

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

TECHNIQUE EXPÉRIMENTALE DE MESURE EN
CHAMP PROCHE POUR LE CALCUL DU CHAMP
LOINTAIN D'ÉLÉMENTS RAYONNANTS FILAIRES

ZACHARIA OUARDIRHI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET DE GÉNIE INFORMATIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

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

MARS 2000



**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

Our file Notre référence

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.

0-612-53595-9

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

TECHNIQUE EXPÉRIMENTALE DE MESURE EN CHAMP PROCHE POUR
LE CALCUL DU CHAMP LOINTAIN D'ÉLÉMENTS RAYONNANTS FILAIRES

présenté par: OUARDIRHI Zacharia

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès science appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. SAVARD Pierre, Ph.D., président

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

M. GHANNOUCHI Fadhel M., Ph.D., membre

À mes parents. Merci pour tout. Que Dieu vous garde.

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je voudrais remercier M. Jean-Jacques LAURIN pour ses précieux conseils, sa disponibilité, sa patience et surtout pour avoir accepté de me diriger dans mes travaux de maîtrise.

Un grand merci à M. Jules GAUTHIER pour sa disponibilité et ses conseils.

Merci aussi à M. Pierre Richard RENAUD pour les conversations enrichissantes.

Finalement, je voudrais remercier mes parents pour tous les sacrifices qu'ils ont faits pour me permettre d'arriver là où je suis présentement.

RÉSUMÉ

Les mesures du diagramme de rayonnement d'une antenne se font généralement dans une chambre anéchoïde ou sur un site ouvert. Or, les coûts d'installation et d'utilisation de ces milieux ont obligé les chercheurs à se diriger vers des méthodes plus économiques et tout aussi efficaces. Les différentes solutions proposées utilisent les mesures en champ proche pour extrapoler le rayonnement en champ lointain. Toutefois, ces approches ont dû faire face à des problèmes liés aux mesures et aux calculs. Tout d'abord, les perturbations créées par les interactions entre la sonde de mesure en champ proche et l'antenne sous test sont restées parmi les problèmes majeurs. Ensuite, la plupart des techniques de mesure en champ proche sont appliquées à des antennes ayant une grande directivité et un gain élevé (réflecteurs, antennes, cornets ...). En outre, l'utilisation de la transformée de Fourier pour calculer le champ lointain donne des résultats qui ne sont valides que dans le secteur angulaire où sont effectuées les mesures en champ proche. Il a donc fallu penser à d'autres méthodes plus rigoureuses, rapides et valides même pour des antennes à faible gain et moins directionnelles.

Ce projet présente une technique expérimentale pour la prévision du diagramme de rayonnement à partir des mesures en champ proche. Cette technique utilise la Méthode des Moments (MoM), comme outil, pour former une matrice d'impédances entre l'antenne sous test et la sonde. Cette matrice permettra de calculer la distri-

bution de courant sur une structure rayonnante en fonction des tensions complexes mesurées aux bornes d'une charge $50\ \Omega$ branchée à l'extrémité de la sonde. Cette dernière est aussi modélisée par un nombre de fonctions de base de type sinus tronqué. Les mesures sont faites selon une grille de points au-dessus de l'antenne. Le but est de calculer la meilleure distribution de courant sur une structure fictive qui engendrerait un champ proche similaire à celui mesuré à l'aide de la sonde. Les antennes testées sont filaires et possèdent des gains et des géométries différents. Afin de valider notre méthode pour différentes structures rayonnantes, nous avons fabriqué cinq antennes Yagi-Uda (structure bidimensionnelle) et un réseau d'antennes «F-inversé» (structure tridimensionnelle avec un plan de masse). Quant à la sonde utilisée, elle a fait l'objet de simulations et de mesures pour vérifier qu'elle ne perturbe pas la structure sous test de façon significative lors de la prise des mesures. L'avantage majeur de cette technique est la simplicité des équipements et des installations requis. En effet, les appareils de mesures utilisés sont très courants dans tous les laboratoires de micro-ondes.

Les calculs du champ lointain à partir des mesures en champ proche sont comparés à des mesures de diagramme de rayonnement dans une chambre anéchoïde. Les résultats obtenus confirment l'efficacité de cette technique et ouvrent la voie à plusieurs applications futures.

ABSTRACT

Measurement of the radiation pattern of antennas is generally done in anechoic chambers or open area test sites. The installation and cost of these sites justifies the investigation of more economic methods that are as effective. The various solutions suggested use near-field measurements to predict the far-field radiation. However, there are several difficulties with this approach. First, the disturbances created by the interactions between the near-field probe and the antenna under test remains among the major problems. Moreover, some of the near-field measurement techniques are applicable only to antennas with high directivity and gain (reflectors, antennas horns ...). Besides, the far-field calculated by the Fourier transformation is accurate in a narrow angular sector which depends on the size of the near-field sampled area. Thus, it was necessary to think of more rigorous methods that are fast and valid for all kinds of wire antennas.

This project presents an experimental technique for the prediction of the radiation pattern from near-field measurements. This technique uses the Method of Moments (MoM) to build a matrix of impedances between the antenna under test and the probe. The matrix will enable us to calculate the current distribution on a radiating structure according to the complex voltages measured at the terminals of a $50\ \Omega$ load connected at the end of the probe. Measurements are made according to a grid of points (raster scan) above the antenna. The goal is to calculate the best current

distribution on a fictitious structure which would generate a similar near-field to the one measured using the probe. The antennas tested are wire antennas with different geometries. In order to validate our method for various radiating structures, we built five Yagi-Uda antennas (planar structure) and a «inverted-F» array antenna (three-dimensional structure with a ground plane). The probe used was subjected to simulations and measurements to assess the level of disturbance on the structure under test. The major advantage of this technique is the simplicity of the equipment and the necessary installations. Indeed, the measuring apparatus used is available in most microwave laboratories.

The calculations of the far-field from near-field measurements are compared with measurements of the radiation pattern in an anechoic chamber. The results obtained confirm the effectiveness of this technique and indicate a potential for further developments in several future applications.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iv
REMERCIEMENTS	v
RÉSUMÉ	vi
ABSTRACT	viii
TABLE DES MATIÈRES	x
LISTE DES TABLEAUX	xiii
LISTE DES FIGURES	xiv
LISTE DES ANNEXES	xx
INTRODUCTION	1
CHAPITRE 1 : Notions théoriques utiles	8
1.1 Théorie des champs électromagnétiques	8
1.1.1 Le champ proche	9
1.1.2 Le champ lointain	14
1.2 La Méthode des Moments (MoM)	15
1.2.1 Principe d'équivalence	15

1.2.2	Théorie de la méthode des moments	18
-------	---	----

CHAPITRE 2 : Méthode expérimentale pour l'extraction du courant

	sur une structure filaire rayonnante	21
2.1	Modélisation d'une structure filaire rayonnante	21
2.2	Résolution de l'équation intégrale des courants par des mesures expérimentales	23
2.3	Introduction aux programmes «Mov3» et «Scansvd»	28

CHAPITRE 3 : Conception des antennes mesurées et de la sonde

3.1	Antennes Yagi-Uda	34
3.2	Réseau d'antennes « F-inversé »	38
3.3	La sonde	43

CHAPITRE 4 : Modélisation des structures et montages expérimentaux

	taux	57
4.1	Modélisation	57
4.1.1	Dipôle replié	60
4.1.2	Réflecteur et Directeurs	61
4.1.3	Antenne F-inversé	62
4.1.4	La sonde	64
4.2	Montage des mesures en champ proche	65
4.3	Mesures en champ lointain dans la chambre anéchoïde	68

CHAPITRE 5 : Présentation et Analyse des Résultats	72
5.1 Mesures en champ proche	72
5.1.1 Cas d'une antenne Yagi-Uda à neuf éléments	72
5.1.2 Réseau d'antennes F-inversé	75
5.2 Mesures en champ lointain	80
5.2.1 Antennes Yagi-Uda	83
5.2.2 Réseau d'antennes F-inversé	95
5.3 Présentation d'un appareil commercialisé	99
CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS	102
RÉFÉRENCES	106

LISTE DES TABLEAUX

2.1	Calcul des coefficients de courant avec et sans la perturbation de la sonde.	32
5.1	Phases des courants au point d'alimentation de chaque antenne F-inversé.	79

LISTE DES FIGURES

1.1	Source électrique avec une distribution de courant J	11
1.2	Dipôle idéal infinitésimal placé à l'origine.	12
1.3	Doublet conducteur en présence d'un champ incident externe.	16
1.4	Doublet conducteur remplacé par une densité de courant.	17
2.1	Distribution en sinus tronqué utilisée pour représenter le courant sur une structure filaire.	22
2.2	Structure filaire modélisée par des fonctions de base et une sonde pour mesurer le champ proche.	25
2.3	Méthode pour déduire les coefficients des fonctions de base de la struc- ture fictive.	26
2.4	Organigramme des étapes de calcul des coefficients de courant sur les fonctions de base d'une structure rayonnante.	31
3.1	Antenne Yagi-Uda à cinq éléments.	33
3.2	Une antenne dipôle replié.	35
3.3	Fabrication du dipôle replié avec un câble coaxial.	36
3.4	Antenne Yagi-Uda sur une tige de plexiglas.	37
3.5	Antenne F-inversé alimentée par câble coaxial	38
3.6	Réseau d'antennes «F-inversé».	39

3.7	Circuit d'alimentation du réseau d'antenne «F-inversé».	40
3.8	Courant en mode commun sur deux antennes, une de chaque sous-réseau.	41
3.9	Modèle de l'antenne F-inversé utilisé pour la fabrication du réseau.	43
3.10	Méthode de fabrication d'une sonde carrée.	44
3.11	Sonde se déplaçant à une hauteur 0.5 cm dans le plan du dipôle de 6 cm de longueur.	45
3.12	Simulation des mesures en champ proche, le long de l'axe du dipôle, pour plusieurs sondes.	46
3.13	Étude des champs proches d'un dipôle simple. (Figure tirée de [5]).	47
3.14	Sonde carrée de dimensions arbitraires.	49
3.15	Sonde se déplaçant à une hauteur de 0.5 cm dans le plan perpendicu- laire au dipôle.	51
3.16	Simulation des mesures en champ proche, perpendiculairement à l'axe du dipôle, pour différentes sondes.	52
3.17	Simulation des mesures en champ proche, perpendiculairement à l'axe des deux dipôles, pour plusieurs sondes.	53
3.18	Simulation des mesures en champ proche, pour une sonde de 8 mm de côté (Sonde se déplaçant parallèlement au dipôle).	54
3.19	Simulation des mesures en champ proche, pour une sonde de 8 mm de côté (Sonde se déplaçant perpendiculairement au dipôle).	55

3.20	Simulation des mesures en champ proche, pour une sonde de 8 mm de côté (Sonde se déplaçant perpendiculairement à deux dipôles).	56
4.1	Deux cas de structures filaires représentées par un nombre de points de branchements.	58
4.2	Décomposition des deux structures en segments.	58
4.3	Les fonctions de base générées par le programme dans chacun des cas.	59
4.4	La modélisation d'élément actif de l'antenne YAGI-UDA.	60
4.5	La modélisation des directeurs et du réflecteur de l'antenne YAGI-UDA.	61
4.6	Représentation des points de branchement et des segments pour une antenne F-inversé.	62
4.7	Représentation des fonctions de bases générées et calculées par le programme sur une antenne F-inversé.	63
4.8	Représentation des fonctions de bases générées et calculées par le programme sur la sonde.	64
4.9	Schéma de la structure où s'effectuons les mesures en champ proche.	66
4.10	Montage du raccordement des appareils utiles pour les mesures en champ proche.	67
4.11	Montage du raccordement des appareils utiles pour les mesures en champ lointain dans la chambre anéchoïde.	69

5.1	Mesures du rayonnement en champ proche pour une antenne Yagi-Uda à 9 éléments	73
5.2	Mesures de rayonnement en champ proche du réseau d'antennes F- inversé	77
5.3	Mesures de rayonnement en champ proche du réseau d'antennes F- inversé dans le plan XZ	78
5.4	Mesures de la phase du rayonnement en champ proche du réseau d'an- tennes F-inversé	81
5.5	Mesures de l'amplitude du rayonnement en champ proche du réseau d'antennes F-inversé dans le plan YZ	82
5.6	Définitions des plans E et H	83
5.7	Diagrammes de rayonnement d'un dipôle replié sur une plaque de polystyrène	85
5.8	Diagrammes de rayonnement d'un dipôle replié sur une tige de plexi- glas	87
5.9	Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à six (6) éléments sur une plaque de polystyrène	89
5.10	Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à six (6) éléments sur une tige de plexiglas	91
5.11	Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à neuf (9) éléments sur une plaque de polystyrène	93

5.12	Antenne Yagi à 9 éléments modélisée avec 14 fonctions de base pour l'élément actif. 15 pour le réflecteur et 7 pour les directeurs.	94
5.13	Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à neuf (9) éléments sur une tige de plexiglas	96
5.14	Diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes F-inversé	97
5.15	Diagramme de rayonnement d'une antenne Yagi à 11 éléments mesurés avec le ESTAR2110 versus son champ lointain mesuré dans une chambre anéchoïde. Valeurs tirées des résultats présentées dans [2] . .	100
C.1	Schéma final du circuit d'alimentation du réseau	121
C.2	Paramètre S11 du réseau d'antenne «F-inversé» en fonction de la fréquence	122
D.1	Déplacement de la sonde commandée par le programme MRE.	124
F.1	Mesures de rayonnement d'un dipôle replié en champ proche	129
F.2	Mesures de rayonnement en champ proche pour une antenne Yagi-Uda à 3 éléments	130
F.3	Mesures de rayonnement en champ proche pour une antenne Yagi-Uda à 6 éléments	131
F.4	Mesures de rayonnement d'une Yagi-Uda à 12 éléments en champ proche	132

G.1	Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à trois éléments sur une plaque de polystyrène	134
G.2	Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à trois éléments sur une tige de plexiglas	135
G.3	Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à 12 éléments sur une plaque de polystyrène	136
G.4	Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à 12 éléments sur une tige de plexiglas	137

LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A : Fichiers du programme <i>MOV3</i>	109
A.1 Fichier d'entrée <i>Mov3.i</i>	109
A.2 Fichier de sortie <i>Mov3.o</i>	113
A.3 Fichier de sortie <i>MEA.FIL</i>	116
ANNEXE B : Fichiers du programme <i>SCANSVD</i>	118
ANNEXE C : Caractéristiques du réseau d'antennes «F-inversé»	121
ANNEXE D : Configurations du programme <i>MRE</i>	123
ANNEXE E : Étapes de configuration pour la prise des mesures en champ lointain dans la chambre anéchoïde	126
ANNEXE F : Courbes des mesures en champ proche pour les an- tennes Yagi	128
ANNEXE G : Diagrammes de rayonnement des antennes Yagi	133

INTRODUCTION

Le diagramme de rayonnement est une des caractéristiques les plus importantes d'une antenne. La sélection d'une antenne dans une application industrielle repose entre autres sur son rayonnement en champ lointain. La mesure de ces caractéristiques se fait généralement dans une chambre anéchoïde ou un site ouvert. Puisque la distance entre l'antenne sous test et l'antenne référence doit satisfaire les conditions de champ lointain [13], cela impose de grandes dimensions pour les sites de mesures qui sont proportionnelles aux coûts d'installation et d'utilisation. Deux autres caractéristiques importantes dans le choix d'une antenne sont le gain et la directivité [13]. Pour résoudre le problème du milieu de mesure, les recherches se sont tournées vers les mesures en champ proche, lesquelles sont transformées en champs lointains. Les études dans ce domaine ont pris de l'ampleur à partir de la deuxième moitié du XX^e siècle. Les mesures en champ proche se font à l'aide d'une sonde qui se déplace sur une surface à proximité de l'antenne sous test. Une difficulté majeure de cette technique est la prise en considération de la réponse de la sonde, laquelle est généralement non isotrope. Les perturbations de la sonde sur l'antenne sous test sont généralement de second ordre et elles sont simplement ignorées [1]. Plusieurs études ont été faites depuis 1951 dans le but d'inclure une correction pour la réponse de la sonde [1]. Typiquement, la sonde est caractérisée avant les mesures afin d'établir une fonction de transfert entre son signal de sortie et les fonctions utilisées pour décom-

poser les champs rayonnés par l'antenne. Les premières mesures en champ proche avec compensation des effets de la sonde ont été effectuées en 1965. Les antennes testées avec ces théories sont généralement des antennes à haut gain comme des cornets ou des réflecteurs.

En 1972, Joy et Paris [6] ont développé une technique hybride de mesures en champ proche pour la détermination du diagramme de rayonnement d'une antenne. Leurs objectifs étaient d'établir un critère d'espacement, entre les points de mesures pour le champ proche, puis de développer un algorithme d'optimisation des données en champ proche permettant de minimiser le temps de traitement. Pour cela, ils ont utilisé deux filtres qui ont servi à réduire de façon significative la quantité de données nécessaire pour le calcul du champ lointain. Finalement, ils ont tenté de valider d'une manière expérimentale les prévisions théoriques. Les antennes testées étaient des réflecteurs et la sonde était un guide d'ondes tronqué. Leurs expériences ont, toutefois, montré que le nombre de points nécessaires lors des mesures en champ proche restait très élevé, ce qui ne change pas le temps et la complexité des mesures. De plus, les corrections des effets de la sonde s'appliquaient pour des sondes à haute directivité et s'avéraient inutiles pour des sondes omnidirectionnelles comme les petits dipôles.

Petre et Sarkar [11, 12] ont utilisé une approche basée sur la modélisation de l'antenne sous test par une distribution de courant magnétique sur une surface fictive ou encore par un réseau de dipôles magnétiques. Cette méthode consistait à prendre

des mesures en champ proche en un ensemble de points sur un plan parallèle au plan contenant le courant magnétique équivalent. En utilisant cette composante du champ proche, Petre et Sarkar ont déduit la distribution de courant magnétique équivalente sur les dipôles fictifs qui modélisent l'antenne sous test. À partir de là, ils ont calculé le champ lointain rayonné par la structure. Petre et Sarkar ont examiné deux méthodes de mesures qui sont assez similaires mais qui se dissocient quant au nombre et au choix des sondes de mesure en champ proche. Dans le premier cas, les mesures sont faites avec une sonde dont on connaît les caractéristiques de rayonnement, mais cette méthode a été jugée moins efficace compte tenu des erreurs introduites sur la position de la sonde lors de ses déplacements, surtout à des fréquences millimétriques. De plus, les calculs ne tenaient pas compte de la variation de la distribution de courant sur l'antenne sous test après chaque déplacement de la sonde. La deuxième méthode consistait à mesurer le champ proche à l'aide d'un réseau fixe de dipôles $\frac{\lambda}{2}$ terminés par des charges 50Ω . Cette façon de faire évitait les erreurs de positionnement de la sonde et la distribution de courant sur l'antenne ne variait pas lors des mesures. Par contre, les interactions entre les sondes engendraient des problèmes qui étaient parfois difficiles à contrôler, notamment avec un nombre élevé de dipôles. Les mesures en champ proche fournissaient l'information sur le rayonnement du champ électrique de l'antenne sous test et le calcul du champ lointain passait par le calcul de la distribution de courant sur la surface équivalente ou sur les dipôles modélisant l'antenne de façon à ce que ces derniers puissent rayonner un champ électrique en champ proche

identique à celui mesuré. Cette même méthode a été reprise par Sarkar et Taaghoul en 1999 [14] mais cette fois-ci la modélisation s'est faite avec un équivalent de courant électrique. Toutefois les antennes testées sont considérées très directives et le champ lointain est extrapolé pour une région limitée.

Yaghjian [1] a comparé les différentes méthodes de mesures en champ proche pour la prévision du champ lointain. Ces techniques utilisaient la transformée de Fourier (cas d'espacement constant entre les points de mesures en champ proche) ou la transformée de Hankel (cas d'espacements variables entre les points de mesures en champ proche) pour calculer le champ lointain avec l'hypothèse que le champ est nul en dehors du plan de mesures. Cette affirmation était vérifiée dans le cas d'antennes à forte directivité testées dans ces articles (réflecteurs, cornets ...). De plus, la précision sur le champ lointain n'était valide que dans un secteur limité par la région de mesure.

Ces articles nous ont poussé à des réflexions concernant les autres types d'antennes utilisées dans les applications industrielles : les antennes à faible directivité. L'hypothèse que le champ est non nul juste sur une région limitée n'est plus valide puisque la puissance est rayonnée presque uniformément dans toutes les directions, comme pour le cas d'un dipôle par exemple. Il est donc nécessaire de mesurer le champ proche sur une région qui englobe toute l'antenne pour en extrapoler le champ lointain, ce qui complique beaucoup les mesures. Nous nous sommes donc intéressés à d'autres méthodes qui pourraient prendre en considération cet aspect tout en mini-

misant les coûts d'utilisation. Nous avons décidé d'utiliser la Méthode des Moments (MoM) pour calculer la distribution de courant sur notre antenne à l'aide des logiciels décrits dans [10]. Ces programmes permettent de modéliser une structure rayonnante filaire en un ensemble de dipôles. Grâce aux mesures en champ proche effectuées sur notre antenne réelle, nous pouvons calculer une distribution de courant équivalente sur une structure fictive modélisée auparavant par des fonctions de base. Par la suite, nous pouvons calculer le champ lointain de cette structure en n'importe quel point de l'espace. Le sujet de ce mémoire est de vérifier une méthode expérimentale de prévision du champ lointain à partir de mesures en champ proche basée sur cette approche. Les antennes testées seront un dipôle replié, des antennes Yagi-Uda, avec des gains différents, [13] et un réseau de huit antennes F-inversé [7]. Ces antennes nous semblent un bon choix pour traiter d'un côté des structures planaires de gain et directivité différentes et d'un autre côté une structure tri-dimensionnelle avec un plan de masse. La distribution de courant sur les éléments des antennes sous test seront modélisées par des fonctions de bases de forme sinus tronqué [13]. La MoM nous permettra de calculer l'impédance mutuelle entre les fonctions de bases et la sonde créant ainsi une matrice d'impédances $[Z]$. La mesure en champ proche donnera un vecteur de tensions complexes aux bornes d'une charge 50Ω qui est placée aux bornes de la sonde, laquelle sera choisie et étudiée dans ce mémoire. Ayant obtenu le vecteur des tensions mesurées par la sonde $[V^{mes}]$ nous pouvons, par la méthode de Décomposition en Valeurs Singulières (SVD), résoudre le système $[V^{mes}] = [Z][I]$

[17]. Le vecteur $[I]$ représente les coefficients des fonctions de base qui modélisent la structure fictive. L'antenne sous test est représentée alors par l'équivalent d'un ensemble de sources de courant électrique. Le calcul final du champ lointain est fait par superposition de la contribution des sources rayonnantes. Une des difficultés que l'on devra surmonter est la fabrication d'une sonde de petite taille pour mesurer le champ proche. En effet, celle-ci doit être d'une taille assez réduite pour ne pas perturber le champ aux alentours de notre structure sous test. Il faudra aussi trouver le bon modèle de l'antenne sous test, afin d'optimiser le temps de calcul. Finalement, il faudra trouver les meilleures conditions de mesures en fonction de chaque antenne testée (nombre de points dans la grille de mesure, hauteur de la sonde ...)

Cette technique de mesure du diagramme de rayonnement requiert des appareils de mesure que l'on retrouve dans tous les laboratoires d'électromagnétisme à savoir : - un analyseur de réseaux pour mesurer la valeur complexe de la tension aux bornes de la charge $50\ \Omega$ et qui se trouve en fait à être la valeur complexe du paramètre S_{21} ou S_{12} entre la sonde et l'antenne sous test : la charge $50\ \Omega$ n'est en fait que l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure vue par la sonde ; - un ordinateur pour contrôler deux moteurs qui serviront à déplacer la sonde selon deux axes indépendants pour les prises de mesures en champ proche. Les résultats ainsi obtenus à partir de ces mesures seront comparés aux résultats des mesures en champ lointain dans une chambre anéchoïde.

Nous débuterons ce mémoire par un bref rappel des notions théoriques reliées à

notre projet. Par la suite, nous présenterons en détail la méthode expérimentale qui permettra de calculer la distribution de courant sur une structure filaire quelconque. Dans le troisième chapitre, nous discuterons de la conception et la fabrication des différentes antennes qui seront testées, en plus de valider le choix de la sonde qui servira aux mesures en champ proche. Le quatrième chapitre sera dédié à l'explication des étapes de modélisation des structures étudiées. Nous passerons aussi en revue les différentes composantes des montages expérimentaux. Finalement, nous présenterons, dans un dernier chapitre, les résultats des mesures, avec des courbes de différents diagrammes de rayonnement. Nous comparerons les champs lointains mesurés dans la chambre anéchoïde avec les champs lointains extrapolés à partir des mesures en champ proche. Nous discuterons les cas les plus représentatifs et nous conclurons ce mémoire avec des recommandations pour des travaux futurs.

CHAPITRE 1

NOTIONS THÉORIQUES UTILES

Dans le présent chapitre, nous présenterons quelques notions théoriques permettant de comprendre la relation entre la distribution de courant d'une source électrique quelconque et les équations des ondes électromagnétiques émanant de cette même source. Nous étudierons le cas particulier d'un dipôle simple. Par la suite, nous ferons l'analyse d'une méthode numérique de résolution qui est implantée dans les programmes informatiques employés tout au long de ce projet.

1.1 Théorie des champs électromagnétiques

Pour représenter les grandeurs électriques qui entrent en ligne de compte dans la théorie des champs électromagnétiques, il faut retourner aux premières équations qui relient le champ électrique $\mathbf{E}$ et le champ magnétique $\mathbf{H}$, c'est-à-dire les équations de Maxwell (1831-1879) [3] :

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (1.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{J} \quad (1.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (1.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (1.4)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{J} = -j\omega\rho \quad (1.5)$$

Avec,

- $\mathbf{J}$: La densité de courant
- ρ : La densité de charge
- μ : la perméabilité du milieu
- ϵ : la constante diélectrique du milieu
- ω : la fréquence angulaire, $\omega = 2\pi f$
- f : la fréquence d'opération.

Les équations de Maxwell écrites sous cette forme ne sont valides que pour un milieu homogène, linéaire et isotrope.

1.1.1 Le champ proche

Une façon de résoudre les équations de champ pour les problèmes de propagation consiste à définir un vecteur potentiel magnétique $\mathbf{A}$ [13]. Contrairement aux champs

électrique et magnétique, qui sont des grandeurs mesurables. le vecteur potentiel magnétique $\mathbf{A}$ n'est qu'un outil mathématique qui permet de résoudre les équations de Maxwell.

Sachant que la divergence du champ magnétique $\mathbf{H}$ est nulle (1.4) et que la divergence d'un rotationnel est toujours nulle, nous pouvons donc définir $\mathbf{A}$ par :

$$\nabla \cdot \nabla \wedge \mathbf{A} = 0 \quad (1.6)$$

$$\nabla \wedge \mathbf{A} = \mathbf{H} \quad (1.7)$$

De plus, on peut définir un potentiel scalaire électrique ϕ . En remplaçant (1.1) dans (1.7) on obtient :

$$\nabla \wedge (\mathbf{E} + j\omega\mu\mathbf{A}) = 0 \quad (1.8)$$

Puisque l'égalité $\nabla \wedge (\nabla\phi) = 0$ est toujours vraie quelle que soit la grandeur de ϕ alors on peut écrire :

$$-\nabla\phi = \mathbf{E} + j\omega\mu\mathbf{A} \quad (1.9)$$

Les manipulations mathématiques, en utilisant la condition de Lorentz [13], nous amènent à l'équation caractéristique de $\mathbf{A}$. Soit

$$\nabla^2 \mathbf{A} + \beta^2 \mathbf{A} = -\mathbf{J} \quad (1.10)$$

β étant le nombre d'onde défini par : $\beta^2 = \omega^2 \mu \epsilon$

Imaginons une source avec une distribution de courant $\mathbf{J}$ (voir figure 1.1)

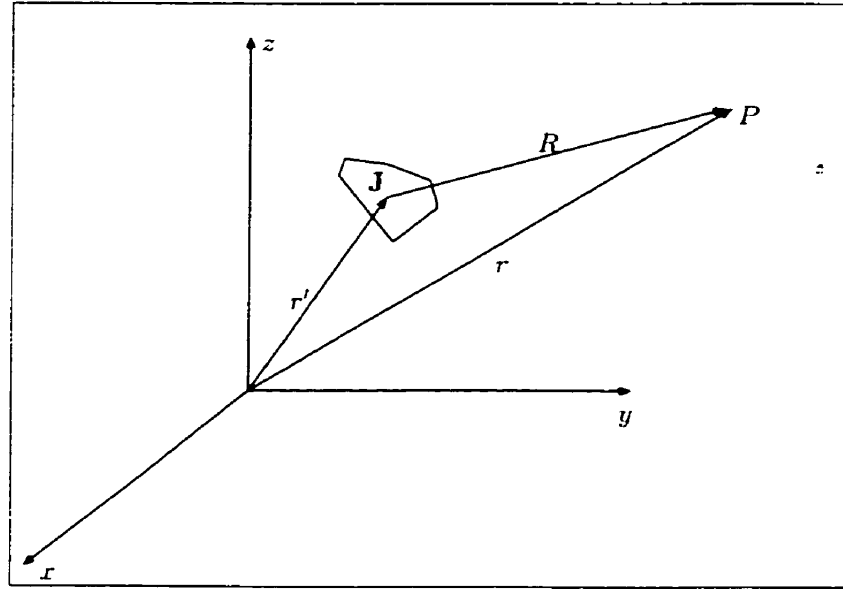


Figure 1.1: Source électrique avec une distribution de courant $\mathbf{J}$.

La solution de l'équation (1.10) est [13] :

$$\mathbf{A}(\vec{r}) = \iiint \mathbf{J}(\vec{r}') \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dv' \quad (1.11)$$

- R : la distance entre la source et le point d'observation $R = |\vec{r} - \vec{r}'|$
- $\vec{r}$: point d'observation.
- $\vec{r}'$: point de la source
- v : le volume de la source.

Si nous considérons un fil conducteur, d'une longueur $l \ll \lambda$ et d'un rayon infinitésimal, orienté selon l'axe z et placé à l'origine (voir figure 1.2), nous aurons l'équation suivante :

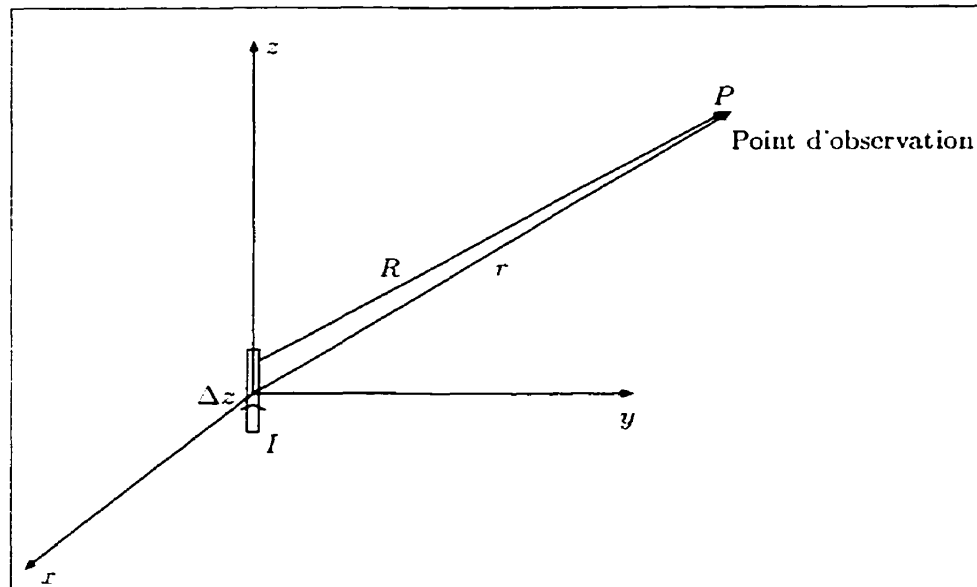


Figure 1.2: Dipôle idéal infinitésimal placé à l'origine.

$$A_z = \int_{-l/2}^{l/2} J_z(z') \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} dz' \quad (1.12)$$

Puisque le fil est très petit alors $R \approx r$. De plus, si nous transformons le vecteur $\mathbf{A}$ dans les coordonnées sphériques nous obtenons [3] :

$$A_r = \frac{Il e^{-j\beta r}}{4\pi r} \cos \theta \quad (1.13a)$$

$$A_\theta = \frac{Il e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sin \theta \quad (1.13b)$$

$$A_\phi = 0 \quad (1.13c)$$

À partir de là, nous pouvons extraire les expressions des champs électrique et magnétique.

$$H_\phi = j \frac{\beta Il \sin \theta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{j\beta r} \right) e^{-j\beta r} \quad (1.14a)$$

$$H_r = 0 \quad (1.14b)$$

$$H_\theta = 0 \quad (1.14c)$$

$$E_r = \eta j \frac{3Il \cos \theta}{2\pi r^2} \left(1 + \frac{1}{j\beta r}\right) e^{-j\beta r} \quad (1.15a)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{3Il \sin \theta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{j\beta r} - \frac{1}{\beta^2 r^2}\right) e^{-j\beta r} \quad (1.15b)$$

$$E_\phi = 0 \quad (1.15c)$$

1.1.2 Le champ lointain

Dans le champ lointain la distance r devient très grande. Par conséquent, les rapports $\frac{1}{r^2}$ et $\frac{1}{r^3}$ sont négligeables par rapport à $\frac{1}{r}$. Alors nous pouvons simplifier les équations (1.14) et (1.15) à

$$H_\phi = j \frac{3Jl}{4\pi r} \sin \theta e^{-j\beta r} \quad (1.16a)$$

$$H_r = 0 \quad (1.16b)$$

$$H_\theta = 0 \quad (1.16c)$$

$$E_\theta = j\eta \frac{3Jl}{4\pi r} \sin \theta e^{-j\beta r} \quad (1.16d)$$

$$E_\phi = 0 \quad (1.16e)$$

$$E_r \approx 0 \quad (1.16f)$$

1.2 La Méthode des Moments (MoM)

Pendant longtemps, la résolution d'une équation analytique complexe posait un grand problème. Les efforts étaient plus concentrés sur la manipulation de la solution pour minimiser le temps de calcul et remédier aux problèmes liés à la capacité de mémoire limitée des anciens calculateurs. Avec le progrès fulgurant qu'a connu le domaine informatique, les réflexions se sont tournées vers des méthodes numériques simples en comptant sur le temps de traitement rapide des co-processeurs et de l'espace mémoire disponible. Les approximations dont on se contentait sont calculées à des ordres assez élevés pour donner des résultats presque aussi bons que la solution exacte.

La méthode des moments représente bien cette transition puisqu'elle transforme des équations intégrales analytiques en un système matriciel qui peut être résolu plus facilement.

1.2.1 Principe d'équivalence

Pour illustrer la méthode des moments appliquée aux antennes filaires, sujet principal de ce mémoire, nous considérons un doublet électrique de longueur L , de rayon a et de conductivité infinie (voir figure 1.3). Ce doublet est en présence d'un champ électromagnétique incident (E^i, H^i) créé par une source de densité de courant électrique J^i ou magnétique M^i . La présence du doublet provoque un champ électromagnétique induit (E^s, H^s) et par conséquent, on aura un champ électromagnétique

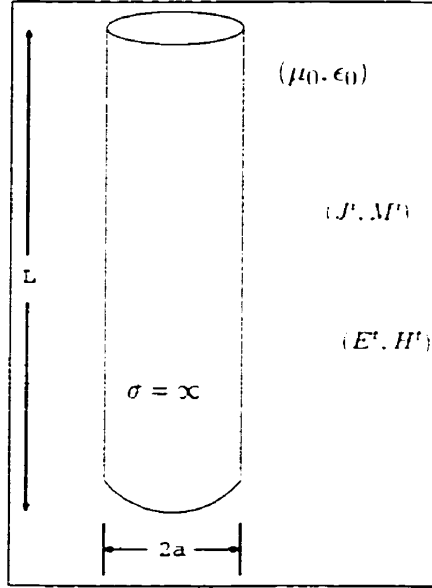


Figure 1.3: Doublet conducteur en présence d'un champ incident externe.

total dans l'environnement du doublet, tel que :

$$E^t = E^i + E^s \quad (1.17a)$$

$$H^t = H^i + H^s \quad (1.17b)$$

Nous remplaçons le corps métallique par l'espace libre, afin d'avoir un environnement homogène (μ_0, ϵ_0) . Nous laissons une densité de courant électrique J_s définie par l'équation 1.18 sur la surface équivalente (voir figure 1.4).

$$J_s = \hat{n} \wedge H^t \quad (1.18)$$

Avec $\hat{n}$ le vecteur normal à la surface S et H^t le champ magnétique total mesuré sur S . Puisque J_s est égal au courant qui était induit par la source sur le corps métallique,

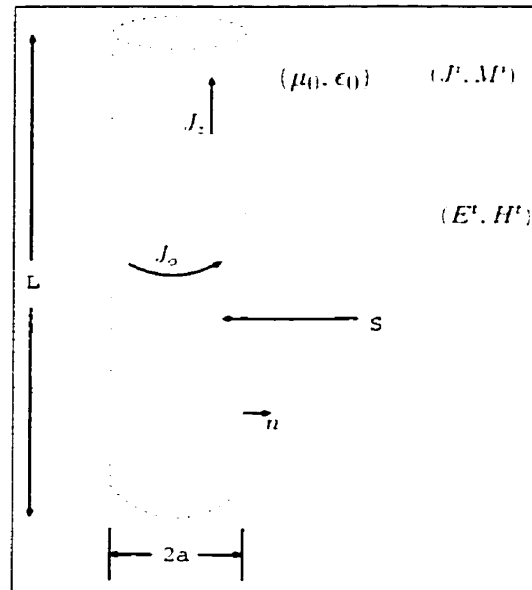


Figure 1.4: Doublet conducteur remplacé par une densité de courant.

le champ $\tilde{E}$ sur S dans la figure 1.4 sera le même que dans la figure 1.3. Notons que le champ électrique tangentiel $\mathbf{E}_{tang}$ est nul à la surface du corps métallique car nous avons supposé une conductivité infinie..

Le cas des antennes filaires minces est assez simple pour un problème 3D. On peut approximer la densité de courant surfacique J_s en une densité de courant linéique J_z dans la direction de l'axe du doublet. Puisque $a \ll \lambda$, la quantité de courant azimuthal sur la circonférence du doublet est négligeable par rapport à la quantité de courant le long du fil.

Si nous appliquons les conditions aux frontières on aura :

$$\hat{n} \wedge (E^s + E^i) = 0 \quad (1.19)$$

donc

$$\hat{n} \wedge E^s = -\hat{n} \wedge E^i \quad (1.20)$$

Puisqu'on suppose que le courant est seulement selon l'axe z , alors l'équation 1.20 conduit à :

$$E_z^s = -E_z^i \quad (1.21)$$

1.2.2 Théorie de la méthode des moments

Nous disposons à ce point du développement d'une équation analytique (1.21) que nous allons, par la méthode des moments, transformer en un système linéaire. Pour cela, nous allons décomposer le doublet conducteur en n dipôles électriques. Nous pouvons remplacer la densité de courant J_z par la somme des densités de courant sur chaque dipôle tel que :

$$J_z = \sum_n^N I_n F_n \quad (1.22)$$

F_n sont les fonctions de bases que nous imposons comme distribution de courant sur chaque dipôle (connues) et I_n sont les coefficients de ces fonctions de bases (inconnues).

Si nous considérons les champs créés par chacun des dipôles on aura alors :

$$-\sum_n^N I_n E_n^s = E_z^i \quad (1.23)$$

Ces fonctions de base sont appliqués sur la surface du doublet.

Nous plaçons aussi m fonctions poids F_m sur l'axe du doublet. Si nous appliquons un produit scalaire des fonctions poids F_m sur les deux membres de l'équation (1.23) on trouve :

$$-\int_L F_m \sum_n^N I_n E_n^s dz = \int_L E^i F_m dz \quad (1.24)$$

ou

$$\sum_n^N I_n \int_L F_m E_n^s dz = \int_L E^i F_m dz \quad (1.25)$$

Posons :

$$\int_L F_m E_n^s dz = Z_{mn} \quad (1.26)$$

et

$$\int_L E^i F_m dz = V_m \quad (1.27)$$

donc

$$\sum_n^N Z_{mn} I_n = V_m \quad (1.28)$$

Donc les équations intégrales sont représentées par le système matriciel

$$[Z][I] = [V].$$

D'après la littérature, les expériences ont démontré que le choix des fonctions poids semblables aux fonctions de bases donne de meilleurs résultats « Méthode de Galerkin » [13].

CHAPITRE 2

MÉTHODE EXPÉRIMENTALE POUR L'EXTRACTION DU COURANT SUR UNE STRUCTURE FILAIRE RAYONNANTE

Dans le chapitre précédent, nous avons fait un bref rappel des notions théoriques utiles à la mise en situations du projet. À présent, nous verrons une application directe de ces notions à un cas réel et pratique. Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, le calcul des différentes composantes du champ électromagnétique nécessite la connaissance de la distribution de courant sur la source du rayonnement. Par conséquent, nous présenterons dans ce chapitre une méthode expérimentale qui nous permettra, grâce à la Méthode des Moments (MoM), de définir avec une certaine précision la distribution de courant électrique sur notre source de rayonnement à l'aide de mesures en champ proche . Pour illustrer la méthode nous allons prendre le cas d'un dipôle simple. Finalement, nous présenterons un bref aperçu des deux programmes «Mov3» et «Scansvd», [10], qui ont servi tout au long de ce projet.

2.1 Modélisation d'une structure filaire rayonnante

Pocklington [13] a démontré que sur un fil fin, la distribution du courant est approximativement sinusoïdale . Une autre hypothèse qui se révèle essentielle est que, si le rayon du fil est largement inférieur à la longueur d'onde ($r \ll \lambda$), alors nous pouvons dire que le courant se déplace dans le sens de l'axe principal seulement.

La modélisation de notre antenne dipôle sera faite par des fonctions de base de forme sinus tronqué (voir figure 2.1) dont l'expression mathématique est :

$$F_n(s) = \begin{cases} \hat{s} \frac{\sin \beta(s - s_{n-1})}{\sin \beta(s_n - s_{n-1})} & \cdot \quad s_{n-1} \leq s \leq s_n \\ \hat{s} \frac{\sin \beta(s_{n+1} - s)}{\sin \beta(s_{n+1} - s_n)} & \cdot \quad s_n \leq s \leq s_{n+1} \end{cases} \quad (2.1)$$

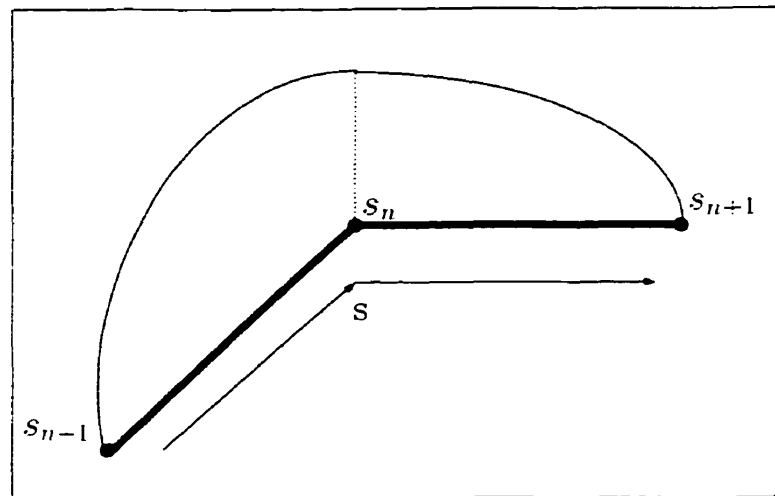


Figure 2.1: Distribution en sinus tronqué utilisée pour représenter le courant sur une structure filaire.

Le but de cette modélisation est de trouver la distribution de courant sur l'antenne dipôle pour ensuite en déduire le champ lointain.

La méthode des moments nous permet de construire un système linéaire modélisant l'antenne. Celui-ci est constitué de la matrice des impédances, notée $[Z]$, qui représente les impédances mutuelles entre les fonctions de base de l'antenne sous test (le dipôle simple dans ce cas-ci), le vecteur noté $[I]$, qui contient les coefficients des

fonctions de base et finalement le vecteur $[V]$, qui est l'excitation. Habituellement nous connaissons le vecteur $[V]$ puisque nous connaissons l'emplacement de la source sur notre antenne. Les valeurs des coefficients de courant de chaque fonction de base de l'antenne sont obtenues par la résolution du système d'équations :

$$[I] = [Z]^{-1}[V] \quad (2.2)$$

Une fois le vecteur $[I]$ connu, nous pouvons déduire la distribution de courant sur l'antenne et finalement calculer le champ lointain à n'importe quel point de l'espace de rayonnement de celle-ci.

2.2 Résolution de l'équation intégrale des courants par des mesures expérimentales

La technique développée dans la section précédente nous oblige à bien connaître la forme de notre structure rayonnante et de bien situer la position de la source de tension. Ces hypothèses ne sont pas toujours vraies. Afin de généraliser notre problème, nous allons considérer que la position de la source et la forme de la structure est inconnue et nous ferons l'hypothèse qu'il existe une structure équivalente qui produira le même champ électromagnétique que celui mesuré à proximité de notre antenne réelle. Ces mesures sont faites par une sonde terminée par une charge 50Ω .

Le système (2.2) se transforme alors en un système similaire mais dont les élé-

ments sont différents. soit :

$$\begin{bmatrix} T_{1,1} & T_{1,2} & \dots & T_{1,n} \\ T_{2,1} & T_{2,2} & \dots & T_{2,n} \\ \cdot & T_{j,k} & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ T_{m,1} & T_{m,2} & \dots & T_{m,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_k \\ \cdot \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1^{mes} \\ V_2^{mes} \\ V_j^{mes} \\ \cdot \\ V_m^{mes} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

chaque élément de la matrice $[T]_{m \times n}$, représente l'impédance mutuelle entre une fonction de base de la structure fictive et la sonde lorsque cette dernière se trouve à une position donnée. Par exemple, l'élément $T_{j,k}$ représente l'impédance mutuelle entre la k^e fonction de base de la structure fictive et la sonde lorsque cette dernière est à sa j^e position.

La sonde sert à mesurer le champ proche à différents points aux alentours de l'antenne réelle (vecteur $[V^{mes}]$).

En supposant que le vecteur $[V^{mes}]$ soit connu, nous allons construire la matrice $[T]_{m \times n}$, résoudre le système afin de calculer $[I]$, déduire la distribution de courant sur l'antenne et finalement calculer le champ lointain.

Nous considérons une structure filaire rayonnante constituée d'un dipôle simple. Nous la modélisons par n fonctions de base. Nous utilisons une sonde terminée par une charge 50Ω pour mesurer le champ proche (ou la tension aux bornes de la charge) à m endroits différents au-dessus de l'antenne sous test. (voir figure 2.2)

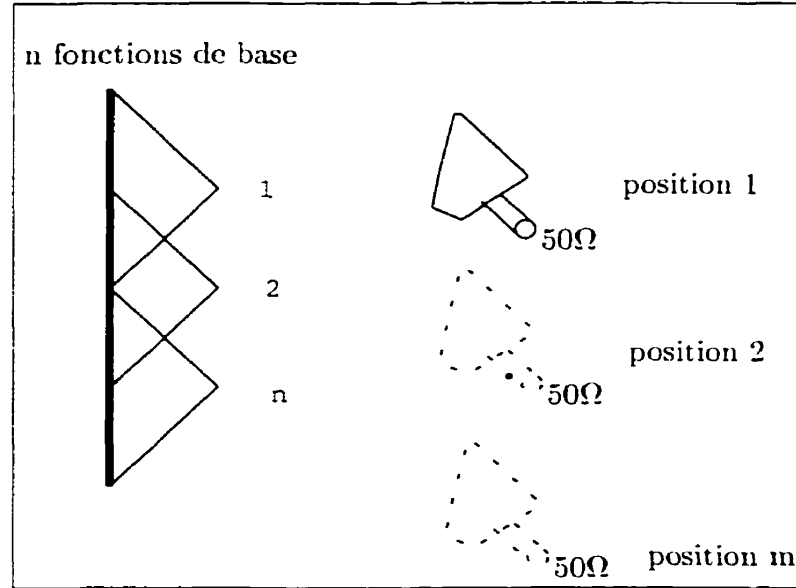


Figure 2.2: Structure filaire modélisée par des fonctions de base et une sonde pour mesurer le champ proche.

La première étape consiste à mesurer le champ aux alentours de l'antenne réelle.

La deuxième étape permettra de construire la matrice $[T]_{m \times n}$.

À partir de (2.3) on peut écrire :

$$T_{j,k} = \frac{V_{50\Omega_j}}{I_k} \quad (2.4)$$

lorsque $I_k \neq 0$ et $I_l = 0$ pour $l \neq k$

Nous modélisons la sonde par l fonctions de base de type dipôle et nous plaçons une charge de 50Ω aux bornes d'un de ses dipôles. De plus nous considérons que

seule la k^{e} fonction de base de l'antenne est non nulle et qu'elle est excitée par une source de $1V$. Nous considérons la sonde à sa J^{e} position.

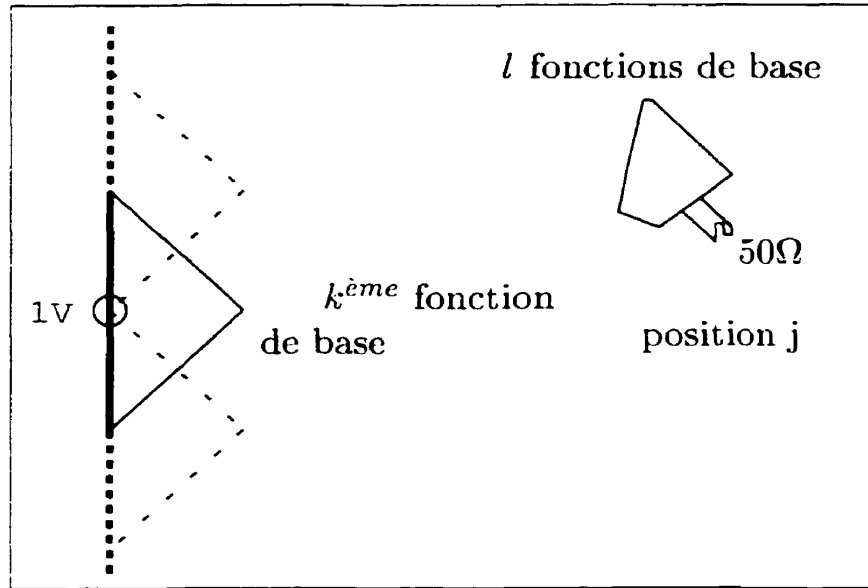


Figure 2.3: Méthode pour déduire les coefficients des fonctions de base de la structure fictive.

Le système complet comprend une source de rayonnement connue (source de la fonction de base sur le dipôle) et une structure, la sonde, qui va être illuminée par cette source. Donc nous pouvons appliquer la méthode des moments pour trouver les coefficients des fonctions de base constituant la sonde et celle sur l'antenne fictive. Par conséquent, nous formons un système matriciel dont les inconnus sont le coefficient du courant de la fonction de base du seul élément non-nul de la structure fictive, que nous appellerons I_1 , et les l coefficients de fonctions de base formant la sonde, soient

les courants I_2 à I_{l+1} .

$$\begin{bmatrix} Z_{1,1} & Z_{1,2} & \dots & Z_{1,l+1} \\ Z_{2,1} & Z_{2,2} & \dots & Z_{2,l+1} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ Z_{l+1,1} & Z_{l+1,2} & \dots & Z_{l+1,l+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ I_{l+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

La solution de ce système permet de trouver, entre autres, deux valeurs importantes pour notre développement : I_1 (coefficient de la fonction de base de l'antenne fictive) et $I_{50\Omega}$. Si nous remplaçons ces deux valeurs dans 2.4 nous obtenons la valeur de T_{jk} car $V_{50\Omega} = 50\Omega * I_{50\Omega}$ et nous prenons le I_1 trouvé en 2.5 comme valeur de I_k dans l'équation 2.4.

Pour chaque fonction de base de l'antenne et à chaque position de la sonde nous appliquons la méthode des moments et nous déduisons un élément de la matrice $[T]_{m \times n}$.

Pour avoir une bonne approximation des coefficients des fonctions de base de l'antenne, il faut surdimensionner la matrice $[T]_{mn}$ de façon à avoir plus de mesures que d'inconnues. Une fois la matrice complétée, le système 2.2 sera résolu en utilisant la décomposition en valeurs singulières. Cette méthode nous donne une solution qui

tend à réduire le résidu [17] :

$$|[T][I] - [V]|^2 \quad (2.6)$$

Lorsque la distribution de courant sur la structure fictive sera connue, nous pourrons calculer le champ lointain rayonné.

En résumé, par cette méthode on tente de trouver une distribution de courant sur une structure fictive qui produirait le même champ proche que celui mesuré sur une antenne réelle.

2.3 Introduction aux programmes «Mov3» et «Scansvd»

Basé sur ces principes, deux programmes «Mov3» et «Scansvd» ont été mis au point. Ces programmes utilisent des parties du logiciel «RICHT» [15].

Le programme «Mov3» permet de simuler la prise de mesures en champ proche. Pour ce faire, nous créons d'abords un modèle d'antenne à partir d'une structure filaire. Puis nous décomposons notre antenne en un nombre de fonctions de base, nous définissons la position d'une source et une grille de points de mesures. D'un autre côté, la sonde est, elle aussi, représentée par un nombre de fonctions de base et d'une charge d'impédance arbitraire, e.g. 50Ω situé sur une de ses branches. Pour cette étape nous devons reproduire de la façon la plus fidèle possible la topologie réelle de notre antenne sous test. Par conséquent, nous avons besoin d'un fichier d'entrée

qui comportera toutes les spécifications de l'antenne (entre autres : position de la source, le nombre de segments constituant la structure, les coordonnées des points, les coordonnées des points de mesures, la position de la charge ...). Un exemple du fichiers ASCII est présenté à l'Annexe A. Ce programme produit deux fichiers de sortie. Le premier qu'on appellera *mov3.o* comporte les courants complexes aux extrémités de chaque segment de l'antenne et de la sonde (les courants de branches), l'impédance d'entrée de l'antenne ... (Nous pouvons contrôler les éléments du fichier de sortie à partir du fichier d'entrée pour n'avoir que les grandeurs qui nous sont pertinentes et éviter d'avoir un gros fichier inutilement). Le deuxième fichier qu'on appellera *MEA.FIL* comporte les valeurs des tensions complexes aux bornes de la charge 50Ω et cela pour chaque position de la sonde sur la grille des mesures. Le contenu de *MEA.FIL* est donc une version simulé d'une prise de mesures en champ proche. Dans cette simulation, l'effet perturbateur de la sonde sur le comportement de l'antenne mesurée est pris en considération. Ceci nous permettra d'évaluer l'importance de cet effet lors de nos mesures. Pour avoir une base de comparaison, une autre version de «Mov3» ne tient pas compte des perturbations sur la distribution de courant sur les dipôles lors du déplacement de la sonde au voisinage de l'antenne. Cette version est intitulée «Mov4». Les fichiers d'entrée et de sorties sont constitués de la même manière que pour «Mov3». De plus, le programme «RICHT» permet de calculer les coefficients exacts sur la structure sans la présence de la sonde. Donc ces deux derniers programmes donnent les mêmes courants sur l'antenne simulée.

Le programme «Scansvd» permet de calculer les coefficients des fonctions de base de la structure fictive à partir des tensions complexes mesurées. Pour ce faire, un fichier d'entrée que l'on appellera *IN.FIL* comportera les spécifications de la structure **fictive**. En effet, nous n'avons pas besoin de reproduire la topologie exacte de notre antenne sous test et nous n'avons même pas besoin de spécifier la position de la source. Le programme se chargera de calculer la meilleure distribution de courant sur un ensemble de fonctions de base, définies préalablement, qui est susceptible de générer le même rayonnement en champ proche que celui mesuré par la sonde à proximité de notre antenne. Par conséquent, le programme se chargera en premier lieu de construire la matrice $[T]$ avant de résoudre le système d'équation en utilisant le vecteur des tensions mesurées préalablement, ou simulées par le programme «Mov3». En deuxième lieu, le programme calculera les composantes électromagnétiques en champ lointain selon les angles et les plans spécifiés dans le fichier d'entrée.

En pratique le vecteur tension *MEA.FIL* est mesuré directement sur notre antenne sous test. Par conséquent, le passage par le programme «Mov3» n'est en réalité qu'une méthode pour valider nos résultats.

Le fichiers d'entrée *IN.FIL* (voir Annexe B) est presque similaire à celui du programme «Mov3», car, ils suivent tous les deux une topologie définies par le programmeur. En réalité chaque programme n'utilise que les commandes qui leur sont utiles. À titre d'exemple : La ligne de commande relative à la position et la valeur de la

tension de la source est présente dans les deux fichiers mais n'est utilisée que par le programme «Mov3».

La figure 2.4 montre un organigramme qui représente les étapes de simulation pour comparer les différentes méthodes de calcul des coefficients de courant des fonctions de base.

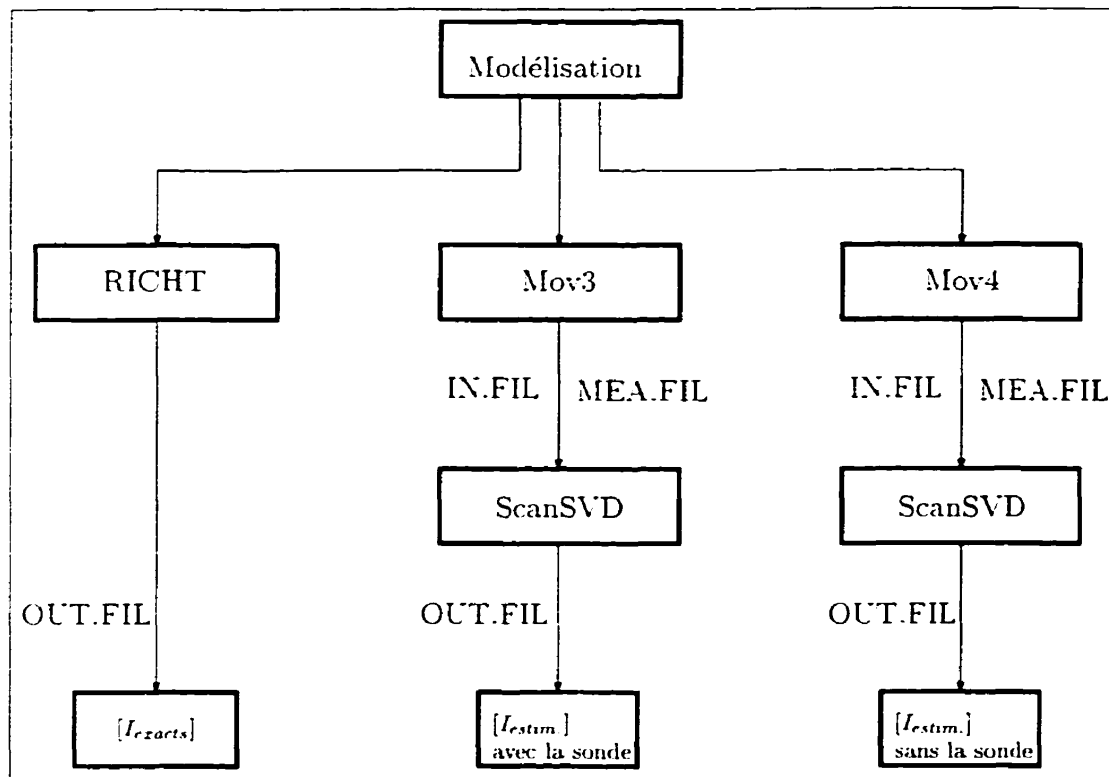


Figure 2.4: Organigramme des étapes de calcul des coefficients de courant sur les fonctions de base d'une structure rayonnante.

Le tableau 2.1 représente des résultats de simulations avec «Mov3 + ScanSVD», «Mov4 + ScanSVD» et «RICHT», pour une antenne dipôle replié modélisée par dix (10) fonctions de base et une sonde de type boucle que l'on verra dans le chapitre 3.

Les courants sont données dans la forme complexe : *partie réelle partie imaginaire*.

Tableau 2.1: Calcul des coefficients de courant avec et sans la perturbation de la sonde.

Numéro de dipôle	Coefficients de courant calculés avec :					
	RICHT		Mov3--ScanSVD		Mov4--ScanSVD	
1	-.3586E-03	-.1506E-02	-.3492E-03	-.1494E-02	-.3586E-03	-.1506E-02
2	-.1709E-02	.1260E-04	-.1694E-02	.2081E-04	-.1709E-02	.1260E-04
3	-.2197E-02	.9916E-03	-.2222E-02	.9767E-03	-.2197E-02	.9916E-03
4	-.1709E-02	.1271E-04	-.1693E-02	.2090E-04	-.1709E-02	.1271E-04
5	-.3584E-03	-.1506E-02	-.3489E-03	-.1494E-02	-.3584E-03	-.1506E-02
6	.3781E-03	-.2162E-02	.3830E-03	-.2173E-02	.3781E-03	-.2162E-02
7	.1749E-02	-.2478E-02	.1768E-02	-.2481E-02	.1749E-02	-.2478E-02
8	.2244E-02	-.4113E-03	.2294E-02	-.3816E-03	.2244E-02	-.4113E-03
9	.1749E-02	-.2478E-02	.1768E-02	-.24817E-02	.1749E-02	-.2478E-02
10	.3779E-03	-.2162E-02	.3829E-03	-.2173E-02	.3779E-03	-.2162E-02

Nous remarquons bien que les calculs faits par «RICHT» et «Mov4--ScanSVD» sont identiques. Par contre les calculs faits par «Mov3--ScanSVD» présentent quelques différences dues à la perturbation de la sonde.

CHAPITRE 3

CONCEPTION DES ANTENNES MESURÉES ET DE LA SONDE

Maintenant que nous avons présenté la méthode de résolution, nous passons à la conception des antennes qui ont été utilisées pour confirmer les résultats des simulations avec des mesures expérimentales.

Une des structures filaires les plus connues et les plus faciles à fabriquer est l'antenne Yagi-Uda. Cette dernière est constituée d'un élément actif, un réflecteur et plusieurs directeurs [13] (voir figure 3.1).

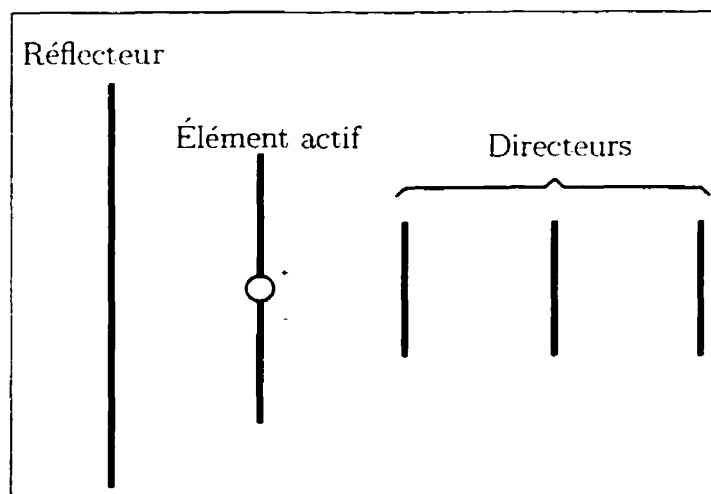


Figure 3.1: Antenne Yagi-Uda à cinq éléments.

Afin de valider notre méthode nous avons aussi fabriqué un réseau d'antennes *F-inversé* sur une plaque d'aluminium. Cette antenne est totalement différente du fait qu'elle constitue une structure tridimensionnelle alors que la Yagi est une struc-

ture contenue dans un plan. Finalement, nous présenterons les caractéristiques et la conception de la sonde qui a été utilisée pour la prise des mesures en champ proche.

Toutes les antennes sont conçues pour une fréquence d'opération de $f = 2.45 \text{ GHz}$ soit une longueur d'onde $\lambda = 0.12245 \text{ m}$. Le choix de cette fréquence a été basé sur les dimensions des structures à étudier et l'intérêt que l'on a actuellement pour cette bande de fréquences dans le domaine des télécommunications. D'autre part, pour des fréquences inférieures à 1.5 GHz , les mesures dans la chambre anéchoïde, dont nous disposons au laboratoire du Centre de Recherche Poly-GRAMES, ne seraient pas considérées comme des mesures en champ lointain puisque les éléments des antennes seraient d'une taille ne permettant pas un éloignement suffisant entre les antennes émettrice et réceptrice. Quant aux fréquences supérieures, elles impliquent des dimensions d'antennes et de sondes assez réduites que l'on aurait du mal à fabriquer. Donc cette fréquence de 2.45 GHz est un bon compromis.

3.1 Antennes Yagi-Uda

Pour les besoins des mesures, nous avons fabriqué deux antennes Yagi-Uda. La première est obtenue en plaçant les éléments sur une plaque de polystyrène, servant de support, qui a une constante diélectrique très proche de celle de l'air. La deuxième utilise une tige en plexiglas ($\epsilon_r \approx 2.56$) comme support pour les éléments de l'antenne. Dans ce mémoire, nous n'illustrerons que la méthode de fabrication de la Yagi

montée sur une tige de plexiglas car elle ressemble beaucoup plus que la première aux antennes Yagi qu'on retrouve dans l'industrie.

Avant de commencer la conception des antennes Yagi, nous avons conçu une antenne de type dipôle replié qui servira d'élément actif pour la Yagi et qui est facilement fabriquée avec du câble coaxial. Cette dernière est une des antennes les plus pratiques. Elle est constituée de deux tiges parallèles connectés aux deux extrémités formant ainsi une boucle (voir figure 3.2).

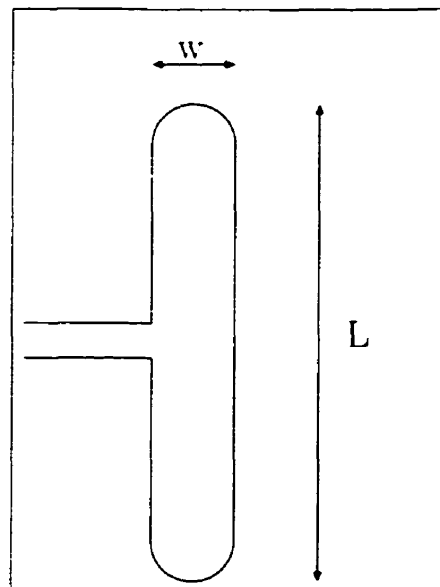


Figure 3.2: Une antenne dipôle replié.

La distance w entre les deux tige est généralement petite par rapport à la longueur L de l'antenne ainsi que par rapport à la longueur d'onde λ . Dans notre cas $w = 0,038\lambda$ et $L = 0,48\lambda$. Nous avons fabriqué le dipôle replié avec du câble coaxial d'un diamètre $d = 0,01\lambda$. Le dipôle replié est formé de deux tiges distinctes. La première tige est d'une longueur $\frac{\lambda}{2}$ que nous plions en deux formant un U. La deuxième tige est

pliée de la même manière sauf que une des branches du U est plus longue. L'excédent de cette tige est plié à 90° degrés et sert de câble d'alimentation. Nous soudons à la première extrémité. (voir point A sur la figure 3.3). le conducteur central de la plus longue tige avec la gaine extérieure de la plus courte formant l'autre membre du dipôle. À la deuxième extrémité, point B nous soudons les conducteurs extérieurs des deux tiges ensemble (voir figure 3.3). Cette façon de faire nous permet d'avoir une antenne balancée.

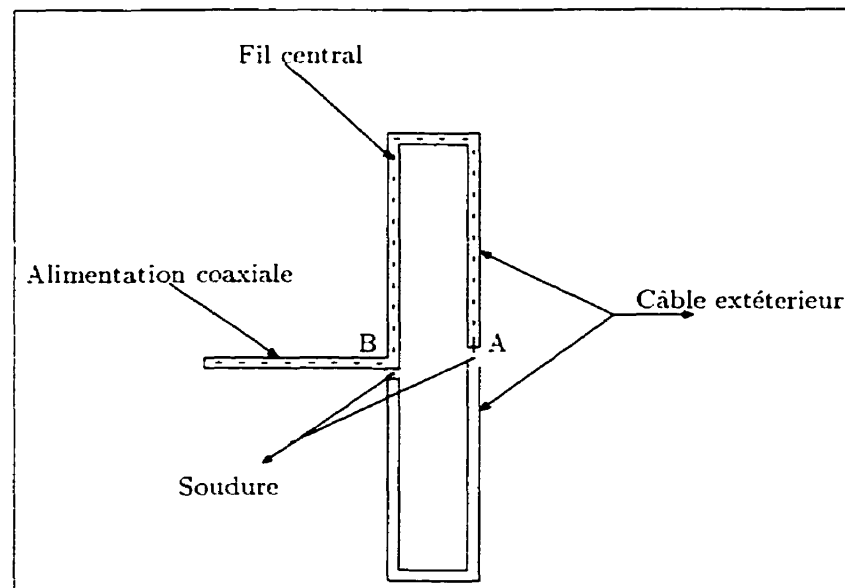


Figure 3.3: Fabrication du dipôle replié avec un câble coaxial.

Les caractéristiques des antennes Yagi ont été déduites de la référence [13]. Nous avons utilisé l'antenne dipôle replié citée plus haut pour former l'élément actif. Afin de soutenir la structure de l'antenne Yagi, nous avons fabriqué une tige en plexiglas d'une section carrée de 9mm de côté. Nous avons mis plusieurs trous sur la tige. De

cette façon, nous avons pu fabriquer plusieurs antennes Yagi en insérant ou retirant des éléments des trous (voir figure 3.4).

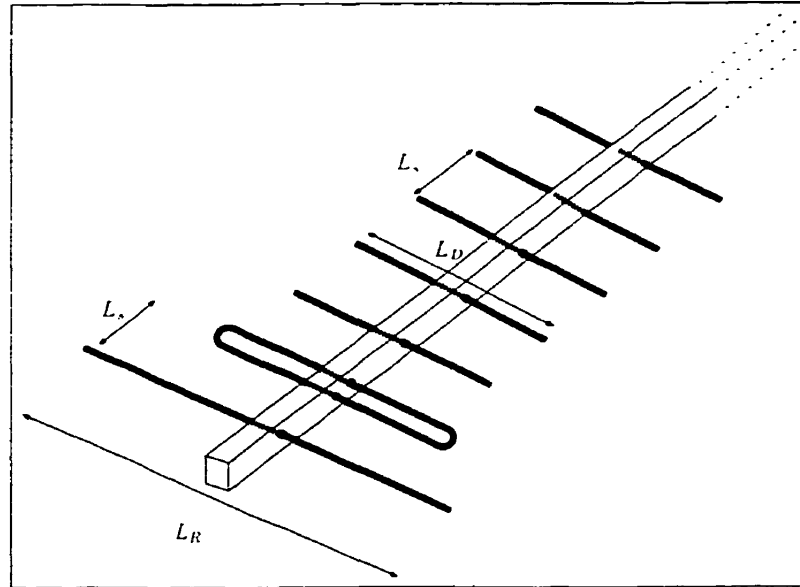


Figure 3.4: Antenne Yagi-Uda sur une tige de plexiglas.

L'élément réflecteur a une longueur de $L_R = 0.65\lambda$ et les directeurs ont une longueur de $L_D = 0.39\lambda$. Ces éléments ont été fabriqués avec du fil de cuivre d'un diamètre de 1.2 mm soit un diamètre de $\approx \frac{\lambda}{10}$. Finalement l'espacement entre les éléments est constant à $L_S = 0.2\lambda$.

Puisque nous avons une seule structure avec L_s fixe pour nos différentes Yagi, l'impédance d'entrée variait beaucoup d'un prototype à l'autre. Nous avons donc choisi d'utiliser un syntoniseur à trois tronçons (*Maury Microwave, modèle 1819C*) pour l'adaptation de l'impédance d'entrée. Cela nous a évité de fabriquer cinq circuits d'adaptation différents.

3.2 Réseau d'antennes « F-inversé »

Comme nous l'avons vu dans la section précédente, les antennes Yagi-Uda ne comportent pas de plan de masse et sont principalement comprises dans un plan. Afin de pouvoir valider la technique de champ proche proposée sur des structures tri-dimensionnelles, nous avons fait la conception d'un réseau de huit antennes «F-inversé» [7]. Ce réseau est formé de deux sous réseaux non identiques. Le premier sous-réseaux est formé de quatre éléments, dont l'élément de base est montré à la figure 3.5. Le deuxième sous-réseau est obtenu par symétrie de réflexion (voir figure 3.6). Le réseau est alimenté par un circuit micro-ruban placé de l'autre côté du plan de masse. Les éléments d'un même sous-réseau sont alimentés en phase. Par contre les deux sous-réseau sont alimentés en opposition de phase l'un par rapport à l'autre.

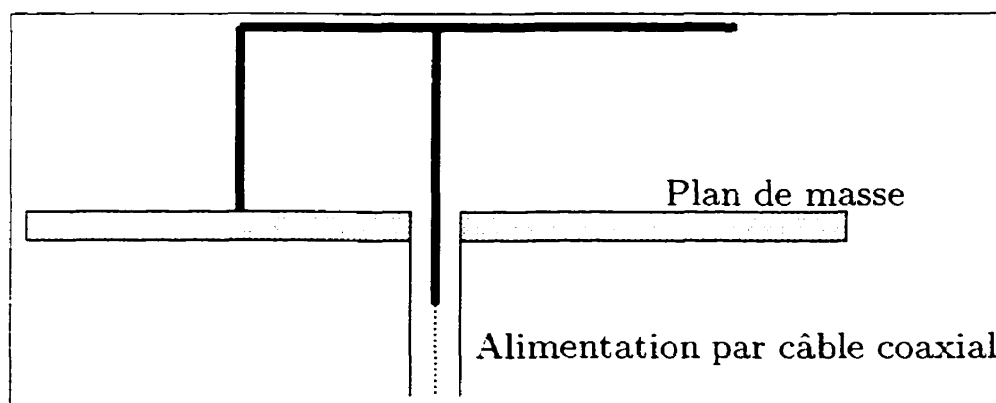


Figure 3.5: Antenne F-inversé alimentée par câble coaxial

Pour commencer, nous avons fait le calcul de l'impédance d'entrée d'un seul élément afin de trouver les longueurs des tiges en fonction de la fréquence désirée. Ce calcul est fait avec le logiciel «RICHT» [15]. La principale difficulté de conception

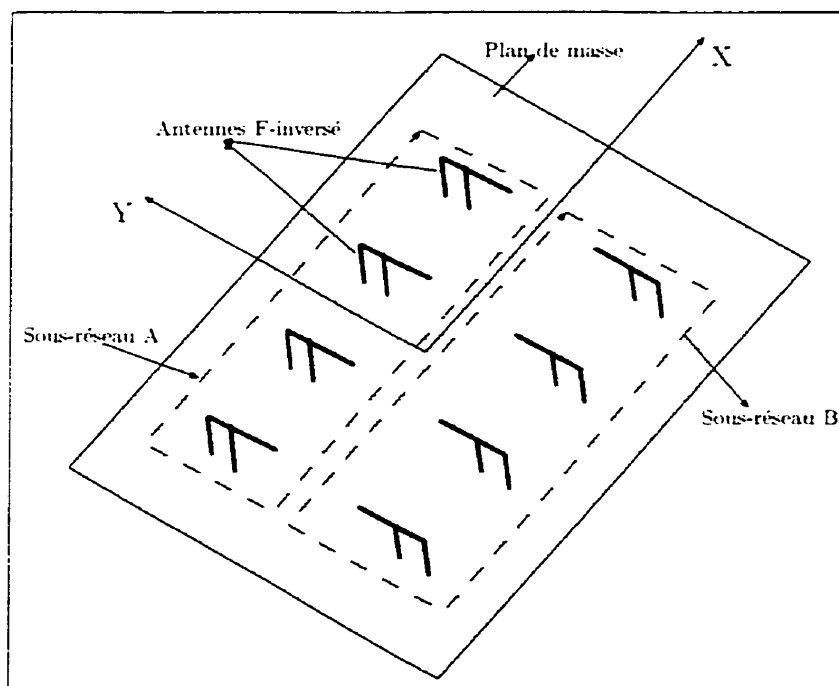


Figure 3.6: Réseau d'antennes «F-inversé».

de ce type d'antennes réside dans la sensibilité aux erreurs sur les longueurs des éléments. Pour régler partiellement ce problème, nous avons construit un moule pour découper les tiges de métal composant les éléments. De cette façon, les tiges seront toutes semblables et par conséquent, les antennes aussi seront identiques. Ces antennes ont été fabriquées avec du fil de cuivre d'un diamètre de $0,8\text{ mm}$.

La difficulté majeure dans la conception d'un réseau d'antennes est son circuit d'alimentation. En effet, il faut respecter en même temps les positions des antennes et les longueurs des lignes de transmission pour obtenir les déphasages désirés. (voir figure 3.7).

Le déphaseur à 180° , montré à la figure 3.7, sert à inverser le sens du courant

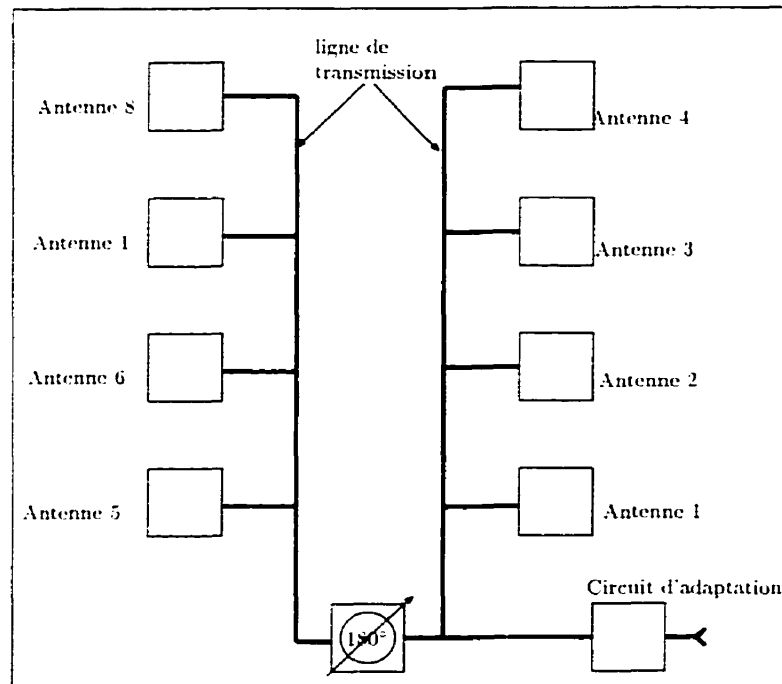


Figure 3.7: Circuit d'alimentation du réseau d'antenne «F-inversé».

dans la tige horizontale de chaque élément du sous-réseau «A» par rapport au courant sur la tige horizontale de chaque élément du sous-réseau «B». Par conséquent, les courants sur les tiges verticales des éléments du sous-réseau «A» seront dans des sens contraires par rapport au courant sur les tiges verticales des éléments du sous-réseau «B» (voir figure 3.8). De plus, Chaque élément d'un même sous-réseau a été placé à une distance λ_{air} (distance entre les points d'alimentations) par rapport à son vis-à-vis dans l'autre sous-réseau, afin que les champs électriques rayonnés par les tiges horizontales puissent s'additionner (courants dans le même sens) et que les champs électriques issus des tiges verticales puissent s'annuler (courants dans le sens contraire). De cette manière nous favorisons un rayonnement dans la direction

verticale au dessus du réseau. De même, nous minimisons le rayonnement produit par les tiges verticales dans les directions $-Y$ et $-Y'$

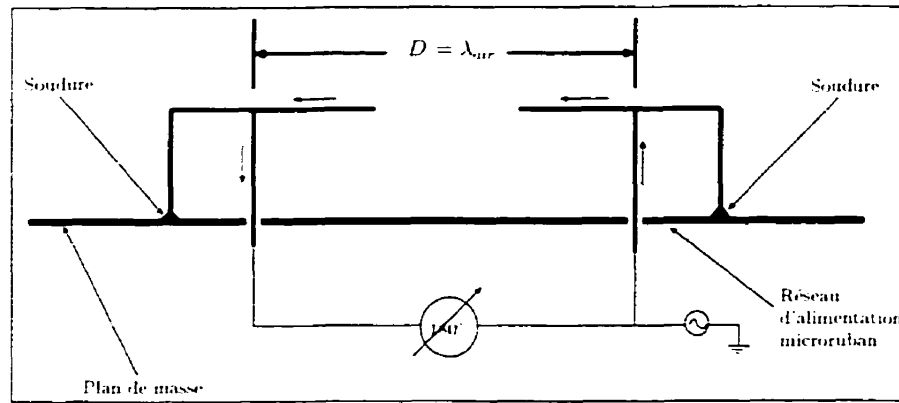


Figure 3.8: Courant en mode commun sur deux antennes, une de chaque sous-réseau.

D'autre part, les éléments de chaque sous-réseau seront excités en phase et espacés d'une demi-longueur d'onde dans l'air ($\frac{\lambda_{air}}{2}$) selon l'axe X , afin de minimiser le rayonnement vers les directions $-X$ et $+X$.

Pour créer le circuit d'alimentation, nous avons fait des simulations avec le logiciel *MDS* (Microwave Design System), un simulateur de circuit micro-onde de la compagnie *Hewlett Packard*. Nous avons représenté le réseau d'antennes par une boîte noire à 8 portes. Un fichier contenant la matrice des paramètres S équivalente du réseau à 8 antennes est fourni à *MDS*. Cette matrice est déduite à partir des admittances calculées par le programme «*RICHT*». Pour ce faire, nous alimentons une seule antenne, avec une source de $1V$ et nous obtenons le courant à l'entrée de chacune des antennes du réseau, les antennes non alimentées étant court-circuitées au plan de masse (alimentation de $0V$). Ainsi nous obtenons une ligne de la matrice d'admit-

tances. Le processus est répété pour obtenir toutes les lignes de la matrice que nous pouvons enfin transformer en une matrice des paramètres S avec normalisation de 50Ω .

Dans le réseau d'alimentation, la longueur de chaque ligne de transmission a été calculée afin que toutes les antennes d'un même sous-réseau soient en phase et que les deux sous-réseaux soient déphasés de 180° l'un par rapport à l'autre. Une fois cette conception terminée, nous avons créé un masque avec le logiciel *MOMENTUM* (voir Annexe C) qui a servi à fabriquer le circuit sur un substrat ayant une constante diélectrique $\epsilon_r = 3.27$ (*TMM3* de chez Rogers). L'adaptation d'impédance a été faite à l'aide de tronçons de ligne microruban. La courbe du paramètre **S11** en fonction de la fréquence est présentée à l'Annexe C).

Le circuit est placé sur une plaque carrée d'aluminium de $\approx 0.6 \text{ m}$ ($\approx 4.9\lambda$) de côté. La plaque servira de plan de masse pour le circuit d'alimentation et pour le réseau. La grande dimension de la plaque de métal permet de réduire les problèmes dus aux effets de bords car le programme ne tient pas compte du phénomène de diffraction sur les bords.

Lors de la fabrication du réseau, nous nous sommes heurtés à un problème relié aux propriétés de l'aluminium. En effet, l'aluminium est un matériau sur lequel il est très difficile de souder à basse température. Pour cela, nous avons quelque peu modifié notre antenne *F-inversé* en pliant la tige qui doit faire contact avec le plan

de masse. De cette façon nous pouvons la coller avec un ruban adhésif métallique ou alors, la fixer par des vis. (voir figure 3.9).

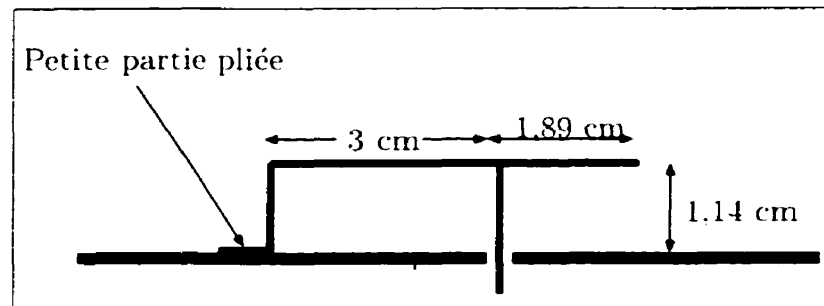


Figure 3.9: Modèle de l'antenne F-inversé utilisé pour la fabrication du réseau.

3.3 La sonde

Maintenant que les antennes à mesurer sont décrites, il nous faut penser à l'outil qui permettra de mesurer le champ proche aux alentours des celles-ci. Il existe plusieurs sortes de sondes pour ce genre de mesures. On peut nommer par exemple le dipôle simple. Ce genre de sonde peut être d'une taille assez réduite ce qui, à première vue, peut le rendre intéressant [18]. Cependant, sa réalisation cause un grand problème au niveau du balancement. En effet, pour balancer un dipôle simple, il faut utiliser un symétriseur (balun). Il existe différentes sortes de symétriseurs, comme par exemple l'anneau en ferrite, que nous ne pouvons utiliser à notre fréquence à cause des pertes dans la ferrite générées par les courants de Foucault. Il y a aussi le coupleur hybride à 180° , mais ce dernier présente des difficultés au niveau de la taille de la sonde résultante. En effet, nous cherchons à réduire cette taille au maximum. Cette condition nous empêche aussi d'utiliser une symétriseur par tronçon de ligne

À. Nous disposons, aussi, au laboratoire d'une sonde nommée «dipôle HP balancée modèle HP11940A», mais cette dernière est inefficace à notre fréquence d'opération puisqu'elle est caractérisée pour la bande de fréquence $30\text{ MHz} \text{ à } 1\text{ GHz}$. L'autre solution que nous avons explorée est la sonde de type boucle. En effet, ce genre de sonde ne présente pas de problème de balancement lorsqu'elle est alimentée de façon symétrique. Ceci peut-être accompli en fabriquant la sonde avec du câble coaxial et de la même manière que le dipôle replié. (Voir figure 3.10).

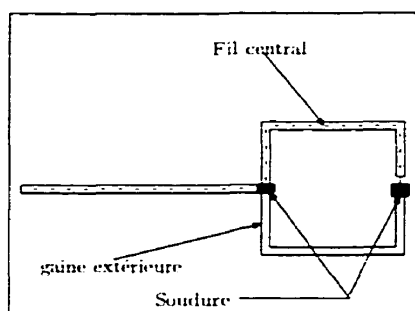


Figure 3.10: Méthode de fabrication d'une sonde carrée.

À présent que nous avons choisi notre type de sonde, nous devons trouver sa taille optimale pour répondre aux exigences d'un point de vue de la perturbation du champ aux alentours des antennes et de sa possibilité de fabrication.

Nous avons essayé de fabriquer la plus petite sonde possible, mais le câble coaxial que nous utilisons nous limite quant aux dimensions de celle-ci. De ce fait, nous avons commencé par fabriquer une sonde avec du câble coaxial de 0.94 mm de diamètre externe. Nous avons réussi à faire une boucle de 8 mm de côté.

Pour s'assurer du bon choix de notre sonde, nous avons fait des simulations sur sa résolution et le degré de perturbation de la structure rayonnante. Nous avons pris

le cas d'une source de type dipôle simple, modélisée par une fonction de base en sinus tronqué. Le programme «Mov3» nous a permis de faire des simulations pour différentes sondes carrées. En première phase, nous simulons une mesure dans un plan parallèle au dipôle. (Voir figure 3.11)

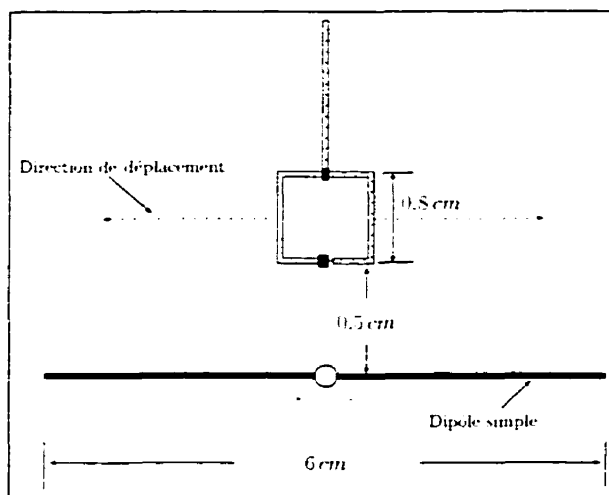


Figure 3.11: Sonde se déplaçant à une hauteur $0,5\text{ cm}$ dans le plan du dipôle de 6 cm de longueur.

Nous déplaçons la sonde parallèlement à l'axe principal du dipôle et nous calculons la tension complexe aux bornes d'une charge $50\ \Omega$ branchée à la sonde (V_{mes}). L'exercice est répété pour différentes tailles de sonde. Si nous traçons l'amplitude des mesures simulées par rapport au déplacement le long du dipôle nous obtenons le graphique de la figure (3.12).

Pour comparer les résultats obtenus, nous avons calculé la composante du champ magnétique $\mathbf{H}$ normale au plan de la boucle qui est créé par le courant du dipôle. Puisque la sonde est de dimensions finies, nous avons choisi de calculer $\mathbf{H}$ au centre géométrique de la sonde. Ce courant possède une distribution en sinus tronqué et il

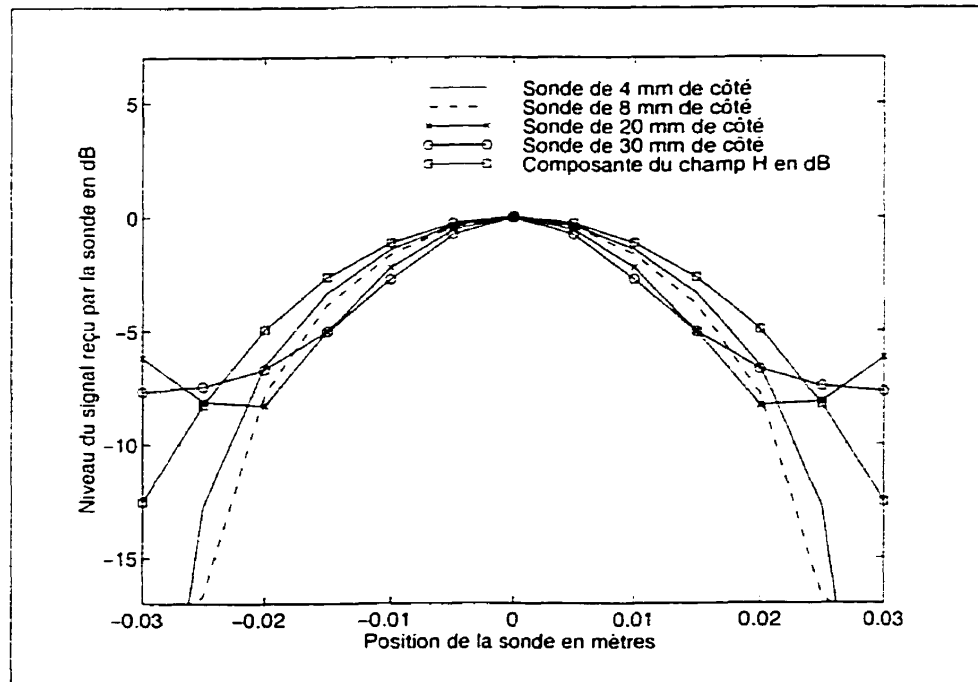


Figure 3.12: Simulation des mesures en champ proche. le long de l'axe du dipôle. pour plusieurs sondes.

génère un champ magnétique $\mathbf{H}$ qui a une forme similaire le long du dipôle (maximum au milieu du dipôle et faible aux extrémités). Si nous considérons une sonde infiniment petite aux alentours de l'antenne, le courant qui circulerait sur ladite sonde serait induit par le champ magnétique de l'antenne et aurait une variation en fonction de la position au-dessus de l'antenne semblable à la variation de $\mathbf{H}$. Par ailleurs, nous remarquons que les courbes de la sonde à 8 mm et 4 mm de côté se rapprochent bien de la réponse de $\mathbf{H}$. Or pour les autres courbes, les tensions complexes ne s'annulent pas aux extrémités, au contraire, elles grandissent.

Dans le cas d'un dipôle simple orienté selon l'axe z dont la distribution de courant

est approximée par un sinus tronqué comme montré à la figure 3.13. nous pouvons tirer les équations des composantes des champs **E** et **H** [5] :

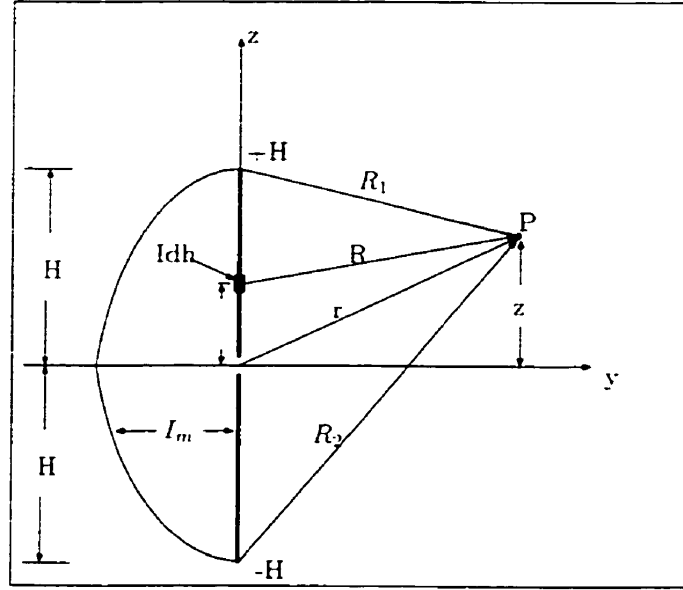


Figure 3.13: Étude des champs proches d'un dipôle simple. (Figure tirée de [5]).

$$E_z = -j30I_m \left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - 2 \cos \beta H \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \quad (3.1)$$

Avec I_m le coefficient de la distribution de courant supposée sur le dipôle, c'est à dire :

$$I_z = \frac{I_m}{\sin \beta H} \sin [\beta(H - |z|)] \quad (3.2)$$

$$E_y = j30I_m \left(\frac{z-H}{y} \cdot \frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} + \frac{z+H}{y} \cdot \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} - \frac{2z \cos \beta H}{y} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \right) \quad (3.3)$$

$$H_o = \frac{j30I_m}{\eta y} (e^{-j\beta R_1} + e^{-j\beta R_2} - 2 \cos \beta H e^{-j\beta r}) \quad (3.4)$$

où les quantités r , R_1 , R_2 et y sont définies dans la figure 3.13.

Nous avons aussi :

$$\vec{H} = -\frac{1}{j\omega\mu} \nabla \wedge \vec{E} \quad (3.5)$$

De plus,

$$\int_S \vec{H} \cdot d\vec{S} = -\frac{1}{j\omega\mu} \int_S \nabla \wedge \vec{E} \cdot d\vec{S} \quad (3.6)$$

D'après le théorème de Stokes [3] :

$$\int_S \nabla \wedge \vec{E} \cdot d\vec{S} = \oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (3.7)$$

Donc

$$\int_S \vec{H} \cdot d\vec{S} = -\frac{1}{j\omega\mu} \oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (3.8)$$

Si nous considérons une sonde carrée de dimension arbitraire comme illustrée à la figure 3.14.

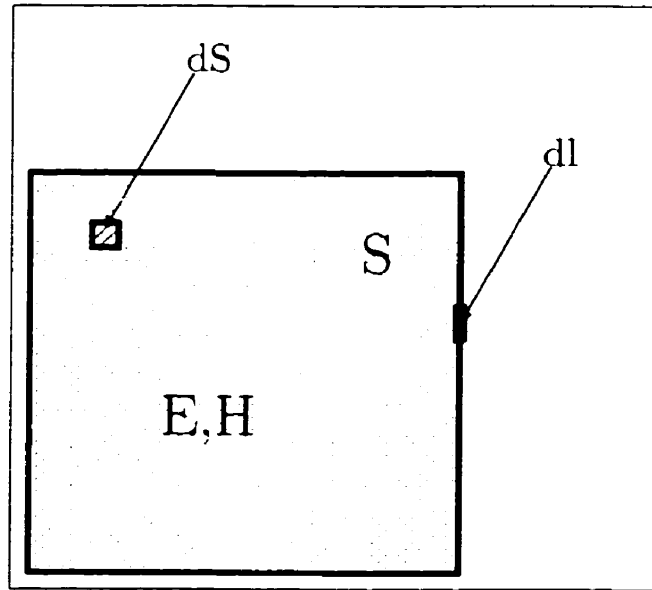


Figure 3.14: Sonde carrée de dimensions arbitraires.

la tension de circuit ouvert V_{co} mesuré sur la sonde est donné par : [13]

$$V_{co} = -\frac{1}{I_0} \oint_c \vec{E} \cdot \vec{J} dl \quad (3.9)$$

où $\vec{J}$ est la présumée distribution de courant sur la sonde lorsqu'elle fonctionne en émission et $\vec{E}$ est le champ produit par le dipôle sinusoïdal en absence de la sonde.

Si nous considérons une sonde assez petite pour faire l'hypothèse que la distribution de courant sur la sonde est constante alors :

$$V_{co} = -\frac{1}{I_0} * I_0 \oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (3.10)$$

$$V_{co} = j\omega\mu \int_S \tilde{H} \cdot d\tilde{S} \quad (3.11)$$

$$V_{co} \propto \int_S H \cdot dS \quad (3.12)$$

Dans l'hypothèse où nous avons H constant sur la surface de la sonde, alors

$$V_{co} \propto H \quad (3.13)$$

Donc, si nous revenons à la figure 3.12, nous remarquons que c'est la courbe de la sonde de 4 mm de côté qui s'approche le plus de la courbe de $\mathbf{H}$ car cette sonde est assez petite pour approcher l'hypothèse du champ et de la distribution de courant constants. Par contre pour les sondes plus grosses (20 mm et 30 mm de côté) les hypothèses initiales sont de moins en moins valides. On voit que notre sonde de 8 mm de côté est acceptable pour reproduire assez fidèlement le champ $\mathbf{H}$.

Dans un deuxième temps nous considérons le même dipôle mais cette fois-ci la sonde se déplace dans le plan perpendiculaire à ce premier. (voir figure 3.15). Nous avons calculé la variation du champ magnétique en fonction de la position du centre de la sonde par rapport à l'antenne dipôle à des fins de comparaison. Pour des sondes de petites tailles, la variation du courant induit dans la sonde ressemble à la variation de $\mathbf{H}$ (voir figure 3.16). Par contre, les courbes des sondes à grandes tailles ont une variation moins rapide. Ceci pourrait limiter la résolution spatiale de

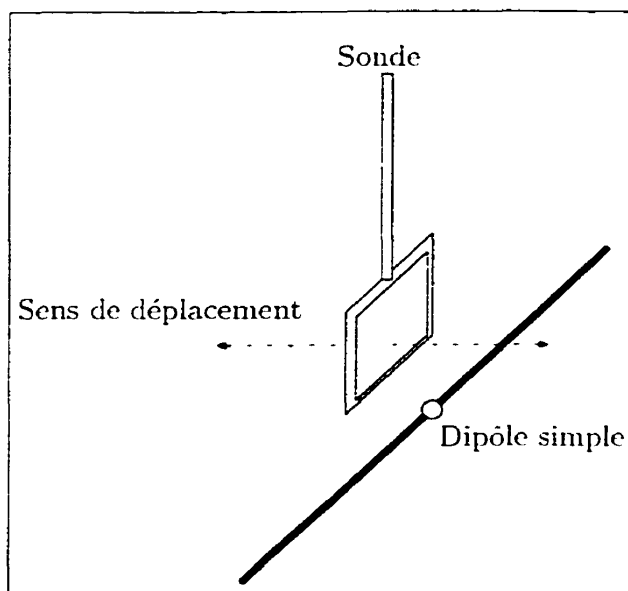


Figure 3.15: Sonde se déplaçant à une hauteur de 0.5 cm dans le plan perpendiculaire au dipôle.

la mesure de champ proche et être néfaste lors de la phase d'inversion du système linéaire. Cela confirme que pour reproduire la distribution du champ $\mathbf{H}$ produite par l'antenne fidèlement, l'utilisation de la sonde de 8 mm de côté est encore préférable à la sonde de 20 mm . Afin de vérifier la résolution de notre sonde nous avons refait la dernière simulation avec 2 dipôles simples espacés de 30 mm soit 0.245λ , ce qui a donné les courbes de la figure 3.17. Les deux plus petites sondes suivent les variations du champ magnétique. Grâce à elles on peut distinguer clairement les positions des sources des deux dipôles (situés à $+0.015\text{ m}$ et -0.015 m). Par contre, les deux plus grandes sondes ne distinguent plus très bien ni ces variations ni les positions des sources. Nous pouvons finalement affirmer que notre sonde de 8 mm de côté est un

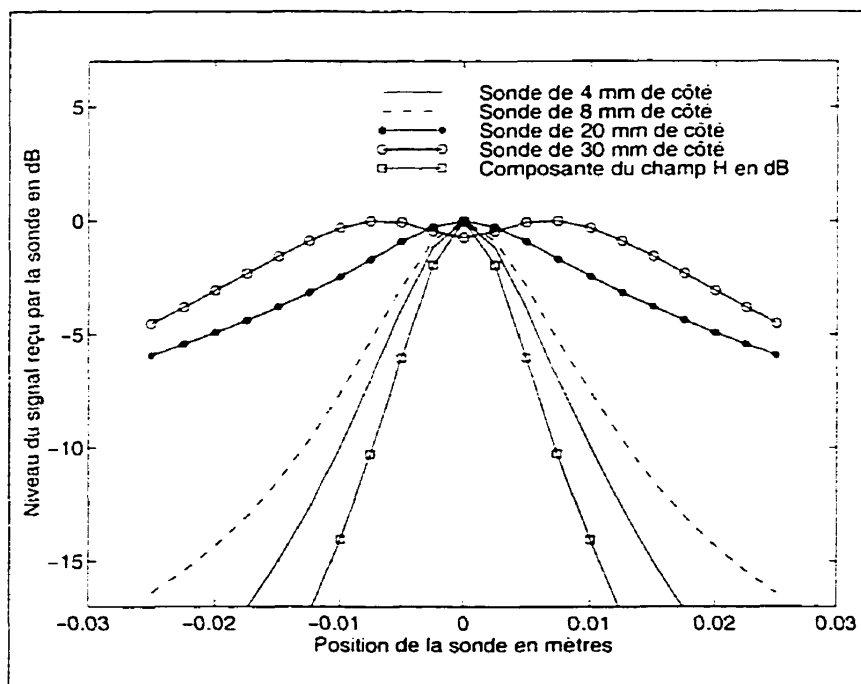


Figure 3.16: Simulation des mesures en champ proche, perpendiculairement à l'axe du dipôle, pour différentes sondes.

choix justifié compte tenu des résultats de montrés plus haut et de la difficulté de fabrication de la sonde de 4 *mm* de côté.

Un autre facteur aussi important entre en ligne de compte dans la mesure de champ proche, à savoir, la hauteur de la sonde. En effet, il faut faire des mesures en champ proche à une hauteur qui ne soit pas trop petite pour ne pas perturber la distribution du courant sur l'antenne sous test, sans pour autant être trop loin et perdre l'information nécessaire à l'observation des variations du champ. Là encore nous avons fait des simulations avec notre sonde à des hauteurs différentes. La figure (3.18) nous montre des simulations de mesures en champ proche, dans le plan d'un dipôle, à des hauteurs allant de 5 *mm* à 6 *cm* ($\lambda = 12,2 \text{ cm}$). L'axe horizontal

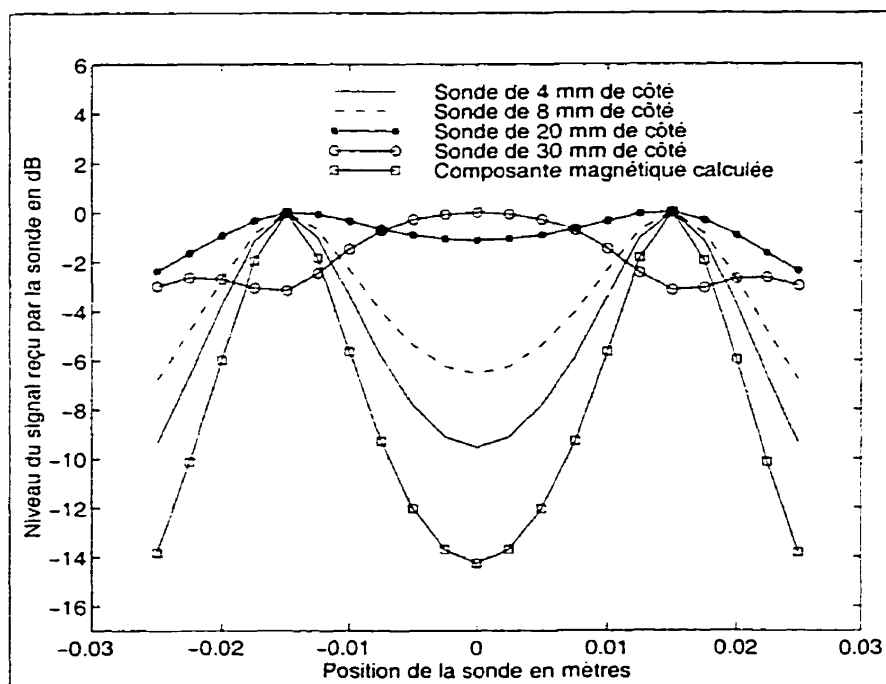


Figure 3.17: Simulation des mesures en champ proche, perpendiculairement à l'axe des deux dipôles, pour plusieurs sondes.

représente un déplacement le long de l'axe du dipôle. Pour comparer les résultats obtenus, nous avons calculé le champ magnétique $\mathbf{H}$. Nous remarquons que toutes les courbes des tensions V^{mes} ressemblent aux courbes du champ $\mathbf{H}$. Toutefois, le choix des hauteurs plus petites est préféré car les variations sont plus prononcées et donc on a une meilleure résolution.

La figure (3.19) représente une simulation de mesures dans le plan perpendiculaire au dipôle et là encore nous constatons que pour un dipôle simple, il est préférable de faire des mesures à des hauteurs de sonde pas trop grandes pour éviter de perdre de la résolution

Finalement sur la figure (3.20) nous pouvons vérifier qu'à ces hauteurs nous

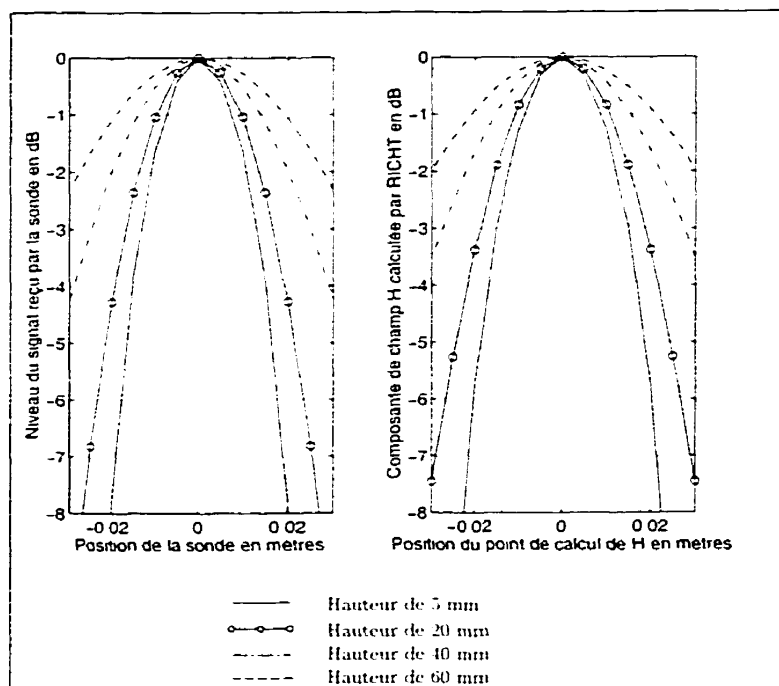


Figure 3.18: Simulation des mesures en champ proche, pour une sonde de 8 mm de côté (Sonde se déplaçant parallèlement au dipôle).

préservons une bonne résolution et nous distinguons assez bien la position des deux dipôles rayonnants le long du parcours de mesure. Donc, pour ce cas-ci, nous pouvons faire des mesures avec une sonde de 8 mm de côté à une hauteur qui varie entre $0,5\text{ mm}$ et 2 cm . Cependant, ces hauteurs ne peuvent pas être généralisées pour toutes les antennes que nous allons mesurer car, la modélisation des structures sous test entre en ligne de compte et par conséquent, il va falloir se réajuster pour chaque antenne afin de trouver la hauteur optimale de mesure.

Dans ce chapitre, nous vous avons présenté les outils nécessaires, tant du côté logiciel que matériel, pour le bon déroulement des simulations et des mesures. Nous

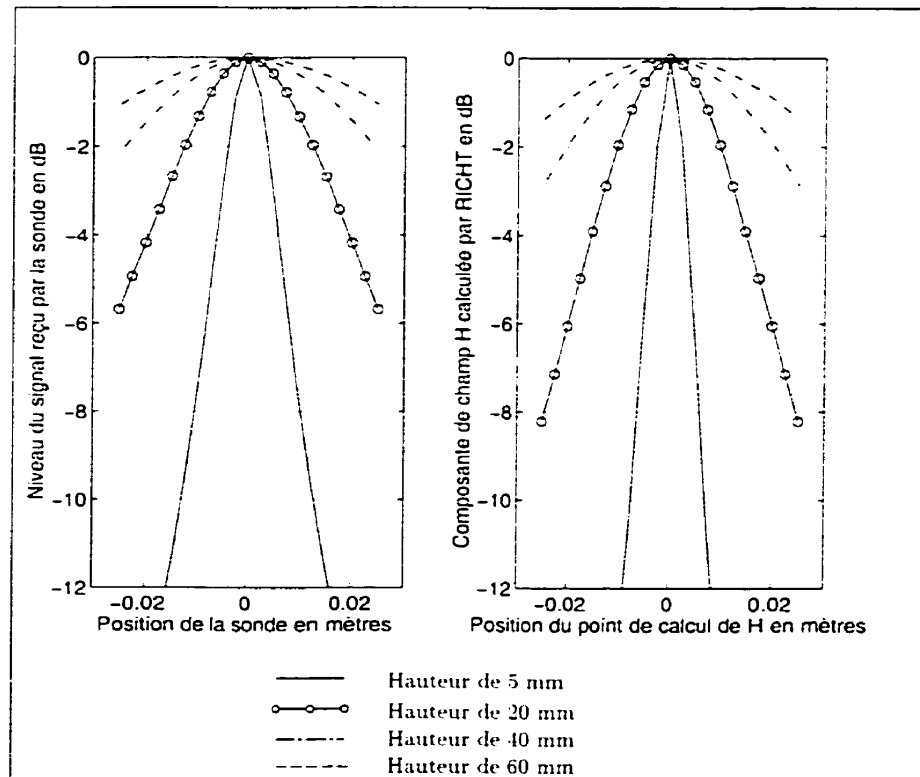


Figure 3.19: Simulation des mesures en champ proche, pour une sonde de 8 mm de côté (Sonde se déplaçant perpendiculairement au dipôle).

sommes donc prêts à entamer le processus expérimental qui nous permettra de fournir les résultats et valider les hypothèses et les attentes de ce projet.

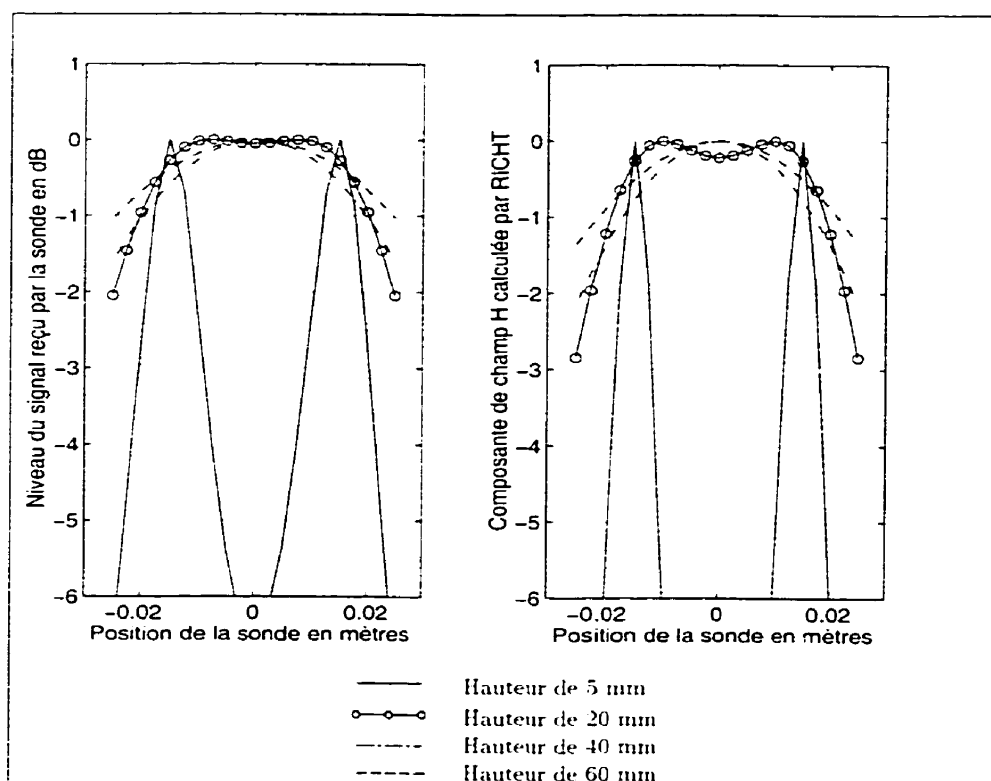


Figure 3.20: Simulation des mesures en champ proche, pour une sonde de 8 mm de côté (Sonde se déplaçant perpendiculairement à deux dipôles).

CHAPITRE 4

MODÉLISATION DES STRUCTURES ET MONTAGES EXPÉRIMENTAUX

Comme il est indiqué dans le titre de ce mémoire, ce projet repose beaucoup sur l'aspect expérimental. Nous présenterons dans ce chapitre les étapes détaillées de la modélisation des structures étudiées (voir chapitre 3) et des différentes mesures en champ proche et champ lointain en chambre anéchoïde. Nous passerons en revue la composition des montages expérimentaux et nous expliquerons les démarches à suivre pour effectuer les mesures.

4.1 Modélisation

Afin de mieux comprendre le processus de modélisation, nous définirons individuellement la modélisation d'un segment puis d'une fonction de base.

Dans le fichier d'entrée du programme *Mov3*, nous définissons un élément filaire par un nombre de points que l'on nommera *points de branchements*. Ces points seront représentés dans un repère par leur coordonnées cartésiennes. (voir figure 4.1).

Chaque élément filaire peut comporter autant de points de branchements que désiré. Toutefois, le temps de calcul et l'espace mémoire de l'ordinateur nous obligent à ne pas trop charger la structure. Par la suite, nous pouvons déduire le nombre de

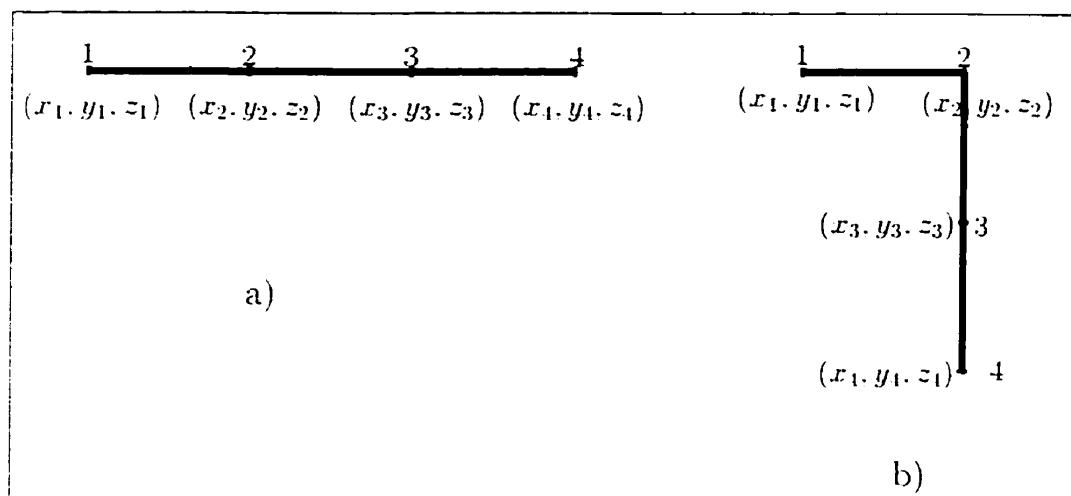


Figure 4.1: Deux cas de structures filaires représentées par un nombre de points de branchements.

segments sur la structure. En effet, un segment relie deux points de branchements successifs. (voir figure 4.2).

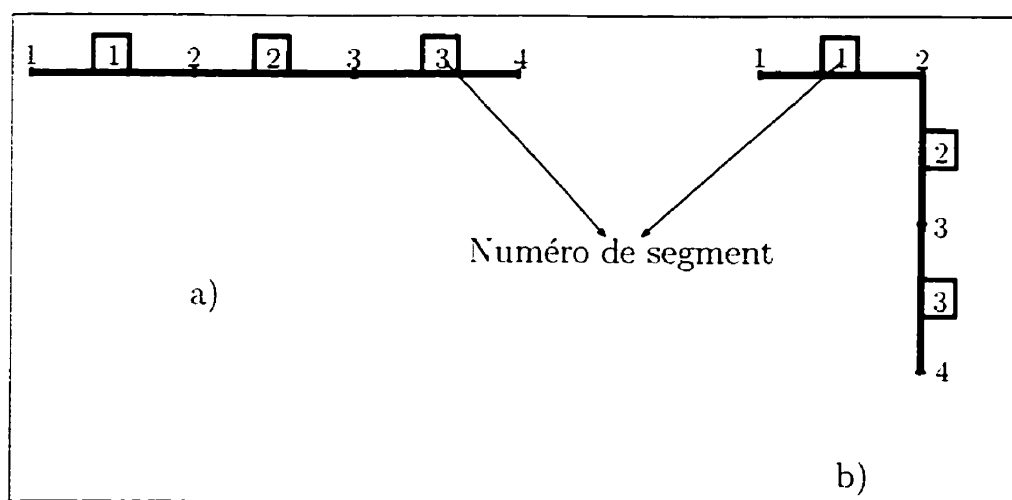


Figure 4.2: Décomposition des deux structures en segments.

Voir Annexe B pour la définition des segments dans le fichier d'entrée du programme *Mov3*.

La construction des fonctions de base se fait d'une façon automatique par le

programme en se basant sur la règle suivante : Le nombre de fonctions de base ayant leur centre sur un point de branchement est égal au nombre de segments rattachés à ce point, diminué d'une unité.

$$m_i = N_i - 1 \quad (4.1)$$

- m_i : le nombre de fonctions de base sur le $i^{\text{ème}}$ point de branchement.
- N_i : Le nombre de segments rattachés au $i^{\text{ème}}$ point de branchement.

L'équation générale d'une fonction de base est donnée par l'expression 2.1

La figure 4.3 nous montre la topologie des fonctions de base que le programme créerait dans chacun des deux cas.

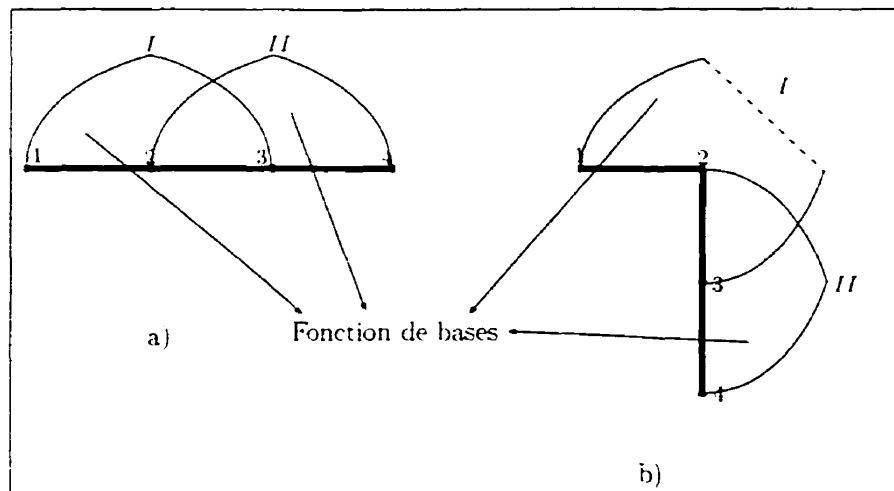


Figure 4.3: Les fonctions de base générées par le programme dans chacun des cas.

Dans le cas b) de la figure 4.3, nous remarquons qu'au point de branchement 2,

la fonction de base est divisée en deux parties non colinéaires. Cela n'empêche pas qu'elle soit analysée de la même manière que dans le cas a).

Maintenant que nous avons démystifié la méthodologie de modélisation d'un élément filaire quelconque, nous allons appliquer cela aux antennes sous test.

4.1.1 Dipôle replié

Le dipôle replié qui sera utilisé comme élément actif est modélisé par dix (10) fonctions de base et dix (10) segments. (voir figure 4.4)

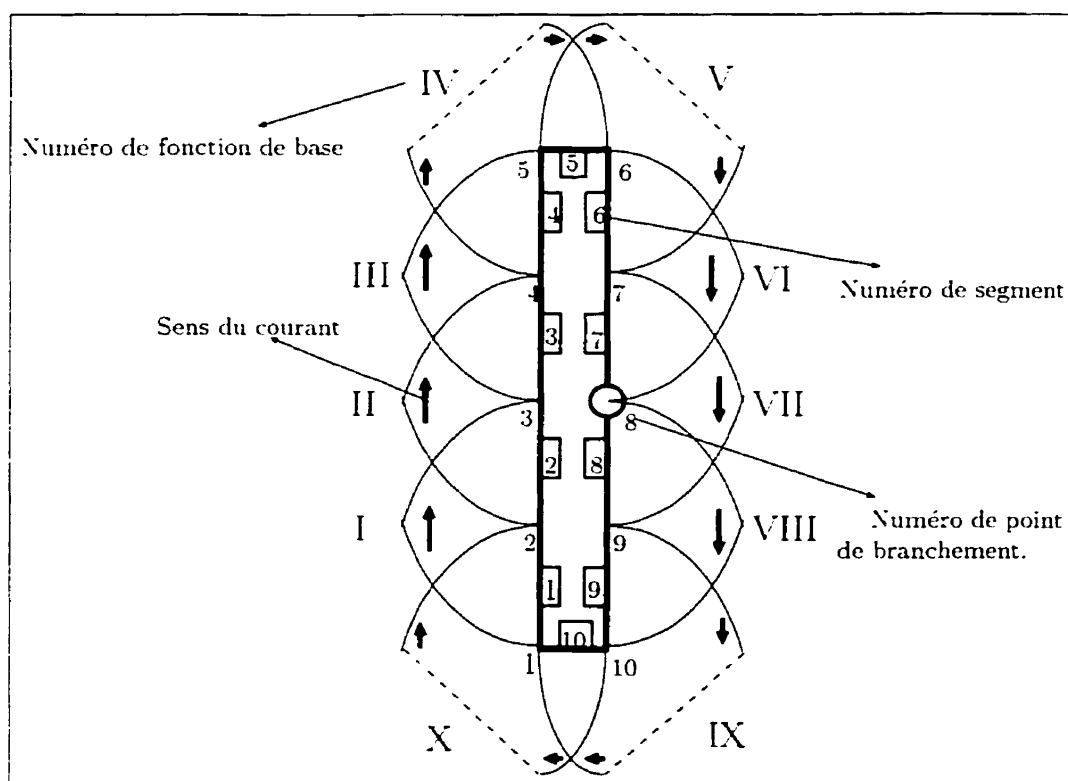


Figure 4.4: La modélisation d'élément actif de l'antenne YAGI-UDA.

Il est à noter que la longueur des segments 5 et 10 est très petite par rapport aux autres segments. De plus, le schéma ne représente pas la réalité puisqu'en fait,

ces deux segments sont courbés et non droits. Cependant, leurs petites dimensions permettent de faire cette approximation.

4.1.2 Réflecteur et Directeurs

Les réflecteurs ainsi que les différents directeurs des antennes Yagi sont modélisés de la même manière et en suivant les mêmes étapes. Dans un premier temps, nous allons représenter ces éléments par trois fonctions de base chacun. Ce nombre pourra changer au cours des simulations et des expériences, il suffira juste de changer les points de branchements et redéfinir les nouveaux segments. (Voir figure 4.5)

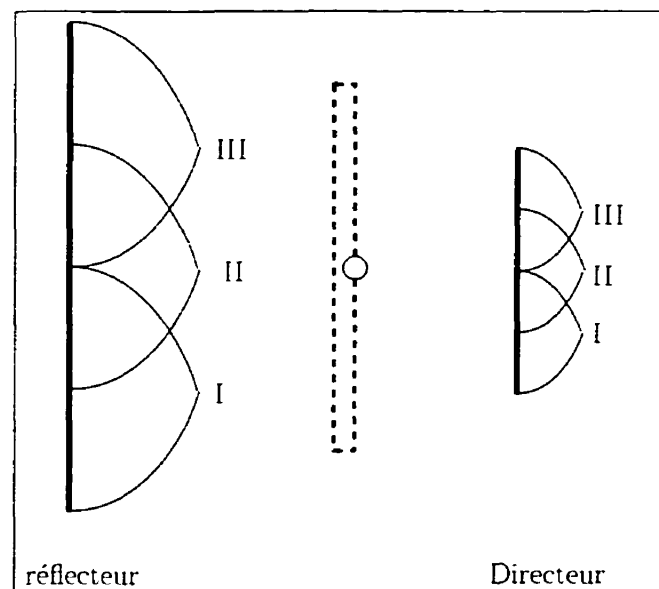


Figure 4.5: La modélisation des directeurs et du réflecteur de l'antenne YAGI-UDA.

4.1.3 Antenne F-inversé

Pour ce qui est du réseau d'antennes F-inversé, la présence du plan de masse ainsi que sa topologie quelque peu différente nous oblige à être plus vigilants pour comprendre les étapes de la modélisation, surtout à l'étape de génération des fonctions de base par le programme. Nous allons reprendre les étapes présentées plus haut dans ce chapitre. La figure 4.6 nous présente une façon de définir notre antenne. La programmation du plan de symétrie est faite grâce à une ligne de commande précédée du mot clé SYMM dans les fichiers d'entrée. Il est possible de définir deux sortes de plan de symétrie [15]. Pour notre cas, c'est un plan de masse considéré comme un conducteur électrique parfait créant par conséquent une symétrie impaire [13].

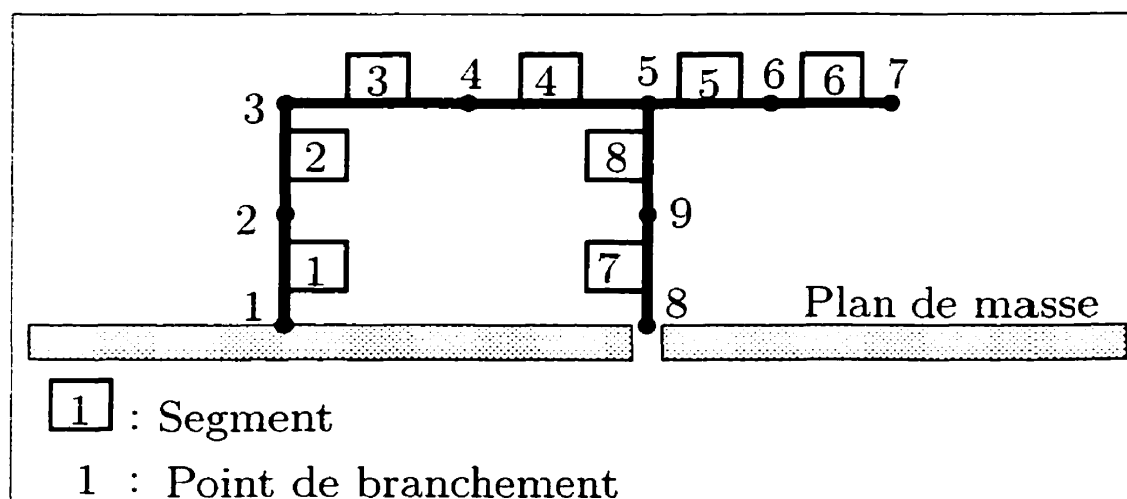


Figure 4.6: Représentation des points de branchement et des segments pour une antenne F-inversé.

Comme nous l'avons dit plus haut, le programme génère les fonctions de base à analyser à partir des segments et des points de branchements définis. Dans le cas de l'antenne F-inversé, la présence du plan de masse crée une antenne image et fait

procédure en plaçant les éléments du réseau aux endroits appropriés (voir chapitre 3), grâce aux coordonnées des points de branchements.

4.1.4 La sonde

Pour la simulation des mesures en champ proche, nous utilisons le modèle numérique de la sonde réelle. Cette modélisation se fait de la même manière que pour les antennes étudiées. En effet, nous définissons les points de branchements par leur coordonnées, ensuite, nous créons les segments désirés. Les fonctions de base sont ensuite engendrées par le programme. La seule modélisation utilisée pour la sonde tout au long de ce projet est présentée à la figure 4.8.

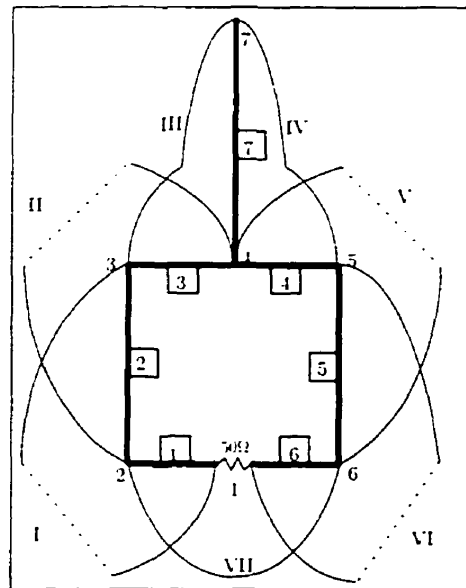


Figure 4.8: Représentation des fonctions de bases générées et calculées par le programme sur la sonde.

La sonde utilisée est une sonde carrée de 8 mm de côté. La charge 50 Ω que l'on voit à la jonction des segments 1 et 6 de la figure 4.8 n'est pas réellement sur la

sonde mais elle représente l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure (l'analyseur de réseau) vue par la sonde. Quant au segment ≈ 7 , il représente le bout de câble coaxial de la sonde qui mène jusqu'au câble RF relié à l'analyseur de réseau. Cette tige a été ajoutée dans la modélisation de la sonde afin de s'approcher le plus possible de la forme réelle de celle-ci. La longueur de la tige ≈ 7 a été fixée à 1 cm. Nous avons constaté que la longueur de cette tige n'affecte en rien les mesures et les calculs étant donné qu'elle est dirigée perpendiculairement au plan des éléments des antennes mesurées. De plus, la topologie balancée de la sonde fait que le courant induit sur le segment ≈ 7 ne cause pas de tension sur la charge 50Ω .

Nous sommes à présent prêts à entamer les simulations pour le calcul des composantes électromagnétiques en champ lointain à partir des mesures en champ proche. En effet, la partie simulation consistera à simuler des mesures en champ proche (*Move3*), calculer les coefficients des fonctions de base et déduire le rayonnement en champ lointain (*ScanSVD*).

4.2 Montage des mesures en champ proche

Une fois les simulations faites et que les résultats sont satisfaisants, il faut valider la méthode avec des mesures expérimentales sur des antennes réelles. Nous disposons au laboratoire du Centre de Recherche Poly-GRAMES, d'un dispositif permettant de faire des mesures en champ proche. Ce dispositif consiste en une structure métallique avec une plate-forme en bois supportant l'antenne à tester que l'on peut hisser à la

hauteur désirée. Sur le haut de la structure, nous plaçons un chariot mobile muni de deux moteurs de type « pas à pas » qui permettent de transporter la sonde selon les deux axes (axe du chariot et l'axe perpendiculaire au chariot). La plate-forme permet de varier la hauteur de la sonde au dessus de l'antenne (voir figure 4.9).

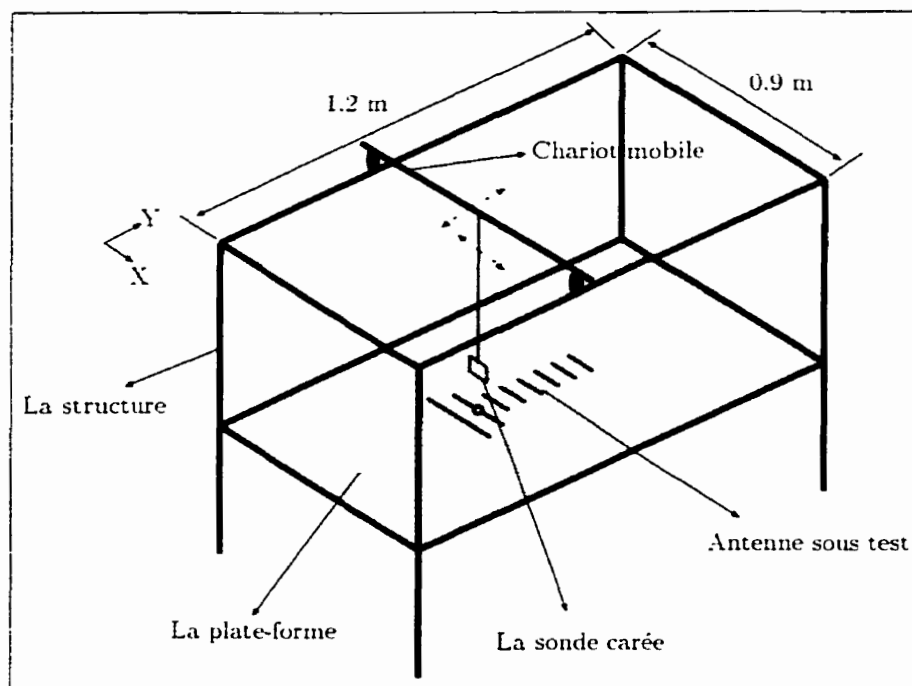


Figure 4.9: Schéma de la structure où s'effectuons les mesures en champ proche.

Afin de contrer le problème des réflexions multiples sur les barres métalliques de la structure et sur les appareils de mesures placés à proximité, nous installons des panneaux de cônes absorbants sur les côtés et les coins de la structure.

Pour le montage des appareils de mesures, nous avons besoin d'un ordinateur personnel, muni d'une carte de contrôle pour les moteurs qui déplaceront la sonde, et d'une carte d'interface IEEE-488 pour le transfert de données entre l'ordinateur

et un analyseur de réseau. Finalement, nous avons besoin d'une unité de puissance pour les moteurs cités plus haut.

Le raccordement se fait entre l'analyseur de réseau et l'ordinateur par le biais d'un câble IEEE-488. L'unité de puissance est reliée à la carte de contrôle, installée dans l'ordinateur, à l'aide d'un autre câble approprié. Avant de connecter la sonde et l'antenne, il faut adapter l'antenne sous test, si ce n'est pas déjà fait. Ceci peut être facilement accompli avec un syntonisateur à trois tronçons. Lorsque cette étape est franchie, nous connectons l'antenne sous test à la porte «1» de l'analyseur de réseau et le sonde à la porte «2» ou vice et versa (voir figure 4.10).

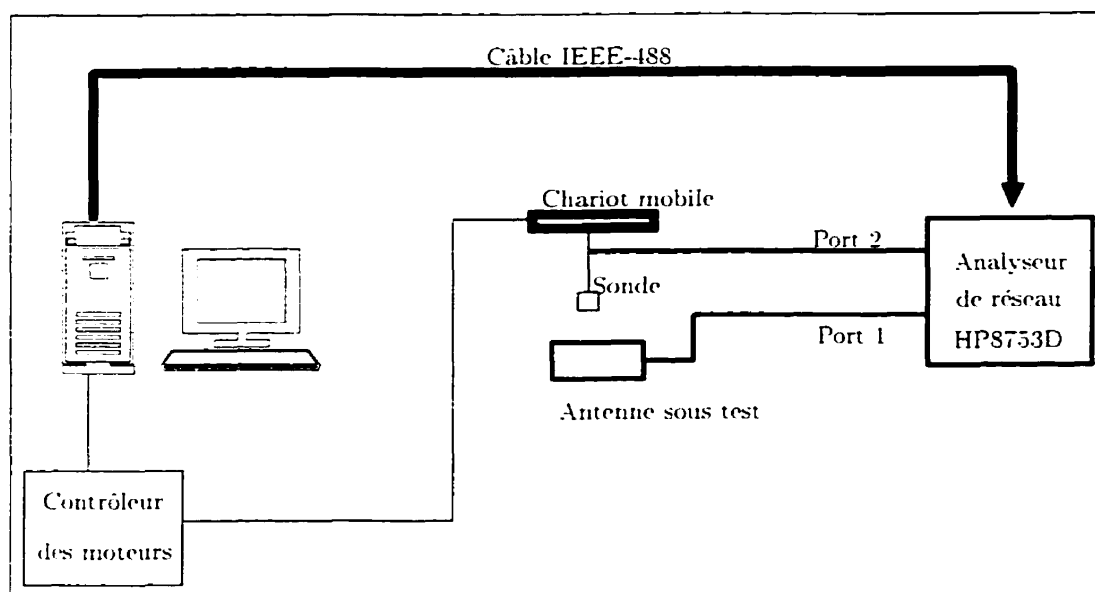


Figure 4.10: Montage du raccordement des appareils utiles pour les mesures en champ proche.

L'interface permettant de gérer les moteurs, les mesures et la configuration du montage est assurée par le programme **Mesure du Rayonnement Électromagnétique**

(MRE). Ce programme présente quelques inconvénients qui n'aident pas à gagner du temps lors des prises de mesures. Malheureusement c'est le seul outil dont nous disposons pour l'instant. (Voir les détails de la configuration et des mesures en champ proche à l'Annexe D)

Pour de bonnes conditions expérimentales, il est préférable de ne pas s'approcher du montage lors de la prise des mesures et de bien s'assurer que toutes les sources d'interférences et de réflexions soient isolées.

4.3 Mesures en champ lointain dans la chambre anéchoïde

Un premier résultat représentant le comportement en champ lointain de nos antennes étudiées est obtenu à partir du traitement des mesures en champ proche. Par la suite, il nous faut le comparer au comportement réel de ces antennes en champ lointain. Pour cela, nous mesurons le diagramme de rayonnement de ces antennes dans une chambre anéchoïde au Centre de Recherche Poly-GRAMES. Ces mesures sont faites de la façon suivante : nous faisons tourner notre antenne sous test, que nous considérons émettrice, et pour chaque angle de rotation nous mesurons le signal reçu à une antenne cornet fixe. Le schéma de la figure 4.11 est une illustration du montage nécessaire pour les mesures.

Pour satisfaire les conditions du champ lointain, il faut placer les deux antennes

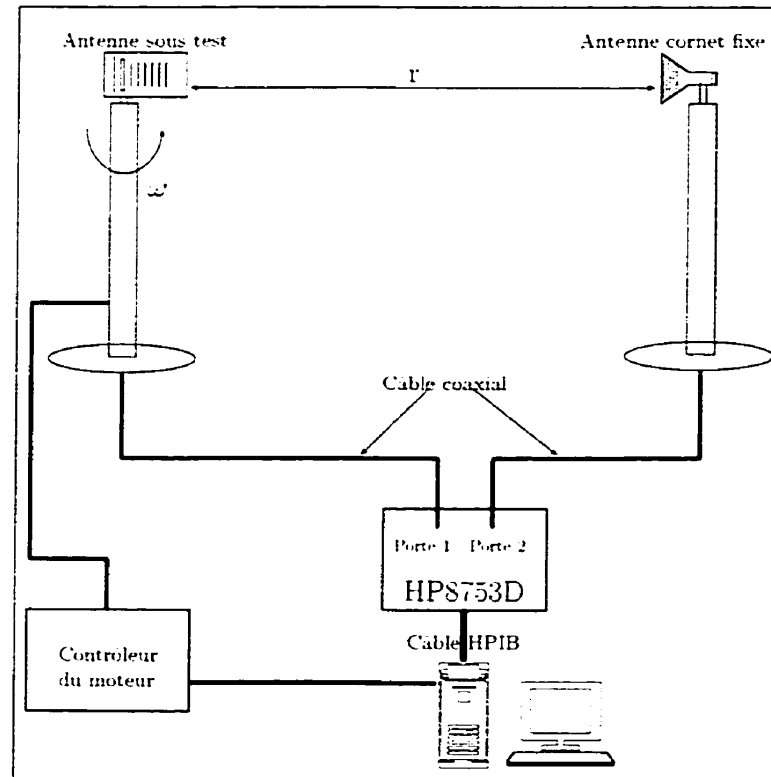


Figure 4.11: Montage du raccordement des appareils utiles pour les mesures en champ lointain dans la chambre anéchoïde.

à une distance r qui respecte les trois inégalités [13] :

$$r > \frac{2D^2}{\lambda} \quad (4.2)$$

$$r \gg D \quad (4.3)$$

$$r \gg \lambda \quad (4.4)$$

où

- D : la plus grande dimension de l'antenne mesurée.
- λ : la longueur d'onde.

- r : la distance entre le point de mesure en champ lointain et l'antenne sous test.

Habituellement, Pour des antennes opérant dans la région des très hautes fréquences «**Very High Frequencies**» (entre 30 MHz et 300 MHz) et les fréquences supérieures, la distance donnée par l'équation 4.2 suffit comme condition pour être considéré en champ lointain. Dans notre cas $f = 2.45\text{ GHz}$.

Les dimensions de la chambre anéchoïde, disponible au Centre de Recherche Poly-GRAMES, permet une distance entre les deux antennes de $r = 2.30\text{ m}$. La condition (4.2) impose une distance minimale de $r = 1.47\text{ m}$ pour l'antennes Yagi à 12 éléments ($D = 0.275\text{ m}$) que nous allons tester. Puisque c'est la Yagi la plus longue, donc les mesures en champ lointain des autres antennes Yagi respecteront forcément les conditions cités plus haut. Pour les deux autres conditions, nous avons $r > 10\lambda$ pour la condition (4.4) et $r > 8D$ pour la condition (4.3). De ce fait, nous pouvons dire que les mesures de champ lointain, dans la chambre anéchoïde, de toutes nos antennes Yagi respectent les conditions de champ lointain.

Pour le réseau d'antennes F-inversé, la plus grande dimension est de 0.2 m . Le plan de masse est très grand par rapport au réseau pour minimiser les effets de la diffraction sur les bords. Là encore, nous respectons largement les conditions du champ lointain pour nos mesures dans la chambre anéchoïde puisque $r > 0.65\text{ m}$ (condition (4.2)), $r > 10D$ (condition (4.3)) et $r > 10\lambda$ (condition (4.4)).

La rotation de l'antenne sous test est assurée par un moteur d'une très grande

précision ($\frac{1}{60}$ deg), qui est contrôlé par un programme écrit avec le logiciel *HPVEE* utilisant une plateforme Windows. Ce programme contrôle aussi l'analyseur de réseau par l'intermédiaire d'un câble *IEEE-488*. Les étapes de configuration du programme et de la prise des mesures sont présentées à l'Annexe E. Ces mesures seront comparées au diagrammes de rayonnement obtenus à partir des mesures en champ proche.

CHAPITRE 5

PRÉSENTATION ET ANALYSE DES RÉSULTATS

Nous avons décrit jusqu'à maintenant toutes les étapes nécessaires pour la réalisation de ce projet. Dans ce chapitre, nous présenterons quelques résultats obtenus qui confirment les hypothèses émises au début de ce mémoire.

Nous commencerons par valider le modèle réel de notre sonde avec des mesures expérimentales. Ensuite, nous analyserons les résultats des diagrammes de rayonnement obtenus à partir des mesures de champ proche et des mesures en champ lointain dans la chambre anéchoïde

5.1 Mesures en champ proche

Pour confirmer la validité de notre modèle de sonde, nous avons simulé des mesures en champ proche pour les différentes antennes étudiées et nous les avons comparées à des mesures expérimentales.

5.1.1 Cas d'une antenne Yagi-Uda à neuf éléments

La figure 5.1 présente le profil d'intensité du champ proche représenté dans le cas simulé par les tension V^{mes} et dans le cas expérimental par le paramètre S_{21} . La figure présente aussi deux modèles d'antennes Yagi, la première antenne est placée sur une plaque de polystyrène, qui agit comme support, et la deuxième antenne utilise



(a) Mesures simulées par *Mov3*



(b) Antenne soutenue par une plaque de polystyrène



(c) Antenne soutenue par une tige de plexiglas

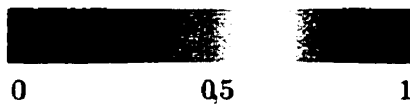


Figure 5.1: Mesures du rayonnement en champ proche pour une antenne Yagi-Uda à 9 éléments

une tige de plexiglas pour soutenir les éléments. Les mesures ont été faites sur une grille de 308 : 28 points selon X : 11 points selon Y : avec des pas : $\Delta x = 0.00952 \text{ m}$: $\Delta y = 0.01176 \text{ m}$ et la sonde à une hauteur de 3 cm. Celle-ci était orientée de façon à ce que la tige sur laquelle se trouve la «charge 50Ω » soit en parallèle avec les éléments de la Yagi.

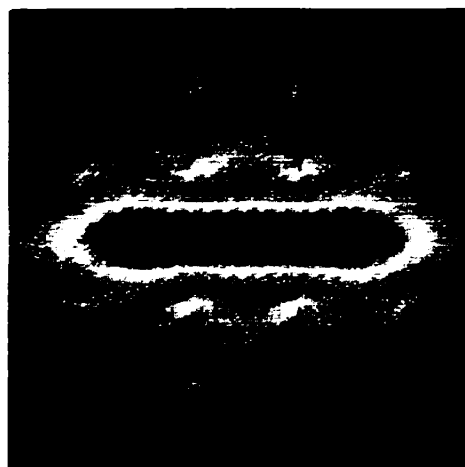
Nous remarquons que les trois figures ont la même allure, un maximum absolu de rayonnement se situant au niveau de la source ainsi qu'un maximum local situé après le dernier élément. Les creux de rayonnement sont aussi bien repérés à l'aide de la sonde ainsi que la symétrie de la structure étudiée. Il existe toutefois des différences entre les mesures expérimentales et la simulation de mesures. Ceci est dû au modèle idéal simulé, qui n'est rien d'autre qu'un modèle approximatif de notre structure sous test, versus le modèle réel qui comporte des anomalies dans la fabrication (tiges courbées, longueurs approximatives des tiges ...). De plus, le milieu où sont effectuées les mesures n'est pas vide d'interférences et d'obstacles qui perturbent le rayonnement. Malgré cela, nous pouvons dire que la sonde mesure d'une façon très fiable le champ proche de l'antenne Yagi-Uda à 9 éléments. Les mêmes remarques ont pu être faites lors des mesures et simulations du champ proche des autres antennes fabriquées. Les courbes sont présentées à l'Annexe F. Quant aux différences entre les mesures expérimentales des deux types de Yagi (plaque de polystyrène versus tige de plexiglas), il est difficile de voir les effets de la tige de plexiglas en champ proche directement sur les figures. Toutefois, on remarque qu'au

bout de l'antenne (après le dernier directeur) le champ s'intensifie dans les deux cas, sauf que dans le cas de la Yagi sur une plaque de polystyrène, le maximum dans cette région est distribué sur une surface plus grande que dans le cas de la Yagi sur tige de plexiglas où le champ est concentré sur un bout de ligne sur l'axe de l'antenne, lequel correspond à la position de la tige de plexiglas. La tige étant faite d'un matériau avec une constante diélectrique $\epsilon_r = 2.55$, il en résulte l'induction de courants de déplacement le long de la tige. Ce phénomène se manifeste par une modification sur les cartes de mesures en champ proche. Cependant, la hauteur de la sonde à laquelle nous avons pris nos mesures ne permet pas de visualiser clairement la présence de la tige.

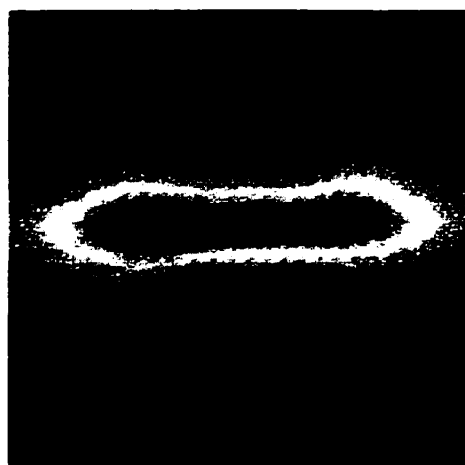
5.1.2 Réseau d'antennes F-inversé

Pour le cas du réseau d'antennes F-inversé, les mesures en champ proche ont été faites selon une grille de 783 points : 27 points selon X ; 29 points selon Y ; avec des pas : $\Delta x = 0.01008 = \Delta y = 0.01008 \text{ m}$. La sonde était dirigée de manière à ce que la tige de la charge 50Ω soit parallèle aux tiges horizontales des éléments du réseau et à une hauteur de 3 cm par rapport à celles-ci. Ces mesures ont permis de déceler des problèmes de fabrication et des erreurs de conception de notre circuit d'alimentation. Comme nous l'avons décrit dans le chapitre 3, les deux sous-réseaux doivent être déphasés de 180° l'un par rapport à l'autre afin que le courant sur les tiges horizontales des éléments du réseau soit dans le même sens (voir figure 3.8).

Pour cela, nous avons utilisé un bout de ligne d'une longueur $\frac{\lambda}{2}$ pour les relier ensemble. Ceci avait pour but de maximiser le rayonnement au-dessus de l'antenne. La figure 5.2 représente les cartes de la mesure expérimentale et de la simulation de mesure du champ proche au-dessus du réseau d'antennes. Nous remarquons que la carte des mesures simulées est symétrique par rapport à l'axe horizontal au centre de la figure. Nous remarquons aussi que le rayonnement est plus intense au dessus de l'antenne. Par contre, dans la courbe des mesures expérimentales, nous remarquons que nous n'avons pas une bonne symétrie. Toutefois, le champ est intense au-dessus du réseau. Le problème de la symétrie est principalement dû au déphasage entre les sous-réseaux qui est certainement différent de 180° . De plus, la distance entre les éléments qui doit être fixée à $\frac{\lambda_0}{2}$ dans un même sous-réseau et λ_0 entre les sous-réseaux est très difficile à respecter, compte tenu des aléas de la fabrication. D'autre part, les antennes ne sont pas identiques contrairement aux simulations ce qui modifie le profil d'alimentation. En effet, les longueurs des lignes de transmission et leur impédance caractéristique ont été calculées en considérant toutes les antennes identiques. Finalement, la grande taille du circuit d'alimentation nous a obligé à le fabriquer en trois circuits imprimés distincts, ce qui a engendré des erreurs lors de l'assemblage à cause des trous d'air entre les circuits. La figure 5.3 présente le profil d'intensité du champ proche mesuré et simulé dans le plan XZ du réseau d'antennes. Cette carte nous montre que toutes les antennes d'un même sous-réseau rayonnent en phase ou presque puisque le champ s'atténue sur les bords. Le fait que les éléments d'un même



(a) Mesures simulées par *Mov3*



(b) Mesures expérimentales

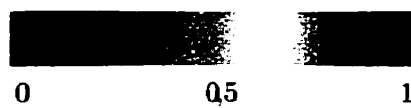
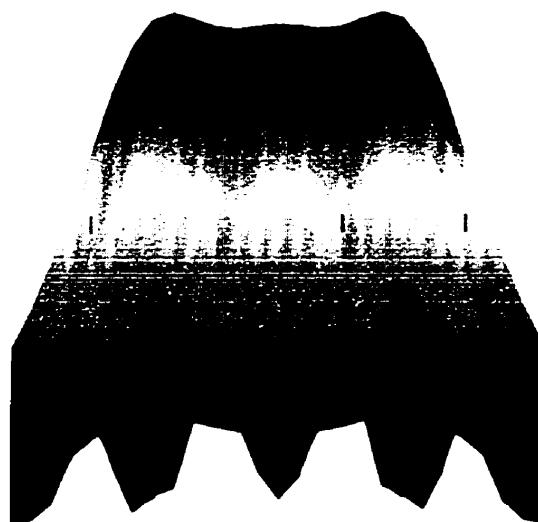
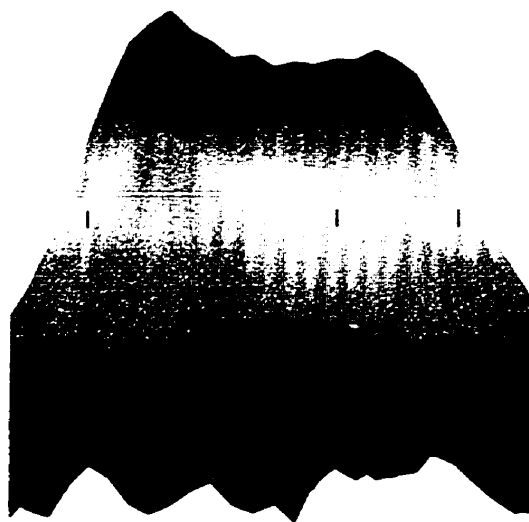


Figure 5.2: Mesures de rayonnement en champ proche du réseau d'antennes F-inversé



(a) Mesures simulées par *Mov3*



(b) Mesures expérimentales

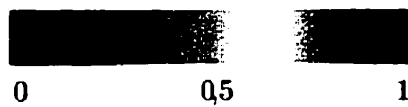


Figure 5.3: Mesures de rayonnement en champ proche du réseau d'antennes F-inversé dans le plan XZ

Tableau 5.1: Phases des courants au point d'alimentation de chaque antenne F-inversé.

Courants	Phases en degrés
I_{1A}	60 37
I_{2A}	70 08
I_{3A}	81 88
I_{4A}	65 29
I_{1B}	221 17
I_{2B}	201 46
I_{3B}	194 38
I_{4B}	202 09

sous-réseau soient espacés d'une distance $\frac{\lambda_0}{2}$ annule leur rayonnement sur les côtés. Par contre, la carte représentant le profil de la phase du champ proche mesuré et simulé (voir figure 5.4) montre bien que le courant sur la tige horizontale de chaque élément d'un sous réseau est déphasé par rapport à son vis-à-vis dans l'autre sous-réseau alors qu'il devraient être en phase. En effet, puisque les courants sur ces tiges sont dans le même sens pour tous les éléments, alors nous nous attendons à avoir une phase constante au dessus des antennes F-inversé. Malheureusement, nous nous apercevons qu'un des sous-réseaux n'est pas déphasé de la bonne façon. Le tableau 5.1 présente la phase du courant au point d'alimentation de chaque antenne dans le réseau. Le premier sous-réseau représente les quatre premiers courants pendant que le deuxième est constitué des quatre derniers. Nous remarquons que les courants du premier sous-réseau ont des phases différentes mais assez proches l'une de l'autre. Tandis que dans le deuxième sous-réseau les phases sont différentes en plus de ne pas être déphasés de 180° par rapport aux phases du premier sous-réseau.

Pour ce qui est de l'amplitude, nous remarquons aussi une asymétrie flagrante dans le plan YZ et qui est représenté sur la figure 5.5b qui représente le profil de l'amplitude du champ proche dans le plan YZ.

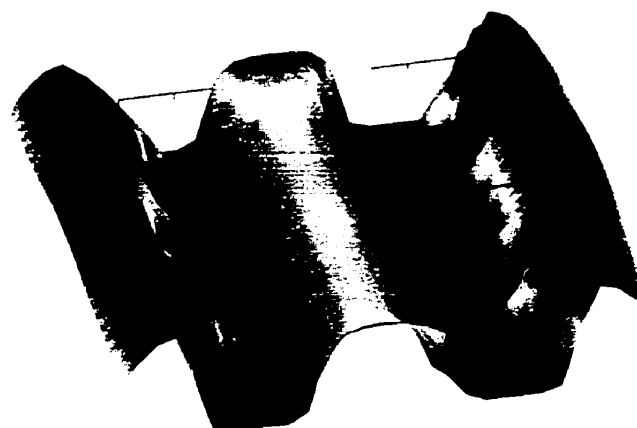
Nous avons présenté des résultats de mesures expérimentales et de simulations de mesures en champ proche. Lors de cette étape nous avons pu déceler les erreurs de fabrication et constater la différence entre nos modèles réels et nos modèles simulés.

Nous allons à présent valider notre méthode d'extrapolation du diagramme de rayonnement à partir des mesures en champ proche.

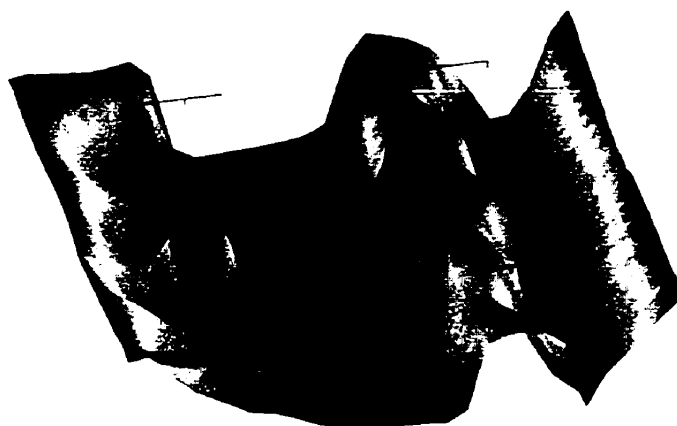
5.2 Mesures en champ lointain

Nous présenterons dans cette section des courbes comparatives entre des mesures de rayonnement en champ lointain dans la chambre anéchoïde et une extrapolation du diagramme de rayonnement à partir des mesures en champ proche. Nous traiterons le cas des antennes Yagi-Uda en premier lieu et le réseau d'antennes F-inversé par la suite. Toutefois, nous ne présenterons dans cette section que quelques courbes représentatives afin d'alléger le contenu de ce mémoire. Quant aux autres courbes, elles seront présentées à l'Annexe G.

Avant de commencer nos mesures et calculs, nous allons définir deux paramètres qui seront utilisés tout au long de cette section, à savoir, le «plan E» et le «plan H». Par définition, le «plan E» est le plan parallèle au champ électrique et le «plan H»



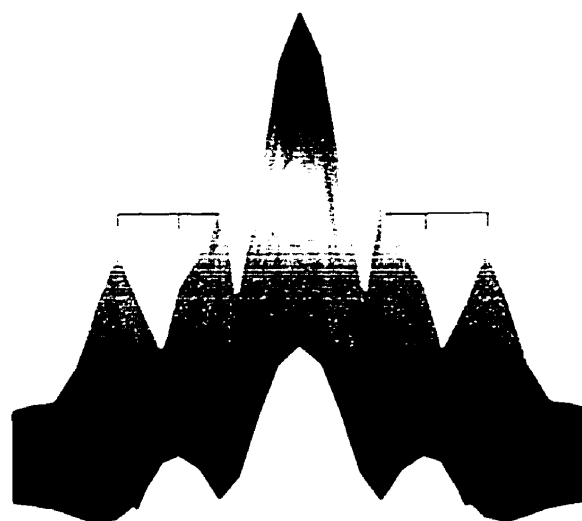
(a) Mesures simulées par *Mov3*



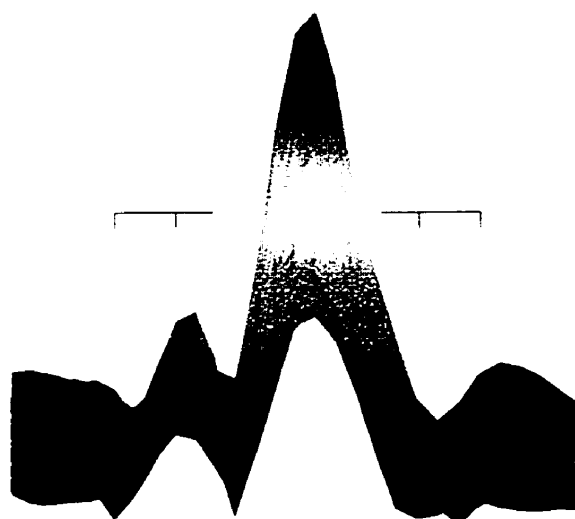
(b) Mesures expérimentales



Figure 5.4: Mesures de la phase du rayonnement en champ proche du réseau d'antennes F-inversé



(a) Mesures simulées par *Mov3*



(b) Mesures expérimentales

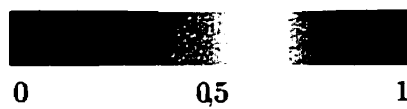


Figure 5.5: Mesures de l'amplitude du rayonnement en champ proche du réseau d'antennes F-inversé dans le plan YZ

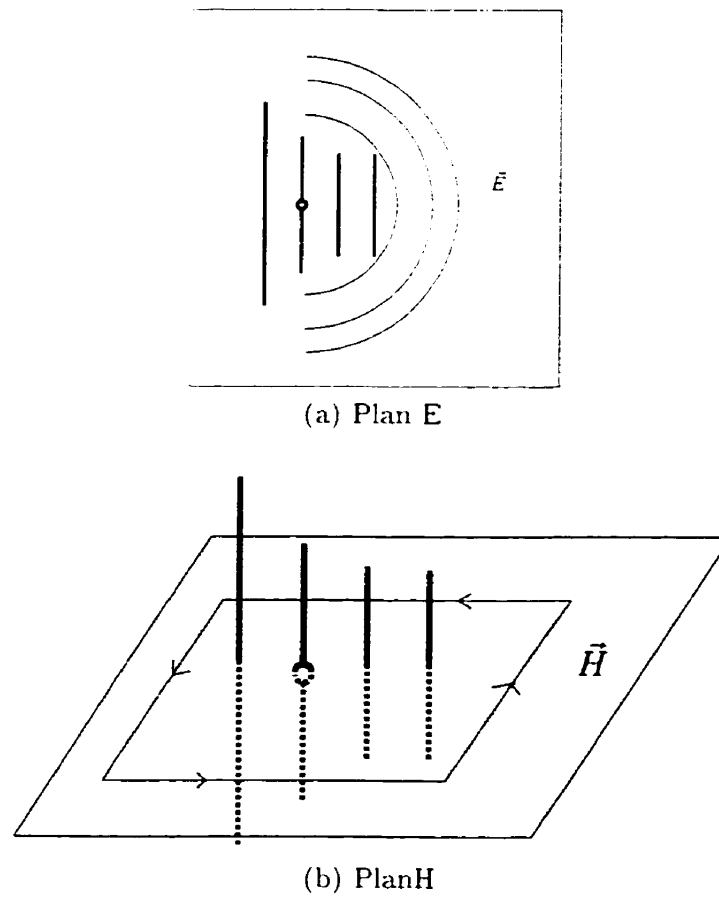


Figure 5.6: Définitions des plans E et H

est le plan parallèle au champ magnétique. La figure 5.6 illustre bien ces définitions.

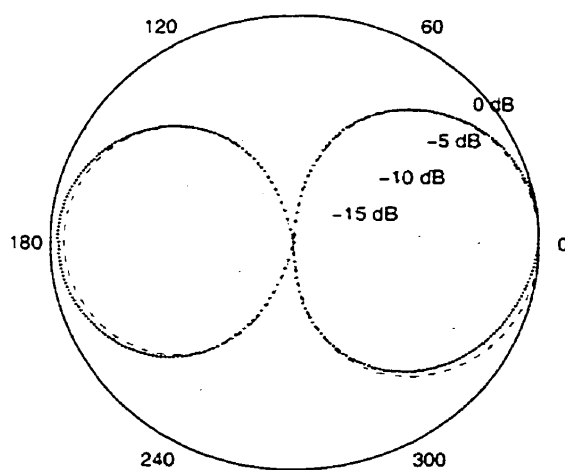
5.2.1 Antennes Yagi-Uda

En premier lieu, nous allons présenter les conditions expérimentales qui nous ont permis d'atteindre les objectifs fixés au début de ce projet. Pour la modélisation des différentes antennes Yagi nous avons opté pour un seul modèle. Le dipôle replié a été modélisé par dix (10) fonctions de base incluant les segments horizontaux. Le

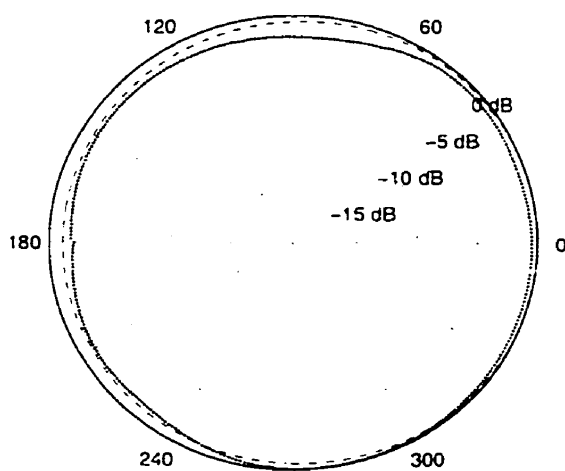
réflecteur et les directeurs ont, quant à eux, été modélisés par 5 fonctions de base. Les antennes sur tige de plexiglas ont été modélisées de la même manière que les Yagi sur plaque de polystyrène. Cette modélisation est le résultat de plusieurs essais. Le facteur du temps de calcul ainsi que le nombre de points de mesures ont été pris en compte pour trouver le nombre de fonctions de base qui permet une bonne prévision du diagramme de rayonnement.

5.2.1.1 Antenne dipôle replié

Nous allons commencer par présenter les résultats d'une antenne dipôle replié. La figure 5.7 montre les résultats des mesures du diagramme de rayonnement en champ lointain dans la chambre anéchoïde en comparaison avec le diagramme de rayonnement extrapolé à partir des mesures en champ proche. Les mesures en champ proche ont été faites sur une grille de 195 points : 13 points selon X : 15 points selon Y : avec des pas : $\Delta x = 0.0056 \text{ m}$; $\Delta y = 0.00952 \text{ m}$ et la sonde à une hauteur de 1 cm . Nous remarquons que dans le plan E les deux courbes sont très proches l'une de l'autre. Le champ lointain extrapolé est assez fidèle au champ lointain mesuré. Sur le lobe avant nous remarquons une légère différence dans la région entre 300° et 360° . Nous croyons que ceci provient des conditions expérimentales dans la chambre anéchoïde. En effet, lors des mesures en champ lointain, nous devons «bricoler» un montage pour fixer l'antenne alors que dans les mesures en champ proche, les antennes sont posées sur une plaque de carton très poreuse et qui par conséquent ne perturbe pas beaucoup



(a) Plan E



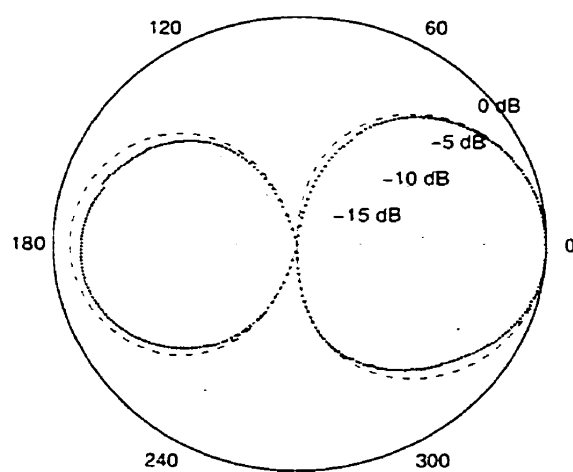
(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

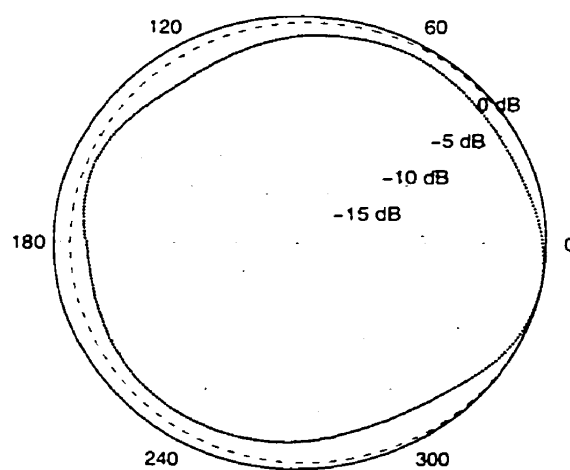
Figure 5.7: Diagrammes de rayonnement d'un dipôle replié sur une plaque de polystyrène

le rayonnement. En fin de compte on peut dire que les deux mesures sont faites avec des antennes quelque peu différentes. Quant au plan H, la raison principale de cette différence entre les deux courbes est le câble d'alimentation de l'antenne. En effet, dans le plan H le câble d'alimentation est parallèle au dipôle replié. Par conséquent, à certains angles, le câble se trouve dans le chemin de rayonnement de l'antenne. Or dans les mesures en champ proche, le câble d'alimentation arrive toujours par le bas mais il est invisible pour la sonde qui balaye sur le dessus de l'antenne. Lorsque l'on déplace le câble d'alimentation, l'emplacement de l'erreur suit sur le diagramme de rayonnement.

Pour le dipôle replié monté sur une tige de plexiglas, nous présentons les résultats sur la figure 5.8. Dans le plan E, les deux courbes sont très proches. Les différences que nous remarquons sont dues à la tige de plexiglas qui est très longue par rapport à l'antenne (longueur totale de la tige est 30 *cm*). Par conséquent, elle agit comme un directeur à cause des courants de déplacement qui sont induits dans le matériau. De plus, cette tige n'est pas modélisée dans le programme ce qui engendre des erreurs d'extrapolation. Ces erreurs deviennent plus petites lorsque l'antenne est plus directionnelle comme nous le verrons plus tard. Dans le plan H les différences sont dues encore une fois au problème du câble d'alimentation que nous avons expliqué dans le premier cas, en plus de la présence de la tige de plexiglas.



(a) Plan E



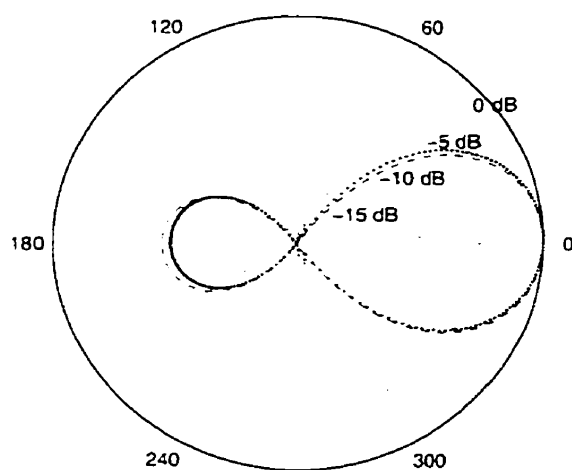
(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 ——— Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

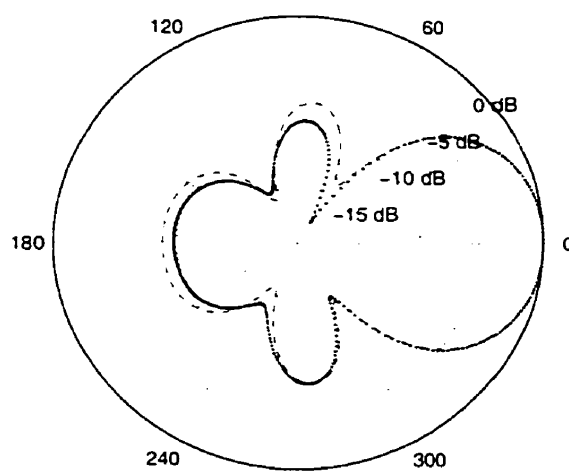
Figure 5.8: Diagrammes de rayonnement d'un dipôle replié sur une tige de plexiglas

5.2.1.2 Antenne Yagi à six éléments

L'antenne dipôle replié représente le cas d'une antenne pas très directionnelle. Nous allons, par conséquent, analyser le cas d'une antenne à six éléments constituée de quatre (4) directeurs, un (1) réflecteur et un dipôle replié comme élément actif. La figure 5.9 montre les courbes des diagrammes de rayonnement pour une antenne sur une plaque de polystyrène. Les mesures en champ proche ont été faites avec une grille de mesure comportant 209 points : 19 points selon X : 11 points selon Y : avec des pas : $\Delta x = 0.00952 \text{ m}$: $\Delta y = 0.01176 \text{ m}$. La sonde balayait à une hauteur de 3 cm . La figure nous montre une bonne concordance entre la courbe d'extrapolation du diagramme de rayonnement à partir des mesures en champ proche et la courbe des mesures en champ lointain. Là encore nous pouvons affirmer que l'extrapolation est très fidèle au comportement réel de l'antenne. Ceci va dans le sens pour confirmer l'efficacité de la méthode. L'erreur est très faible sur les 20 premiers dB. Le plan H présente toujours l'erreur due au câble d'alimentation. En plus des erreurs dues aux problèmes cités dans le cas du dipôle replié, nous pouvons aussi citer le fait que lors des prises de mesures en champ proche, nous plaçons la sonde à une position référence qui est choisie comme le centre du dipôle replié. Lors de ce positionnement, le seul outil pour aligner la sonde à la position choisi est l'oeil, ce qui peut introduire des erreurs de positionnement sur toute la grille. Par conséquent, l'accumulation des erreurs sur l'ensemble des points de mesures fait en sorte que les derniers points de mesure sont très loins des positions exactes. Avec tout cela, nous pouvons quand



(a) Plan E



(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

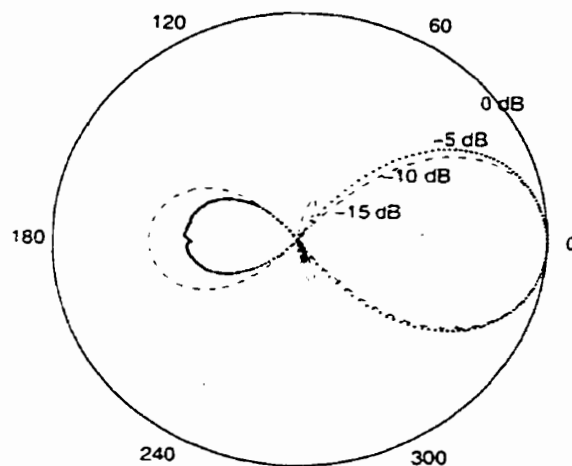
Figure 5.9: Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à six (6) éléments sur une plaque de polystyrène

même obtenir deux courbes qui sont quasi-identiques, et nous en concluons que la méthode d'extrapolation du champ lointain à partir des mesures en champ proche fonctionne très bien.

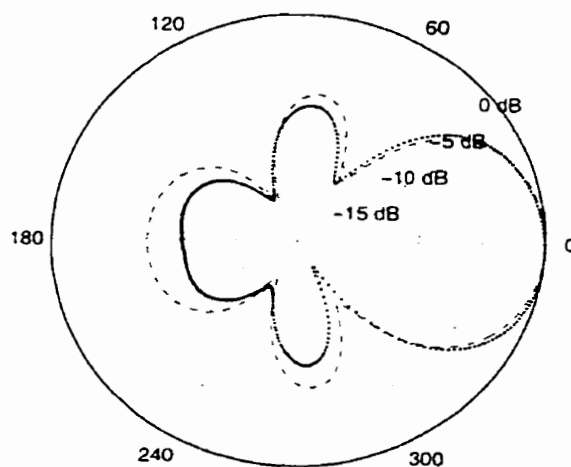
Pour l'antenne Yagi à six éléments sur la tige de plexiglas, nous remarquons que les différences sont de moins en moins grandes par rapport au cas du dipôle replié et cela grâce à l'augmentation de la directivité de l'antenne, comme nous le montre la figure 5.10. En effet, le plan E présente une différence dans la largeur de faisceau du lobe principal moins importante que dans le cas précédent entre les mesures en champ lointain et le diagramme extrapolé des mesures en champ proche. Nous avons essayé de modéliser le courant de déplacement de la tige par des dipôles du longueur égale à la largeur de la tige et espacés de 1 cm sur une longueur similaire à la longueur de la tige mais cela n'a pas donné de meilleurs résultats en plus d'augmenter le temps de traitement.

5.2.1.3 Antenne Yagi à neuf (9) éléments

L'antenne que nous allons étudier à présent est une Yagi à neuf éléments, constituée de sept (7) directeurs, un réflecteur et l'élément actif (dipôle replié). Cette antenne est plus directionnelle que les autres citées précédemment. Les mesures en champ proche ont nécessité une grille comportant 308 points : 28 points selon X : 11 points selon Y ; avec des pas : $\Delta x = 0.00952\text{ m}$; $\Delta y = 0.01176\text{ m}$, tandis que la sonde balayait à une hauteur de 3 cm . La figure 5.11 montre que le programme



(a) Plan E



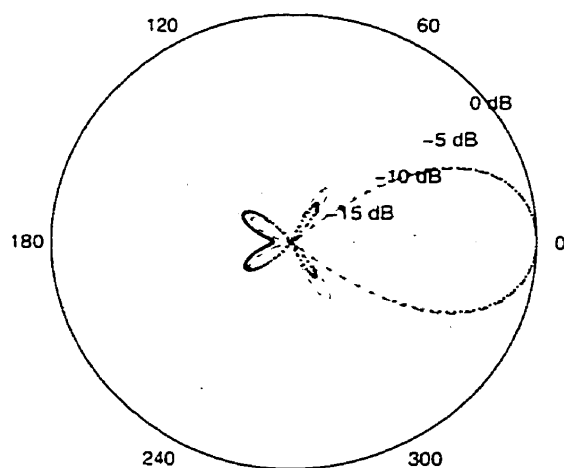
(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

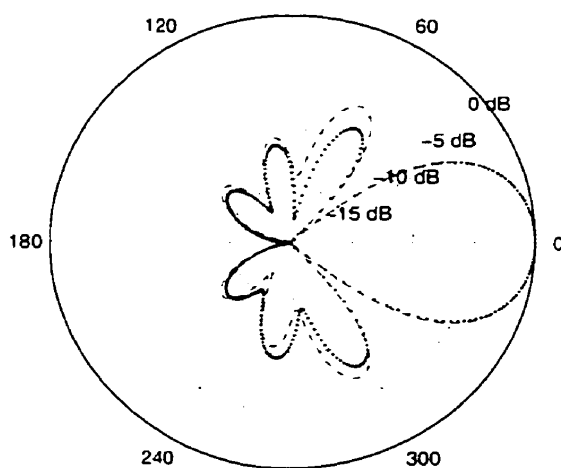
Figure 5.10: Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à six (6) éléments sur une tige de plexiglas

réussit très bien à extrapoler le rayonnement en champ lointain à partir des mesures en champ proche. Les lobes principaux sont identiques pour les deux courbes et l'erreur est nulle sur les 20 premiers dB . Les seules différences entre les deux courbes se trouvent sur les lobes arrière et secondaires, mais compte tenu du niveau du signal nous pouvons affirmer que l'extrapolation est réussie. Pour essayer d'améliorer ces résultats, nous avons entrepris de modifier nos méthodes de mesures. Nous avons utilisé des grilles de mesures en champ proche avec plus ou moins de points, mais cela n'a pas été très concluant, par la suite nous avons augmenté le nombre de fonctions de base modélisant la structure. Après quelques essais, nous avons modélisé l'antenne de la façon suivante : 10 fonctions de base pour le dipôle replié excluant les tiges horizontales (le dipôle replié a été représenté par deux tiges horizontales séparées par une distance de $w = 0.038\lambda$ sans qu'elles soient reliées aux extrémités), 15 fonctions de base pour le réflecteur et 7 fonctions de base pour les directeurs. La figure 5.12 montre les résultats que nous avons obtenus. Nous remarquons une nette amélioration au niveau des lobes arrière et secondaires. La similitude entre les deux courbes est presque parfaite compte tenu des conditions expérimentales. Il est possible de modéliser la structure avec plus de fonctions de base, mais le temps de calcul devient plus long et la méthode devient moins intéressante.

La figure 5.13 représente le cas d'une antenne Yagi à 9 éléments sur une tige de plexiglas. Nous remarquons que l'erreur entre les deux courbes sur le lobe principal est presque nulle. Donc le résultats s'est amélioré maintenant que la tige de plexiglas



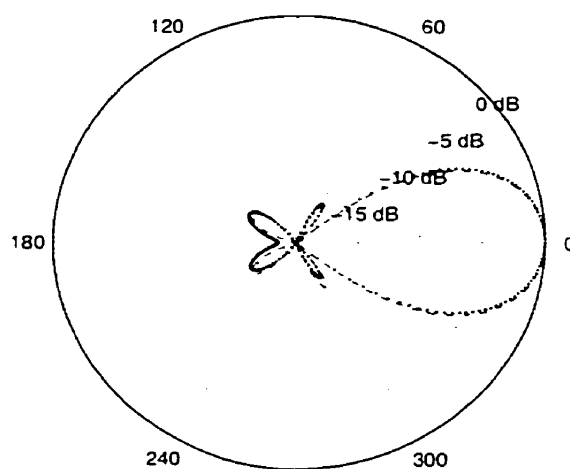
(a) Plan E



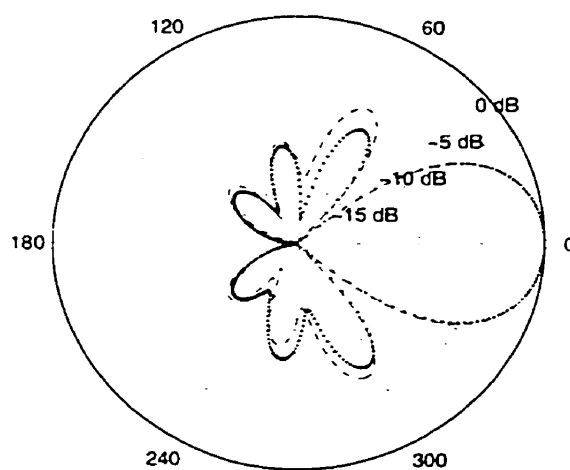
(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 ——— Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

Figure 5.11: Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à neuf (9) éléments sur une plaque de polystyrène



(a) Plan E



(a) Plan H

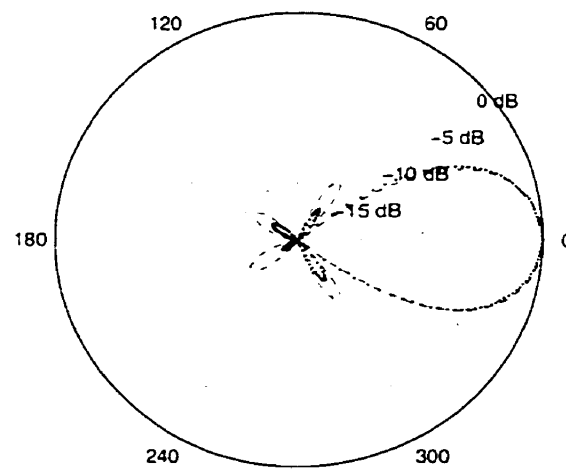
- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 - - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

Figure 5.12: Antenne Yagi à 9 éléments modélisée avec 14 fonctions de base pour l'élément actif, 15 pour le réflecteur et 7 pour les directeurs.

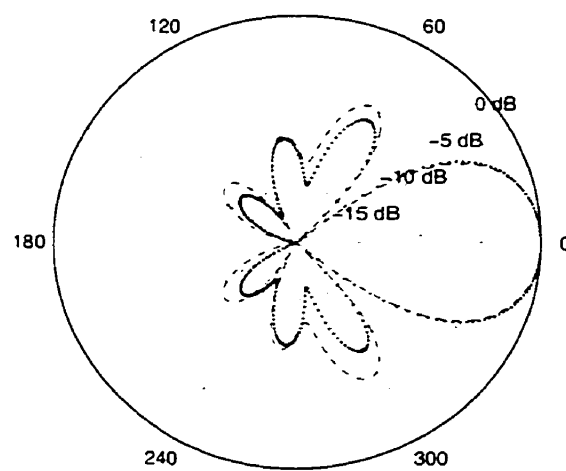
est à peu près aussi longue que l'antenne. Il est vrai qu'il subsiste des différences entre les deux courbes au niveau des lobes secondaires mais pour les premiers 15 *dB* l'extrapolation dans le plan E est quasi-parfaite et cela est vrai pour toutes les antennes étudiées jusqu'à maintenant. Nous avons présenté des résultats expérimentaux pour quelques antennes Yagi fabriquées pour les besoins de la cause. Nous avons montré avec des figures que la méthode d'extrapolation du diagramme de rayonnement à partir des mesures en champ proche donne des résultats très intéressants sinon étonnants, compte tenu des conditions expérimentales. Nous allons maintenant étudier le cas du réseau d'antennes F-inversé.

5.2.2 Réseau d'antennes F-inversé

Le réseau d'antennes F-inversé que nous avons construit présente quelques problèmes de phase entre les deux sous-réseaux. Nous allons présenter les résultats des mesures expérimentales des diagrammes de rayonnement obtenus dans la chambre anéchoïde et par extrapolation à partir des mesures en champ proche. Pour aboutir aux résultats qui sont présentés, nous avons mesuré le champ proche du réseau sur une grille de 783 points : 27 points selon X ; 29 points selon Y ; $\Delta x = 0.01\text{ m}$; $\Delta y = 0.01\text{ m}$ et la sonde qui balaye à une hauteur de 3 *cm*. Sur la figure 5.14(a) nous remarquons que le problème d'asymétrie observé sur la carte des mesures en champ proche de la figure 5.5 est visible aussi sur le diagramme de rayonnement. En effet, le rayonnement en champ lointain est plus intense d'un côté de l'antenne plus que



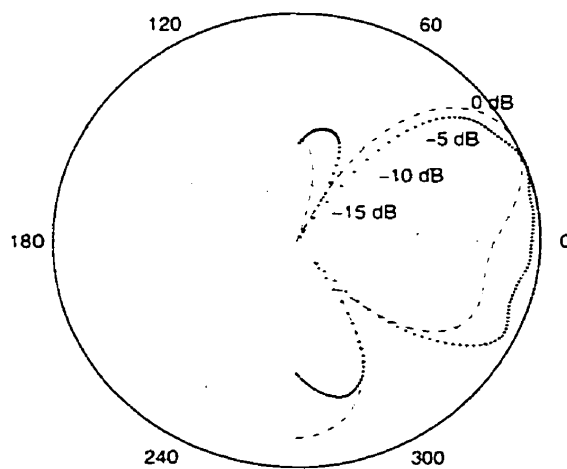
(a) Plan E



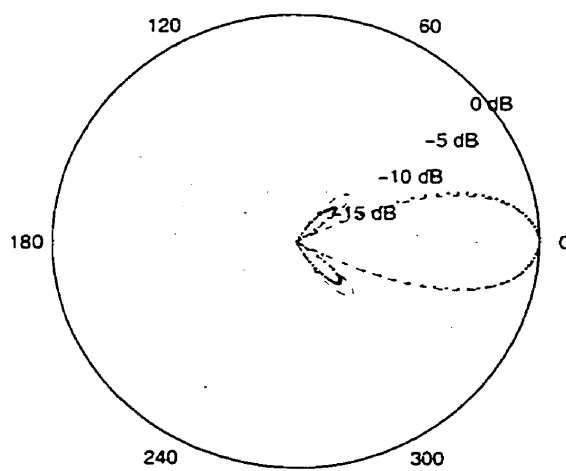
(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 ——— Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïque

Figure 5.13: Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à neuf (9) éléments sur une tige de plexiglas



(a) Plan E



(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

Figure 5.14: Diagrammes de rayonnement du réseau d'antennes F-inversé

l'autre. Aussi nous remarquons un certain décalage entre les deux courbes au niveau des lobes secondaires. Le fait est que le programme ne calcule pas les effets de bords car cette routine n'a pas encore été implantée. Donc le programme traite le cas du réseau d'antennes avec un plan de masse infiniment grand ce qui n'est pas le cas dans la réalité. Nous avons essayé de placer de l'absorbant sur les bords du plan de masse pour réduire les diffractions mais cette méthode présentait des problèmes lors des mesures en champ lointain dans la chambre. Par contre, dans la figure 5.14(b) nous avons une similitude quasi-parfaite entre les deux méthodes de mesures dans le plan H. En effet, les problèmes rencontrés dans le plan E ne se voient pas dans le plan H, puisqu'il n'y a pas de rayonnement sur les côtés de chaque sous-réseau (plan XZ) (voir figure 3.6). On peut le constater aussi sur la figure 5.3(b) où le champ proche s'atténue sur les côtés. Par contre dans le plan E ou YZ, il y a un rayonnement qui se heurte aux bords du plan de masse et crée un phénomène de diffraction. Pour ce qui est du décalage en phase, nous n'avons pas ce problème puisque toutes les antennes du même sous-réseau rayonnent presque en phase. Donc dans le plan H nous avons une très bonne extrapolation du diagramme de rayonnement et la méthode a, encore une fois, prouvé son efficacité. L'erreur est quasi-nulle sur le lobe principal et les différences sur les lobe arrières sont très minimes.

La méthode d'extrapolation du diagramme de rayonnement à partir des mesures en champ proche donne des résultats très satisfaisants. Les mesures ont été faites dans des conditions expérimentales marquées par des supports faits de cartons, quelques

rouleaux de ruban adhésif et un minimum de précautions pour les obstacles et sources de perturbations. Toutes ces composantes mises ensemble, nous pouvons dire que la méthode des mesures en champ proche est une très bonne approche pour les mesures du diagramme de rayonnement des structures filaires.

5.3 Présentation d'un appareil commercialisé

La compagnie Antenna Research Associates, inc. a mis au point un appareil, **ESTAR2110**, pour les mesures des différents paramètres d'antennes tels que, la distribution de courant, le champ proche, l'impédance d'entrée et la phase entre les éléments d'un réseau d'antennes ... [2]. Pour montrer l'efficacité du ESTAR 2110, les ingénieurs de la compagnie ont publié les résultats d'un essai sur une antenne Yagi-Uda à 11 éléments opérant à une fréquence de 460 MHz . Les mesures en champ proche ont été effectuées à l'aide d'une sonde optique. Le principe de cette appareil n'est pas très loin de celui de notre méthode, soit un premier calcul de la distribution de courant sur l'antenne sous test puis l'extrapolation du champ lointain. La figure 5.15 nous montre la comparaison entre le diagramme de rayonnement de l'antenne extrapolé des mesures en champ proche (courbe en pointillés) et le diagramme de rayonnement mesuré dans une chambre anéchoïde (courbe en trait plein). Nous remarquons qu'il y a une mauvaise extrapolation du diagramme de rayonnement en comparaison avec les courbes que nous avons fournies pour ce même type d'antennes (Yagi à 9 et 12 éléments) où nous avons une erreur nulle sur le lobe principal. Or

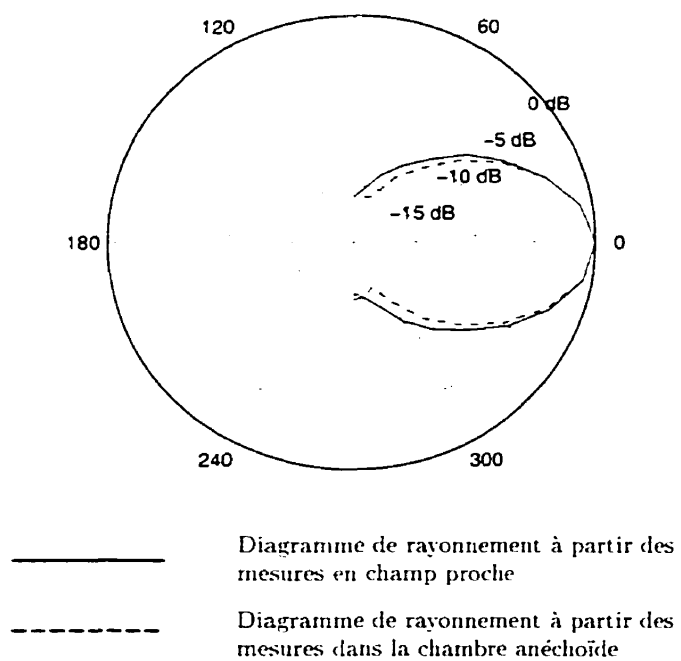


Figure 5.15: Diagramme de rayonnement d'une antenne Yagi à 11 éléments mesurés avec le ESTAR2110 versus son champ lointain mesuré dans une chambre anéchoïde. Valeurs tirées des résultats présentées dans [2]

d'après la courbe sur la figure 5.15. nous remarquons une erreur de l'ordre de 2 *dB* à peu près sur le lobe principal. de plus. il aurait été intéressant de voir la prévision sur les lobes arrières pour comparer leur résultats avec les nôtres d'une façon plus complète.

Pour finir. nous pouvons affirmer que notre méthode de mesure du diagramme de rayonnement surpasse largement la méthode de la compagnie Antenna Research Associates. inc. car notre technique tient compte de la géométrie de la sonde. ce qui la rend plus rigoureuse. de plus. notre méthode effectue une fragmentation des courants en plusieurs fonctions de base sur chaque élément de l'antenne pour des résultats plus précis.

CONCLUSIONS ET RECOMMANDATIONS

Nous avons présenté dans ce mémoire les étapes détaillées d'une méthode expérimentale pour la prévision du diagramme de rayonnement en champ lointain d'un élément filaire rayonnant à partir des mesures en champ proche. Nous avons rappelé la théorie qui permet d'expliquer les étapes de calcul et de résolution. Par la suite, nous avons expliqué en détail la méthode expérimentale pour extraire la distribution de courant sur une structure équivalente à notre antenne sous test à partir des mesures en champ proche. Ensuite, nous avons présenté les étapes de conception et de fabrication des différentes antennes testées à l'aide de notre méthode. Nous avons vu aussi l'importance de la sonde utilisée pour les mesures en champ proche et nous avons justifié, avec courbes à l'appui, le choix de cette dernière. De plus, nous avons passé en revue les détails de la modélisation dont les antennes sous test ont fait l'objet ainsi que les différents montages de mesures, en champ proche et champ lointain dans la chambre anéchoïde. Dans le dernier chapitre, nous avons présenté quelques résultats qui ont prouvé que cette méthode était efficace pour extrapoler le diagramme de rayonnement d'une antenne filaire à partir des mesures en champ proche. Cette méthode est aussi bien valable pour des antennes à faible directivité, comme les dipôles repliés, que pour les antennes de forte directivité, comme les antennes Yagi-Uda à 9 ou 12 éléments.

L'excellence des résultats que nous avons obtenus font de cette méthode un outil

très puissant pour les calculs du diagramme de rayonnement à partir des mesures en champ proche. Nous avons montré, par les figures du chapitre 5, que les deux courbes comparées sont très proche l'une de l'autre et parfois même quasi identiques.

Les avantages majeurs de cette technique de mesures en champ proche sont les mêmes que pour les autres déjà existantes. Par contre les inconvénients des techniques planaires pour des petites antennes sont éliminés. En outre, le balayage planaire est beaucoup plus simple que le balayage sphérique. Le fait qu'elle ne requiert que des appareils de mesures fréquemment utilisés dans les laboratoires de micro-ondes et que les installations pour les mesures en champ proche puissent être aussi simples, fait de cette méthode une approche très économique, tout en donnant des résultats de diagrammes de rayonnement presque identiques aux mesures faites dans la chambre anéchoïde. Les figures du chapitre 5 le montrent bien. Toutefois, il serait intéressant d'investir dans l'amélioration des installations des mesures en champ proche afin d'améliorer le temps et la précision lors des prises de mesures. En effet, le montage des mesures en champ proche dont dispose le laboratoire Poly-GRAMES pourrait être amélioré des façons suivantes :

- Apporter quelques modifications au logiciel MRE afin de régler le problème des points de mesures ignorés par le programme (voir figure D.1).
- Éviter la répétition de certaines étapes qui alourdissent la tâche lors des mesures (initialisation du point de référence, replacer la sonde à l'origine avant

chaque mesure, les problèmes d'arrondis lors de la sauvegarde des points de coordonnées ...).

- Utiliser les même supports pour les mesures en champ proche et les mesures en champ lointain dans la chambre anéchoïde afin d'éviter de déplacer l'antenne d'un endroit à l'autre et risquer de modifier les deux structures mesurées. Ceci aiderait à avoir moins d'erreurs entre les deux méthodes.
- Penser à une structure de mesures en champ proche qui présente moins de problèmes de réflexions multiples et qui soit loin de toute source de perturbations extérieurs.

Travaux futurs

L'efficacité de cette technique de mesures en champ proche permet son utilisation dans une multitude d'applications. Nous pouvons par exemple citer le cas de la compatibilité électromagnétique, ou encore le contrôle de qualité lors de la fabrication de certains matériaux afin de détecter les fissures invisibles à l'oeil nu, ou même lors de la fabrication de certaines antennes afin de détecter les défaillances ... Pour cela, il serait intéressant de faire des études sur d'autres types de sondes qui peuvent être utilisées à des plus hautes fréquences. Les sondes dipôles simples imprimées peuvent être une bonne solution puisque la fabrication ne poserait pas de problèmes avec des dimensions aussi petites.

Pour ce qui est du programme ScanSVD, il serait intéressant de trouver des mé-

thodes de calculs numériques qui peuvent réduire le temps de traitement lors de la résolution du système matriciel et le calcul des coefficients de courant et du champ lointain. Pour ce dernier point, il serait profitable de penser à une méthode de filtrage des points de mesures en champ proche. Cette opération est possible parce que le programme ScanSVD n'utilise pas la transformée de Fourier «FFT» pour calculer le champ lointain donc, les points de mesures en champ proche peuvent être à des intervalles irréguliers. De plus, il serait avantageux d'implanter dans le programme une routine pour calculer le gain d'une antenne sous test. Aussi pour parer aux problèmes de diffraction sur les bords du plan de masse, il serait avantageux d'introduire dans le programme les équations nécessaires pour tenir compte de ce phénomène.

RÉFÉRENCES

- [1] A.D.YAGHJIAN. (1986 Jan.). An Overview of Near-Field Antenna Measurements. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-34, 30-45.
- [2] ANTENNA RESEARCH ASSOCIATES. I. R. F. current distribution measurements on radiating elements. *Application note*, NA 2110-4.
- [3] BALANIS. C. A. (1989). *Advanced Engineering Electromagnetics*. John Wiley & Sons.
- [4] D.T. PARIS. W.M. LEACH. E. J. (1978 May). Basic Theory of Probe Compensated Near-Field Measurements. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-26, 373-379.
- [5] E. C. JORDAN. K. G. B. (1968). *Electromagnetics waves and radiating systems*. Prentice-Hall.
- [6] EDWARD B. JOY. D. P. (1972 May). Spacial Sampling and Filtering in Near-Field Measurements. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-20, 253-261.
- [7] H. NAKANO. R. SUZUKI. J. Y. (1998 Aug.). Low-profile inverted-F with parasitic elements on an infinit ground plane. *IEE Proc.-Microw. Antennas and Propagation*, Vol. 145 No. 4, 321-325.
- [8] HARRINGTON, R. F. (1993). *Field Computation by Moment Methods*. IEEE Press, New York.

- [9] J.J.WANG. (1990 Sept.). An Examination of the Theory and Practice of Planar Near-Field Measurement. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-36, 1326-1332.
- [10] LAURIN, J.-J. (Dallas 1993). Near-Field Characterization of PCB's For Radiated Prediction. *Symposium international de l'IEEE sur la compatibilité électromagnétique*, 322-326.
- [11] PETRE, P., et SARKAR, T. (1992 April). Planar Near-Field to Far-Field Transformation Using an Array of Dipole Probes. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-42, 534-537.
- [12] PETRE, P., et SARKAR, T. (1992 Nov.). Planar Near-Field to Far-Field Transformation Using an Equivalent Magnetic Current Approach. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, AP-40, 1348-1356.
- [13] STUTZMAN, W. L., et THIELE, G. A. (1981). *Antenna Theory and Design*. John Wiley & Sons.
- [14] T. K. SARKAR, A. T. (1999 Mar.). Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry utilizing an equivalent electric current and MoM. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 47 No. 3, 566-573.
- [15] TILSTON, M. A. (1990). *MBCPF 164 User Notes*. Document informatique fournit avec RICHT.

- [16] T.K. SARKAR, S. PONNAPOLLI, E. A. (1990 May). An Accurate Efficient Methode of Computing a Far-Field Antenna Patterns from Near-Field Measurements. *Proc. Int. Antennas Propagat. Dallas. TX.*
- [17] W.H. PRESS, B.P. FLANNERY, S. T., et VETTERLING, W. (1990). *Numerical Recipes*. cambridge University Press.
- [18] Y. GAO, I. W. (1998 july). Miniature electric near-field probes for measuring 3-D fields in planar microwave circuits. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 46 No. 7, 907-913.

ANNEXE A

FICHIERS DU PROGRAMME *MOV3*

Le programme *Mov3* a été conçu par Laurin [10] pour simuler les mesures de champ proche. En effet, ce programme simule le balayage d'une sonde aux alentours de l'antenne sous test. À la sortie, un premier fichier donne toutes les caractéristiques demandées dans le fichier d'entrée. Le second présente les tensions complexes de la sonde calculées, pour chaque position de celle-ci, aux bornes d'une charge 50Ω . (Impédance d'entrée des appareils de mesures).

Nous allons présenter le cas d'une simulation pour une antenne dipôle replié mesuré par une sonde carrée. L'écriture en *italique* représente les commentaires.

A.1 Fichier d'entrée *Mov3.i*

164

Ce chiffre indique la version du programme.

On définit la simulation par un petit paragraphe tout de suite après la première ligne

Simulation d'un dipôle replié à une fréquence de 2,45GHz ... /

1 1. 0.

Ces chiffres identifient le milieu de propagation et ses caractéristiques/

0.0006 0.

Ces chiffres indiquent le rayon des segments et la conductivité du matériau

0 0 0. 0. 0.

Spécification du type d'isolant et ses propriétés. Dans notre cas, nous n'avons pas d'isolant

2.45E9 1 0.5E9

Fréquence d'opération, nombre de fréquences à balayer et le pas de fréquence

17 17

Nombre de segments et nombre de points de raccordement

3 0

Le bout de segment sur lequel se trouve le générateur de tension et le nombre de sources supplémentaires qu'il faudra spécifier sous le mots clé GENR.

1

Nombre de charges qui seront spécifiées sous le mot clé LUMP

0 0 0 10 0

Ces nombres sont des codes de permissions d'affichage dans le fichier de sortie. Dans le cas présent, le programme inscrira sur le fichier de sortie les courants de branches que l'on pourra lire sous le mot clé BCUR dans le fichier «Mou3.o» [15].

0

*Nombre de points où seront mesurées les grandeurs **E** et **H** en champ proche.*

0 1 360 0. 0. 0. 1.

Le premier chiffre indique si l'on veut mesurer les composantes du champ loin-

tain. 0 indique que ces composantes ne seront pas mesurées. 1 indique le contraire. Les autres chiffres indiquent dans l'ordre le nombre de points selon l'angle θ , le nombre de points selon l'angle ϕ , angle θ de départ, incrémentation de θ , angle ϕ de départ, incrémentation de ϕ . Les angles Φ et Θ sont définis dans un repère en coordonnées sphériques

0

Réservé pour des application future. Doit être 0.

SEGN

1 2

2 3

...

...

8 9

16 11

17 14

Sous le mot clé SEGN, on définit les raccordements des segments de la structure sous test et de la sonde

COOR

-0.0020 -0.02957 0.

-0.0020 -0.01478 0.

...

...

0. -0.004 0.03

0. 0. 0.048

Sous le mot clé COOR on inscrit les coordonnées de tous les points de raccordements dans le repère $x.y.z$

LUMP

11 01 50.0 0. 0.

Sous le mot clé LUMP. on définit le bout de segment ou se trouve la charge et le type de charge. Dans notre cas, nous avons une charge résistive de 50Ω située au segment

11

MOVE

81

11

11 17 1

-1.700E-01 -.6610E-01 .0000E+00

-1.300E-01 -.6610E-01 .0000E+00

-.9000E-02 -.6610E-01 .0000E+00

...

...

.7000E-02 .6270E-01 .0000E+00

.1100E-01 .6270E-01 .0000E+00

.1500E-01 .6270E-01 .0000E+00

Sous le mot clé MOVE, on définit d'abords le nombre de points de mesures lors du déplacement de la sonde, le segment où se trouve la charge, le premier et dernier point de raccordement de la sonde et finalement les coordonnées des points de mesures

FARE

Avec ce mot clé le champ lointain est donné avec les valeurs des champ au lieu du gain

XEND

Ce mot clé indique la fin des commandes du fichier :

Pour lancer le programme *mov3* il faut taper la ligne de commande suivante :

mov3 Mov3.i Mov3.o MEA.FIL

Le programme donne deux fichiers de sortie. Le premier est Mov3.o et le second est MEA.FIL.

A.2 Fichier de sortie Mov3.o

Le fichier *Mov3.o* contient une copy du fichier *Mov3.i* en plus des courants de branches.

```

1  .10000E+01  .00000E+00

.10795E-02  .00000E+00

0  0  .00000E+00  .00000E+00  .00000E+00

.24500E+10  1  .50000E+09

17  17

3  0

1

0  0  0  10  0

0

0  1  360

.000  .000  .000  1.000

0

SEGN

1  2

2  3

3  4

...

...

COOR

-.29000E-02  -.29570E-01  .00000E+00

-.29000E-02  -.14780E-01  .00000E+00

```

-.29000E-02 .00000E+00 .00000E+00

...

...

LUMP

11 1 .50000E+02 .00000E+00 .00000E+00

MOVE

81

11

11 17 1

-.17000E-01 -.66100E-01 .00000E+00

-.13000E-01 -.66100E-01 .00000E+00

-.90000E-02 -.66100E-01 .00000E+00

...

...

.70000E-02 .62700E-01 .00000E+00

.11000E-01 .62700E-01 .00000E+00

.15000E-01 .62700E-01 .00000E+00

FARE

XEND

BCUR

Courant de branches

```

1 .40632E-03 -.28441E-02 .17807E-02 -.29642E-02
2 .17807E-02 -.29642E-02 .22763E-02 -.38526E-04
3 .22763E-02 -.38526E-04 .18015E-02 -.29617E-02
4 .18015E-02 -.29617E-02 .43598E-03 -.28410E-02
...
...
13 .44685E-04 -.66674E-04 .61040E-04 -.71359E-04
14 .13659E-03 .60884E-04 .11880E-03 .84491E-04
15 .11880E-03 .84491E-04 .31225E-04 .87381E-04
16 .31225E-04 .87381E-04 .26554E-05 .32786E-04
17 .00000E--00 .00000E--00 .75551E-04 .13224E-03

```

Pour chaque position de sonde, le programme calcul le courant sur chaque branche de la structure modélisée. Dans ce cas, cette matrice de 17 lignes est répétée 81 fois.

A.3 Fichier de sortie MEA.FIL

Fichier *MEA.FIL* contient les tensions complexes, mesurées aux bornes de la charges 50Ω à chaque position de la sonde, sous la forme d'un nombre complexe représenté par ses parties réelle et imaginaire :

(8.756551011800131E-03,-3.578061048554486E-03)

(1.503311932870493E-02.-4.337312309132232E-03)

(2.088865426743785E-02.-5.144421376806311E-03)

(2.371912391142591E-02.-7.722987065851590E-03)

...

...

(2.396570471067943E-02.-1.046423009265414E-02)

(2.415400308752697E-02.-9.893281368298581E-03)

(2.538490459537235E-02.-5.151157421210039E-03)

(2.675110131703727E-02.7.751088763658560E-04)

ANNEXE B

FICHIERS DU PROGRAMME *SCANSVD*

Le programme *ScanSVD* utilise deux fichiers d'entrée. Le premier est identique ou presque à celui de *Mov3* (la seule différence est que dans ce fichier on active la commande pour calculer le champ lointain selon le plan de mesure désiré). On le nommera *IN.FIL*. Il contient, comme nous l'avons vu précédemment, les descriptions plus ou moins fidèles de la structure à tester et les commandes des différentes grandeurs à calculer. Le second fichier d'entrée est le vecteur des tensions complexes calculées, par le programme *Mov3*, ou mesurées directement sur notre antenne sous test (*MEA.FIL*). Quant au fichier de sortie *OUT.FIL*, il contiendra une copie du fichier *IN.FIL* suivie des grandeurs calculées. Parmi ces grandeurs on retrouve les courants de branches définis par le mot clé *BCUR* et qui sont calculés sur chaque branche à chaque position de la sonde. Une autre grandeur qui peut nous être utile est le vecteur des coefficients des fonctions de base. Ce vecteur est défini par le mot clé *COEF*. Finalement les valeurs des composantes du champ électromagnétique en champ lointain représentées comme suit :

BCUR

```

1 -.13849E-04 -.20252E-02 .16498E-03 .36334E-02
2 .16498E-03 .36334E-02 .16473E-03 .36318E-02
3 .16473E-03 .36318E-02 .16516E-03 .36332E-02
4 .16516E-03 .36332E-02 .13868E-04 .20251E-02
...
...
14 .35846E-06 -.22270E-05 .48388E-06 -.18529E-05
15 .48388E-06 -.18529E-05 .52368E-06 -.19197E-06
16 .52368E-06 -.19197E-06 .21593E-06 .31815E-06
17 .00000E+00 .00000E+00 .16066E-05 -.93011E-06
...

```

COEF *Coefficients de courant sur chaque fonction de base:*

```

1 -.39893E-03 -.47491E-03
2 .63696E-03 .12965E-02
3 .22449E-02 .10631E-02
...
...
8 -.31622E-02 -.40520E-03
9 -.21469E-02 .22618E-03
10 -.18754E-02 .15448E-02

```

...

...

FFLD *Mot clé pour le champ lointain*

.000 -90.000 .00000E+00 .000 .19441E-02 -161.913

.000 -89.000 .22969E-04 63.261 .85673E-03 -162.697

.000 -88.000 .16899E-03 -130.942 .24037E-02 19.206

...

...

.000 87.000 .76213E-03 -126.917 .79108E-02 -161.444

.000 88.000 .15217E-03 -124.566 .24854E-02 -161.776

.000 89.000 .31275E-04 43.891 .77530E-03 20.258

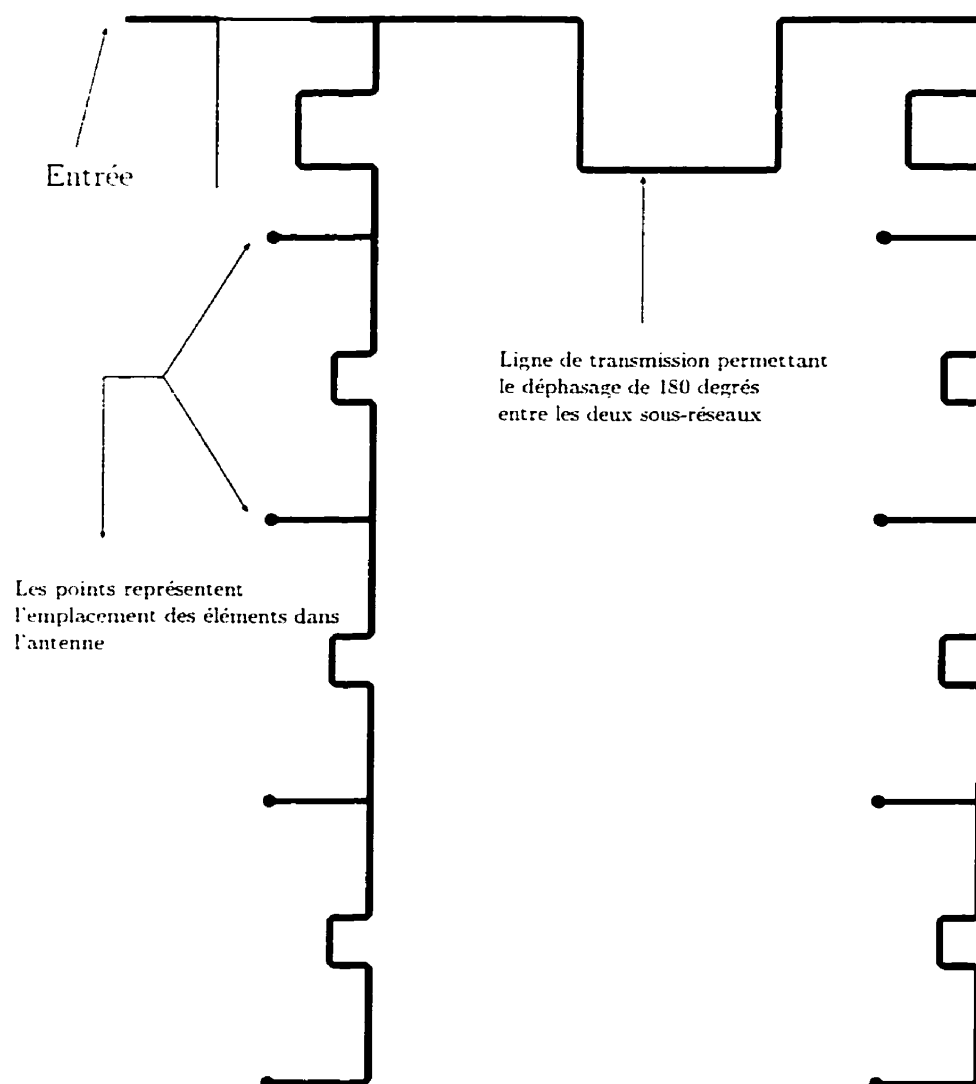
Chaque ligne est composée dans l'ordre des grandeurs suivantes :

l'angle Phi (Φ), l'angle Thêta (Θ), l'amplitude du champ électrique selon Phi ($\text{mag}(E_{\Phi})$), la phase du champ électrique selon Phi ($\text{arg}(E_{\Phi})$), l'amplitude du champ électrique selon Thêta ($\text{mag}(E_{\Theta})$), la phase du champ électrique selon Thêta ($\text{arg}(E_{\Theta})$).

Fin du fichier OUT.FIL

ANNEXE C

CARACTÉRISTIQUES DU RÉSEAU D'ANTENNES «F-INVERSÉ»

**Figure C.1:** Schéma final du circuit d'alimentation du réseau

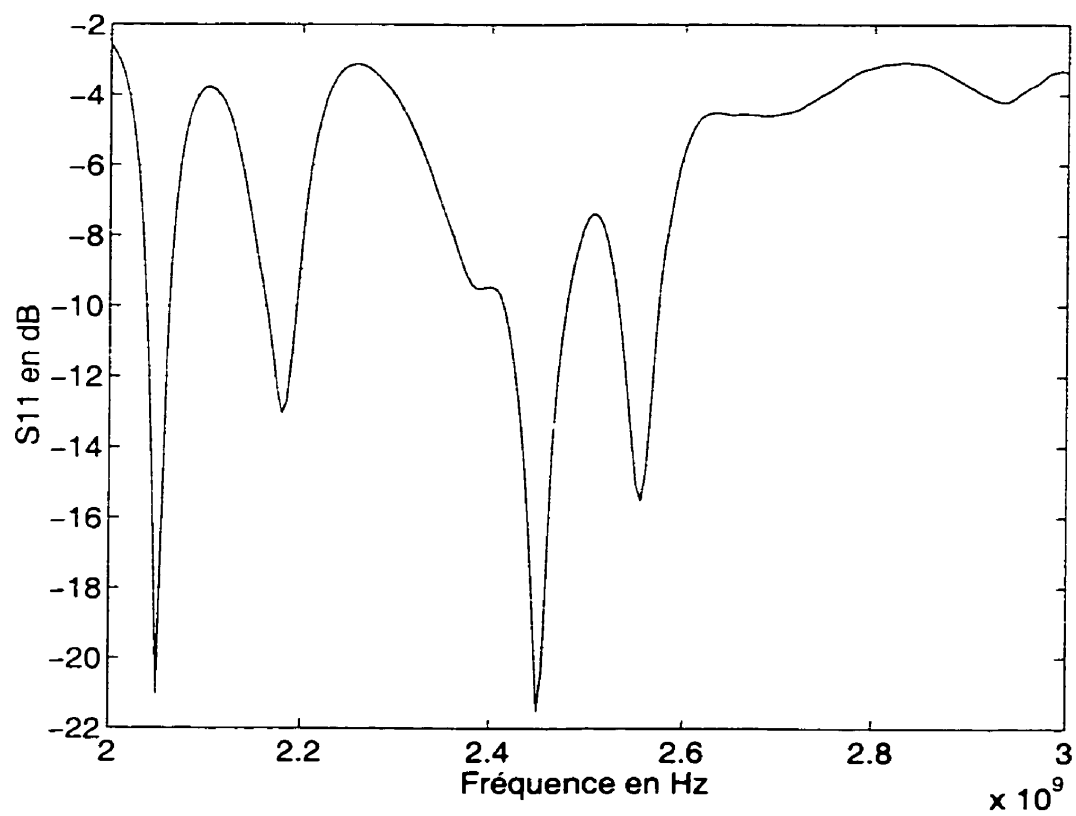


Figure C.2: Paramètre S11 du réseau d'antenne «F-inversé» en fonction de la fréquence

ANNEXE D

CONFIGURATIONS DU PROGRAMME MRE

Nous présenterons dans cette Annexe les détails des configuration nécessaires du programme responsable des mesures en champ proche.

Le programme débute par une série de configurations à travers lesquelles il faut passer pour obtenir de bon résultats. Il offre un choix d'appareils de mesures tels un oscilloscope et deux analyseurs de réseau différents. La première étape est :

→ Choix de l' appareil de mesure. (dans notre cas c'est le HP8753D). Ce choix nous donne accès à un menu pour configurer les paramètres.

- * Balayage en fréquence : $f_{début} = f_{fin} = f_{centrale} = 2.45 GHz$
- * Paramètre à mesurer : S21 ou S12
- * Résolution : 201 points (par exemple)
- * Dimension de la région de mesure selon l'axe X : 900 mm
- * Dimension de la région de mesure selon l'axe Y : 900 mm
- * Contrôle des moteurs :
- * Sauvegarde de la configuration

Cette configuration est faite, normalement, une seule fois. Par contre, si plusieurs personnes utilisent le même programme, il faut repasser par toutes ces étapes. En

effet, le fichier de sauvegarde est écrasé à chaque fois que l'on sauve la configuration. Par la suite, nous accédons au menu de la grille des points de mesures. La première chose à faire est de ramener la sonde à l'origine des axes qui se trouve sur le coin de la structure. En second lieu, nous devons déplacer la sonde jusqu'à un point précis sur notre antenne. Ce point servira de référence pour le calcul des points de mesures par lesquels on désire faire passer la sonde. Une fois les coordonnées du point prises, nous ramenons la sonde à l'origine, car le départ de la sonde ne peut se faire qu'à partir de là. À présent, nous pouvons définir les points de départ et de la fin des mesures pour chacun des axes, ainsi que l'espacement entre deux points de mesures consécutifs. Il est important de faire attention à un problème auquel nous nous sommes heurtés. En effet, le mauvais fonctionnement du logiciel fait en sorte que le premier point de mesure sur chaque ligne est ignoré puis repris à la fin de la même ligne ce qui donne quelque chose comme ceci :

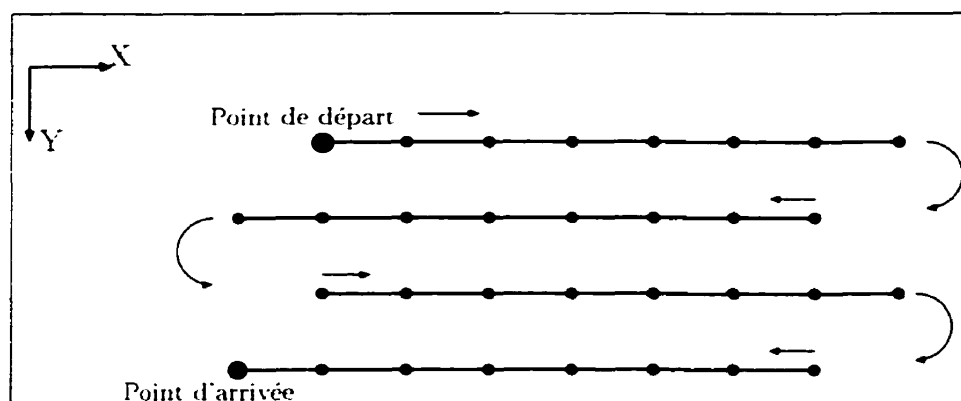


Figure D.1: Déplacement de la sonde commandée par le programme MRE.

Nous appellerons la direction X, dans ce cas, la direction principale. C'est donc

sur la direction principale que nous avons ce problème de décalage. Malheureusement, le choix de cette direction est fait par le programme. Celui-ci se fie sur la longueur du tronçon à balayer, selon chaque direction. Le plus long tronçon se trouve sur la direction principale. Sachant ceci, nous avons réglé le problème du décalage en ajoutant un point de mesure au début de notre plus longue direction, ce qui fait que la couverture de la région débordé au-delà des limites nécessaires et par la suite il devient plus facile de retrancher les points non désirés. Une routine Matlab a été écrite pour faire ce travail. Une fois la configuration des points de mesures faite, nous passons à la sauvegarde des fichiers de sortie. En effet le programme génère le fichier des valeurs de S_{21} ou les tensions complexes et le fichiers des coordonnées des points de mesures. Le fichier des tensions est donné dans un format complexe : (*partie réelle, partie imaginaire*) alors que le fichier des coordonnées est représenté par une matrice, dont les termes sont ramenés à l'origine du repère. C'est là que nous utiliserons notre point de référence noté plus haut. Là aussi, une routine Matlab a été écrite pour retrouver les vraies coordonnées des points de la grille de mesures. Une fois ces deux fichiers finalisés, nous utilisons les tensions complexes sous le nom de fichier **MEA.FIL** et nous mettons les points de coordonnées dans le fichiers **IN.FIL** sous le mot clé COOR (voir Annexe B). À partir de là nous pouvons exécuter le programme **ScanSVD** et obtenir le diagramme de rayonnement des antennes mesurées.

ANNEXE E

ÉTAPES DE CONFIGURATION POUR LA PRISE DES MESURES EN CHAMP LOINTAIN DANS LA CHAMBRE ANÉCHOÏDE

Voici les étapes détaillées de la configuration du programme responsable des mesures en chambre anéchoïde

Après avoir mis l'adresse de l'analyseur de réseau à «16» il faut placer les antennes à leur place, les aligner, placer de l'absorbant sur toute surface réfléchissante, y compris le sol, faire le branchement des câbles et lancer le programme de contrôle.

● Positionnement manuel

- ✓ Choisir le moteur $\rightarrow$ Azimut.
- ✓ Déplacer l'antenne $\rightarrow$ choisir la position en degré pour que les deux antennes soient placées en vis à vis.
- ✓ Définir l'origine $\rightarrow$ permet de ne pas avoir à refaire cette manipulation tant que l'on a pas enlevé l'une des deux antennes

● Initialisation de l'analyseur

- ✓ Choisir une fréquence d'opération $\rightarrow CW\ freq = 2.45\ GHz$
- ✓ Choisir le nombre de points $\rightarrow 201$ (par exemple)
- ✓ Sélectionner la mesure A/R pour mesurer le niveau de signal reçu (A) par rapport au signal transmis, qui sera pris comme référence (R).

- Paramètres de balayages

- ✓ Angle de départ $\longrightarrow -180^\circ$

- ✓ Angle de la fin $\longrightarrow 179^\circ$

- ✓ Incrémentation $\longrightarrow +1^\circ$

- Mesures

Le programme est capable de contrôler toutes les commandes de l'analyseur de réseau telles que : le niveau de signal à la sortie : le nombre de points de mesures : les paramètres à mesurer : la bande de fréquences (pour une mesure à des fréquences différentes) ...

À la fin des mesures, nous pouvons voir la courbe des résultats en sélectionnant «Sorties graphiques» puis en choisissant la courbe qui nous intéresse (amplitude ou phase). Le programme offre un choix de graphes linéaire ou polaire. Les fichiers de sorties sont donnés sous la forme d'un tableau dont chaque ligne est de la forme suivante :

(angle de rotation (deg) amplitude de $\frac{A}{R}$ phase de $\frac{A}{R}$ (deg))

ANNEXE F

COURBES DES MESURES EN CHAMP PROCHE POUR LES ANTENNES YAGI

Nous présenterons dans cette annexe les différentes courbes des simulations et des mesures en champ proche pour les autres antennes fabriquées. Soient une antenne dipôle replié et les antennes Yagi à 3 éléments, 6 éléments et 12 éléments.



(a) Mesures simulées par *Mov3*



(b) Antenne soutenue par une plaque de polystyrène



(c) Antenne soutenue par une tige de plexiglas

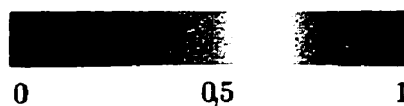
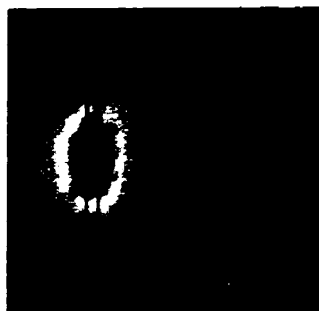
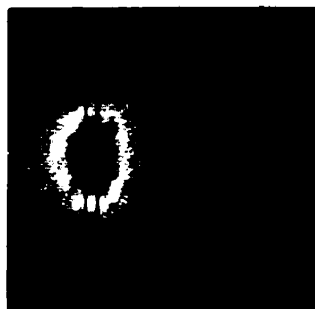


Figure F.1: Mesures de rayonnement d'un dipôle replié en champ proche



(a) Mesures simulées par *Mov3*



(b) Antenne soutenue par une plaque de polystyrène



(c) Antenne soutenue par une tige de plexiglas

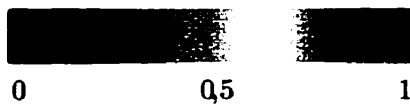


Figure F.2: Mesures de rayonnement en champ proche pour une antenne Yagi-Uda à 3 éléments



(a) Mesures simulées par *Mov3*



(b) Antenne soutenue par une plaque de polystyrène



(c) Antenne soutenue par une tige de plexiglas

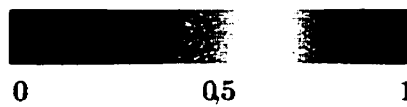
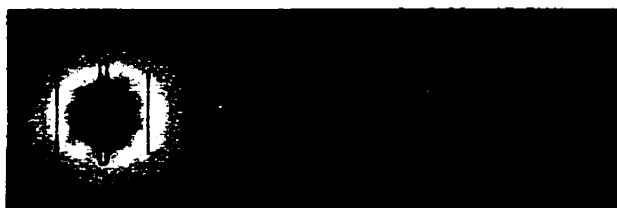


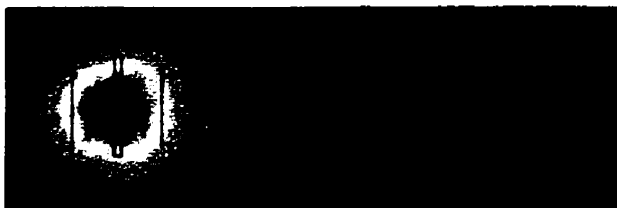
Figure F.3: Mesures de rayonnement en champ proche pour une antenne Yagi-Uda à 6 éléments



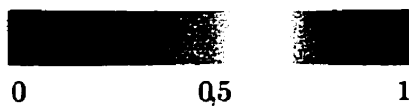
(a) Mesures simulées par *Mov3*



(b) Antenne soutenue par une plaque de polystyrène



(c) Antenne soutenue par une tige de plexiglas



0

0,5

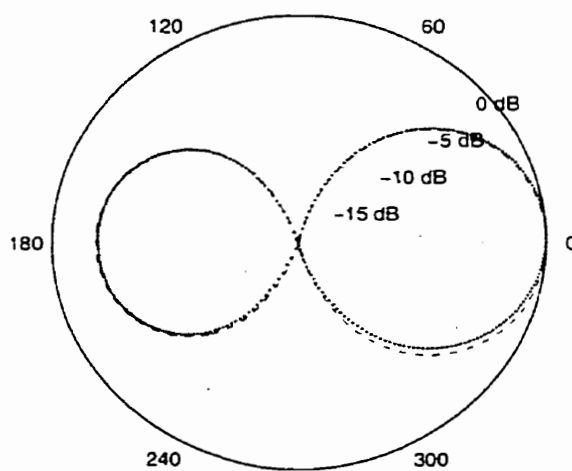
1

Figure F.4: Mesures de rayonnement d'une Yagi-Uda à 12 éléments en champ proche

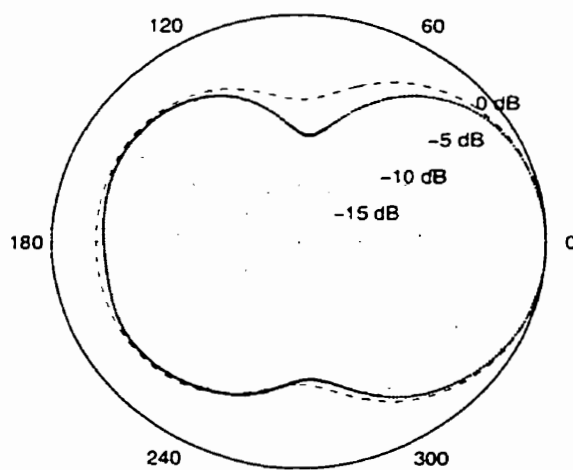
ANNEXE G

DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DES ANTENNES YAGI

Nous présentons dans cette annexe une série de résultats complémentaires qui n'ont pas été discutées en détail lors du chapitre 5.



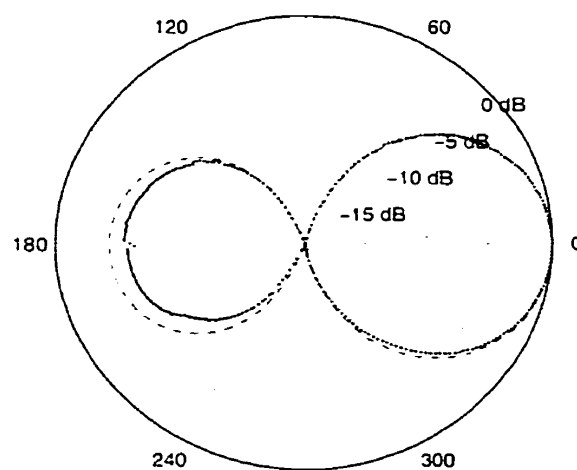
(a) Plan E



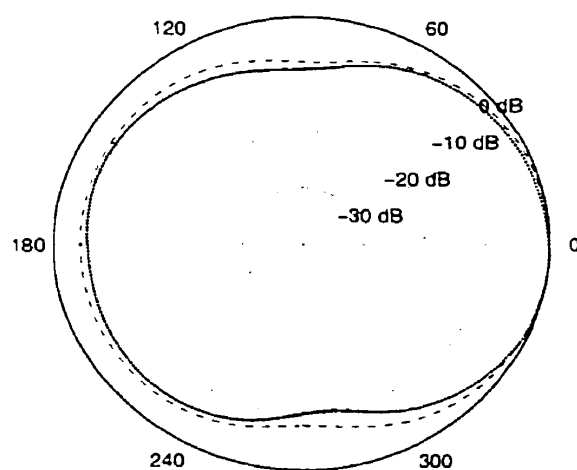
(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 ——— Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

Figure G.1: Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à trois éléments sur une plaque de polystyrène



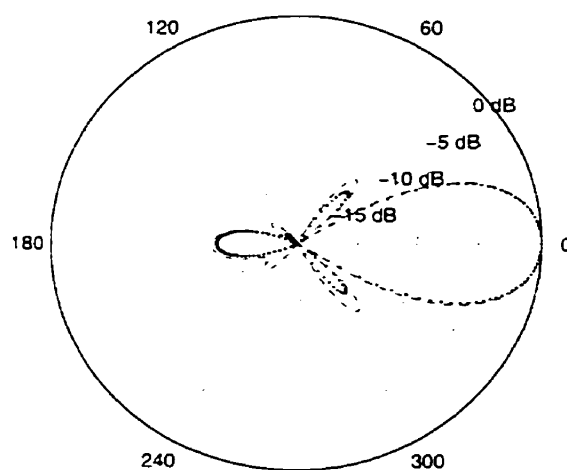
(a) Plan E



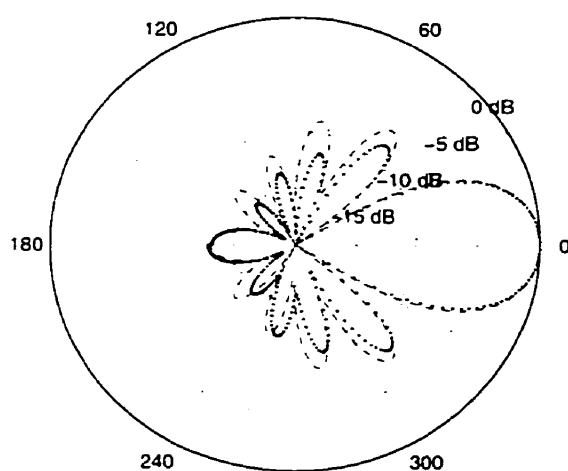
(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 ——— Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

Figure G.2: Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à trois éléments sur une tige de plexiglas



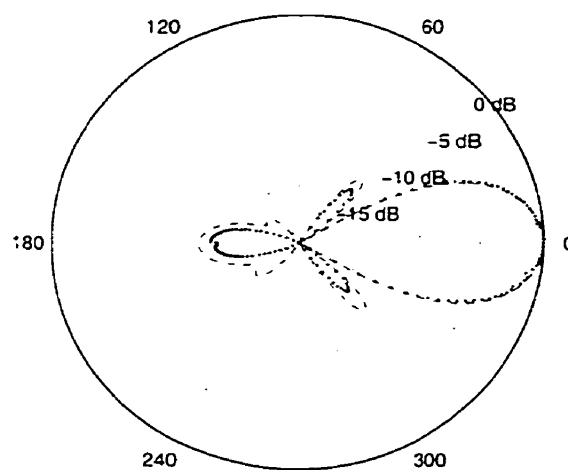
(a) Plan E



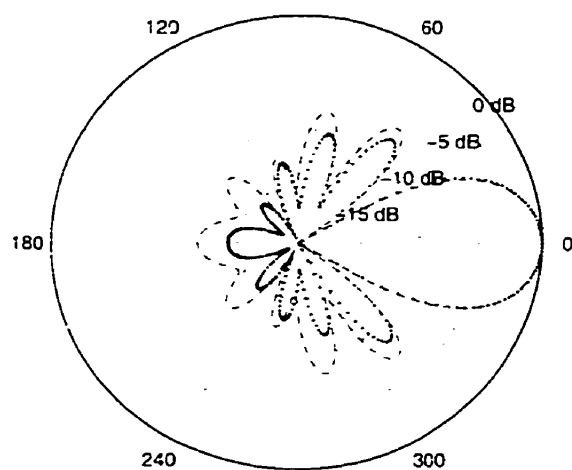
(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

Figure G.3: Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à 12 éléments sur une plaque de polystyrène



(a) Plan E



(b) Plan H

- - - - - Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures en champ proche
 Diagramme de rayonnement à partir des
 mesures dans la chambre anéchoïde

Figure G.4: Diagrammes de rayonnement d'une antenne Yagi à 12 éléments sur une tige de plexiglas