenter deux prototypes de réseau simulés et mesurés, utilisant l’antenne SAF-2.

A.2 – Étude de deux réseaux uniformes à 4 antennes

Suite à l’étude précédente, nous avons validé le fonctionnement de deux réseaux, l’un régulier, l’autre utilisant la technique PE, avec l’antenne SAF-2. L’espacement a été fixé à 50,8 mm (soit 2 pouces), ce qui donne $d = 0,51\lambda_0$. Ces deux réseaux ont été présentés sur les figures A.1 (d) et A.2. On peut noter que le réseau régulier peut être rendu particulièrement simple en utilisant les lignes $\lambda_g/4$ du diviseur de puissance pour

réaliser également l'adaptation. Pour cela, on ajuste la longueur L_{STUB} (voir figure A.1 (a)) de sorte que les impédances vues aux portes 2 et 3 du diviseur de puissance (voir figure 3.5 (a) pour les conventions relatives au diviseur de puissance) soient purement réelles. Cette technique n'est pas utilisable pour le réseau utilisant la technique PE à cause du déphasage de 90° entre les deux antennes. Pour cela, sur la figure A.2, on distingue les lignes $\lambda_g/4$ du circuit d'adaptation des lignes $\lambda_g/4$ du diviseur de puissance. Les résultats de simulation sont comparés pour ces deux réseaux sur les figures A.4 (a) et (b). La figure A.4 (a) indique une largeur de bande d'adaptation pour un TOS inférieur à 1,5 de 4,2 % (de 3,04 à 3,17 GHz) pour le réseau régulier et de 9,0 % (de 2,93 à 3,21 GHz) pour le réseau utilisant la technique PE. La largeur de bande pour laquelle le rapport axial est inférieur à 3 dB est de 2,6 % (de 3,08 à 3,16 GHz) pour le réseau régulier, avec un minimum de 1,2 dB à 3,12 GHz, et de 5,5 % (de 3,02 à 3,19 GHz) pour le réseau utilisant la technique PE, avec un minimum de 0,7 dB à 3,12 GHz. On constate un décalage en fréquence dans le fonctionnement du réseau. Celui-ci peut être corrigé si nécessaire en optimisant l'antenne élémentaire en conséquence. Les gains sont respectivement de 10,7 et de 10,2 dB pour le réseau régulier et le réseau utilisant la technique PE. Il y a par contre une différence sensible dans l'efficacité : celle-ci est d'environ 90 % sur la plage de fonctionnement du réseau régulier contre 75 % pour le réseau utilisant la technique PE. A titre de comparaison, on peut voir que l'équivalent micro-ruban présenté dans la littérature [16] présente une largeur de bande en rapport axial plus importante, mais le gain obtenu est inférieur (8,2 dB). Compte tenu des résultats présentés dans la littérature pour la spirale fente [10,11], on peut supposer qu'il

est possible d'accroître la largeur de bande en rapport axial en utilisant un substrat de constante diélectrique plus faible.

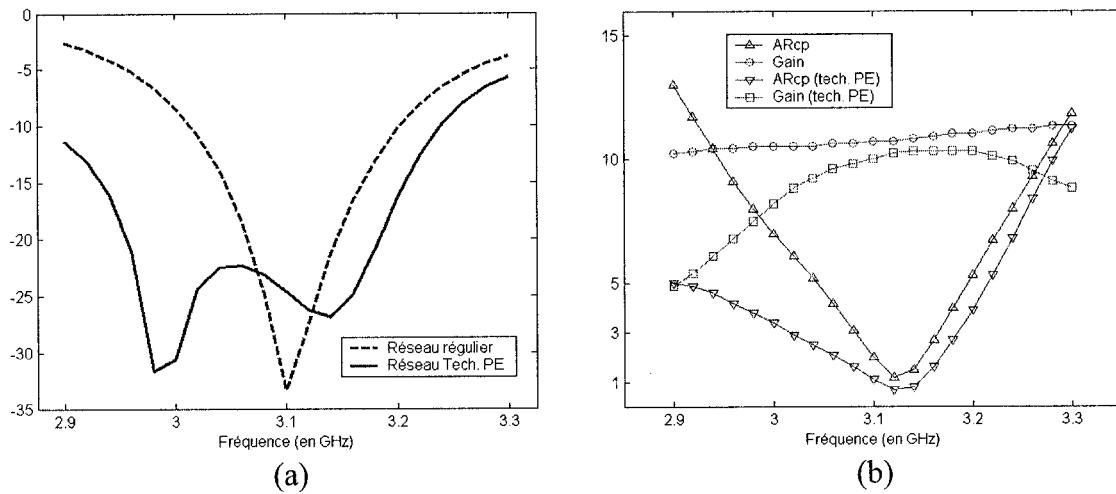


Figure A.4 – Résultats de simulation des deux réseaux étudiés :
 (a) coefficient de réflexion (en dB) en fonction de la fréquence
 (b) rapport axial et gain (en dB) en fonction de la fréquence

Les figures A.5 (a) et (b) présentent les résultats expérimentaux obtenus pour les deux prototypes. Pour le réseau régulier, la largeur de bande d'adaptation pour un TOS inférieur à 1,5 est de 5,8 % (de 2,98 à 3,15 GHz) avec un minimum de -22,8 dB à 3,03 dB. Pour le réseau utilisant la technique PE, la largeur de bande est de 8,4 % (de 2,91 à 3,17 GHz) avec un minimum de -38,7 dB à 2,96 GHz. Pour ce qui est de la largeur de bande en rapport axial, elle est de 1,0 % (de 3,11 à 3,14 GHz) pour le réseau régulier, avec un rapport axial minimum de 2,7 dB à 3,12 GHz et de 5,9 % (de 2,95 à 3,13 GHz) pour le réseau utilisant la technique PE, avec un rapport axial minimum de 1,5 dB à 3,02 GHz. Les figures A.6 (a) et (b) donnent le gain de l'antenne (en dBi) pour les deux réseaux. Les résultats sont équivalents en terme de largeur de faisceau par contre les

lobes secondaires sont plus importants pour le réseau avec la technique PE. Ceci est dû à son efficacité plus faible : la puissance piégée entre les deux plaques est responsable d'effets de diffraction plus importants sur les bords de l'antenne, ce qui influe sur l'allure du diagramme de rayonnement selon les directions où le gain est faible.

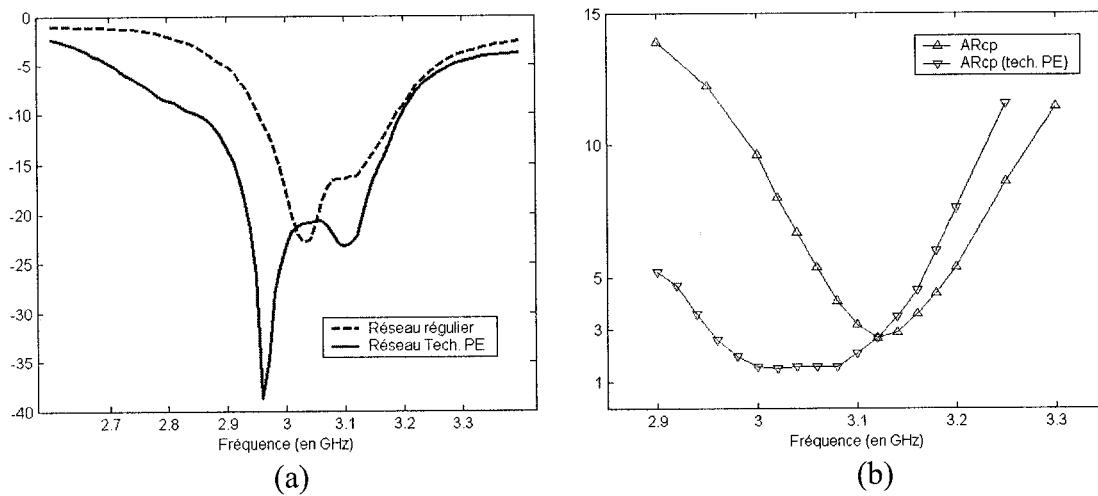


Figure A.5 – Résultats expérimentaux des deux réseaux étudiés :
 (a) coefficient de réflexion (en dB) en fonction de la fréquence
 (b) rapport axial et gain (en dB) en fonction de la fréquence

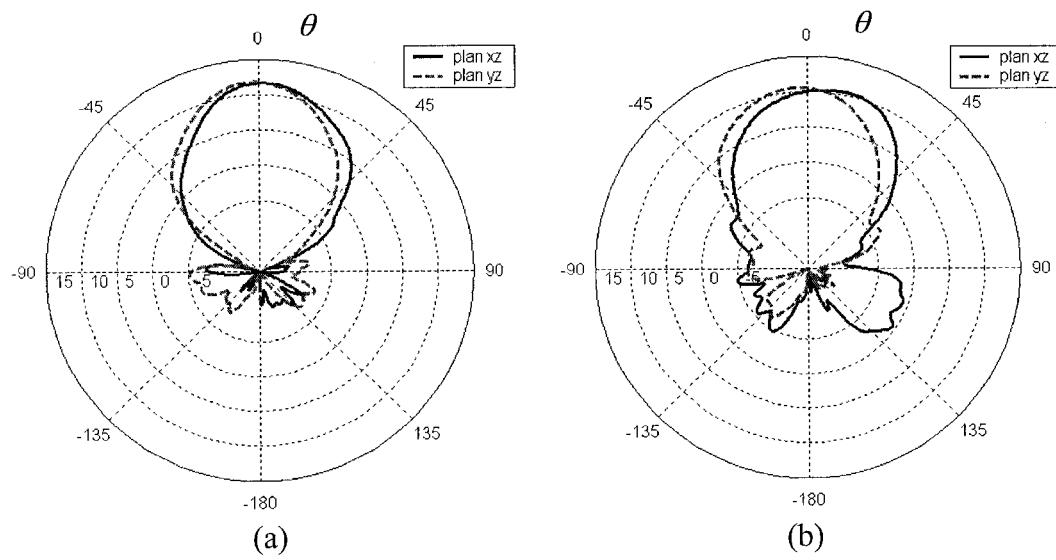


Figure A.6 – Gain (en dBi) du réseau d'antennes
 (a) régulier et (b) avec la technique PE

Le réseau régulier présente un gain de 11,7 dBi et une ouverture angulaire à demi-puissance du faisceau principal d'environ 41°. Ces mêmes caractéristiques pour le réseau utilisant la technique PE sont de 10,6 dBi et 50°. On peut noter que l'ouverture du faisceau est plus étroite en pratique qu'en simulation, mais en contre partie le gain mesuré est un peu plus élevé.

A.3 – Propriété bi-bande de l'antenne SAF-2

Nous terminons cet annexe par une remarque concernant le fonctionnement de l'antenne SAF-2. Nous avons constaté, lors de mesures du réseau réalisé avec SAF-2, qu'il possède une deuxième fréquence de fonctionnement autour de 5 GHz. Mais en laissant le plan métallique à 25,4 mm (1 pouce), le coefficient de réflexion à cette fréquence est affecté car cette distance est proche de $\lambda_{5\text{GHz}}/2$. Nous avons fait un compromis entre $\lambda_{3\text{GHz}}/4$ et $\lambda_{5\text{GHz}}/4$ en fixant cette distance à 19,05 mm (750 mil). La figure A.7 présente le coefficient de réflexion mesuré du réseau utilisant la technique PE sur une plage de fréquence plus importante. On retrouve la plage de fonctionnement autour de 3,1 GHz avec une largeur de bande de 8,1 % (de 2,95 à 3,2). La largeur de bande de la deuxième plage de fonctionnement est de 8,0 % (de 4,82 à 5,22 GHz).

Ces propriétés de fonctionnement bi-bande ont été vérifiées en simulation pour l'antenne élémentaire SAF-2. Les résultats de simulation pour le coefficient de réflexion et le rapport axial en fonction de la fréquence sont présentés sur les figures A.8 (a) et (b). Les résultats obtenus en terme de gain et d'efficacité à 5,3 GHz sont respectivement 4,9

dB et 72 %. Il ressort de ces résultats que le fonctionnement de SAF-2 à 5,3 GHz est proche du fonctionnement de la spirale que nous avons présenté dans le chapitre 2, avec $\varphi_{ST} = 5,81\pi \text{ rad}$. On peut noter également que la rotation de 90° de l'alimentation entraîne une polarisation circulaire gauche (au lieu de droite). Cette remarque avait déjà été faite par l'article de référence [16].

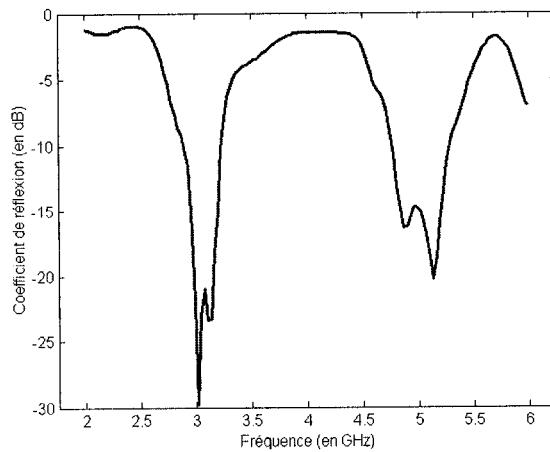


Figure A.7 – Fonctionnement bi-bande du réseau utilisant la technique PE avec l'antenne SAF-2

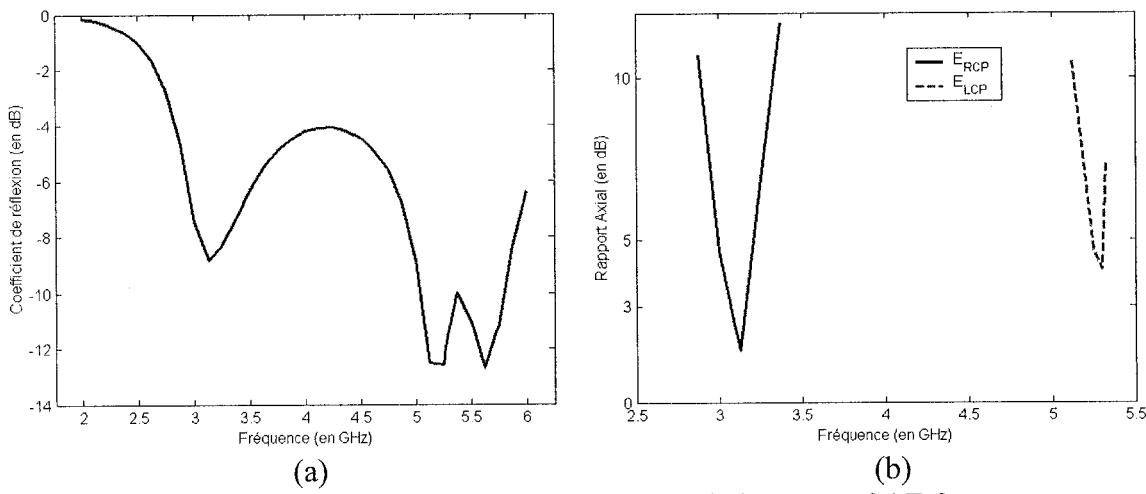


Figure A.8 – Résultats de simulation de l'antenne SAF-2 :
 (a) coefficient de réflexion (en dB) en fonction de la fréquence
 (b) rapport axial (en dB) en fonction de la fréquence

On rappelle que le signe du rapport axial (tel que défini au paragraphe 1.3 du chapitre 3) détermine le sens rotation de la polarisation circulaire dominante. Les résultats obtenus à la deuxième fréquence sont évidemment moins bons, car ils n'ont fait l'objet d'aucune optimisation. Mais avant de se lancer dans ce type de travail, il est important de déterminer si une telle propriété peut avoir des applications. Cela sort du cadre de notre étude.

Nous avons donc présenté dans cet annexe les avantages de l'antenne spirale fente de dimension réduite pour des applications de réseaux linéaires. Nous avons également fait le lien entre cette antenne et celle de dimension régulière par la constatation du fonctionnement bi-bande de l'antenne réduite.

ANNEXE B

MODÈLE DE CAVITÉ DE L'ANTENNE PATCH ALIMENTÉE PAR UNE FENTE EN CROIX INÉGALE

Nous présentons dans cet annexe les démonstrations des équations importantes utilisées pour le modèle de cavité de l'antenne patch, ainsi qu'une validation de ces équations par comparaison avec les résultats de l'article de référence [22].

B.1 – Équations de propagation

Les équations de propagation utilisées dans le chapitre 2 dérivent des équations de Maxwell généralisées [26], c'est à dire incluant l'existant de sources de courant magnétique équivalent :

$$\begin{cases} \nabla \times E = -j\omega\mu H - J_m \\ \nabla \times H = j\omega\epsilon E + J_e \end{cases} \quad (B.1)$$

On applique l'opérateur rotationnel sur ces deux équations :

$$\begin{cases} \nabla \times \nabla \times E = -j\omega\mu \nabla \times H - \nabla \times J_m \\ \nabla \times \nabla \times H = j\omega\epsilon \nabla \times E + \nabla \times J_e \end{cases} \quad (B.2)$$

Puis on utilise à nouveau les équations du système B.1 afin de séparer les champs électrique et magnétique :

$$\begin{cases} \nabla \times \nabla \times E = -j\omega\mu(j\omega\epsilon E + J_e) - \nabla \times J_m \\ \nabla \times \nabla \times H = j\omega\epsilon(-j\omega\mu H - J_m) + \nabla \times J_e \end{cases} \quad (B.3)$$

Ce qui nous amène aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \nabla \times \nabla \times E - k^2 E = -j\omega\mu J_e - \nabla \times J_m \\ \nabla \times \nabla \times H - k^2 H = j\omega\epsilon J_m + \nabla \times J_e \end{cases} \quad (B.4)$$

où k : est la constante de propagation (en m^{-1}), définie par la relation $k^2 = \omega^2\epsilon\mu$

Dans le chapitre 2, nous avons utilisé le système B.4 en l'absence de source de courant électrique, c'est à dire $J_e = 0$.

B.2 – Fonctions de base et propriété d'orthogonalité

B.2.1 – Résolution de l'équation de propagation sans second membre pour le champ électrique

Les fonctions de base pour le champ électrique vérifient l'équation de propagation suivante :

$$\nabla \times \nabla \times e_{mn} - k_{mn}^2 e_{mn} = 0 \quad (B.5)$$

La notation avec les indices m et n sera justifiée ultérieurement.

On rappelle la définition de l'opérateur rotationnel pour une fonction ϕ donnée :

$$\nabla \times \phi = \begin{bmatrix} \frac{\partial \phi_z}{\partial y} - \frac{\partial \phi_y}{\partial z} \\ \frac{\partial \phi_x}{\partial z} - \frac{\partial \phi_z}{\partial x} \\ \frac{\partial \phi_y}{\partial x} - \frac{\partial \phi_x}{\partial y} \end{bmatrix}_{(x,y,z)} \quad (\text{B.6})$$

L'équation B.5 devient (en prenant en compte le fait que le champ électrique n'a qu'une composante selon z et que les variations selon cette même direction sont nulles) :

$$\frac{\partial^2 e_{z,mn}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 e_{z,mn}}{\partial y^2} + k_{mn}^2 e_{z,mn} = 0 \quad (\text{B.7})$$

On suppose que le champ électrique peut s'écrire sous forme de fonction à variables séparées :

$$e_{z,mn} = X(x)Y(y) \quad (\text{B.8})$$

L'équation B.7 peut alors se mettre sous la forme suivante (à l'exception des points particuliers en x et y pour lesquels la fonction est nulle) :

$$\frac{1}{X(x)} \frac{d^2 X(x)}{dx^2} + \frac{1}{Y(y)} \frac{d^2 Y(y)}{dy^2} + k_{mn}^2 = 0 \quad (\text{B.9})$$

Cette égalité impose que chaque terme de la somme soit constant, on peut donc écrire le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{X(x)} \frac{d^2 X(x)}{dx^2} = -k_m^2 \\ \frac{1}{Y(y)} \frac{d^2 Y(y)}{dy^2} = -k_n^2 \\ k_{mn}^2 = k_m^2 + k_n^2 \end{cases} \quad (B.10)$$

Les fonctions X et Y sont déterminées à l'aide des conditions aux limites sur les murs magnétiques entourant la cavité incluse dans la région $0 \leq x \leq a$, $0 \leq y \leq a$ et $0 \leq z \leq d_2$:

$$\begin{cases} \frac{\partial e_{z,mn}}{\partial x} = 0 & \text{pour } x = 0 \text{ et } x = a \\ \frac{\partial e_{z,mn}}{\partial y} = 0 & \text{pour } y = 0 \text{ et } y = a \end{cases} \quad (B.11)$$

Nous arrivons alors à l'écriture suivante des fonctions de base pour la décomposition du champ électrique longitudinal :

$$e_{z,mn} = E_{mn} \cos(k_m x) \cos(k_n y) \quad (B.12)$$

$$\text{avec } k_m = \frac{m\pi}{a} \quad \text{et} \quad k_n = \frac{n\pi}{a} \quad (B.13)$$

E_{mn} est une constante évaluée avec la propriété d'orthogonalité des fonctions de base.

B.2.2 – Propriété d'orthogonalité des fonctions de base du champ électrique

Nous évaluons le produit scalaire intégral entre deux fonctions de base :

$$\int_0^a \int_0^a e_{z,mn} e_{z,pq}^* dx dy = E_{mn} E_{pq} \int_0^a \cos(k_m x) \cos(k_p x) dx \int_0^a \cos(k_n y) \cos(k_q y) dy \quad (B.14)$$

Nous évaluons l'intégrale en x (l'intégrale en y se traite de manière similaire) :

$$\int_0^a \cos(k_m x) \cos(k_p x) dx = \frac{1}{2} \int_0^a (\cos[(k_m + k_p)x] + \cos[(k_m - k_p)x]) dx \quad (B.13)$$

Nous distinguons les trois cas suivant :

$$\text{si } m = p = 0 : \quad \int_0^a \cos(k_m x) \cos(k_p x) dx = \int_0^a 1 dx = a \quad (B.14)$$

$$\begin{aligned} \text{si } m = p \neq 0 : \quad \int_0^a \cos(k_m x) \cos(k_p x) dx &= \frac{1}{2} \int_0^a [\cos(2k_m x) + 1] dx \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(2k_m x)}{2k_m} + x \right]_0^a \\ &= \frac{a}{2} \quad \text{car} \quad k_m = \frac{m\pi}{a} \end{aligned} \quad (B.15)$$

$$\begin{aligned} \text{si } m \neq p : \quad \int_0^a \cos(k_m x) \cos(k_p x) dx &= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin[(k_m + k_p)x]}{k_m + k_p} + \frac{\sin[(k_m - k_p)x]}{k_m - k_p} \right]_0^a \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin[(k_m + k_p)a]}{k_m + k_p} + \frac{\sin[(k_m - k_p)a]}{k_m - k_p} \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin[(m+p)\pi]}{k_m + k_p} + \frac{\sin[(m-p)\pi]}{k_m - k_p} \right] \\ &= 0 \end{aligned} \quad (B.16)$$

Il s'en suit que l'on peut écrire les propriétés d'orthogonalité des fonctions $e_{z,mn}$ sous la forme condensée suivante :

$$\iint_0^a e_{z,mn} e_{z,pq}^* dx dy = \begin{cases} 1 & \text{si } m = p \text{ et } n = q \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \quad (\text{B.17})$$

$$\text{si } E_{mn} = \frac{\sqrt{\chi_m \chi_n}}{a}, \quad \text{avec } \chi_i = \begin{cases} 1 & \text{si } i = 0 \\ 2 & \text{si } i \neq 0 \end{cases} \quad (\text{B.18})$$

Les propriétés d'orthogonalité des fonctions de base $h_{x,mn}$ et $h_{y,mn}$, données dans le chapitre 2, s'obtiennent de la même façon.

B.3 – Calcul des coefficients de l'expansion modale du champ magnétique

Nous avons le système de deux équations à deux inconnues suivant :

$$\begin{cases} \left[k_m^2 B_{y,mn} + (k_n^2 - k^2) B_{x,mn} \right] k_n^2 = -j\omega \epsilon_0 \epsilon_{r2} \iint_0^a J_{mx} h_{x,mn}^* dx dy \\ \left[k_n^2 B_{x,mn} + (k_m^2 - k^2) B_{y,mn} \right] k_m^2 = -j\omega \epsilon_0 \epsilon_{r2} \iint_0^a J_{my} h_{y,mn}^* dx dy \end{cases} \quad (\text{B.19})$$

Nous commençons par évaluer les intégrales du second membre :

$$\iint_0^a J_{mx} h_{x,mn}^* dx dy = \frac{-2V_{ox} C_{mn} k_n}{d_2 w_a \sin\left(\frac{k_a L_{ax}}{2}\right)} \int_{\frac{a-L_{ax}}{2}}^{\frac{a+L_{ax}}{2}} \int_{\frac{a-w_a}{2}}^{\frac{a+w_a}{2}} \sin\left[k_a \left(\frac{L_{ax}}{2} - \left|x - \frac{a}{2}\right|\right)\right] \cos(k_m x) \sin(k_n y) dx dy \quad (\text{B.20})$$

Cette intégrale peut être décomposée de la manière suivante :

$$\int_0^a \int J_{mx} h_{x,mn}^* dx dy = \frac{-2V_{ox} C_{mn} k_n}{d_2 w_a \sin\left(\frac{k_a L_{ax}}{2}\right)} I_x I_y \quad (B.21)$$

$$\begin{aligned} \text{avec } I_x &= \int_{\frac{a-L_{ax}}{2}}^{\frac{a+L_{ax}}{2}} \sin\left[k_a\left(\frac{L_{ax}}{2} - \left|x - \frac{a}{2}\right|\right)\right] \cos(k_m x) dx \\ &= \int_{\frac{a-L_{ax}}{2}}^{\frac{a}{2}} \sin\left[k_a\left(\frac{L_{ax}}{2} - \frac{a}{2} + x\right)\right] \cos(k_m x) dx + \int_{\frac{a}{2}}^{\frac{a+L_{ax}}{2}} \sin\left[k_a\left(\frac{L_{ax}}{2} + \frac{a}{2} - x\right)\right] \cos(k_m x) dx \\ &= \frac{1}{2} \int_{\frac{a-L_{ax}}{2}}^{\frac{a}{2}} \left[\sin\left[(k_a + k_m)x + k_a \frac{L_{ax} - a}{2}\right] + \sin\left[(k_a - k_m)x + k_a \frac{L_{ax} - a}{2}\right] \right] dx \\ &\quad + \frac{1}{2} \int_{\frac{a}{2}}^{\frac{a+L_{ax}}{2}} \left[\sin\left[(-k_a + k_m)x + k_a \frac{L_{ax} + a}{2}\right] + \sin\left[-(k_a + k_m)x + k_a \frac{L_{ax} + a}{2}\right] \right] dx \\ &= \frac{2k_a}{k_a^2 - k_m^2} \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right) \left[\cos\left(\frac{k_m L_{ax}}{2}\right) - \cos\left(\frac{k_a L_{ax}}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (B.22)$$

$$\begin{aligned} \text{et } I_y &= \int_{\frac{a-w_a}{2}}^{\frac{a+w_a}{2}} \sin(k_n y) dy = \left[-\frac{\cos(k_n y)}{k_n} \right]_{\frac{a-w_a}{2}}^{\frac{a+w_a}{2}} = \frac{\cos\left(k_n \frac{a-w_a}{2}\right) - \cos\left(k_n \frac{a+w_a}{2}\right)}{k_n} \\ &= \frac{2}{k_n} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{k_n w_a}{2}\right) \end{aligned} \quad (B.23)$$

La valeur de l'intégrale pour les composantes en y peut être déduite de celle-ci en remplaçant x par y, m par n et n par m.

Cela nous permet d'écrire le système B.19 sous la forme suivante :

$$\begin{cases} k_m^2 B_{y,mn} + (k_n^2 - k^2) B_{x,mn} = V_{ox} SM_{x,mn} \\ k_n^2 B_{x,mn} + (k_m^2 - k^2) B_{y,mn} = V_{oy} SM_{y,mn} \end{cases} \quad (B.24)$$

avec $SM_{x,mn} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_r C_{mn}}{d_2} \frac{\sin\left(\frac{k_n w_a}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{2}\right)}{\frac{k_n w_a}{2} \sin\left(\frac{k_a L_{ax}}{2}\right)} \frac{4k_a}{k_n(k_a^2 - k_m^2)} \left[\cos\left(\frac{k_m L_{ax}}{2}\right) - \cos\left(\frac{k_a L_{ax}}{2}\right) \right]$ (B.25.a)

et $SM_{y,mn} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_r C_{mn}}{d_2} \frac{\sin\left(\frac{k_m w_a}{2}\right) \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{\frac{k_m w_a}{2} \sin\left(\frac{k_a L_{ay}}{2}\right)} \frac{4k_a}{k_m(k_a^2 - k_n^2)} \left[\cos\left(\frac{k_n L_{ay}}{2}\right) - \cos\left(\frac{k_a L_{ay}}{2}\right) \right]$ (B.25.b)

La résolution du système se termine avec les formules de Kramer :

$$\begin{aligned} B_{x,mn} &= \begin{vmatrix} k_n^2 - k^2 & k_m^2 \\ k_n^2 & k_m^2 - k^2 \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} V_{ox} SM_{x,mn} & k_m^2 \\ V_{oy} SM_{y,mn} & k_m^2 - k^2 \end{vmatrix} \\ &= \frac{1}{k^2(k^2 - k_{mn}^2)} [V_{ox} SM_{x,mn} (k_m^2 - k^2) - V_{oy} SM_{y,mn} k_m^2] \end{aligned} \quad (B.26.a)$$

$$\begin{aligned}
 B_{y,mn} &= \begin{vmatrix} k_n^2 - k^2 & k_m^2 \\ k_n^2 & k_m^2 - k^2 \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} k_n^2 - k^2 & V_{ox}SM_{x,mn} \\ k_n^2 & V_{oy}SM_{y,mn} \end{vmatrix} \\
 &= \frac{1}{k^2(k^2 - k_{mn}^2)} [V_{oy}SM_{y,mn}(k_n^2 - k^2) - V_{ox}SM_{x,mn}k_n^2]
 \end{aligned} \quad (\text{B.26.b})$$

B.4 – Validation des expressions dérivées

Afin de valider les expressions présentées dans le chapitre 2 et démontrées ici, nous avons utilisé les données de l'article de référence [22] et vérifié la précision de l'estimation de la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

Afin de simplifier le calcul, nous avons fait les approximations suivantes :

- la valeur de la longueur d'onde dans l'ouverture a été fixée par la formule suivante, qui est une approximation au premier ordre [14] :

$$k_a = k \sqrt{\frac{\epsilon_{r2} + 1}{2}} \quad (\text{B.27})$$

- La valeur de l'impédance caractéristique Z_{ca} de l'ouverture a été évaluée sur HFSS, pour la fréquence de fonctionnement de l'antenne. On néglige ses variations en fonction de la fréquence.
- Les pertes tangentielles sont définies par la relation [28] :

$$\delta_{eff} = \frac{P_r + P_d + P_c}{\omega(W_e + W_m)} = \frac{1}{Q} \quad (\text{B.28})$$

où P_r : est la puissance rayonnée par l'antenne (en Watts)

P_d : est la puissance dissipée dans le diélectrique (en Watts)

P_c : est la puissance dissipée dans les conducteurs (en Watts)

W_e : est l'énergie électrique stockée dans la cavité (en Watts.secondes)

W_m : est l'énergie magnétique stockée dans la cavité (en Watts.secondes)

Q : est le facteur de qualité de la cavité

Pour une antenne patch rectangulaire de côtés a et b , la condition sur les dimensions pour obtenir une polarisation circulaire est la suivante [34] :

$$b = a \left[1 + \frac{1}{Q} \right] \quad (\text{B.29})$$

Ce qui permet d'exprimer simplement les pertes tangentielles dans la cavité :

$$\delta_{\text{eff}} = \frac{b}{a} - 1 \quad (\text{B.30})$$

Les résultats obtenus pour le rapport V_{ox} / V_{oy} sont présentés sur la figure B.1. La fréquence de fonctionnement est à 2,58 GHz, soit une erreur de 5,3 % par rapport aux mesures présentées dans l'article de référence. Ces résultats sont acceptables compte tenu des approximations faites. Ils pourraient être améliorés en implémentant la méthode de COHN [14] pour évaluer la constante de propagation et l'impédance caractéristique des

fentes, ainsi que la méthode itérative proposée par THOUROUDE et *al.* [27] pour déterminer les pertes tangentielles dans la cavité.

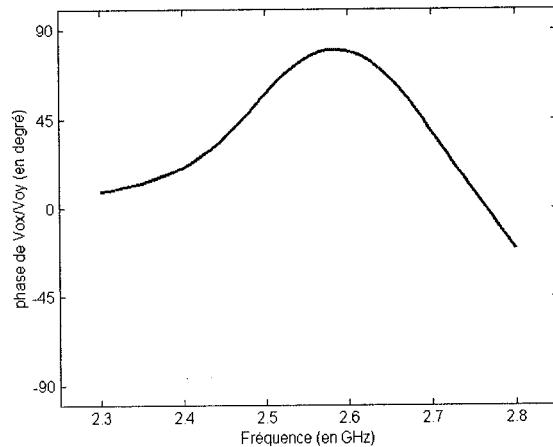


Figure B.1 – Phase (en degrés) du rapport V_{ox} / V_{oy}

ANNEXE C

RÉSULTATS DE SIMULATION ET COMPLÉMENT DE MESURES DU RÉSEAU D'ANTENNES À 6 ÉLÉMENTS

Nous présentons d'abord les résultats de la simulation du RAFM dont le détail de la conception se trouve dans le chapitre 3. Pour interpréter convenablement ces résultats nous rappelons les numérotation des signaux et des antennes avec le diagramme bloc du système 1 axe (figure C.1, reprenant la figure 3.3), ainsi que les expressions théoriques des signaux, données par les relations de C.1 (reprenant les relations 3.4.a et 3.4.b).

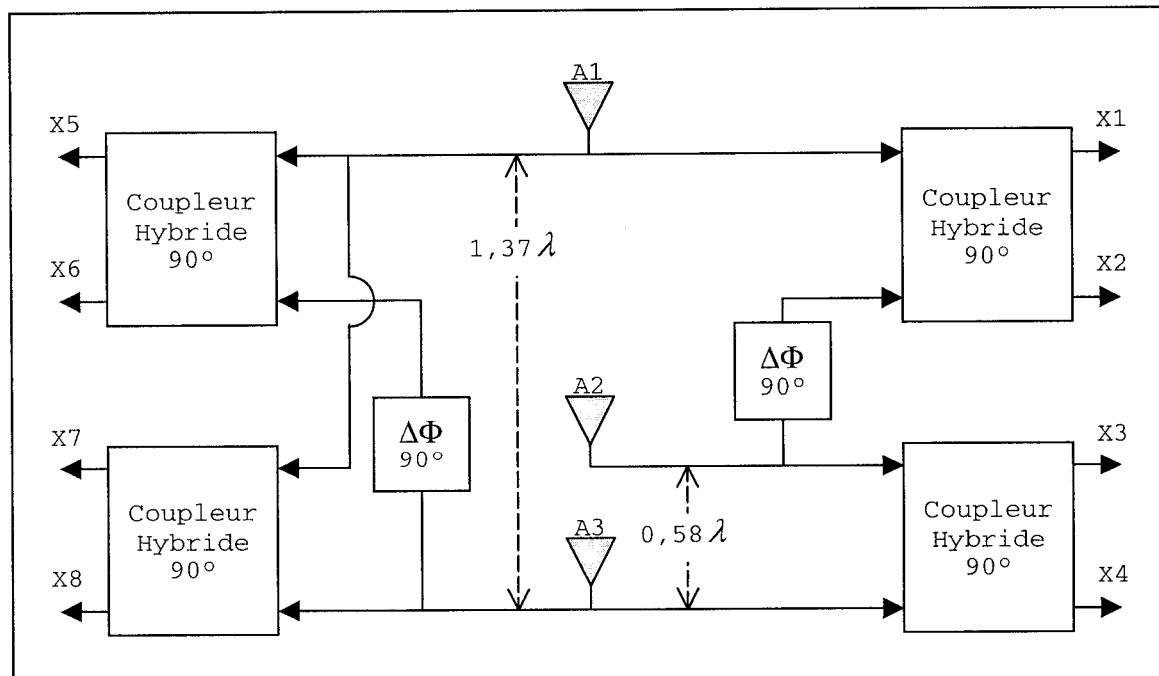


Figure C.1 – Diagramme bloc du système à 1 axe

$$\begin{cases} X1 = (-jA1 + jA2)/2 \\ X2 = (-A1 - A2)/2 \\ X3 = (-jA2 - A3)/2 \\ X4 = (-A2 - jA3)/2 \end{cases} \quad \begin{cases} X5 = (-jA1 + jA3)/\sqrt{8} \\ X6 = (-A1 - A3)/\sqrt{8} \\ X7 = (-jA1 - A3)/\sqrt{8} \\ X8 = (-A1 - jA3)/\sqrt{8} \end{cases} \quad (C.1)$$

	Contribution de A1 (en dB) Simulé/théorique	Contribution de A2 (en dB) Simulé/théorique	Contribution de A3 (en dB) Simulé/théorique	Déphasage entre les deux signaux d'antenne (degrés) Simulé/théorique
X1u	-6,34 / -6,02	-6,50 / -6,02	-32,43 / -∞	178,5 / 180,0
X2u	-6,10 / -6,02	-5,91 / -6,02	-30,67 / -∞	1,2 / 0,0
X3u	-30,48 / -∞	-6,24 / -6,02	-6,10 / -6,02	89,2 / 90,0
X4u	-40,23 / -∞	-6,64 / -6,02	-6,79 / -6,02	-89,3 / -90,0
X5u	-9,53 / -9,03	-38,12 / -∞	-9,56 / -9,03	178,2 / 180,0
X6u	-9,83 / -9,03	-31,68 / -∞	-9,10 / -9,03	4,5 / 0,0
X7u	-10,07 / -9,03	-32,25 / -∞	-9,69 / -9,03	93,6 / 90,0
X8u	-9,76 / -9,03	-39,18 / -∞	-9,86 / -9,03	-89,4 / -90

Tableau C.1 – Coefficients de transmission entre les antennes et les portes du RAFM pour l'axe u

	A1	A2	A3
A1	-36,1	-30,3	-31,3
A2	-30,3	-20,6	-27,0
A3	-31,3	-27,0	-19,0

Tableau C.2 – Coefficients de réflexion et de couplages des portes des antennes de l'axe u (exprimés en dB)

X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8
-8,33	-11,05	-8,41	-5,81	-6,12	-9,25	-2,90	-10,05

Tableau C.3 – Coefficients de réflexion aux portes du RAFM pour l'axe u (exprimés en dB)

	Contribution de A1 (en dB) Simulé/théorique	Contribution de A2 (en dB) Simulé/théorique	Contribution de A3 (en dB) Simulé/théorique	Déphasage entre les deux signaux d'antenne (degrés) Simulé/théorique
X1v	-6,75 / -6,02	-6,49 / -6,02	-30,41 / -∞	188,1 / 180,0
X2v	-6,29 / -6,02	-6,22 / -6,02	-39,51 / -∞	2,8 / 0,0
X3v	-44,04 / -∞	-6,19 / -6,02	-6,11 / -6,02	97,0 / 90,0
X4v	-30,24 / -∞	-6,19 / -6,02	-6,67 / -6,02	-87,8 / -90,0
X5v	-9,68 / -9,03	-32,67 / -∞	-9,33 / -9,03	178,2 / 180,0
X6v	-9,93 / -9,03	-38,49 / -∞	-8,91 / -9,03	-2,0 / 0,0
X7v	-10,39 / -9,03	-32,68 / -∞	-9,77 / -9,03	90,4 / 90,0
X8v	-9,67 / -9,03	-41,08 / -∞	-9,34 / -9,03	-92,7 / -90

Tableau C.4 – Coefficients de transmission entre les antennes et les portes du RAFM pour l'axe v

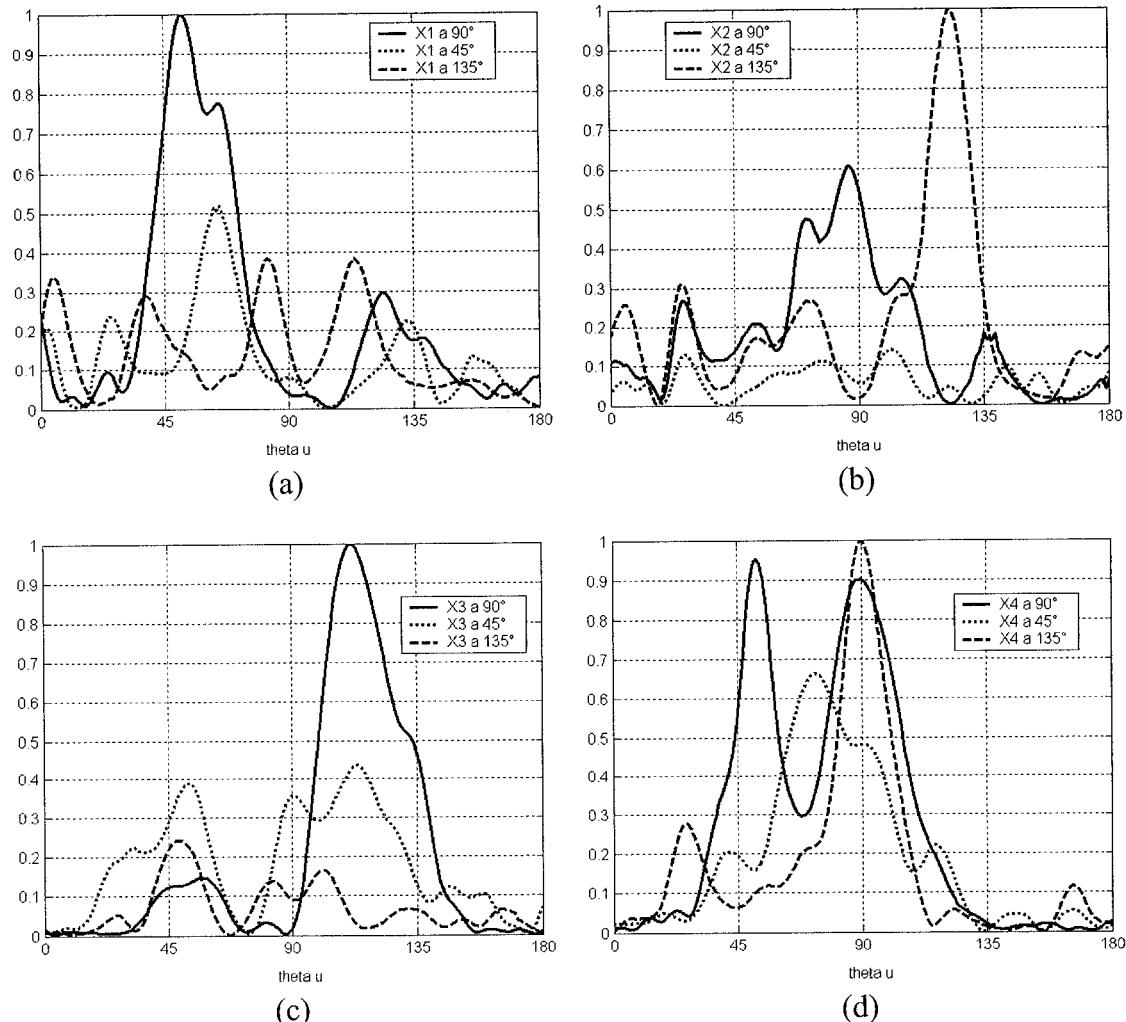
	A1	A2	A3
A1	-18,8	-28,3	-31,3
A2	-28,3	-34,1	-29,2
A3	-31,3	-29,2	-27,8

Tableau C.5 – Coefficients de réflexion et de couplages des portes des antennes de l'axe v (exprimés en dB)

X1	X2	X3	X4	X5	X6	X7	X8
-9,54	-15,14	-9,70	-7,76	-7,11	-8,42	-4,53	-9,10

Tableau C.6 – Coefficients de réflexion aux portes du RAFM pour l'axe v (exprimés en dB)

Nous présentons également sur les figures C.2 (a) à C.3 (h) des résultats expérimentaux indiquant la variation des signaux dans le cône d'intérêt. Tout les résultats présentés ici sont analysés dans le chapitre 3, au paragraphe 3.3.4.



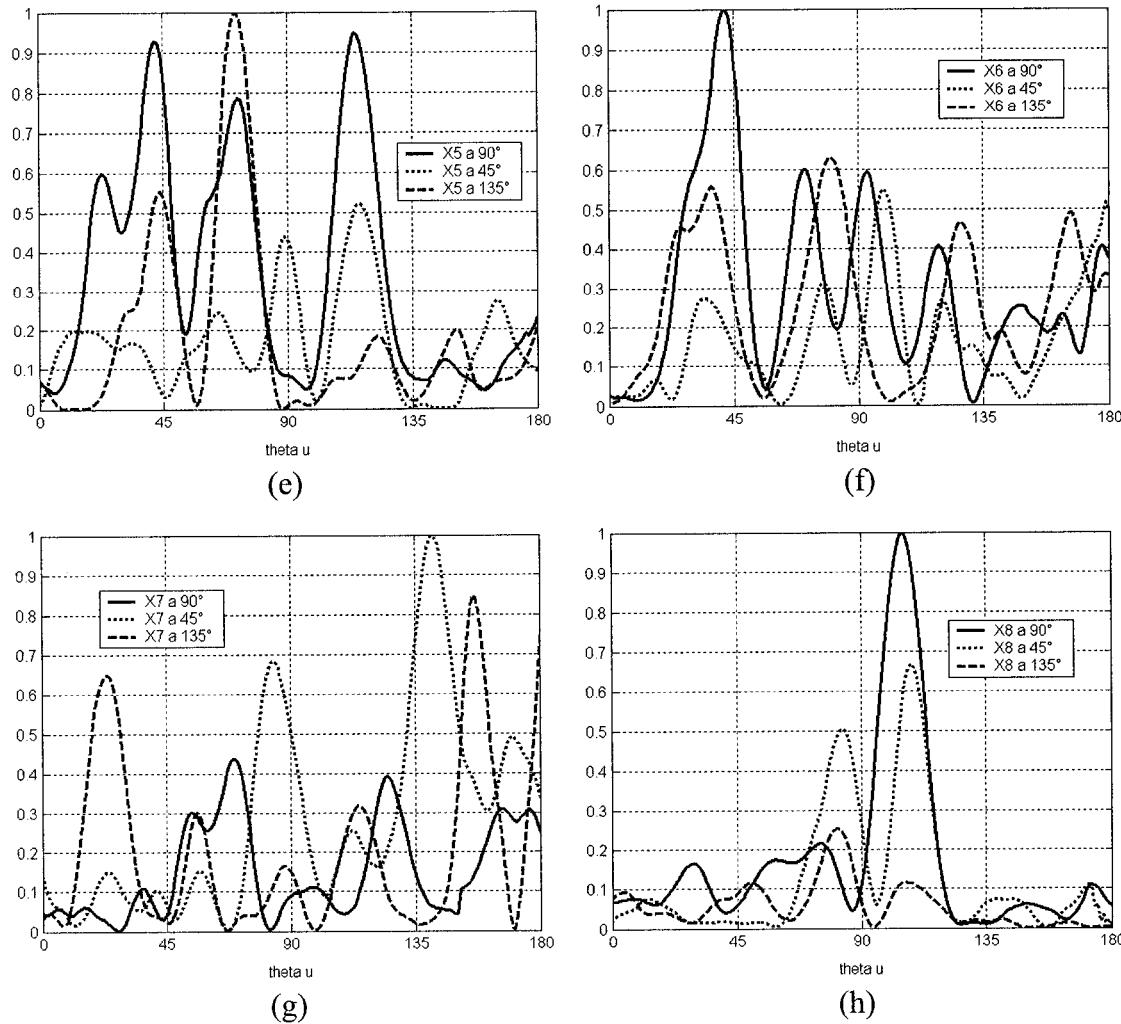
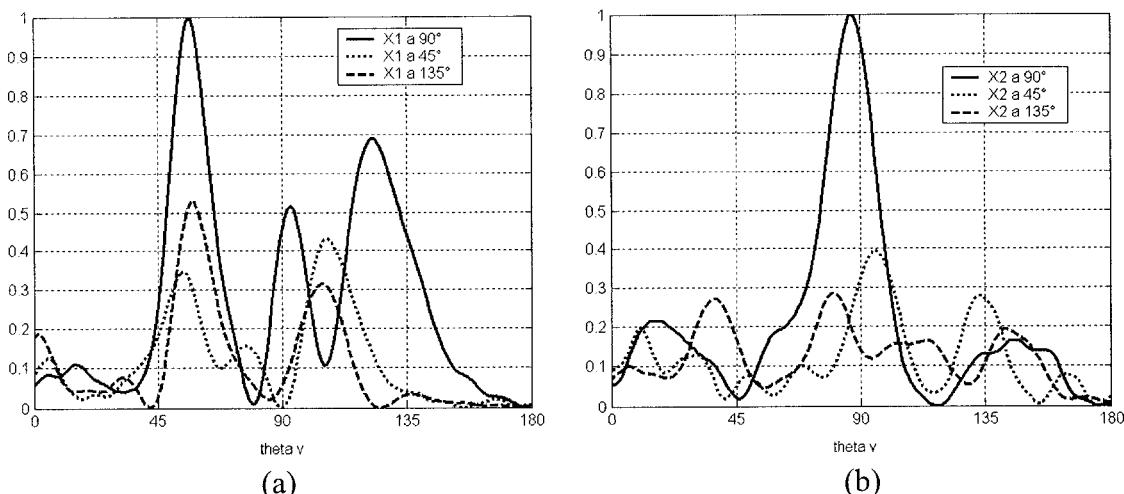


Figure C.2 – (a) à (h) Signaux $X1u$ à $X8u$ (en Watts) pour différentes valeurs de θ_v



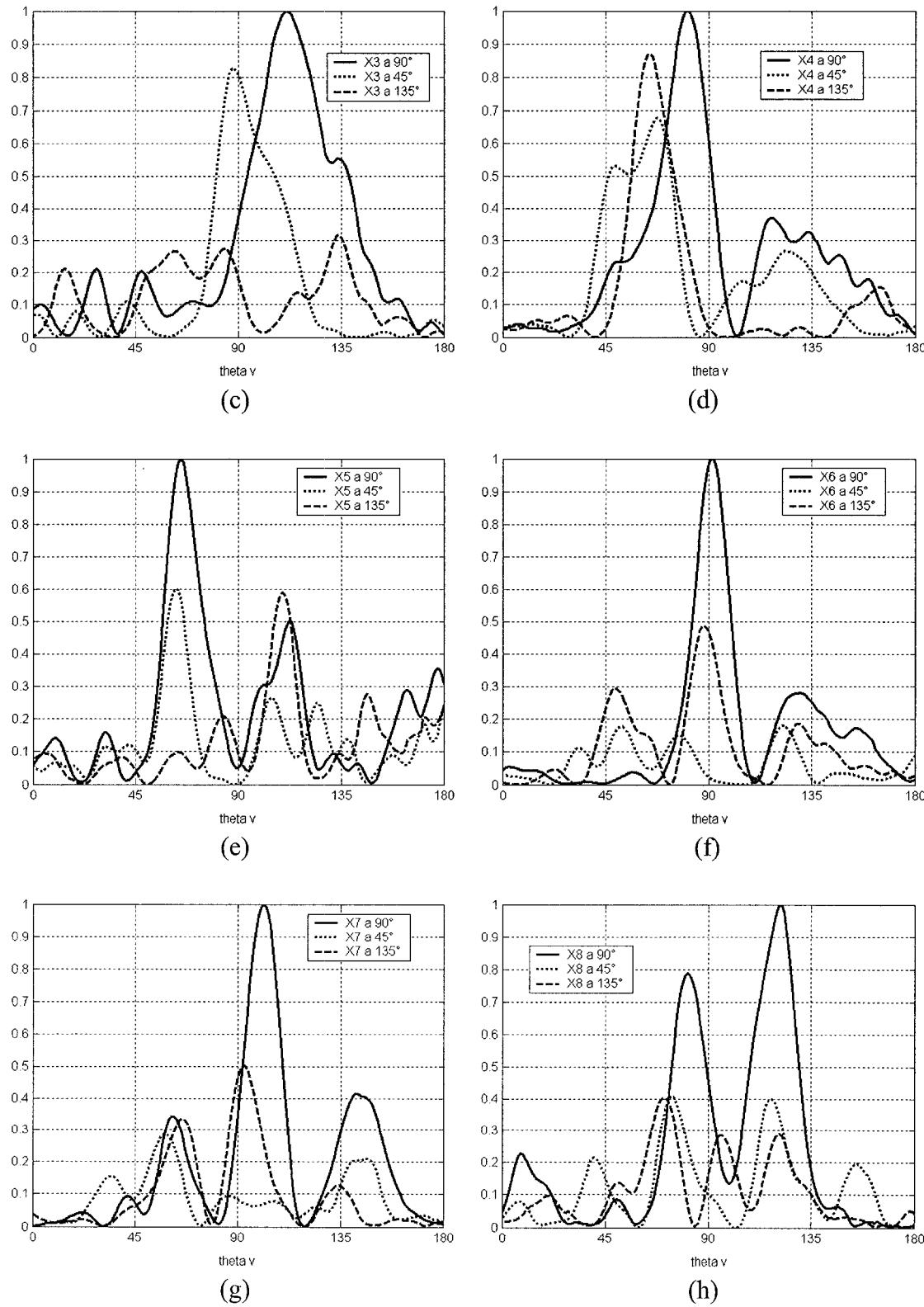


Figure C.3 – (a) à (h) Signaux X1v à X8v (en Watts) pour différentes valeurs de θ_u