



**Titre:** Caractérisation des circuits imprimés par la technique de mesurs en champ proche  
Title:

**Auteur:** Zacharia Ouairhi  
Author:

**Date:** 2006

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Ouairhi, Z. (2006). Caractérisation des circuits imprimés par la technique de mesurs en champ proche [Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal].  
Citation: PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7773/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/7773/>  
PolyPublie URL:

**Directeurs de recherche:** Jean-Jacques Laurin  
Advisors:

**Programme:** Non spécifié  
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CARACTÉRISATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS PAR LA TECHNIQUE DE  
MESURES EN CHAMP PROCHE

ZACHARIA OUARDIRHI

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

THÈSE PRÉSENTÉE EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE PHILOSOPHIÆ DOCTOR  
(MICRO-ONDES)

MAI 2006

© Zacharia Ouardirhi, 2006.



Library and  
Archives Canada

Bibliothèque et  
Archives Canada

Published Heritage  
Branch

Direction du  
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file    Votre référence*

*ISBN: 978-0-494-20835-9*

*Our file    Notre référence*

*ISBN: 978-0-494-20835-9*

#### NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

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

#### AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

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

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

  
**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Cette thèse intitulée:

CARACTÉRISATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS PAR LA TECHNIQUE DE  
MESURES EN CHAMP PROCHE

présentée par: OUARDIRHI Zacharia

en vue de l'obtention du diplôme de: Philosophiæ Doctor

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

M. WU Ke, Ph.D., président

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

M. KASHYAP Raman, Ph.D., membre

M. DENIDNI Tayeb, Ph.D., membre externe



À Karim

## REMERCIEMENTS

Tout d'abord, je voudrais remercier le professeur Jean-Jacques Laurin pour la confiance qui l'a eue en moi afin de mener cette recherche à terme, son aide et sa disponibilité tout au long de ce projet et finalement pour son soutien dans les moments difficiles et les passages à vide qui peuvent survenir durant un projet de cette envergure.

Je voudrais remercier Touraya, ma femme, pour son soutien, son encouragement et pour la plus belle source de motivation qu'elle ait pu me donner, en la personne de notre fils Karim. Je voudrais remercier mes parents pour leurs sacrifices, leur soutien et leur amour.

Finalement, je voudrais remercier tous les amis du centre de recherche Poly-Grames: Paul-André, Badr, Jean-David, César, Stella, Mathieu, Slim, Mekki, Jean-Sébastien, Dominic, Ramin. Sans oublier celle et ceux qui ont toujours été là pour les étudiants Ginette, Jules, Steve, Roch et René.

## RÉSUMÉ

Nous présenterons dans ce projet, une technique de mesure en champ proche pour la caractérisation de circuits imprimés micro-ondes à l'aide d'une sonde électromagnétique. Les détails de l'étude de la sonde à utiliser seront présentés. Les critères établis sont: la résolution spatiale permettant de détecter des variations très minimes du champ mesuré aux alentours du circuit sous test; la miniaturisation de la sonde pour la réduction des perturbations engendrées par sa présence dans les environs du circuit sous test et finalement, la réponse en fréquence de la sonde qui doit être assez large bande pour permettre son utilisation dans différentes applications et à différentes fréquences. L'efficacité de la technique de mesure est démontrée par la mesure des coefficients de réflexion et de transmission (paramètres  $S$ ) et de la constante de propagation de différents circuits à 1 ou 2-ports. Ces résultats sont comparés avec des réponses théoriques. Une étude approfondie des différentes sources d'erreurs qui peuvent influencer les champs électromagnétiques mesurés et induire des erreurs dans les coefficients obtenus est présentée. Des procédures expérimentales sont établies afin d'agir comme un guide lors des mesures en champ proche pour la caractérisation des circuits micro-ondes. Finalement, et devant l'émergence des circuits à base de métamatériaux pouvant présenter des vitesses de phase et de groupe anti-parallèles une méthode innovatrice est présentée afin de mesurer la constante de propagation de lignes imprimées, incluant des lignes faites de métamatériaux,

sans aucune connaissance *a priori* de la fréquence de transition du circuit sous test.

## ABSTRACT

In this project, a near-field based technique to characterize non radiating microwave circuits using a mobile E-field probe is proposed. The probe is first investigated and fabricated to be used for all near-field measurements. Various criteria are studied and fulfilled by the chosen probe : spatial resolution allowing users to detect the finest variations of the measured field in the vicinity of the device under test; miniaturization of the probe minimizing disturbances that might be generated by the proximity of the probe to the device under test and finally the width of the frequency response to allow the use of the same probe for multiple applications and frequencies. The effectiveness of the technique is demonstrated by computing the propagation and scattering parameters of 1-port and 2-port circuits using the fabricated probe. These results are compared to theoretical ones and under different measurements conditions. Various error sources that might disturb the behavior of the circuit under test and spoil the retrieved circuit characterization are investigated. Methods are suggested to minimize these effects and a systematic procedure is presented to optimize the measurement time and obtain accurate results. Considering the emergence of left-handed media in microwave circuits, an innovative approach to characterize them is presented. A method to measure, with great precision, a negative phase factor without any prior knowledge of the transition frequency from right- to left-handed operation is proposed and validated.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE . . . . .	iv
REMERCIEMENTS . . . . .	v
RÉSUMÉ . . . . .	vi
ABSTRACT . . . . .	viii
TABLE DES MATIÈRES . . . . .	ix
LISTE DES FIGURES . . . . .	xiv
LISTE DES TABLEAUX . . . . .	xxiv
LISTE DES ANNEXES . . . . .	xxv
INTRODUCTION . . . . .	1
0.1 Description de la Problématique . . . . .	1
0.2 Objectifs visés . . . . .	4
0.2.1 Conception d'une sonde de mesures . . . . .	5
0.2.2 Concepts théoriques . . . . .	6
0.2.3 Validation expérimentale . . . . .	7
0.2.4 Analyse de différentes sources d'erreurs . . . . .	8
0.2.5 Caractérisation des structures métamatériaux . . . . .	9

0.3	Revue bibliographique . . . . .	10
CHAPITRE 1 CONCEPTION D'UNE NOUVELLE SONDE DIPÔLE BALANCÉ LARGE BANDE . . . . .		
		11
1.1	Introduction . . . . .	11
1.2	La réponse théorique d'une sonde de mesures en champ proche . . .	17
1.2.1	Identification des sources de courant mode commun . . . . .	20
1.3	Caractéristiques d'une sonde boucle . . . . .	23
1.4	Dipôle balancé . . . . .	26
1.4.1	Alimentation par lignes bifilaires . . . . .	27
1.4.2	Alimentation par câble coaxial . . . . .	31
1.5	Conception d'un dipôle court balancé à large bande . . . . .	35
1.6	Conclusion . . . . .	42
CHAPITRE 2 MÉTHODE D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES DE PROPAGATION . . . . .		
		44
2.1	Introduction . . . . .	44
2.2	Rappel théorique . . . . .	49
2.3	Distribution de courant magnétique équivalent . . . . .	51
2.3.1	Les mesures en champ proche . . . . .	53
2.3.2	Modélisation du circuit sous test . . . . .	56

2.3.3	La technique de calcul de $\beta$ basée sur la méthode des moindres carrés . . . . .	58
2.3.4	Résultats préliminaires . . . . .	63
2.4	La technique des moindres carrés appliquée aux mesures du champ électrique tangentiel . . . . .	66
2.5	Étude comparative entre la méthode des moindres carrés et la transformée de Fourier . . . . .	71
2.6	Conclusion . . . . .	75
CHAPITRE 3 CARACTÉRISATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS -RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX- . . . . .		
3.1	Introduction . . . . .	77
3.2	Caractérisation d'un filtre passe-bande en technologie micro-ruban -Cas d'un circuit 2 portes- . . . . .	78
3.2.1	Conception d'un filtre passe-bande . . . . .	79
3.2.2	Mesure de la réponse en fréquence d'un filtre passe-bande . . . . .	80
3.3	Caractérisation d'un diviseur de puissance Wilkinson -Cas d'un circuit multi-portes . . . . .	88
3.4	Caractérisation d'un réseau d'antennes . . . . .	96
3.4.1	Réseau d'alimentation non-isolé des éléments rayonnants . . . . .	97
3.4.2	Réseau d'alimentation isolé des éléments rayonnants . . . . .	108
3.5	Conclusion . . . . .	112



CHAPITRE 4	A STUDY OF ERRORS OCCURRING IN THE NEAR-FIELD BASED CHARACTERIZATION OF PRINTED MICROWAVE CIRCUITS . . . . .	114
4.1	Abstract . . . . .	114
4.2	Introduction . . . . .	115
4.3	POINT MATCHING TECHNIQUE TO CALCULATE THE SCATTERING PARAMETERS . . . . .	118
4.4	PROBE DESIGN AND CHARACTERIZATION . . . . .	125
4.4.1	Probe balancing . . . . .	126
4.4.2	Rejection of spurious contributions . . . . .	128
4.5	ALIGNMENT AND PLANARITY ERROR ANALYSIS . . . . .	132
4.5.1	Alignment error . . . . .	132
4.5.2	Planarity error . . . . .	136
4.6	ERROR DUE TO NEARBY RADIATING ELEMENTS . . . . .	140
4.6.1	Proximity of radiating elements . . . . .	141
4.6.2	Line density . . . . .	143
4.7	Conclusion . . . . .	147
4.8	References . . . . .	149
CHAPITRE 5	CARACTÉRISATION DES MÉTAMATÉRIAUX PAR LA TECHNIQUE DES MESURES EN CHAMP PROCHE . .	153
5.1	Introduction . . . . .	153

5.2	Concepts théoriques des lignes de transmission en structures métamatérielles composées gauche/droite . . . . .	155
5.2.1	Cas homogène . . . . .	155
5.2.2	Circuit LC équivalent . . . . .	158
5.3	Mesures des propriétés des lignes de transmission CGD . . . . .	160
5.3.1	Mesures des paramètres S d'une ligne de transmission CGD. . . . .	161
5.3.2	Mesures des champs aux alentours d'une ligne de transmission CGD . . . . .	164
5.4	Mesure du facteur de phase $\beta$ d'une ligne de transmission CGD par la technique de mesures en champ proche. . . . .	167
5.4.1	Considération des modes de Floquet . . . . .	170
5.4.2	La courbe de dispersion d'une ligne de transmission CGD . . . . .	173
5.5	Conclusion . . . . .	174
DISCUSSION GÉNÉRALE . . . . .		176
CONCLUSION . . . . .		179
RECOMMANDATIONS . . . . .		187
RÉFÉRENCES . . . . .		189
ANNEXES . . . . .		193

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Configuration de la sonde pour mesurer les composantes tangentielle et normale du champ électrique. figure prise de (Kantor et Shvets, 2003) . . . . .	16
Figure 1.2	Lignes de champ au dessus de la section d'une ligne coplanaire	18
Figure 1.3	Simulation d'une mesure en champ proche le long d'un axe transversal à une ligne coplanaire. . . . .	20
Figure 1.4	Illustration des différentes sources de courant mode commun (a) au niveau de la ligne de transmission et (b) au niveau de la sonde dipôle. . . . .	22
Figure 1.5	Schéma d'une sonde boucle magnétique . . . . .	23
Figure 1.6	Graphe comparatif du champ électrique tangentiel mesuré dans le plan XZ au-dessus d'une CPW à l'aide d'une sonde boucle . . . . .	25
Figure 1.7	Dipôle imprimé alimenté par une ligne bifilaire et un circuit symétriseur . . . . .	28
Figure 1.8	Graphe comparatif du champ électrique tangentiel mesuré dans le plan XZ au-dessus d'une CPW à l'aide d'une sonde dipôle . . . . .	29

Figure 1.9	Les conséquences d'une erreur de déphasage entre les deux chemins de la jonction hybride . . . . .	31
Figure 1.10	Dipôle court constitué avec le conducteur central de deux câbles coaxiaux et connecté à un circuit symétriseur de type jonction hybride $180^\circ$ . . . . .	32
Figure 1.11	Comparaison entre les résultats de simulations et des mesures expérimentales en utilisant un dipôle court alimenté par une ligne bifilaire blindée. . . . .	33
Figure 1.12	Modes de propagation du champ électrique responsables des courants mode commun et mode différentiel à l'intérieur d'un guide d'onde métallique. . . . .	36
Figure 1.13	Topologie d'une ligne bifilaire dans un guide d'onde rempli de matériau absorbant. . . . .	37
Figure 1.14	Topologie d'une sone large bande constituée d'un dipôle court alimenté par une ligne bifilaire blindée. . . . .	39
Figure 1.15	Graphe comparatif entre les résultats de simulation et des mesures expérimentales en utilisant une sonde dipôle imprimée et de l'absorbant pour la suppression du mode commun. . . . .	41
Figure 2.1	Schéma d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique $Z_0$ , terminée par une charge $Z_L$ . . . . .	49

Figure 2.2	Courbe d'une onde stationnaire pour une ligne de transmission terminée par une charge quelconque. . . . .	50
Figure 2.3	Circuit test: ligne de transmission terminée par une charge. . . . .	54
Figure 2.4	Schéma du montage du banc de mesure en champ proche disponible au laboratoire Poly-Grames. . . . .	55
Figure 2.5	Amplitude normalisée de la composante électrique tangentielle $E_x$ au dessus du circuit sous test . . . . .	56
Figure 2.6	Modélisation d'un segment de la ligne de transmission mesurée . . . . .	57
Figure 2.7	Amplitude normalisée des courants magnétiques obtenus après inversion des mesures du champ mesuré de chaque côté de la ligne de transmission. . . . .	59
Figure 2.8	Phase des coefficients de courants magnétiques équivalents sur la ligne de transmission. . . . .	60
Figure 2.9	Amplitude normalisée de la composante tangentielle $E_x$ mesurée de chaque côté de la ligne de transmission. . . . .	67
Figure 2.10	Difference de phase entre les composantes tangentielles du champ électrique mesuré de chaque côté de la ligne de transmission. . . . .	68
Figure 2.11	Courbes des coefficients de réflexion $S_{11}$ en fonction de la fréquence. . . . .	70

Figure 2.12	Représentation de la transformée de fourier discrète du signal $E_{tan}(y)$ . . . . .	72
Figure 2.13	Courbes comparatives pour le calcul de $ \Gamma $ en fonction de la longueur de la ligne de transmission utilisant la méthode des moindres carrés et la transformée de Fourier discrète. . . . .	74
Figure 3.1	Masque d'un filtre passe-bande à trois résonnateurs en technologie micro-ruban. . . . .	79
Figure 3.2	Réponse en fréquence du filtre simulé par Agilent ADS. . .	80
Figure 3.3	Graphe de de fluence représentant un circuit sous test à deux portes. . . . .	81
Figure 3.4	Mesures en champ proche au dessus d'un filtre pour l'extraction de la réponse en fréquence. . . . .	82
Figure 3.5	Courbes comparatives de l'amplitude du coefficient de réflexion du filtre passe-bande en utilisant deux méthode de mesures. . . . .	84
Figure 3.6	Courbes comparatives de l'amplitude du coefficient de transmission du filtre passe-bande en utilisant deux méthode de mesures. . . . .	85
Figure 3.7	Courbes comparatives de la phase du coefficient de transmission du filtre passe-bande en utilisant deux méthode de mesures. . . . .	87

Figure 3.8	Schéma montrant l'effet de l'ajout d'un tronçon de ligne sur le coefficient de transmission. . . . .	88
Figure 3.9	Courbes comparatives du groupe délai du filtre passe-bande en utilisant deux méthode de mesures. . . . .	89
Figure 3.10	Circuit d'alimentation d'un réseau à 4 éléments utilisant des diviseurs Wilkinson. . . . .	90
Figure 3.11	Réseau à 16 éléments avec une sonde boucle magnétique. . .	99
Figure 3.12	Masque de conception du réseau (Masque du circuit du dessus du substrat seulement). . . . .	100
Figure 3.13	Mesure en co-polarisation du champ proche à une hauteur d'une demie longueur d'onde dans l'air. . . . .	101
Figure 3.14	Mesures en champ proche au dessus du segment 1. La boucle est orienté parallèle au plan YZ (voir figure 3.12) . . . . .	103
Figure 3.15	Mesures en champ proche au dessus du segment 2 (figure a) et du segment 3 (figure (b)) . La boucle est orienté parallèle au plan YZ . . . . .	104
Figure 3.16	Mesures en champ proche au dessus du segment 5 (figure a) et du segment 7 (figure (b)). La boucle est orienté parallèle au plan YZ . . . . .	105

Figure 3.17	Mesures en champ proche au dessus du segment 4 (figure a) et du segment 6 (figure (b)) . La boucle est orienté parallèle au plan YZ . . . . .	107
Figure 3.18	Disposition des différentes couches de métallisation pour l'alimentation d'une antenne micro-ruban utilisant le couplage par fente. . . . .	109
Figure 3.19	Réseau d'antennes micro-ruban alimentés par couplage en utilisant des fentes. . . . .	110
Figure 4.1	Error on extracted values of $\beta$ and $ \Gamma $ as a function of the length of the sampled segment. . . . .	121
Figure 4.2	Effect of the sampling rate and the segment length on extracted value of $\beta$ . . . . .	122
Figure 4.3	Effect of the measurements points number and the segment length on extracted value of $\beta$ . . . . .	123
Figure 4.4	Extracted $\beta$ and $S_{11}$ from near-field measurements over a loaded transmission line. . . . .	124
Figure 4.5	Layout of the dipole probe used for near-field measurements. (a) Dipole base support. (b) Shielding cover. . . . .	127
Figure 4.6	Cross section in plane AA' of the twin-wire line inside the absorber-coated waveguide. . . . .	128
Figure 4.7	Slot antenna array layout. . . . .	129



Figure 4.8	(a) Normalized amplitude of the x component of the electric field measured with the original probe configuration over shaded area shown in Fig. 4.5. (b) shows a 1D cut at $y=0$ . . . . .	130
Figure 4.9	(a) Normalized amplitude of the x component of the electric field measured with probe covered with an absorbing material. (b) shows a 1D cut at $y=0$ . . . . .	131
Figure 4.10	Representation of an alignment error. . . . .	133
Figure 4.11	Imposed and extracted tangential electric field amplitude with alignment error. . . . .	135
Figure 4.12	Imposed and extracted tangential E-field amplitude using alignment error correction. . . . .	136
Figure 4.13	Representation of a typical planarity error. . . . .	137
Figure 4.14	Imposed and extracted tangential E-field amplitude with a planarity error. . . . .	139
Figure 4.15	(a) Variation on the error on $\beta$ (b) Variation on $S_{11}$ as a function of the position with respect to the slot and the probe height. . . . .	144
Figure 4.16	Two-stages Wilkinson divider. . . . .	145
Figure 4.17	Normalized amplitude of the tangential E-field over the AA' section at different heights of the probe. . . . .	145

Figure 5.1	Modèle du circuit équivalent. a) Ligne de transmission droite. b) Ligne de transmission gauche. c) Ligne de transmission composée gauche/droite . . . . .	156
Figure 5.2	modèle en circuit LC d'une Cellule unitaire d'une ligne de transmission CGD . . . . .	159
Figure 5.3	a) Photographie d'une ligne de transmission CGD comportant 24 cellules. b) Cellule unitaire comprenant une capacité inter- digitale en série et une inductance parallèle sous la forme d'un tronçons de ligne terminé par un court circuit. (Cette figure est une courtoisie de (Lai et al., 2004)) . . . . .	160
Figure 5.4	Courbe de l'amplitude en dB du coefficient de transmission d'une LT composée gauche/droite . . . . .	162
Figure 5.5	Courbe de la phase en radians du coefficient de transmission d'une LT composée gauche/droite . . . . .	163
Figure 5.6	Profil du champ électrique tangentiel au dessus d'une ligne de transmission micro-ruban. . . . .	164
Figure 5.7	(a) Profile du champ électrique tangentiel au dessus d'un segment de ligne de transmission gauche. (b) Segment de ligne de transmission mesuré. . . . .	165

Figure 5.8	Amplitude du champ électrique normal montrant l'évolution des la longueur d'onde guidée le long de la ligne de transmission CGD en fonction de la fréquence d'opération. Ligne terminée par une charge de $50\ \Omega$ . . . . .	166
Figure 5.9	Photographie du montage montrant les orientations de la ligne de transmission CGD et de la sonde boucle. . . . .	168
Figure 5.10	Courbes comparatives des champs magnétiques mesuré et calculé à une fréquence $F = 2,5\ GHz$ en utilisant la méthode des moindres carrés. . . . .	170
Figure 5.11	Courbes comparatives des champs magnétiques mesuré et calculé à une fréquence $F = 2,5\ GHz$ en prenant en considération les modes de Floquet pour une structure périodique. .	172
Figure 5.12	Courbes comparatives des valeurs théoriques et expérimentales du diagramme de dispersion d'une ligne de transmission CGD. . . . .	173
Figure I.1	Photographie de la sonde dipôle large bande utilisée pour les mesures en champ proche. . . . .	193
Figure I.2	Section de la ligne TEM utilisée pour mesurer les performances des matériaux absorbants. . . . .	194
Figure I.3	Photographie de la ligne TEM utilisée pour mesurer les performances des différents matériaux absorbants. . . . .	195

Figure I.4	Coefficient de transmission $S_{21}$ pour chaque matériau absorbant inséré dans la ligne APC7. . . . .	196
Figure II.1	Photographie du montage du banc de mesure en champ proche.	197

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Étude de l'effet de la variation du nombre de points de mesures et du nombre de fonctions de bases sur $S_{11}$ et $\beta$ . . . .	65
Tableau 3.1	Taux d'onde stationnaire sur les segments des lignes de transmission d'un circuit d'alimentation . . . . .	92
Tableau 3.2	Coefficient de transmission obtenu par mesures en champ proche entre l'entrée du circuit et les différentes portes de sortie . . . . .	94
Tableau 3.3	Coefficient de transmission obtenu par l'analyseur de réseaux entre l'entrée du circuit et les différentes portes de sortie . .	95
Tableau 3.4	Paramètres $S_{ji}$ et $S_{ii}$ obtenu par technique de mesure en champ proche au dessus d'un réseau d'antennes micro-ruban.	111
Tableau 4.1	Computed $ S_{21} $ versus the probe height for $\theta = 0, 3deg.$ and $\lambda = 3 cm.$ . . . . .	140

ANNEXE I	MESURES D'ABSORBANTS . . . . .	193
I.1	Sonde de mesures en champ proche utilisée . . . . .	193
I.2	Mesures d'absorbants . . . . .	194
ANNEXE II	MONTAGE EXPÉRIMENTAL DE MESURES EN CHAMP PROCHE . . . . .	197
II.1	Montage de mesures en champ proche . . . . .	197
ANNEXE III	CODE MATLAB . . . . .	199
III.1	Fonction de calcul du coefficient de réflexion . . . . .	199
III.1.1	Fonction de calcul du résidus . . . . .	203
III.2	Fonction de calcul du coefficient de transmission . . . . .	204

## INTRODUCTION

### 0.1 Description de la Problématique

La recherche dans le domaine de la conception des circuits électriques et électroniques tend vers la miniaturisation et l'intégration des différentes composantes dans un seul bloc monolithique. Les circuits micro-ondes n'échappent nullement à cette règle. À cet effet, les circuits sont conçus sur la même plaque de substrat afin de minimiser les dimensions et par conséquent les pertes diélectriques et ohmiques.

La conception de circuits électriques en général et micro-ondes en particulier passe par trois étapes importantes avant de fournir un prototype final. L'étape de la simulation permet de valider les concepts fondamentaux et théoriques; l'étape de la fabrication repose sur les différentes technologies disponibles permettant ainsi d'atteindre un certain degré de précision et s'approchant idéalement du circuit simulé. Finalement l'étape de la mesure ou du test permet de comparer le comportement réel du circuit au comportement idéal et vérifier qu'il répond aux spécifications exigées par l'application et le client.

Quand les circuits ne rencontrent pas les exigences requises par l'application ou le cahier de charge du client, ce qui est habituellement le cas pour la plupart des prototypes aux premiers stades de conception, les ingénieurs en test procèdent alors

à une étape supplémentaire qui consiste au déverminage du circuit. Les circuits opérant à basses fréquences sont testés à l'aide de station sous pointes avec des sondes à haute impédance. Des points de contact sont prévus à cet effet à des endroits spécifiques sur le circuit où la tension et le courant doivent être à des valeurs précises. Si tel n'est pas le cas, des composantes discrètes sont introduites pour essayer de régler le problème.

Dans le cas de circuits opérant à hautes fréquences, les mesures faites aux portes d'entrée et de sortie du circuit, à l'aide d'équipements comme l'analyseur de réseaux ou l'analyseur de spectre, peuvent indiquer un dysfonctionnement du circuit sans indiquer l'emplacement exact de sa source. L'utilisation des sondes haute impédance est limitée par la difficulté d'ajouter des points de mesures sur des circuits micro-ondes sans pour autant en modifier le fonctionnement original.

Le découpage du circuit sous test est aussi très répandu. En effet, le circuit est décomposé en plusieurs sous-circuits qui sont testés de manière indépendante. Cette technique permet de diminuer la taille du problème et de rendre plus simple la recherche de la source de problème. L'inconvénient premier de cette méthode est que le circuit n'est pas testé dans son ensemble. De plus, il est impératif de diviser le circuit de façon à ne garder que des circuits simples à un seul étage. Dépendant de la taille du circuit original, cette technique peut s'avérer très longue, surtout si la source de l'erreur est une combinaison de plusieurs problèmes en cascade. De plus,



la taille réduite des circuits en général et la longueur des lignes d'interconnexions ne permettent pas toujours d'utiliser cette méthode. Cette technique est limitée aussi par le genre de circuit mesuré. En effet, dans le cas de réseau d'antennes, il est très difficile de prévoir le fonctionnement du circuit original à partir des simples mesures de ses éléments constituant sans tenir compte de leurs interactions. Le cas des réseau d'antennes est d'autant plus important qu'il est très difficile, à partir d'une mesure simple du coefficient de réflexion, de déceler un élément rayonnant en défaut lorsque tout le système est alimenté. La répartition de puissance le long du réseau d'alimentation est aussi une caractéristique qui ne peut être évaluée avec une mesure à la porte d'entrée du réseau. Ce dernier est normalement conçu pour que chaque élément reçoive une certaine puissance relative par rapport à la puissance d'entrée et une certaine phase du signal permettant de diriger le faisceau de l'antenne dans la direction désirée.

Tenant compte des propriétés de la propagation dans les lignes de transmission, des profils de leurs champs électrique et magnétique et se basant sur différents résultats d'études sur des antennes et des circuits micro-ondes, nous étudierons la possibilité de caractériser des circuits micro-ondes par une technique de mesures en champ proche. Cette technique se base sur des mesures sans contact sur les différentes parties d'un circuit complexe pour en extraire les paramètres de propagation. L'avantage premier de cette technique est qu'elle ne requiert aucune modification

du circuit original et permet de caractériser chacune de ses composantes quand l'ensemble du système est en fonction.

Les techniques de mesures en champ proche consistent à dresser le profil du champ électrique ou magnétique au dessus d'un circuit. Pour ce faire, l'utilisateur a besoin d'une sonde de mesure. Dépendant de l'application, du champ que l'on désire mesurer et de la bande de fréquence d'intérêt, il est primordial de choisir la bonne sonde. Une sonde boucle par exemple sera utilisée pour mesurer un champ magnétique alors qu'une sonde dipôle sera utilisée pour mesurer un champ électrique. Pour des circuits fonctionnant à des fréquences basses, la taille de la sonde relativement à la longueur d'onde demeure une contrainte pas trop sévère à respecter. Par contre, pour des applications à hautes fréquences, la taille de la sonde devient un problème. En effet, plus la sonde est grande, plus elle perturbera le fonctionnement du circuit sous test et par conséquent, aura une influence directe sur la résolution spatiale et sur la précision des résultats.

## **0.2 Objectifs visés**

La réalisation de notre projet de recherche passera par des étapes qui mèneront vers l'élaboration d'une méthode expérimentale pour la caractérisation des circuits micro-ondes en utilisant la technique de mesures en champ proche.

### 0.2.1 Conception d'une sonde de mesures

La conception de la sonde de mesure fera l'objet du premier chapitre de cette thèse. Ce dernier consistera à faire une recherche concernant les différentes topologies des sondes qui existent. Nous essayerons de faire une étude sur les avantages et les inconvénients de chaque type de sonde et sa technologie de fabrication. Nous étudierons les limites des sondes par rapport aux fréquences d'intérêt et aux dimensions physiques.

À partir de là, nous feront une synthèse pour trouver une nouvelle topologie de sonde qui, d'un côté, regroupe idéalement tous les avantages des sondes étudiées et de l'autre côté, rectifie leurs défauts. Nous cherchons donc à concevoir une sonde miniature, qui a une résolution spatiale assez élevée pour mesurer le champ au dessus de circuit ayant des dimensions très réduites. Cette sonde devra être large bande, afin de l'utiliser pour mesurer des circuits fonctionnant à des fréquences différentes sans avoir à changer de sonde. Cette même sonde devra mesurer une seule composante du champ électrique. Cela évitera les mauvaises interprétations du profil du champ électrique. En effet, si l'on mesure une seule composante, nous serons plus en mesure d'étudier les caractéristiques de propagation du circuit.

Parmi les caractéristiques de la sonde désirée, celle-ci devra perturber au minimum le circuit sous test, être facile à fabriquer, coûter le moins cher possible et

requérir des composants et des montages que l'on peut trouver facilement dans un laboratoire de recherche en micro-ondes.

### 0.2.2 Concepts théoriques

Après la fabrication de la sonde de mesure et la validation de ses caractéristiques par des mesures expérimentales, nous étudierons dans le deuxième chapitre la méthode de qui permettra de calculer les paramètres de propagation, sur une ligne de transmission entre deux étages d'un circuit sous test, à partir des mesures en champ proche. En nous basant sur des concepts théoriques, nous étudierons la possibilité de calculer la distribution de courant sur un segment de ligne de transmission et en extraire une somme d'une onde incidente et d'une onde réfléchie pour finalement calculer le coefficient de réflexion à un plan de référence donné, ou encore, de calculer le coefficient de transmission entre deux étages d'un même circuit. Nous étudierons, par la suite, la possibilité de déduire ces paramètres de propagation à partir de la distribution du champ mesuré directement avec la sonde au dessus de la ligne de transmission. Cette technique permettrait éventuellement de réduire le temps de traitement et rendre la méthode de mesure plus intéressante. Finalement, nous comparerons ces deux méthodes avec une troisième méthode de calcul basée sur la transformée de Fourier.

Nous appliquerons ces trois méthodes à des circuits simples ayant une porte et terminés par des charges quelconques pour valider les hypothèses théoriques. Nous comparerons dans un premier temps les résultats obtenus avec des mesures standards utilisant un analyseur de réseaux. Par la suite, nous déterminerons la méthode qui sera utilisée pour le reste de notre recherche en fonction des résultats obtenus, du temps de mesures, du temps de traitement et des conditions requises quant à la longueur minimale des segments mesurées et des nombres de points de mesures nécessaires pour atteindre une certaine précision dans les résultats finaux.

### 0.2.3 Validation expérimentale

La validation expérimentale de la technique de mesure en champ proche pour la caractérisation des circuits micro-ondes se fera en mesurant le nombre d'onde  $\beta$ , le coefficient de réflexion à un plan de référence donné et le coefficient de transmission entre deux étages en cascades et cela sur différents circuits. Nous débuterons par des circuit à une porte pour ensuite appliquer la technique à des circuits à deux portes. Nous ferons une comparaison entre les paramètres de propagation mesurés par un analyseur de réseau et ceux obtenus par la méthode de mesure en champ proche, d'un filtre dont nous ferons la conception et la fabrication, Cette étape représentera la confirmation que la méthode élaborée permettra de caractériser des circuits à plusieurs étages.

Par la suite, nous étudierons le cas de circuit multi-portes. Ces circuits sont très importants à analyser, car ils représentent une première étape vers la caractérisation des circuits d'alimentation des réseaux d'antennes. Le premier cas que nous étudierons est un diviseur de puissance à deux étages utilisant des diviseurs Wilkinson. Nous mesurerons les puissances relative transmises à chaque porte de sortie. Nous vérifierons par la suite qu'il est possible de déceler la partie du circuit qui comporte un défaut à partir des coefficients de réflexion et de transmission que nous aurons calculés.

Pour finir, les réseaux d'antennes seront analysés dans deux aspects différents. Le premier représentera le cas où les éléments rayonnants affecteront les mesures en champ proche car ils seront sur la même face du substrat que le circuit d'alimentation qui les dessert. Nous essaierons alors de faire une analyse la plus complète possible à partir des interprétations des profils du champ électrique ou magnétique. L'autre cas qui sera étudié traitera d'un réseau d'antennes dont les éléments rayonnants sont isolés du circuit d'alimentation par un plan de masse.

#### **0.2.4 Analyse de différentes sources d'erreurs**

Notre objectif d'élaborer une technique expérimentale de caractérisation doit forcément inclure une étude exhaustive de différentes sources d'erreurs. Pour cela,

nous analyserons les erreurs dues à la présence de la sonde dans l'entourage du circuit sous test et nous tenterons de les minimiser en prenant les précautions nécessaires. Par la suite, nous vérifierons l'impact des manipulations et la répétabilité des mesures expérimentales en élaborant une méthodologie systématique lors des mesures. Ce guide d'opération permettra de minimiser les erreurs mécaniques dues à une planéité douteuse du circuit et à un alignement décalé entre l'axe des mesures et l'axe du circuit.

Les erreurs dues à la topologie des circuits testés seront aussi analysées. En effet, la densité d'un circuit et la proximité des différentes lignes de transmission seront étudiées pour établir des critères de mesures liés à la hauteur de la sonde en fonction de l'immunité des mesures sur une ligne de transmission par rapport aux contributions des lignes adjacentes. Pour finir, le cas de circuits rayonnants nous aidera à mettre en place des conditions de mesures liées à la proximité de la grille de points de mesures par rapport à la source de rayonnement en fonctions de la précision des résultats à laquelle nous aspirons.

### **0.2.5 Caractérisation des structures métamatériaux**

Devant l'émergence du domaine de recherche sur les métamatériaux, nous nous assurerons que la technique de caractérisation que nous aurons élaborée sera tout

aussi utile pour des circuits à comportement gauche. Nous essayerons de prouver que les mesures en champ proche peuvent être un outil important pour démontrer le comportement gauche d'une ligne de transmission métamatériaux. Nous calculerons le nombre d'onde négatif d'une telle structure et nous vérifierons la variation de la longueur d'onde guidée en fonction de la fréquence dans les deux régions de comportement gauche et droit.

### **0.3 Revue bibliographique**

La revue bibliographique sera insérée au début de chaque chapitre afin de faire ressortir, d'une manière plus évidente, les contributions originales de notre recherche.



## CHAPITRE 1

# CONCEPTION D'UNE NOUVELLE SONDE DIPÔLE BALANCÉ LARGE BANDE

### 1.1 Introduction

La technique de mesures en champ proche est devenue un outil souvent utilisé pour la caractérisation des antennes et des circuits micro-ondes. Pourtant, le défi reste entier en ce qui concerne la conception des sondes électromagnétiques miniatures et l'interprétation des profils électromagnétiques pour ressortir l'information utile.

La mesure du champ électrique ou magnétique au voisinage d'un circuit sous test (*CST*) devrait être exempte de toute erreur due à la présence de la sonde dans l'entourage immédiat de ce premier. Cette caractéristique «idéale» représente un des objectifs principaux de la recherche dans le domaine des techniques de mesures en champ proche. Plusieurs hypothèses ont été étudiées pour donner lieu à un ensemble de techniques de fabrication et à plusieurs technologies de conception. En commençant par un simple câble coaxial terminé en monopole jusqu'aux multiples cristaux utilisés dans la conception des sondes électro-optiques, la recherche dans ce domaine a été très active.

Déjà en 1955, Tice et Richmond ont présenté les résultats préliminaires de leur technique de mesures en champ proche utilisant une sonde guide d'onde (Tice et Richmond, 1955). Ces recherches leur ont permis d'établir quelques règles élémentaires utiles lors de l'étape de conception d'une sonde:

- Minimiser les distorsions dues à la présence de la sonde ou tout équipement associé;
- L'ouverture de la sonde doit être électriquement assez petite pour permettre la mesure du champ désiré essentiellement en un point;
- La polarisation de la sonde doit concorder avec celle du champ mesuré;
- La sonde doit avoir une bonne sensibilité afin de réduire l'effet du bruit;

Il est certain que l'utilisation des sondes guide d'onde, constituées d'un tronçon de guide de section rectangulaire tronquée, ne permet pas de satisfaire tous les critères mentionnés plus haut. En effet, compte tenu de la taille physique et des caractéristiques de rayonnement de telles sondes, les mesures en champ proche sont forcément perturbées par leur présence.

Richmond a présenté une nouvelle technique de mesure en champ proche en utilisant un diffuseur (Richmond, 1955). Un dipôle court accroché à un fil non conducteur est placé dans l'entourage immédiat d'une antenne sous test (*AST*). Un courant est induit dans le dipôle proportionnellement au champ électrique incident. Ce

courant génère une onde diffusée qui se propage à son tour à travers l'*AST* mais cette fois-ci à partir du point de mesure vers le générateur. Ce signal est mesuré par un détecteur placé au port d'entrée de l'antenne et isolé de la source primaire de l'*AST* par une jonction hybride. Cette technique de mesure en champ proche présente l'avantage de perturber de façon minimale le comportement de l'antenne mesurée. Cependant, le circuit d'isolation entre la source primaire et l'onde réfléchie doit satisfaire à des spécifications très sévères. De ce fait, cette technique devient très laborieuse et difficilement réalisable.

La méthode du diffuseur modulé est venue pallier à ce problème en modulant le champ diffusé par le dipôle court avec un signal à basse fréquence. De cette manière, le signal émis par l'antenne sous test vers la sonde est différent du signal qui est diffusé par le dipôle vers l'antenne sous test. Le signal modulé est par la suite dirigé via un coupleur vers un récepteur homodyne. Par conséquent, la source d'alimentation de l'antenne n'est nullement affectée par l'onde issue du dipôle court. Cette façon de faire a été revue et améliorée en utilisant une connexion en fibre optique entre le circuit modulant et la diode photo-sensible posée entre les bornes d'un dipôle court (Hygate, 1990; Nye et al., 1995). De cette façon, il y a une réduction considérable des perturbations causées par la présence du dispositif de mesure dans l'entourage du dispositif sous test (*DST*). Malgré cela, le système de réception et de démodulation peut présenter des erreurs dues aux imperfections des

signaux de référence dans le mélangeur. Ceci est principalement causé par la faible puissance du signal modulé à la sortie du détecteur et qui engendre une incohérence de phase entre deux points de mesure subséquents. La littérature propose différentes méthodes numériques pour pallier à ce problème (Liang et al., 1997).

L'approche optique dans la conception des sondes de mesures en champ proche a permis d'accompagner le progrès de la miniaturisation des circuits imprimés. En effet, avec des résolutions de l'ordre de quelques micromètres ( $\mu\text{m}$ ) et une largeur de bande de plus en plus grande, les sondes électro-optiques sont très prometteuses pour les mesures en champ proche au dessus des circuits *MMIC* (Yang et al., 1998). Basée sur la théorie de l'effet Pockels, cette technique utilise une sonde formée d'un cristal illuminé par une source optique et inséré dans un champ électromagnétique à mesurer. La polarisation du faisceau lumineux réfléchi est directement liée à l'intensité du champ électrique dans lequel il se trouve. Les différents cristaux utilisés sont sensibles à l'une ou à l'autre des composantes du champ électrique mesuré. Par exemple, un cristal de silicate de bismuth (*BSO*) est utilisé pour mesurer une composante orthogonale à celle mesurée par un cristal en tantalate de lithium (*LiTaO<sub>3</sub>*) lorsque ces deux cristaux sont insérés dans un champ électrique (Yang et al., 2000). Il est aussi possible d'utiliser des cristaux d'arséniure de gallium (*GaAs*) dont l'orientation dépend de la composante désirée du champ (Yang et al., 2001). Les sondes électro-optiques sont utilisées tant pour des mesures en champ

proche au dessus d'antennes imprimées que pour mesurer l'allure du champ près des lignes de transmission. Cependant, l'équipement optique nécessaire à la réalisation d'un montage de mesures en champ proche requiert un investissement qui n'est pas négligeable et des appareils qui ne sont pas communs dans un laboratoire de micro-ondes.

Pour cette raison, plusieurs recherches ont été menées dans le domaine des sondes électromagnétiques. Les sondes monopoles sont les structures les plus simples à concevoir. Une extrusion du conducteur interne d'un câble coaxial constitue une sonde permettant de mesurer le champ électrique dont la composante est parallèle à l'axe longitudinal du câble (Gao et Wolff, 1998). Ce type de sonde est utilisé pour mesurer l'allure du champ électrique au dessus d'un *CST*. Malgré les petites dimensions que peuvent avoir les câbles coaxiaux offerts par l'industrie (diamètre du conducteur interne de  $0,05\text{ mm}$  et du conducteur externe  $0,2\text{ mm}$ ), il n'en demeure pas moins que ce type de sonde présente une très mauvaise résolution spatiale due au courant induit sur le conducteur externe du câble et qui perturbe grandement les résultats des mesures. Des méthodes expérimentales ont été élaborées pour résoudre ce problème en mesurant le champ électrique au-dessus d'un circuit à deux hauteurs différentes et d'en faire la soustraction afin de réduire l'effet du courant induit sur le conducteur externe (Kantor et Shvets, 2003). Les auteurs présentent aussi une technique de mesure de la composante tangentielle du champ électrique au dessus

d'un *CST* à l'aide d'un monopole en inclinant le conducteur interne à un angle  $\alpha$  par rapport à l'axe vertical. Deux mesures avec la sonde tournée à  $0^\circ$  et  $180^\circ$  par rapport à son axe vertical sont nécessaires pour extraire la composante tangentielle (voir figure 1.1.)

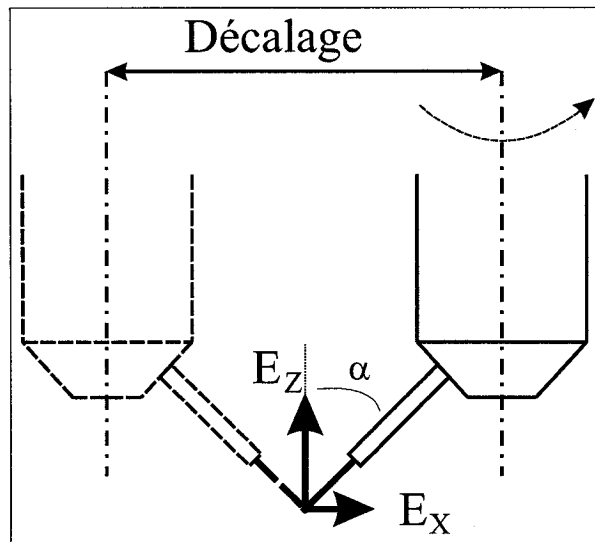


Figure 1.1 Configuration de la sonde pour mesurer les composantes tangentielle et normale du champ électrique. figure prise de (Kantor et Shvets, 2003)

Pour mesurer les trois composantes du champ électrique, la sonde est tournée à  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  et  $240^\circ$  par rapport à l'axe longitudinal du câble coaxial. La difficulté majeure d'une telle technique est la précision avec laquelle la sonde effectue sa rotation tout en assurant que l'extrémité du monopole se retrouve à la même position que celle de la mesure précédente.

Partant de toutes ces techniques de fabrication de sondes, la problématique qui s'est posée à nous est la conception d'une sonde électromagnétique, simple, miniature

et large bande. Cette sonde devra mesurer la composante tangentielle du champ électrique au-dessus d'un circuit à ondes rayonnées ou guidées et perturber le moins possible le comportement normal du *CST*.

Nous décrirons dans ce chapitre les étapes de réflexion qui nous ont mené à la conception d'une nouvelle sonde miniature, large bande et capable de mesurer seulement la composante du champ désirée. L'étude de différentes topologies nous a mené à la conception et à la fabrication de plusieurs prototypes avant d'arriver au résultat final.

## 1.2 La réponse théorique d'une sonde de mesures en champ proche

Afin de valider le modèle expérimental d'une sonde électromagnétique, nous avons étudié dans un premier temps la réponse théorique d'une mesure en champ proche au dessus d'une ligne de transmission coplanaire modélisée par des dipôles de courants magnétiques. La sonde est caractérisée par un dipôle électrique branché aux bornes d'une charge  $50\Omega$ . Par la suite, nous avons comparé la réponse du modèle théorique avec des mesures en champ proche réelles effectuées au-dessus d'une simple ligne de transmission coplanaire (*CPW*) imprimée sur un substrat en fibre de verre (*FR4*) et terminée par un court-circuit. Le choix d'un tel dispositif sous test est justifié par la simplicité tant du côté de la fabrication que de la réponse pré-

visible à une mesure en champ proche. En effet, la ligne coplanaire permet d'exciter un mode pour lequel le champ tangentiel ( $E_x$  dans la figure 1.2.1) est à symétrie impaire au dessus des deux fentes alors que le champ normal  $E_z$  est à symétrie paire. Par conséquent, la réjection par la sonde de la composante normale du champ  $\mathbf{E}$  est facilement vérifiable en analysant la distribution des mesures obtenues en balayant la sonde le long de l'axe X.

Pour fin d'illustration, considérons un dipôle électrique orienté selon l'axe X et se déplaçant le long de celui-ci tel qu'illustré à la figure 1.2.1.

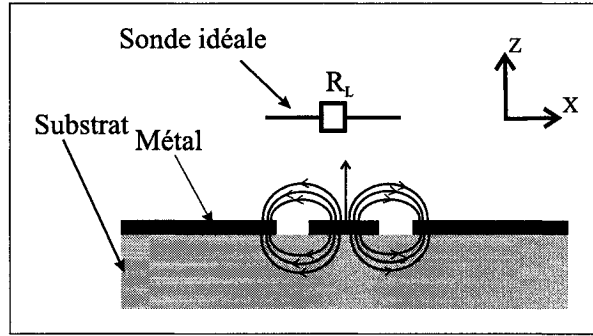


Figure 1.2 Lignes de champ au dessus de la section d'une ligne coplanaire

La tension induite aux bornes de la résistance  $R_L$  insérée au centre du dipôle est:

$$V_p = \frac{V_{th} R_L}{R_L + Z_p} \quad (1.1)$$

$$V_{th} = - \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} E_x \frac{\sin[\beta(\frac{L}{2} - |x - x'|)]}{\sin(\beta\frac{L}{2})} dx \quad (1.2)$$



Où  $Z_p$  est l'impédance d'entrée de la sonde,  $V_{th}$  la tension d'équivalent Thévenin et  $x'$  le déplacement de la sonde selon l'axe  $X$ .

Lorsque la sonde est déplacée selon l'axe des  $X$ , nous nous attendons à avoir une tension induite aux bornes de  $R_L$  qui est maximale au dessus des fentes et une tension nulle au dessus du conducteur central de la ligne coplanaire.

La simulation des mesures en champ proche est possible grâce au programme *SLOT* disponible au laboratoire PolyGrames. Ce programme calcule la matrice d'impédances mutuelles entre les dipôles de courants magnétiques qui modélisent le *CST* et la sonde de mesure. La sonde est modélisée par un dipôle de courant électrique. Dans le cas qui nous intéresse, nous imposons l'excitation d'un mode à symétrie impaire de façon à annuler la composante normale du champ  $\mathbf{E}$  au dessus du conducteur central. En effet, les fentes de la ligne coplanaire seront modélisées par deux distributions de courants magnétiques filamenteux représentant chaque fente respectivement. Les 2 distributions sont de même amplitude mais déphasées de  $180^\circ$ .

La figure 1.3 représente la réponse théorique d'une mesure en champ proche le long d'un axe dans le plan transversal (*planXZ*) d'une ligne coplanaire. La mesure est simulée à une hauteur de sonde de  $2\text{ mm}$  et à une fréquence d'opération  $f = 5\text{ GHz}$ . La distance entre les fentes est de  $11\text{ mm}$ .

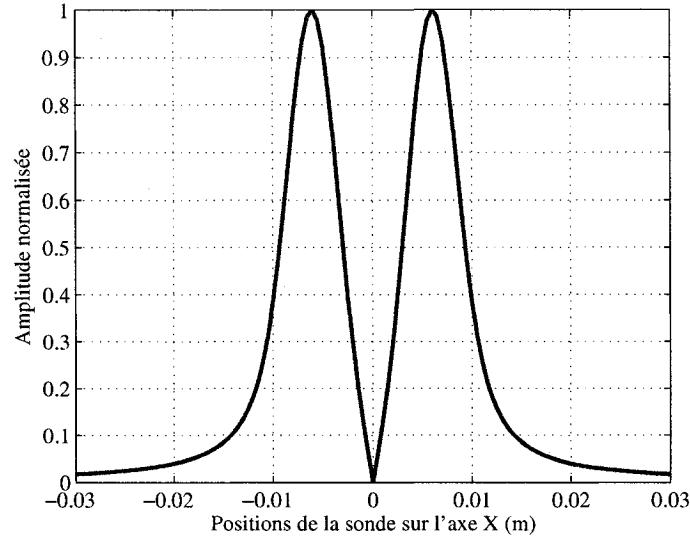


Figure 1.3 Simulation d'une mesure en champ proche le long d'un axe transversal à une ligne coplanaire.

### 1.2.1 Identification des sources de courant mode commun

Comme nous l'avons mentionné dans l'introduction de ce chapitre, un des objectifs essentiels à respecter dans la conception des sondes de mesures en champ proche est la réponse en polarisation, c'est à dire la capacité de la sonde d'être sélective pour une des composantes de champ ( $\mathbf{E}$  ou  $\mathbf{H}$ ) désirée. Dans le cas qui nous intéresse, on désire que la sonde mesure uniquement la composante du champ électrique  $\mathbf{E}$  qui est parallèle aux branches du dipôle court et qu'elle soit insensible aux composantes perpendiculaires à ces branches. Ces composantes peuvent être responsables de l'induction d'un courant mode commun indésirable sur la ligne de transmission branchée au dipôle. Dans tous les exemples présentés dans cette thèse, Cette ligne de transmission sera orientée perpendiculairement au plan du circuit imprimé

mesuré. Il sera donc impératif que la sonde soit insensible à la composante  $E_z$  (voir figure ). Un courant en mode commun est également généré lorsque les deux branches du dipôle court sont excitées de façon inégale. Afin d'éliminer ce courant mode commun, il est possible d'utiliser une jonction hybride (à la sortie différence) agissant comme circuit symétriseur (balun). Les courants ayant la même phase sur les deux lignes branchées au dipôle seront annulés par la différence de  $\lambda/2$  entre les deux chemins dans la jonction hybride à la sortie du circuit. Par contre, les courants ayant une différence de phase de  $180^\circ$  seront ajoutés l'un à l'autre à la sortie du circuit symétriseur. La figure 1.4 présente schématiquement les deux sources de courant mode commun que la sonde devra éliminer.

On suppose que suite à l'exposition de la sonde et de la ligne bifilaire branchée à celle-ci aux champs incidents, un courant mode commun  $I_c$  et un courant mode différentiel  $I_d$  seront induits sur la ligne. Supposons que ces deux courants contribuent au courant mesuré à la sortie du balun par des facteurs de transmission respectifs  $\alpha$  et  $\beta$ .

Le courant  $\alpha I_c$  (mode commun) est généré par le couplage du champ électrique  $\mathbf{E}$  indésirable sur la ligne de transmission bifilaire entre le dipôle et le balun et par une excitation non symétrique du dipôle. De son côté, le courant  $\beta I_d$  (mode différentiel) est généré par le couplage de la composante tangentielle (champ  $\mathbf{E}$  désiré) sur les deux branches du dipôle court. Comme nous pouvons le remarquer,

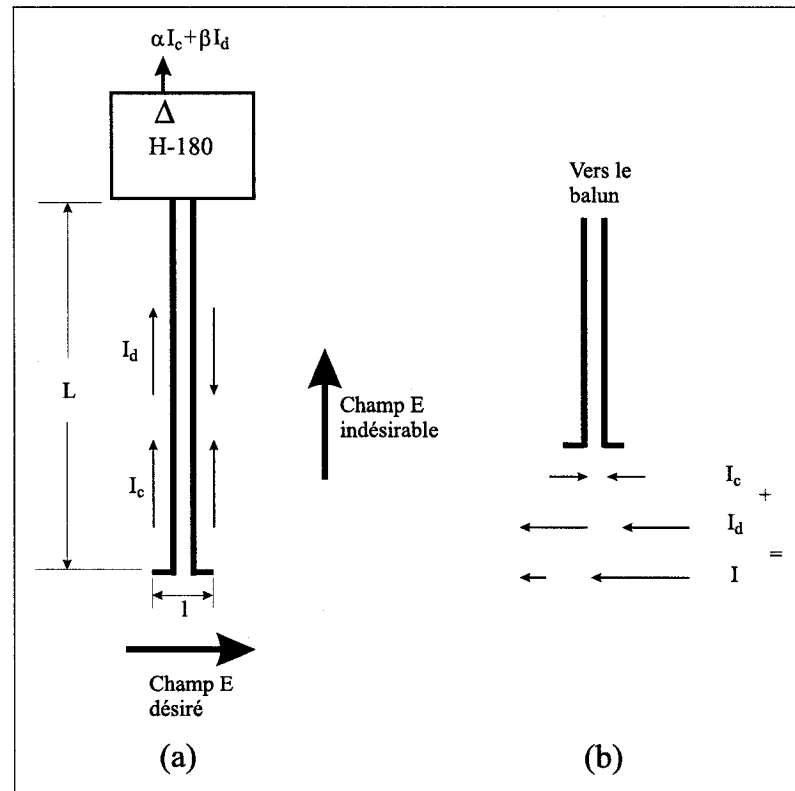


Figure 1.4 Illustration des différentes sources de courant mode commun (a) au niveau de la ligne de transmission et (b) au niveau de la sonde dipôle.

la longueur de couplage  $L$  de la sonde dans la polarisation du champ électrique qui induit un courant mode commun est supérieure à sa longueur de couplage  $l$  dans la polarisation du mode différentiel. En d'autres mots, les branches du dipôle sont beaucoup plus courtes que la ligne de transmission bifilaire qui achemine le signal vers le balun, par conséquent, on s'attend à avoir  $I_c \gg I_d$

D'un autre côté, l'excitation asymétrique du dipôle illustrée au bas de la figure 1.4, du fait que le champ à mesurer soit non uniforme en  $X$ , génère aussi un courant mode commun. Cependant, nous pouvons anticiper que cette excitation sera du

même ordre de grandeur que celle du mode différentiel.

Nous tenterons à présent de trouver la meilleure topologie de sonde qui permettrait de minimiser le rapport  $\alpha I_c / \beta I_d$ .

### 1.3 Caractéristiques d'une sonde boucle

La conception des sondes boucles est fort simple. Elle est représentée à la figure 1.5. Fabriquée à partir du modèle d'un dipôle replié, cette sonde possède des caractéristiques intrinsèques très intéressantes. La topologie du dipôle replié lui permet d'être symétrique et de ne générer un très faible courant le long du conducteur externe du câble coaxial reliant la sonde au récepteur de mesure.

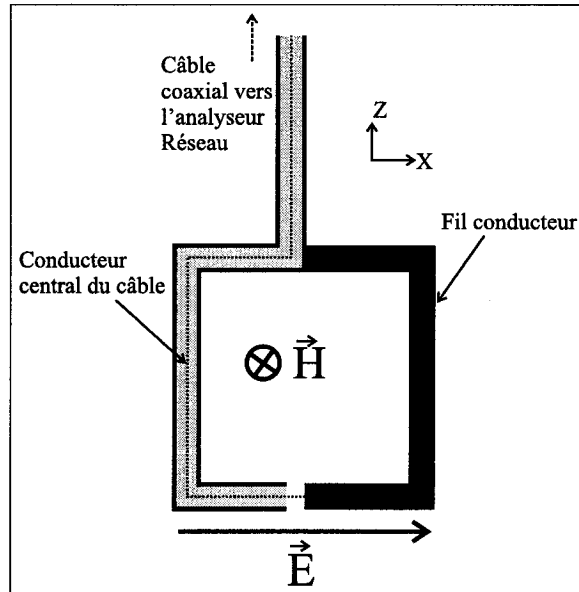


Figure 1.5 Schéma d'une sonde boucle magnétique

Contrairement au dipôle replié, la sonde boucle est plutôt sensible au champ magnétique (voir figure 1.5). Cependant, elle peut aussi mesurer la composante du champ électrique  $E_x$ . Cette caractéristique pourrait s'avérer utile pour mesurer le champ électrique tangentiel au dessus des lignes de transmission imprimées.

À l'aide d'un câble coaxial d'un diamètre externe de  $D = 1,07\text{ mm}$ , nous avons fabriqué une sonde ayant une surface de captation  $A \simeq 8 \times 8\text{ mm}^2$ . (L'effort a été concentré sur la fabrication de la plus petite sonde possible.) La limite de la miniaturisation est le petit rayon de courbure des coudes à  $90^\circ$  aux 4 coins de la boucle.

Afin de comparer les résultats des mesures en champ proche effectuées avec la boucle et les résultats obtenus par calcul théorique, nous avons effectué un balayage au dessus de la ligne coplanaire avec la sonde orientée selon l'axe X. Cette orientation permet de mesurer le champ  $E_x$  seulement. Les mesures ont été effectuées à une fréquence d'opération  $f = 5\text{ GHz}$ . La sonde est déplacée le long de l'axe X à une hauteur  $d = 2\text{ mm}$  au-dessus de la ligne coplanaire.

La figure 1.6 présente les résultats des mesures expérimentales comparées aux réponses de mesures simulées en considérant une sonde idéale (calcul de  $E_x$  à l'aide du programme Richt). Les courbes sont normalisés par rapport à leurs valeurs maximales respectives. Afin d'établir un critère de performance des différentes sondes

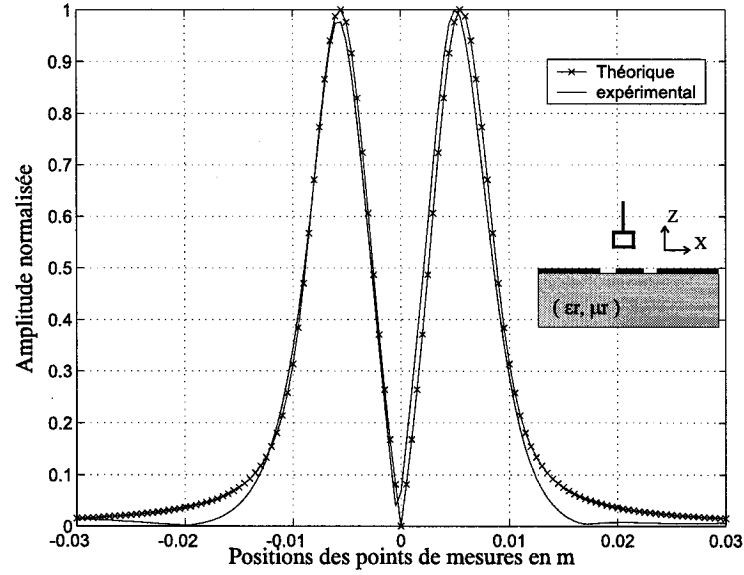


Figure 1.6 Graphe comparatif du champ électrique tangentiel mesuré dans le plan XZ au-dessus d'une CPW à l'aide d'une sonde boucle

qui seront étudiées, nous définirons la réjection du mode commun ( $RMC$ ) par le rapport entre la valeur maximum de l'amplitude et la valeur minimum qui se trouve entre les deux maximums de la courbe. En effet à cette position (au-dessus du conducteur central) le champ électrique tangentiel est théoriquement nul tandis que le champ électrique normal est maximum. Dans le cas de la sonde boucle on obtient  $RMC = 28\text{ dB}$ . À première vue, cette sonde présente des résultats très satisfaisants et permet une très bonne réjection du mode commun. Cependant, à hautes fréquences, la taille de la sonde deviendra un problème en ce qui concerne la résolution spatiale des mesures en champ proche. La miniaturisation d'une telle sonde pose un problème puisque les câbles coaxiaux disponibles ne permettent pas de fabriquer des boucles plus petites. En effet, nous sommes limités par le rayon interne des coudes  $90^\circ$  que peuvent tolérer les câbles coaxiaux disponibles. Une re-

cherche exhaustive a été effectuée pour trouver des câbles plus fins mais les modèles trouvés étaient inutiles. Le premier modèle que nous avons trouvé avait un diamètre externe de  $0,558\text{ mm}$  mais la gaine externe était en acier inoxydable très rigide et donc ne permettait aucune courbure. L'autre modèle avait une gaine extérieure en cuivre semi-rigide qui pouvait être courbée mais le diamètre externe était tellement fin ( $0,02\text{ mm}$ ) qu'il nous était impossible de les dégainer de façon contrôlée. Le conducteur central avait un diamètre de  $0,0508\text{ mm}$ .

Pour toutes ces raisons, nous avons décidé de nous limiter à une sonde de  $8\text{ mm} \times 8\text{ mm}$  et de réserver cette sonde à des mesures en champ proche ne requérant pas une haute résolution spatiale.

## 1.4 Dipôle balancé

La sonde dipôle présente une solution très prometteuse pour régler les problèmes liés à la miniaturisation. En effet, les branches du dipôle peuvent être faites à partir du conducteur interne d'un câble coaxial ou encore imprimées sur un substrat. Nous verrons dans cette section les différentes topologies étudiées ainsi que les résultats obtenus par chacune des sondes fabriquées.



### 1.4.1 Alimentation par lignes bifilaires

Les procédés de fabrication disponibles au laboratoire Poly-Grames nous permettent de concevoir des lignes de transmission d'une largeur  $W = 0,127\text{ mm}$  ( $5\text{ mils}$ ) en technologie de circuit imprimés (*MIC*) ou encore des lignes de transmission d'une largeur minimale de  $W = 0,025\text{ mm}$  ( $1\text{ mil}$ ) en technologie Hybride (*MHMIC*) sur un substrat en céramique. Une des limites de cette technologie par rapport à nos besoins est que la plus grande dimension du circuit de la sonde ne doit pas dépasser  $22,5\text{ mm}$  ( $900\text{ mils}$ ). Malgré cela, nous avons conçu le dipôle court et une partie de la ligne bifilaire sur un substrat en céramique en technologie *MHMIC*, alors que le reste de la sonde a été imprimé sur un substrat en composite en technologie *MIC*. Toutefois, les deux parties ne pouvant être soudées qu'à l'aide d'un mélange à base de pâte d'argent, des problèmes d'alignement et de solidité nous ont poussé à mettre de côté cette solution et continuer avec la fabrication d'une sonde complète imprimée en technologie *MIC*.

Les branches du dipôle sont connectées à une ligne bifilaire telle que présentée à la figure 1.7. La sonde est imprimée sur un substrat de polyimide de la compagnie Dupont (Kapton). Ce substrat a une épaisseur de  $0,05\text{ mm}$  ( $2\text{ mils}$ ) et une constante diélectrique  $\epsilon_r = 3,4$ . Le circuit hybride est quant à lui imprimé sur le même substrat de Kapton mais collé sur un substrat de composite (Duroïd) de la compagnie Rogers d'une épaisseur de  $0,635\text{ mm}$  ( $25\text{ mils}$ ) et d'une constante

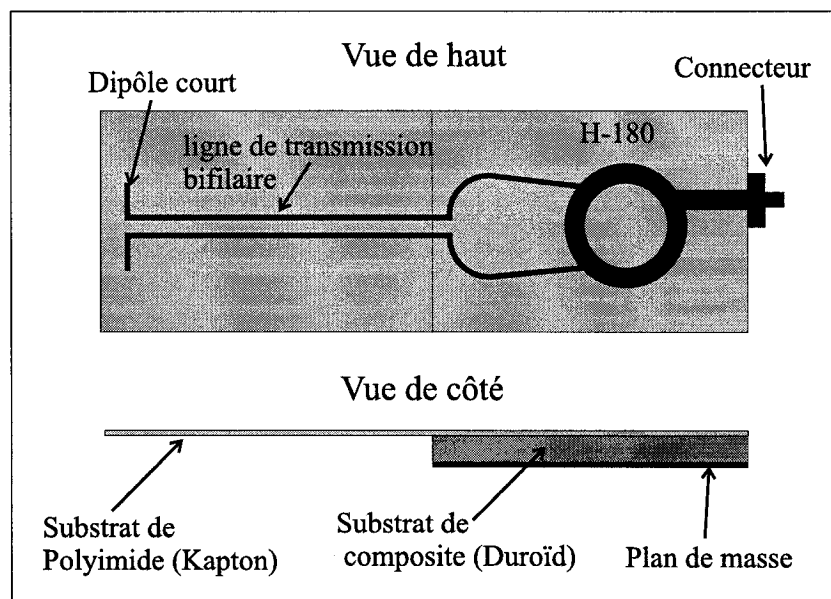


Figure 1.7 Dipôle imprimé alimenté par une ligne bifilaire et un circuit symétriseur diélectrique  $\epsilon_r = 10,2$ . Cette façon de faire nous permet d'intégrer le dipôle et le circuit hybride sur le même substrat et d'éviter par le fait même toutes les erreurs de manipulation, d'alignement et la non répétabilité des soudures. La finesse du substrat de Kapton nous permet de nous approcher des conditions théoriques d'une sonde dipôle dans l'air. Le plan de masse quant à lui est limité à la partie sous le circuit hybride.

Le circuit H-180 est utilisé dans cette topologie pour éliminer le courant mode commun qui sera généré par la composante indésirable du champ électrique  $\mathbf{E}$ . Cette dernière étant parallèle à la ligne bifilaire de la sonde, elle génère un courant électrique sur chaque trace. Ces courants auront la même amplitude et seront en phase. La différence de  $180^\circ$  créée par les deux chemins dans le circuit H-180 fera

en sorte d'annuler les deux courants une fois arrivés à la porte de sortie du circuit. Par contre, la composante désirée du champ électrique génère deux courants de même amplitude mais déphasés de  $180^\circ$  sur les traces de la ligne bifilaire. Le circuit H-180 ajoutera une phase de  $180^\circ$  à un des deux courant avant de les additionner. La quatrième porte du circuit H-180 est terminée par une charge adaptée.

Afin de valider le fonctionnement approprié de la sonde et sa capacité à mesurer le champ électrique tangentiel au-dessus d'une ligne de transmission, nous avons effectué des mesures en champ proche au dessus de la ligne *CPW* présentée dans les sections précédentes.

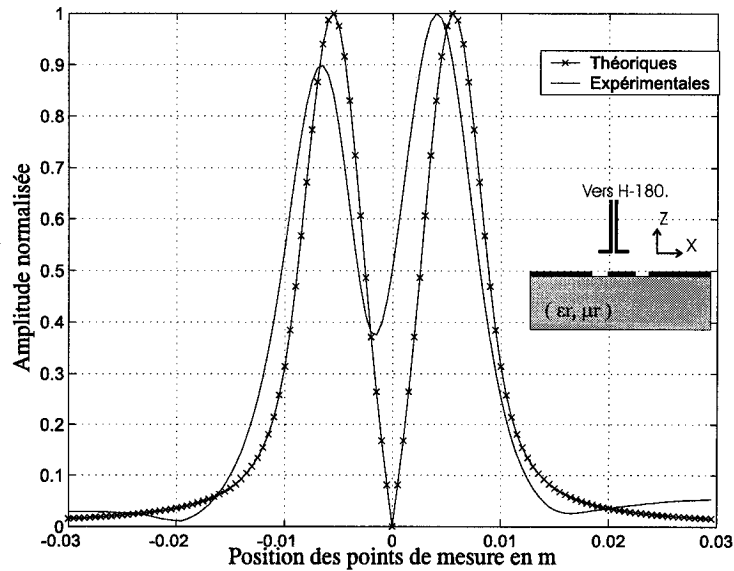


Figure 1.8 Graphe comparatif du champ électrique tangentiel mesuré dans le plan XZ au-dessus d'une CPW à l'aide d'une sonde dipôle

La figure 1.8 présente un résultat comparatif d'une simulation de mesure en champ proche et une mesure expérimentale réelle avec la sonde dipôle décrite plus haut.

La sonde a été placée dans les mêmes conditions de mesure que dans le cas précédent (hauteur de sonde  $h = 2\text{ mm}$ ,  $f = 5\text{ GHz}$ ). Nous constatons que le taux de réjection du mode commun  $RMC = 7,95\text{ dB}$  est très faible comparativement à celui obtenu avec la sonde boucle magnétique. À prime abord, cette topologie semble inappropriée pour mesurer un champ électrique tangentiel au dessus d'une ligne de transmission. Notre hypothèse est que la sonde mesure une combinaison des champs  $E_z$  et  $E_x$ , i.e. qu'il y a une superposition d'une distribution à symétrie paire et d'une distribution à symétrie impaire. Néanmoins, elle nous permet de comprendre le comportement de la sonde.

Théoriquement, le circuit hybride aurait dû bloquer le courant mode commun. Si nous considérons l'entrée du circuit hybride représentée par les deux branches de la ligne bifilaire, et sa sortie par la ligne micro-ruban branchée au connecteur, alors le signal résultant à la sortie devrait être nul à cause de la différence de  $180^\circ$  entre les chemins parcouru par chaque signal émanant des lignes bifilaires.

Si nous supposons que le circuit hybride n'est pas parfait et que la différence électrique entre les deux chemins soit  $180^\circ \pm \varepsilon$ , où  $\varepsilon$  est une erreur de phase, nous aurons alors une composante de courant mode commun qui sera atténuée. Mais à quel point?

Nous avons vu à partir de la figure 1.4 que si  $\alpha I_c \gg \beta I_d$  alors la grandeur de

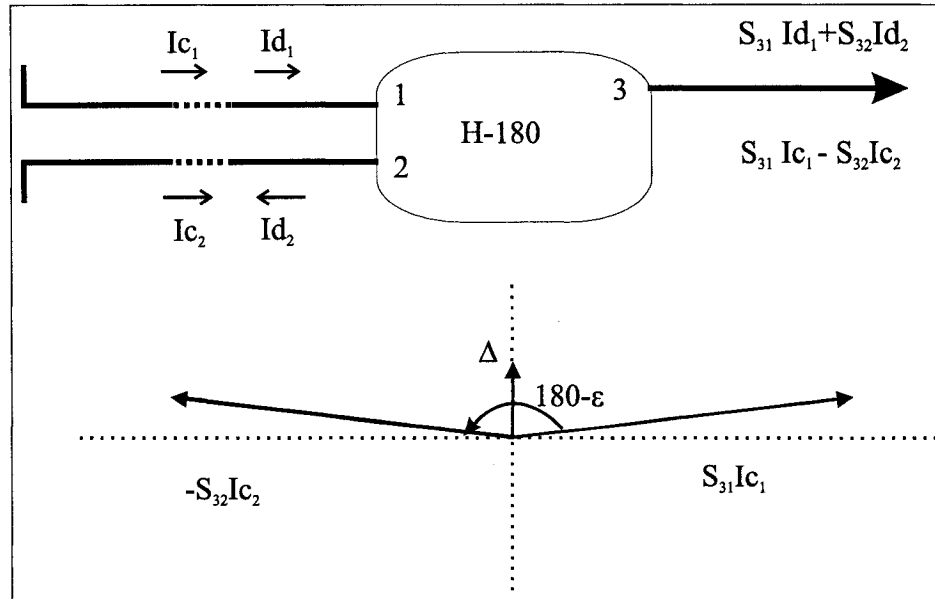


Figure 1.9 Les conséquences d'une erreur de déphasage entre les deux chemins de la jonction hybride

$\Delta$ , définie dans la figure 1.9 comme la somme des contributions de  $I_c$  à la sortie du dispositif, pourrait être du même ordre de grandeur que  $\beta I_d$ . C'est pourquoi la réjection du courant mode commun semble ne pas être faite par la jonction, alors qu'en fait elle a été considérablement atténuée mais pas suffisamment pour être annulée. Il faudra donc travailler d'avantage à éliminer le couplage du champ électrique responsable de l'induction du courant mode commun.

#### 1.4.2 Alimentation par câble coaxial

Le blindage des lignes de transmission bifilaires peut diminuer considérablement le couplage du champ électrique responsable de l'induction du courant de mode

commun. Cette hypothèse est vérifiable si nous utilisons deux câbles coaxiaux tels que présentés à la figure 1.10.

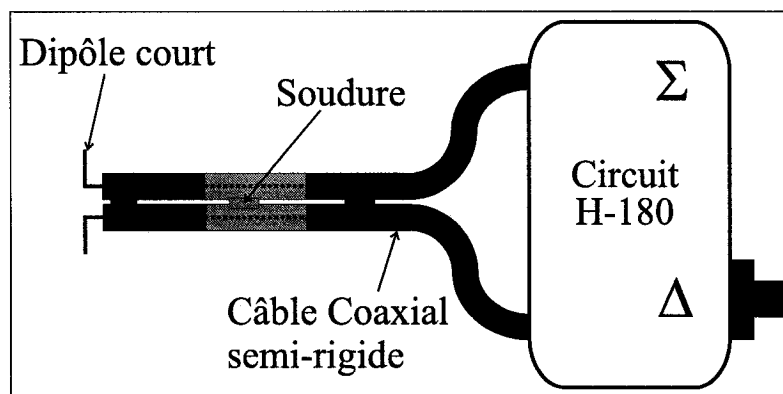


Figure 1.10 Dipôle court constitué avec le conducteur central de deux câbles coaxiaux et connecté à un circuit symétriseur de type jonction hybride 180°

La première étape dans la fabrication d'une telle sonde commence par la disposition de deux câbles coaxiaux de même longueur électrique.

Le dipôle court est fait à partir des conducteurs centraux de deux câbles coaxiaux ayant la même longueur électrique. Pour ce faire, nous avons mesuré la différence entre les phases des coefficients de réflexion des deux câbles. Cette différence doit être nulle. Les deux câbles sont soudés ensemble par leur conducteur externe. De cette manière, nous avons une ligne bifilaire blindée et par conséquent, le couplage du champ électrique responsable de l'induction du courant en mode commun sur la ligne est fortement atténué.

Le circuit coupleur hybride 180° est utilisé comme symétriseur afin de passer à une ligne de transmission non balancée. L'analyseur de réseaux mesure le signal

différence à la sortie  $\Delta$  tandis que le signal de sommation  $\Sigma$  est dissipé dans une charge  $50\Omega$ . Comme nous aurons atténué considérablement le couplage du champ électrique indésirable par le blindage, la seule source de courant mode commun viendrait d'une excitation inégale sur chaque branche du dipôle. Si l'on émet l'hypothèse que ce courant est du même ordre de grandeur que le courant en mode différentiel, il serait donc plus facile à éliminer avec la jonction hybride.

La figure 1.11 présente les résultats de mesures en champ proche au dessus de la ligne CPW présentée auparavant dans ce chapitre. Les conditions de mesures demeurent les mêmes tant au niveau de la fréquence que de la hauteur de sonde.

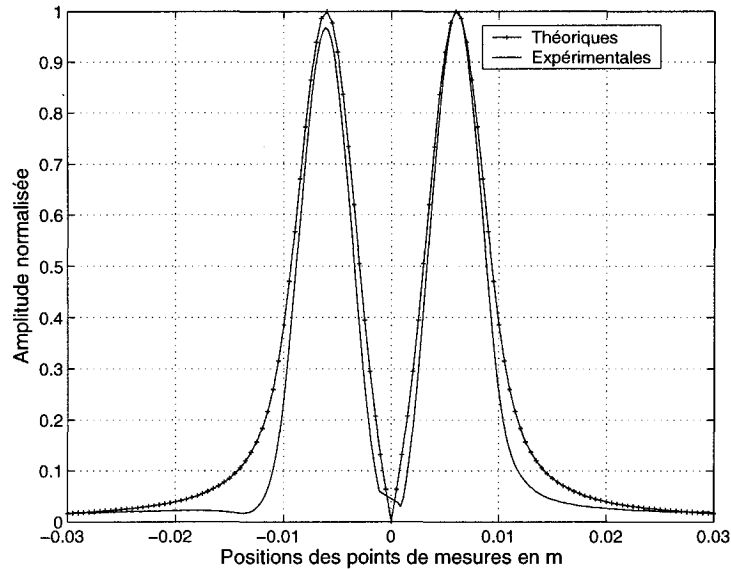


Figure 1.11 Comparaison entre les résultats de simulations et des mesures expérimentales en utilisant un dipôle court alimenté par une ligne bifilaire blindée.

Nous constatons une très bonne réjection du mode commun ( $RMC = 30\text{ dB}$ ). Le champ électrique normal au-dessus du conducteur central de la ligne CPW est

presque nul. Cela prouve que notre hypothèse concernant la nécessité de blinder la ligne bifilaire est vérifiée. Toutefois, la topologie de cette sonde rend sa conception difficilement répétable. En effet, la manipulation approximative des conducteurs internes des deux câbles coaxiaux peut se solder par deux branches de longueurs légèrement différentes ou encore deux rayons de courbures différents, puisqu'elles sont ajustées avec une précision limitée. Une attention particulière à ce niveau est de mise car si l'une des deux branches est plus courte ou plus inclinée que l'autre, la réponse de la sonde ne sera pas symétrique. De plus, l'utilisation du circuit hybride limite fortement la largeur de bande. En effet, les jonctions de ce type ont une bande<sup>1</sup> de fréquence étroite de l'ordre de 10% à peu près. Ce problème a été traité et partiellement réglé dans (Abou-Elasoued, 2004)

Les différentes topologies des sondes étudiées jusqu'à présent nous permettent de faire une synthèse sur les points faibles à améliorer et les techniques à utiliser afin de concevoir un dipôle balancé. La miniaturisation sera possible grâce à l'intégration de la sonde sur un circuit imprimé, la largeur de bande serait améliorée en évitant d'utiliser des circuits hybrides et finalement, la réjection du champ électrique responsable de l'induction du courant en mode commun sera assurée par un blindage adéquat de la ligne de transmission bifilaire. Reste à savoir comment nous allons éliminer l'induction du courant en mode commun issue de l'excitation

---

<sup>1</sup>Bande définie comme intervalle de fréquence où les deux portes de sortie du circuit H-180 présentent deux signaux déphasés de 180°.



non-symétrique sur les branches du dipôle.

### 1.5 Conception d'un dipôle court balancé à large bande

Les précédentes mesures nous ont prouvé que le blindage des lignes de transmission qui alimentent le dipôle court est essentiel. De plus, la conception d'une sonde imprimée nous permet d'atteindre un bon degré de miniaturisation compte tenu de la précision de fabrication que nous pouvons atteindre au centre de recherche Poly-Grames.

Il est clair que l'utilisation du circuit hybride est un facteur limitatif de la largeur de bande. Aussi, nous présenterons la topologie d'un dipole balancé alimenté par une ligne bifilaire sans circuit symétriseur. Il faudra donc trouver une manière de ne pas mesurer la contribution du courant mode commun qui est généré par l'excitation inégale des branches du dipôle court.

À l'aide du logiciel HFSS (High-Frequency Structure Simulator de Agilent<sup>2</sup>, Simulateur 3D utilisant la méthode d'éléments finis pour calculer le comportement à hautes fréquences des structures électriques), nous avons simulé une ligne bifilaire à l'intérieur d'un guide d'onde métallique. La figure 1.12 illustre les modes de propagation auxquels nous nous intéressons. Cette topologie présente la même

---

<sup>2</sup>HFSS est maintenant un produit distribué uniquement par la compagnie Ansoft.

distribution de champ que des lignes micro-ruban suspendues.

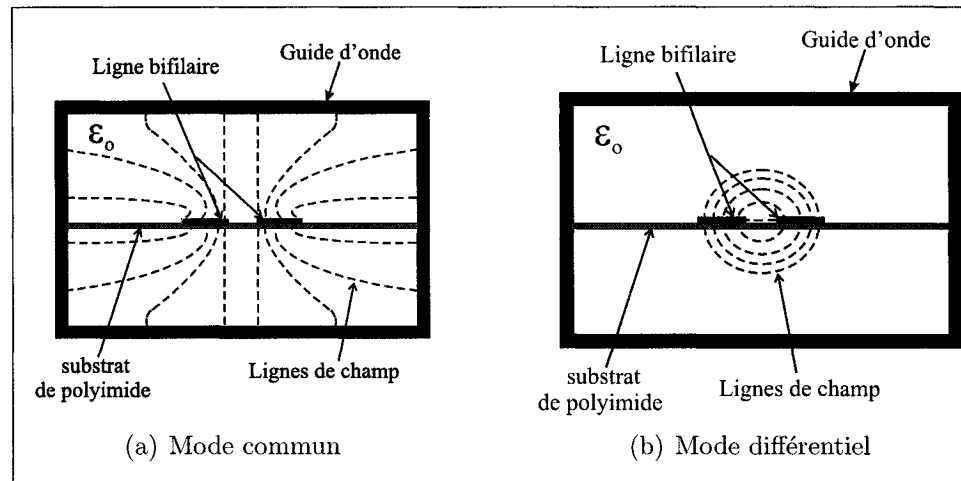


Figure 1.12 Modes de propagation du champ électrique responsables des courants mode commun et mode différentiel à l'intérieur d'un guide d'onde métallique.

La figure 1.12a montre un mode de propagation du champ électrique transversal caractérisé par des lignes de champ perpendiculaires aux murs du guide d'onde en partant des traces de la ligne bifilaire. Ces traces sont au même potentiel dans le cas du mode commun. Par contre, la figure 1.12b illustre un mode de propagation du champ électrique caractérisé par des lignes de champ confinées entre les deux traces de la ligne bifilaire. Ceci est dû au fait que les deux traces sont à des potentiels de signes contraires dans le cas du mode différentiel.

Notre objectif est de bloquer le mode commun et de ne laisser se propager que le mode différentiel. Aussi, nous avons utilisé un matériau absorbant adéquatement placé dans le guide d'onde de manière à atténuer la propagation du mode commun sans pour autant empêcher la propagation du mode différentiel. (Voir figure 1.13)

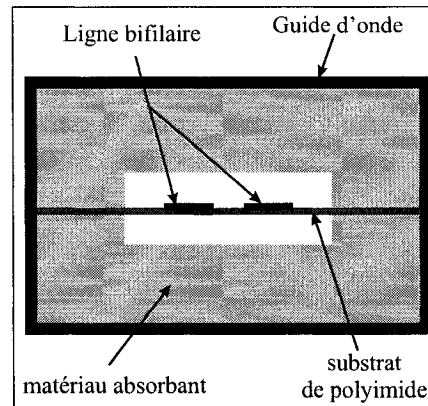


Figure 1.13 Topologie d'une ligne bifilaire dans un guide d'onde rempli de matériau absorbant.

Comme nous pouvons le voir sur la figure 1.12, les lignes de champ en mode différentiel sont confinées entre les deux traces de la ligne bifilaire où il y n'a pas de matériau absorbant. Par contre, le mode commun est fortement atténué par la couche du matériau absorbant sur les parois du guide d'onde.

À partir de là, nous pouvons fabriquer une sonde sans circuit symétriseur (large bande), imprimée (miniature) et avec une bonne réjection du mode commun.

Le dipôle doit être imprimé sur un substrat très fin afin de s'approcher le plus possible des conditions de mesures idéales d'un dipôle dans l'air. Pour cela nous avons choisi un substrat en polyimide de la compagnie Dupont, d'une épaisseur de  $0,127\text{ mm}$  ( $5\text{ mils}$ ). L'utilisation d'un substrat plus fin s'est révélée très ardue du point de vue de la manipulation. Les lignes de transmission étroites présentaient souvent des bris dus à l'excès de flexibilité du substrat. La figure 1.14 présente la topologie d'une telle sonde.

Il est important de mentionner que la largeur de bande dont nous parlons dans ce chapitre, ne concerne pas l'adaptation de l'impédance de la sonde mais plutôt sa capacité à mesurer la composante du champ électrique responsable de l'induction d'un courant en mode différentiel et à bloquer toute composante du champ électrique susceptible de générer un courant mode commun dans la ligne bifilaire. La section AA' est représentée par la figure 1.13. Une photo de la sonde fabriquée est présentée à l'annexe I.1.

En ce qui concerne le matériau absorbant, nous avons utilisé un matériau à base de silicone de la compagnie Arctech (ARC-DD-10017-1). L'épaisseur de ce matériau est de  $2,2\text{ mm}$  ( $87\text{ mils}$ ). La bande de fréquences d'opération suggérée par le manufacturier est de  $2\text{ GHz}$  @  $18\text{ GHz}$ . Cependant, les caractéristiques diélectriques et les constantes d'atténuation de cette gamme de produit ne sont pas disponibles<sup>3</sup>. Le choix final de ce matériau par rapport aux autres absorbants sur le marché a été fait en fonction des résultats de mesures et des tests effectués sur une ligne de transmission coaxiale partiellement remplie d'air et du matériau absorbant. La ligne est terminée à chaque extrémité par un connecteur coaxial. Nous avons ensuite mesuré le coefficient de transmission de cette ligne. Le but était de trouver le matériau qui offrait la meilleure atténuation du paramètre  $S_{21}$  et cela sur la plus large bande de fréquence possible. Le schéma du circuit utilisé, la procédure de

---

<sup>3</sup>Malgré maintes prises de contact avec le département technique de la compagnie, les questions sont restées sans réponses.

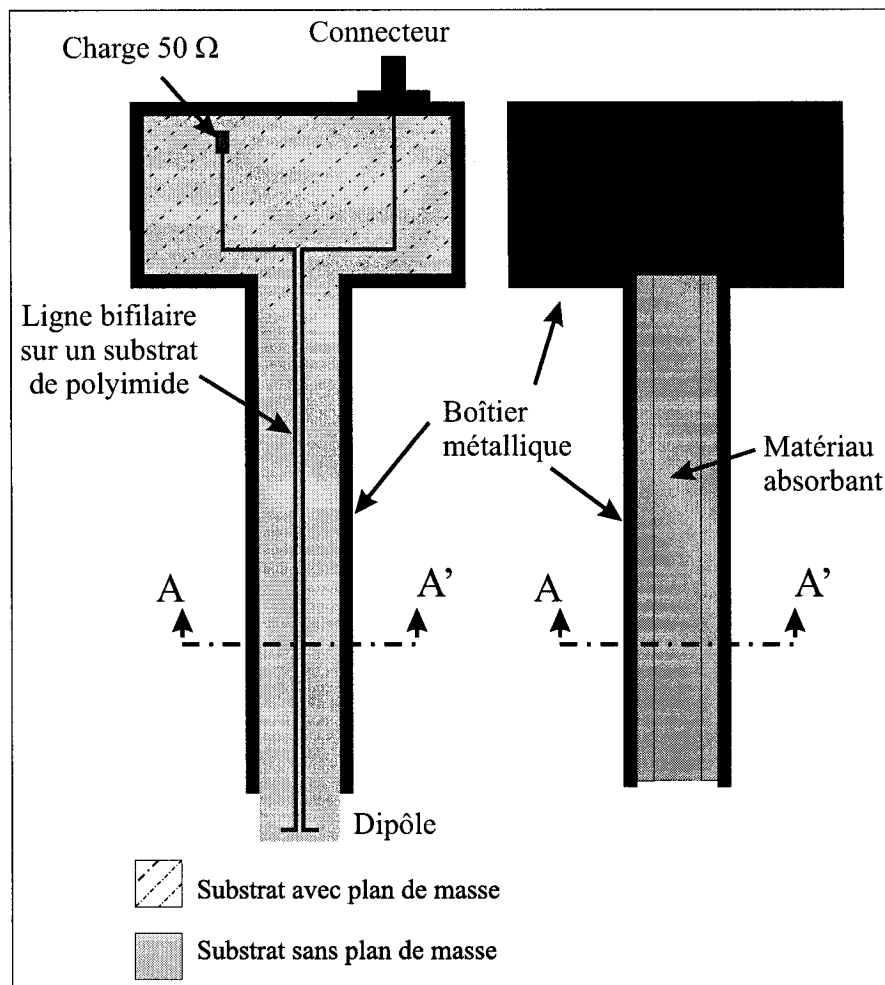


Figure 1.14 Topologie d'une sone large bande constituée d'un dipôle court alimenté par une ligne bifilaire blindée.

mesures et les résultats de ces tests sont présentés dans l'annexe I.2. Le manufacturier suggère de placer l'absorbant contre un mur métallique pour des performances optimales. Les contraintes physiques liées à la taille de la sonde nous imposent de ne pas doubler l'épaisseur de l'absorbant. Cela a pour conséquence d'augmenter la limite inférieure de la largeur de bande pour passer à  $6\text{ GHz}$  par contre la limite supérieure est augmentée à  $30\text{ GHz}$ . Ce qui permet à la sonde d'avoir une bonne

largeur de bande d'opération.

Il est important de noter que le matériau absorbant n'est utilisé que dans la partie guide d'onde de la sonde et qu'en dessous de la section du circuit imprimé où les deux lignes sont écartées l'une de l'autre, il y a un plan de masse permettant d'avoir d'un côté, une ligne micro-ruban terminée par une charge  $50\Omega$  et de l'autre une ligne terminée par un connecteur *SMA*, lequel sera utilisé pour la prise de mesures. Ce faisant, la moitié du signal est dissipée dans la charge alors que l'autre moitié représente la mesure du champ  $\mathbf{E}$  désiré. Cette baisse d'efficacité est le prix à payer pour augmenter la largeur de bande.

Pour des fins de validation, nous avons effectué une mesure en champ proche à une fréquence  $f = 7\text{ GHz}$  sur la ligne coplanaire utilisée lors des mesures précédentes dans ce chapitre. La sonde était placée à une hauteur  $h = 2\text{ mm}$  au dessus du circuit. Ces mesures sont comparées à des simulations de mesures en champ proche obtenues grâce par un modèle de courant magnétique équivalent (Laurin et al., 2001b).

La figure 1.15 présente les résultats des mesures en champ proche comparés aux résultats des simulations. La courbe présente une réjection du mode commun  $RMC = 28\text{ dB}$ . La configuration de la sonde et le matériau absorbant dévoilent une nouvelle topologie de sonde électromagnétique présentant toutes les caractéristiques

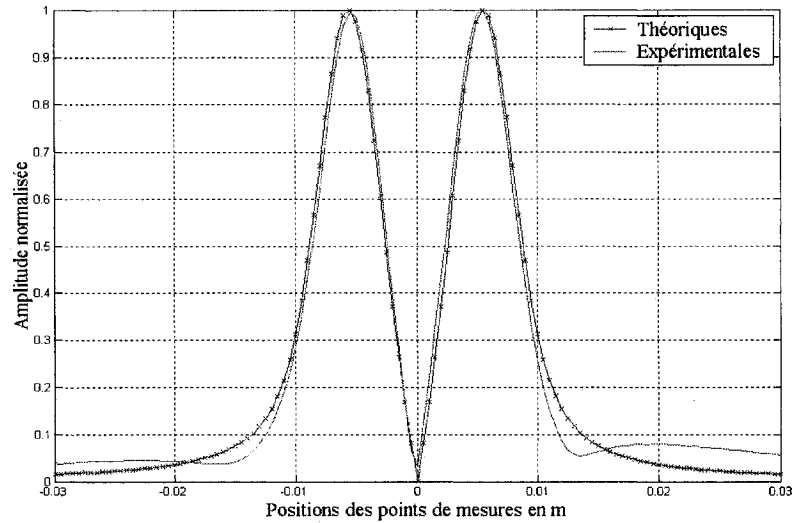


Figure 1.15 Graphe comparatif entre les résultats de simulation et des mesures expérimentales en utilisant une sonde dipôle imprimée et de l'absorbant pour la suppression du mode commun.

que nous désirions au début de notre recherche. La largeur de bande permettra d'effectuer des mesures permettant des représentations en fonction de la fréquence. La taille réduite du dipôle, avec une longueur de  $2\text{ mm}$ , permettra des mesures avec une bonne résolution spatiale. Ceci sera fortement avantageux lors de la mesure des circuits à haute densité de lignes et des circuits à haute fréquences. Finalement, le blindage de cette sonde permet de minimiser les effets des sources de rayonnement se trouvant dans les environs de la région de mesure. Toutefois, la structure métallique de la sonde pourrait être considéré aussi comme une source de perturbation qui affecterait le comportement du circuit sous test. Néanmoins, à ce stade de notre recherche nous avons une structure permettant une mesure du champ électrique désiré. Les effets de la structure métallique et les techniques de minimisation de ces

effets seront vus dans le chapitre 4.

## 1.6 Conclusion

Le but premier de ce chapitre était de faire une recherche exhaustive sur les différentes techniques de fabrication des sondes. Nous avons présenté les différents avantages et inconvénients de chaque topologie en fonction de l'application pour laquelle elle est utilisée et aussi, en fonction des spécificités de chaque technologie.

En démontrant la nécessité de concevoir une sonde miniature, large bande et sélective au niveau de la composante désirée du champ électrique, nous avons abouti à une nouvelle topologie de sonde électromagnétique ayant les caractéristiques suivantes:

- Une sonde très simple à fabriquer, ne demandant que des matériaux disponibles dans un laboratoire d'hyperfréquences.
- Une sonde miniature du fait qu'elle soit imprimée, ce qui permet d'effectuer des mesures avec une bonne résolution spatiale.
- Une sonde à large bande. En effet, n'utilisant aucun circuit symétriseur, cela diminue sa dépendance à la fréquence. Les fréquences limites sont dictées par la performance du matériau absorbant.
- Une sonde partiellement blindée, permettant de bloquer tout rayonnement pro-



venant d'une source indésirable.

Cette sonde sera utilisée lors de toutes les mesures en champ proche qui seront présentées dans la suite de cette thèse, sauf indication contraire. Elle permettra d'effectuer des mesures dans le but de caractériser des circuits micro-ondes en établissant un profil du champ électrique rayonné ou guidé dans les alentours de ce premier ou encore pour calculer les paramètres de propagation tels que le nombre d'onde et les paramètres  $S$ .

## CHAPITRE 2

# MÉTHODE D'EXTRACTION DES PARAMÈTRES DE PROPAGATION

### 2.1 Introduction

Ce chapitre traite de l'élaboration d'une méthode numérique utilisant les données obtenues par mesures en champ proche pour calculer les paramètres de propagation ( $\beta$  et paramètres  $S$ ) d'une ligne de transmission imprimée entrant dans la composition de circuits micro-ondes. Avec la quête constante de miniaturisation et d'intégration des systèmes sur un même substrat, l'utilité d'une telle technique se fait de plus en plus ressentir.

Quand les circuits testés sont non monolithiques (formés de plusieurs sous-circuits séparables physiquement), il est aisé d'en faire le diagnostic en débranchant les différentes parties en mesurant les paramètres  $S$  aux portes de chaque sous circuits. Or, lorsque ces derniers sont intégrés sur la même plaque de substrat cette tâche devient plus ardue. La mesure simple des coefficients de transmission et de réflexion aux portes d'entrée et de sortie du circuit n'est généralement pas suffisante pour localiser les sources d'erreurs pouvant provenir de composants internes

non accessibles directement. Aux radio-fréquences, il est très difficile d'aller sonder aux bornes de chaque composant de circuit avec une sonde haute impédance comme il est possible de le faire avec des circuits basse fréquences. Les spécialistes en test utilisent une méthode de découpage pour analyser chaque partie dans le but d'isoler la source du problème. Cette dernière technique présente un grand désavantage, puisqu'elle ne permet pas de mesurer le coefficient de transmission entre deux étages d'un circuit. De plus, elle ne permet pas de caractériser chaque étage pendant que tout le système est en opération.

L'utilisation des stations sous-pointe est aussi très répandue, quoique très onéreuse. Cette technique utilise des sondes qui se posent sur des plots ajoutés spécialement sur le circuit sous test pour mesurer la tension à des points spécifiques. Cette technique a l'inconvénient d'altérer le schéma du circuit original, puisque les plots sont ajoutés pour des fins de tests seulement. De plus, le contact des sondes sur le circuit peut altérer le fonctionnement normal de ce dernier. Par conséquent, il serait préférable d'utiliser une méthode de mesure sans contact pour caractériser les circuits.

Les tentatives d'élaboration de technique de mesures en champ proche pour l'extraction des paramètres de propagation dans un circuit micro-ondes ont été faites à des fréquences autour de 200 *MHz* (Osofsky et Schwarz, 1992). La procédure décrite dans l'article impose des conditions de mesures très strictes quant à la po-

sition des points de mesures en champ proche qui doivent être assez loins des zones où le champ mesuré est minimum. De plus, les mesures pour l'obtention des paramètres  $S$  doivent être faites en deux étapes en changeant l'impédance de charge à la sortie du circuit d'une étape à l'autre. Le fait de changer la charge du circuit sous test change automatiquement son comportement et son fonctionnement. Par conséquent cette technique peut seulement être utilisée pour caractériser des circuits simples à un seul étage et dans ce cas là, le diagnostic peut se faire facilement et plus rapidement à l'aide d'un analyseur de réseau. En effet dans le cas de circuit multi-étages, cette procédure devient totalement inadéquate puisque le changement de l'impédance de charge du circuit entraînera un dysfonctionnement de tous les étages précédents.

Profitant de leur taille réduite et de leur niveau de sensibilité très élevé, les sondes électro-optiques ont été utilisées pour caractériser des circuits intégrés micro-ondes monolithiques (*MMIC*)(Dudley et al., 1999). Cette technique de mesure requiert des équipements optiques très dispendieux et une configuration complexe du banc de mesure. Ajouté à cela, il faut un système de positionnement de haute précision qui généralement ne permet pas le déplacement de la sonde sur une grande surface de mesures. Ceci a pour conséquence de limiter l'utilisation de cette technique à des circuits de petite taille. Pour ce qui est de la technique de mesure, l'utilisateur doit procéder d'abord à une étape de calibration sur une ligne de transmission de la

même dimension que celle mesurée sur le circuit sous test. Cette ligne doit donc être conçue en même temps que le circuit monolithique et sur la même gaufre de silicium ou d'arséniure de gallium afin de minimiser les manipulation sur le banc de mesures et ainsi réduire au minimum les erreurs dues aux limites de précision. Les résultats obtenus montrent que la mesure de  $S_{11}$  par cette technique présente des incertitudes de l'ordre de  $5dB$  par rapport aux résultats obtenus par des mesures sur un analyseur de réseaux. Ces incertitudes sont d'autant plus grandes si l'on diminue la sensibilité de la sonde à la tension mesurée. Il faut mentionner que la procédure expérimentale présente des difficultés non négligeable et des sources d'erreurs très difficiles à minimiser, à savoir, maintenir la sonde à une hauteur constante entre le circuit sous test et la ligne utilisée pour la calibration; la stabilité du verrouillage entre le laser et la source radio-fréquences et finalement, les vibrations mécaniques dont les longueurs d'ondes sont de l'ordre du pas d'échantillonnage.

Une caractérisation de circuits micro-ondes par technique de mesures en champ proche a été présenté dans (Arcambal et al., 2003). Utilisant une sonde monopole, cette méthode permet de calculer l'impédance à un plan de référence en mesurant la tension en trois points différents sur la ligne de transmission. Les trois points doivent être pris dans un segment de ligne de transmission ayant une longueur de  $\lambda_g/4$  sans dépasser une longueur de  $\lambda_g/2$ . Cette condition n'est pas souvent possible dans les circuits complexes. Dû à un besoin constant de limiter les pertes dans

les circuits, la longueur des lignes de transmission sont souvent plus courtes que  $\lambda_g/4$ . Cette méthode requiert aussi une connaissance préalable du nombre d'onde  $\beta$  (milieu considéré sans perte) des lignes de transmission mesurées.

Dans le présent chapitre, nous allons présenter une nouvelle technique de caractérisation de circuit micro-ondes à partir de mesures en champ proche. La sonde utilisée est un dipole balancé large bande présenté à la section 1.5. Cette technique permettra de calculer les coefficients de transmission et de réflexion ainsi que le nombre d'onde  $\beta$  à partir des équations de propagation d'une onde dans une ligne de transmission. Dans la première section, nous ferons un rappel des notions théoriques et des techniques de calcul de  $\beta$  et du taux d'onde stationnaire sur une ligne de transmission. Par la suite, nous proposerons une première technique de calcul de ces paramètres à partir de la distribution de courant magnétique équivalent sur une ligne de transmission. Dans la troisième section, nous présenterons une technique de calcul des paramètres de propagation à partir du profil du champ électrique tangentiel au dessus d'une ligne de transmission et nous discuterons des avantages d'une telle procédure. Pour finir, nous ferons une étude comparative entre les résultats obtenus en utilisant une approche d'optimisation basée sur la méthode des moindres carrées et une méthode utilisant une analyse de Fourier des champs mesurés pour calculer les paramètres de propagation sur une ligne de transmission.

## 2.2 Rappel théorique

Considérons une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ , de longueur  $l$  terminée par une charge  $Z_L$ , telle que présentée à la figure 2.1. Lorsque la ligne de transmission est excitée par une onde incidente et que  $Z_0 \neq Z_L$  alors une onde réfléchie sera excitée avec une amplitude qui dépend des valeurs des impédances de la ligne et de la charge. La sommation des deux ondes propageant dans deux directions opposées, produit un onde stationnaire qui a la forme d'une onde sinusoïdale dont l'amplitude varie en fonction de la position sur la ligne de transmission.

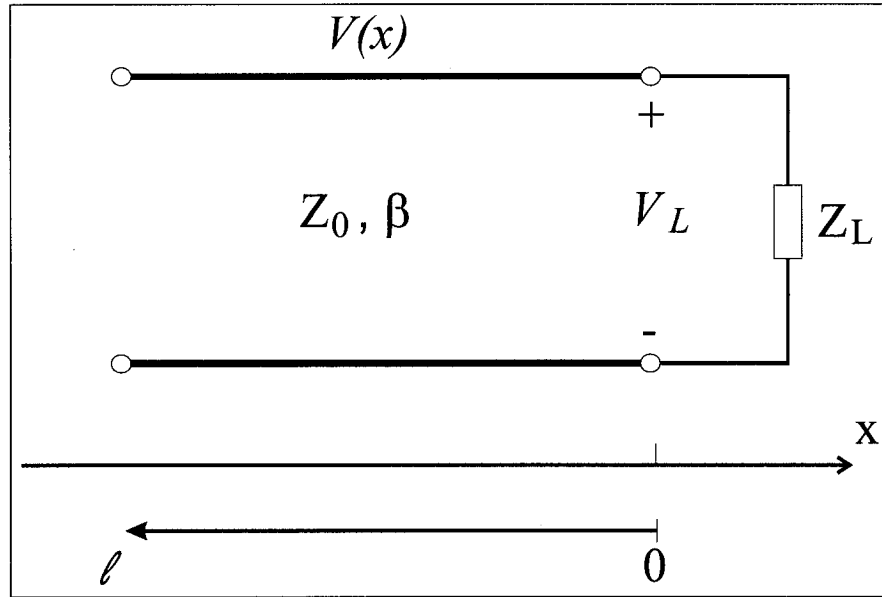


Figure 2.1 Schéma d'une ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_0$ , terminée par une charge  $Z_L$ .

Le rapport entre l'onde réfléchie et l'onde incidente à un plan de référence connu est appelé coefficient de réflexion (voir équation 2.1).

$$\Gamma(d) = \frac{V_0^-(d)}{V_0^+(d)} \quad (2.1)$$

Si nous mesurons la tension à différents points sur une ligne de transmission terminée par une charge, nous aurons la courbe présentée à la figure 2.2.

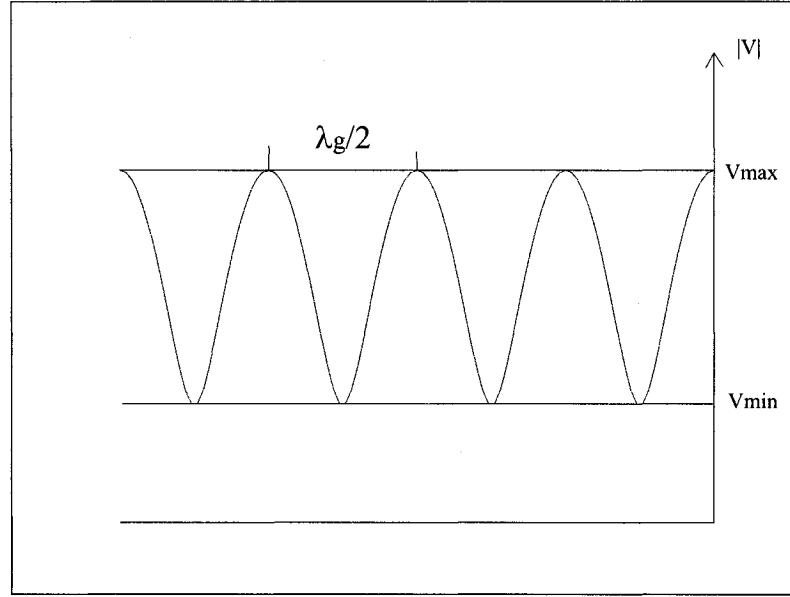


Figure 2.2 Courbe d'une onde stationnaire pour une ligne de transmission terminée par une charge quelconque.

La définition du taux d'onde stationnaire ( $TOS$ ) est donnée par l'équation 2.2

$$TOS = \frac{|V_{max}|}{|V_{min}|} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.2)$$

Le facteur de phase  $\beta$  peut être calculé à partir de la courbe du  $TOS$ . En effet,  $|V|$  est périodique de période  $\frac{\lambda_g}{2}$ . En mesurant la distance entre deux maxima ou deux



minima sur la ligne de transmission, nous pouvons calculer  $\lambda_g$  et par la suite  $\beta$  à l'aide de l'équation suivante:

$$\beta = 2\pi/\lambda_g \quad (2.3)$$

$\beta$  peut être calculé aussi bien à partir du courant qui circule dans la ligne, il suffirait de remplacer  $V$  par  $I$ .

### 2.3 Distribution de courant magnétique équivalent

L'intérêt premier dans l'utilisation des mesures en champ proche pour la caractérisation des circuits micro-ondes réside dans la capacité d'extraire la distribution du courant équivalent sur le segment de ligne de transmission mesurée. Cette approche a été utilisée précédemment dans le cadre de travaux de recherche en maîtrise dans un contexte de caractérisation d'antennes filaires (Ouairhi et Laurin, 2001) en extrayant la distribution de courant électrique équivalent sur la structure rayonnante et en calculant le diagramme en champ lointain.

Nos premiers pas dans la caractérisation des circuits micro-ondes ont été faits dans le cadre de l'étude de la compatibilité électromagnétique sur une ligne coplanaire (*CPW*) avec un coude à 90° (Laurin et al., 2001a). Cette étude a démontré que les techniques de mesures en champ proche initialement utilisés pour la caractérisation

des antennes peut avoir une application directe sur des circuits non rayonnants. À partir de là, nos efforts de recherches se sont concentrés sur une possibilité de calculer les paramètres de propagation sur une ligne de transmission à partir des mesures en champ proche et de la distribution de courant magnétique équivalent.

Grâce au programme d'extraction des courants magnétiques équivalents développé par le professeur Jean-Jacques Laurin (Laurin et al., 2001b), la composante tangentielle du champ électrique mesurée sur une grille de points au-dessus d'un segment de ligne de transmission nous permet d'en extraire la distribution de courant magnétique équivalent.

Cette méthode est basée sur le théorème d'équivalence qui permet de substituer à un objet rayonnant une distribution de courant magnétique ou électrique équivalent sur une surface  $S$  renfermant toutes les sources de rayonnement. Dans le cas d'un circuit imprimé, si l'on considère  $S$  à la limite de la surface du circuit, le champ électrique équivalent sera nul au-dessus des sections métalliques pour respecter les conditions aux frontières. Par conséquent, le modèle équivalent sera constitué d'une distribution de courant magnétique (Laurin et al., 2001a).

En utilisant la méthode des moments, nous approximations la distribution de courant

magnétique équivalente par une somme finie de fonctions de base.

$$M = \sum_{l=1}^P K_l M_l \quad (2.4)$$

avec  $P$  le nombre total de fonctions de base.

Puisque la distribution de courant magnétique est obtenue à partir de la composante tangentielle du champ électrique, cette première sera concentrée principalement sur les bords des traces métalliques du circuit ou des fentes. Par conséquent, il est avantageux d'avoir des informations sur la géométrie du masque du circuit afin de placer les fonctions de bases aux bons endroits et optimiser leur nombre. Dans le cas contraire, il sera indispensable de modéliser le circuit par une grille de fonctions de bases qui couvrira toute la structure. Ceci aura pour conséquence d'augmenter la taille du problème et limiter la précision de la solution.

### 2.3.1 Les mesures en champ proche

Dans le cas qui nous préoccupe, la structure mesurée est une ligne de transmission servant d'interconnexion entre deux étages d'un circuit imprimée. Celle-ci est modélisée par un nombre fini de fonctions de base de type sinus tronqué (*PWS*). Le courant magnétique équivalent extrait peut être défini par la somme d'un courant incident et d'un autre réfléchi sur la ligne de transmission. Le rapport entre ces

deux courants représente le coefficient de réflexion de la ligne de transmission à un plan de référence donné. Pour valider cette hypothèse nous avons fabriqué un circuit test fort simple composé d'une ligne micro-ruban terminée par une charge. Une représentation schématique de ce circuit est présentée à la figure 2.3.

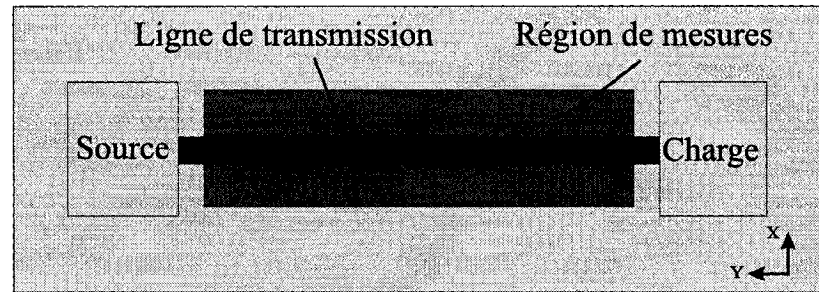


Figure 2.3 Circuit test: ligne de transmission terminée par une charge.

Le banc de mesure utilisé pour effectuer les mesures en champ proche est composé d'un analyseur de réseau HP8510 et un système de positionnement à haute résolution commandés par un ordinateur (voir figure 2.4).

La sonde miniature est branchée à une porte de l'analyseur de réseau (porte B) tandis que le circuit sous test (*CST*) est branché à l'autre porte (porte A). Le système de positionnement déplace la sonde au-dessus du *CST* dans les directions X et Y. Les données de mesures sont envoyées à un ordinateur par le biais d'une connexion *IEEE488* (HPIB). Le système de positionnement peut déplacer la sonde sur une distance de 30 cm dans chaque direction. Le schéma du montage est présenté à la figure 2.4. Le pas de déplacement minimal est de  $0,1\ \mu\text{m}$ . La mesure en champ proche représente la valeur du paramètre  $S_{21}$  entre la sonde miniature et le *CST* à

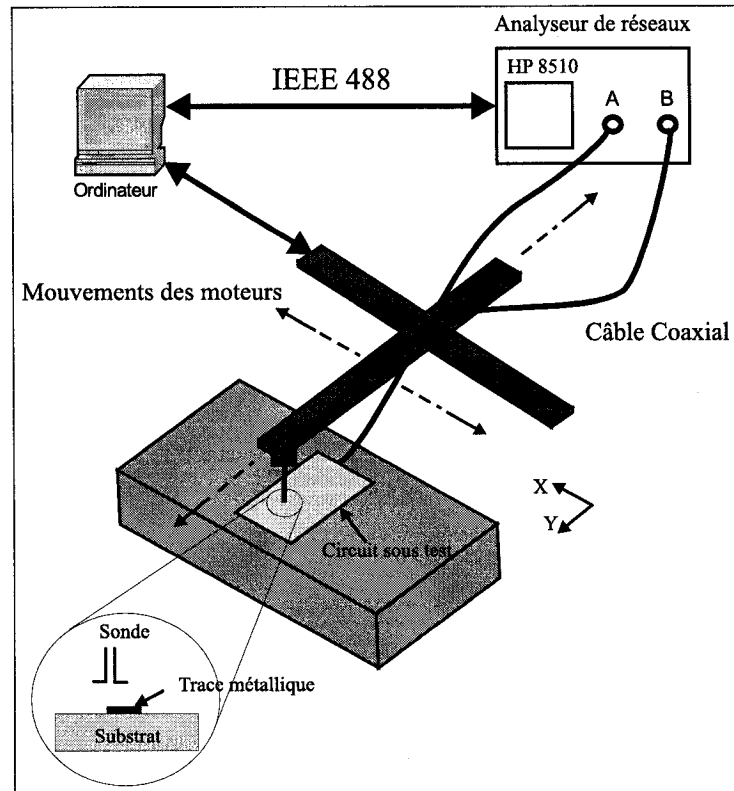


Figure 2.4 Schéma du montage du banc de mesure en champ proche disponible au laboratoire Poly-Grames.

chaque position de la sonde.

Pour extraire la distribution de courant magnétique équivalent de la ligne de transmission présentée dans la figure 2.3, nous avons effectué une mesure en champ proche en balayant la sonde au dessus d'une grille de point représentée par le rectangle ombré sur la même figure. Cette grille est constituée de 1105 points (17 selon l'axe X et 65 selon l'axe Y). La fréquence d'opération est de  $7\text{ GHz}$ . La sonde est orientée selon l'axe X à une hauteur de  $1\text{ mm}$  au-dessus du CST, soit à peu près  $\lambda_0/43$ . Une photo du montage est présentée à l'annexe II.1.

La figure 2.5 représente le profil de l'amplitude du champ électrique tangentiel  $E_x$  mesuré au dessus de la ligne de transmission. Nous remarquons que l'amplitude du champ est égale de chaque côté de la ligne alors qu'elle est nulle au centre de celle-ci. Ceci prouve que la sonde mesure seulement la contribution du champ tangentielle et qu'elle est insensible au champ normal. Les résultats de cette mesure seront utilisés pour calculer la distribution du courant magnétique équivalent sur la ligne micro-ruban.

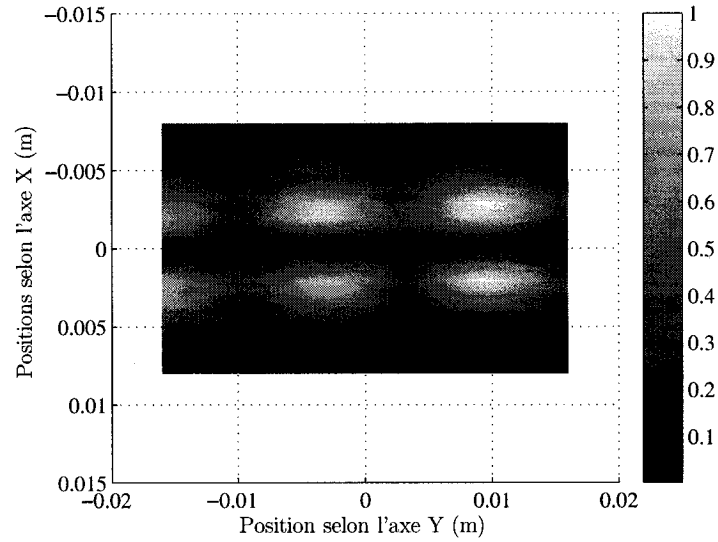


Figure 2.5 Amplitude normalisée de la composante électrique tangentielle  $E_x$  au dessus du circuit sous test

### 2.3.2 Modélisation du circuit sous test

Comme nous l'avons mentionné dans la section précédente, la ligne de transmission est modélisée par un nombre fini de fonctions de bases  $M_l$  dont il faudra calculer

les coefficients  $K_l$ .

Ces fonctions de bases sont représentées par l'équation 2.5.

$$M_l(y) = \begin{cases} \frac{\sin \beta_0 (y - y_{l-1})}{\sin \beta_0 (y_l - y_{l-1})} & \text{si } y_{l-1} \leq y \leq y_l \\ \frac{\sin \beta_0 (y_{l+1} - y)}{\sin \beta_0 (y_{l+1} - y_l)} & \text{si } y_l \leq y \leq y_{l+1} \end{cases} \quad (2.5)$$

Avec  $\beta_0$ , le nombre d'onde du vide.

La ligne de transmission est modélisée par deux series de fonctions de bases. chacune sur un bords de la ligne comme illustré dans la figure 2.6

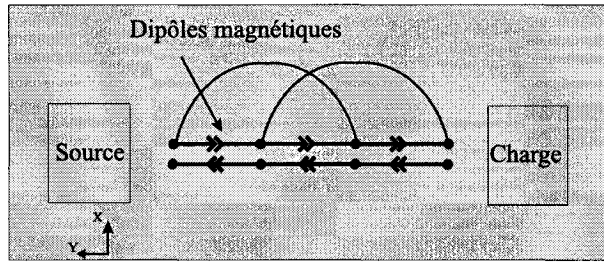


Figure 2.6 Modélisation d'un segment de la ligne de transmission mesurée

Le calcul des coefficients de fonction de base se fait grâce au programme *Slot* écrit par le professeur Jean-jacques Laurin et dont la version matlab a été créée par Jéroem Colinas dans le cadre de son mémoire de maîtrise (Colinas, 2001).

Nous avons donc modélisé le segment de ligne de transmission par 96 dipôles ma-

gnétique, soit 48 dipôles de chaque côté de la ligne. Connaissant les dimensions de la ligne de transmission nous avons pu placer les fonctions de bases exactement sur les bords des traces métalliques. La longueur des dipôles magnétiques est  $L = 1,3 \text{ mm}$  soit une longueur de  $\frac{\lambda_0}{33}$ . Nous discuterons plus loin de la relation entre le nombre de fonctions de base, le nombre de points de mesures et les résultats obtenus.

### 2.3.3 La technique de calcul de $\beta$ basée sur la méthode des moindres carrés

En théorie, les courants magnétiques de part et d'autre de la ligne de transmission devraient être égaux en amplitude et déphasés de  $180^\circ$ . Nous pouvons observer sur la figure 2.7 une similitude entre les amplitudes des courants magnétiques de chaque côté de la ligne de transmission. Ces courants ont été obtenus après inversion du champ proche mesuré de chaque côté de la ligne de transmission. Les vecteurs de courants complexes montrent aussi un déphasage proche de  $180^\circ$  tel que illustré à la figure 2.8.

$M^s$  et  $M^i$  indiquent respectivement les courants magnétiques sur le bord supérieur et inférieur de la ligne de transmission. Supposons que la ligne de transmission est alignée selon l'axe  $y$ , nous pouvons alors écrire:



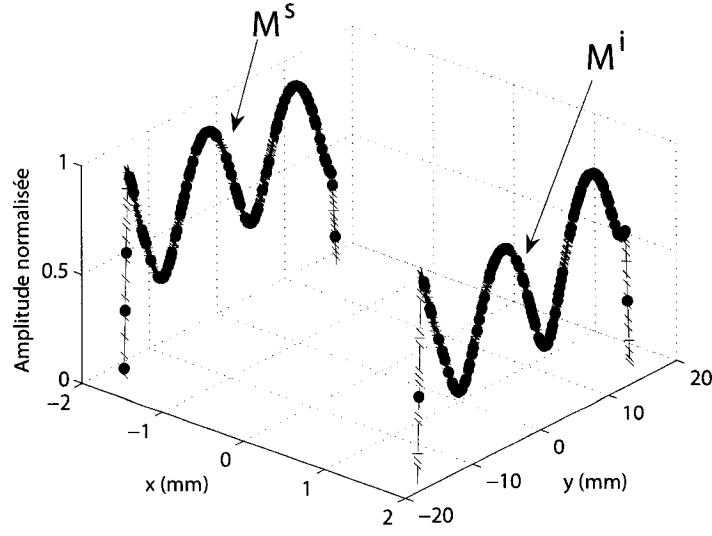


Figure 2.7 Amplitude normalisée des courants magnétiques obtenus après inversion des mesures du champ mesuré de chaque coté de la ligne de transmission.

$$\begin{aligned}\overline{M}^s(y) &= \sum_{l=1}^{l=\frac{n}{2}} K_l^s M_l(y - y_l) \hat{y} \delta(x - \frac{w}{2}) \\ \overline{M}^i(y) &= \sum_{l=\frac{n}{2}+1}^{l=n} K_l^i M_l(y - y_l) \hat{y} \delta(x + \frac{w}{2})\end{aligned}\tag{2.6}$$

Les coefficients de fonctions de base  $K_l^s$  et  $K_l^i$  sont extraits à partir de l'équation matricielle suivante:

$$[K][Z] = [V_{mes}]\tag{2.7}$$

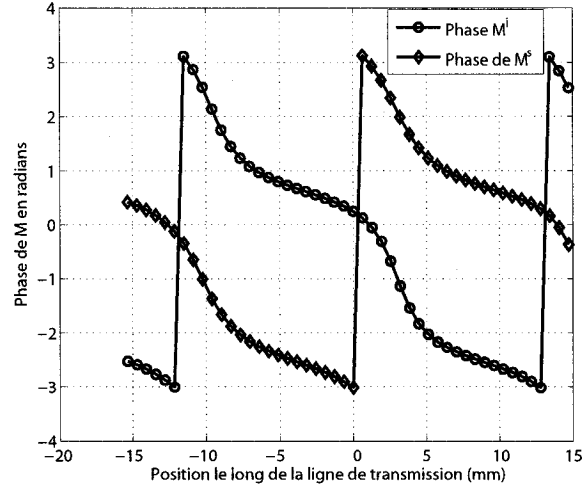


Figure 2.8 Phase des coefficients de courants magnétiques équivalents sur la ligne de transmission.

où  $V_{mes}$  représente la tension induite aux borne d'un dipôle électrique modélisé par une seule fonction de base et  $Z$  est la matrice de couplage entre les fonctions de base  $M_l$  et la fonction de base de la sonde.

Une méthode de régularisation est aussi utilisée par le programme *Slot* afin de régler le problème de la matrice d'impédances qui est souvent mal conditionnée (Colinas, 2001).

Pour extraire un courant magnétique différentiel, nous définirons  $M_{diff}(y)$  par l'équation 2.8

$$M_{diff}(y) = \sum_{l=1}^{l=\frac{n}{2}} (K_l^s - K_{l+\frac{n}{2}}^i) M_l(y - y_l) \quad (2.8)$$

où  $M_{diff}(y)$  représente la composante différentielle du courant magnétique. Nous pouvons à présent écrire le courant résultant comme une somme d'une onde incidente et d'une onde réfléchie, telle que présentée dans l'équation 2.9

$$M_{diff}(y) = M^+ e^{-\gamma y} + M^- e^{\gamma y} \quad (2.9)$$

$M^+$  et  $M^-$  représentent respectivement les coefficients de l'onde incidente et de l'onde réfléchie.  $\gamma$  est la constante de propagation complexe  $\gamma = \alpha + j\beta$ . En utilisant un ensemble de points d'échantillonnage  $y_m$  nous pouvons écrire l'équation 2.9 sous la forme suivante:

$$M_{diff}(y_m) = M^+ e^{-\gamma y_m} + M^- e^{\gamma y_m} \quad (2.10)$$

où  $M_{diff}(y_m)$  représente le courant magnétique échantillonné à la position  $y_m$ . L'équation 2.10 contient trois inconnues:  $M^+$ ,  $M^-$  et  $\gamma$ . Or, dans notre technique de calcul des coefficients de propagation nous allons considérer les lignes sans pertes. Les raisons d'une telle simplification est la longueur très restreinte des lignes de

transmission ajoutée à la sensibilité de la sonde utilisée qui ne permettent pas de visualiser une atténuation assez forte sur le segment de ligne de transmission mesuré. L'équation précédente peut être réécrite sous la forme matricielle suivante en remplaçant  $\gamma$  par  $j\beta$  :

$$\begin{bmatrix} e^{-j\beta y_1} & e^{j\beta y_1} \\ e^{-j\beta y_2} & e^{j\beta y_2} \\ \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ e^{-j\beta y_{m-1}} & e^{j\beta y_{m-1}} \\ e^{-j\beta y_m} & e^{j\beta y_m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M^+ \\ M^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M(y_1) \\ M(y_2) \\ \dots \\ \dots \\ M(y_{m-1}) \\ M(y_m) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Un programme en code Matlab a été écrit pour résoudre ce système. Ce programme utilise un algorithme de minimisation simplex (Nelder et Mead, 1965) codé dans les fonctions *fminsearch* et *fminbnd* de Matlab. le programme utilise aussi la méthode de décomposition en valeur singulière *SVD* calculer  $M^+$  et  $M^-$ . L'algorithme évalue la solution du système de l'équation 2.11 en prenant la valeur de  $\beta_0$  comme valeur de départ. Après l'inversion du système et le calcul des facteurs  $M^+$  et  $M^-$ , le programme calcule le résidus et change la valeur de  $\beta$ .

$$\varepsilon = \min_{\beta} \left\| \begin{bmatrix} e^{-j\beta y_1} & e^{j\beta y_1} \\ & \dots \\ e^{-j\beta y_m} & e^{j\beta y_m} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} M(y_1) \\ \dots \\ M(y_m) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M^+ \\ M^- \end{bmatrix} \right\|^2 \quad (2.12)$$

Cette boucle est répétée de façon itérative jusqu'à atteindre un résidu minimum. En ce qui concerne le coefficient de réflexion sur la ligne de transmission il est obtenu par le rapport du facteur de l'onde réfléchie sur le facteur de l'onde incidente tel que présenté dans l'équation suivante:

$$S_{11} = \frac{M^-}{M^+} \quad (2.13)$$

Le code du programme utilisé est présenté à l'Annexe III.

#### 2.3.4 Résultats préliminaires

Afin de valider la théorie présentée dans la section précédente, nous avons effectué des mesures en champ proche sur notre circuit test constitué de la ligne de transmission micro-ruban terminée par une charge et qui est présentée à la figure 2.3. Comme cette méthode mesure le champ proche au-dessus du segment de ligne de transmission et calcule les coefficients de l'onde incidente et l'onde réfléchie di-

rectement à un plan de référence sur la ligne, nous avons utilisé une trousse de calibration *TRL* afin de déplacer le plan de référence à un point de mesure sur la ligne. De cette manière, nous aurons une comparaison plus rigoureuse entre les mesures des paramètres  $S$  obtenues avec l'analyseur de réseau et celles obtenues par mesures en champ proche. Pour fin de comparaison avec une valeur référence, le facteur de phase  $\beta$  a été calculé à l'aide d'outils commerciaux (ATLASS et ADS LineCalc).

Les mesures ont été effectuées à une fréquence  $7\text{ GHz}$ , avec une sonde dipôle placée à une hauteur de 1 mm au-dessus du circuit. La ligne de transmission a été modélisée par 96 fonctions de base (48 fonctions de chaque côté de la ligne) et la grille de mesures comportait 1105 points repartis sur un rectangle de 17 positions selon l'axe X par 65 positions selon l'axe Y. À cette fréquence le coefficient de réflexion mesuré par l'analyseur de réseau est  $S_{11} = -6,48\text{ dB}$  tandis que le facteur de phase théorique est  $\beta = 239,17\text{ rad/m}$ . Le coefficient de réflexion obtenu avec notre méthode est  $S_{11} = -6,54\text{ dB}$  et le facteur de phase  $\beta$  estimé est  $244,53\text{ rad/m}$ . Ces résultats indiquent qu'il y a une très bonne concordance entre les résultats de notre technique et ceux obtenus avec les techniques traditionnelles, soit une erreur inférieure à 1% pour le coefficient de réflexion et de 2% pour le facteur de phase. Afin de vérifier les effets du nombre de fonctions de bases et du nombre de points de mesures sur les résultats de la méthode, nous avons effectué plusieurs essais et

nous avons compilé les résultats dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1 Étude de l'effet de la variation du nombre de points de mesures et du nombre de fonctions de bases sur  $S_{11}$  et  $\beta$

<i>Nombre de points</i>	<i>Nombre de fonctions de base</i>	$S_{11}$ (dB)	$\beta$ (rad/m)
1105 (17x65)	96 (2x48)	-6,54	244,53
1089 (33x33)	96 (2x48)	-6,48	244,84
561 (17x33)	56 (2x28)	-6,36	245,08

Cette méthode présente des résultats de  $S_{11}$  très similaires à ceux obtenus avec l'analyseur de réseau et des valeurs de  $\beta$  très proches de celles calculées avec des modèles théoriques de lignes de transmission. Cependant elle présente un très gros désavantage en ce qui concerne le temps de traitement. En effet, la mesure en champ proche requiert une moyenne de 1 seconde par point de mesure. Cette opération dure en moyenne 10 à 15 minutes pour toute la grille de points. Il faut ajouter à cela le temps de calcul de la matrice d'impédances, qui comporte habituellement des centaines d'éléments, dans le programme *Slot* et le temps de résolution du problème inverse, avant de calculer la distribution de courant sur le segment de ligne de transmission. Cette procédure dure en moyenne 5 minutes par fréquence d'opération. Finalement le temps de calcul des paramètres S et du facteur de phase sont négligeable puisque la matrice en jeu est réduite à une matrice de deux colonnes

et un nombre de lignes égale à la moitié du nombre de fonctions de base qui modélise le segment de ligne de transmission, soit quelques dizaines de lignes tout au plus. En conclusion, nous avons développé une méthode de calcul des paramètres  $S$  et du facteur de phase qui donne des résultats très prometteurs. Il nous reste à présent à minimiser le temps d'opération pour la rendre plus utilisable en pratique.

## **2.4 La technique des moindres carrés appliquée aux mesures du champ électrique tangentiel**

Dans notre recherche vers une solution plus rapide pour l'extraction des paramètres  $S$  et du facteur de phase  $\beta$ , nous avons essayé de simplifier la technique de façon à ne plus avoir besoin d'extraire les coefficients d'un grand nombre de fonctions de base servant à représenter la distribution de courant magnétique équivalent sur la structure sous test. En effet, puisque c'est l'étape la plus longue, nous avons décidé de trouver un substitut à la distribution de courant pour calculer les paramètres désirés.

Nous remarquons sur la figure 2.5 que l'amplitude maximale de la composante tangentielle du champ électrique se trouve de chaque côté du segment de ligne de transmission mesurée. Si nous traçons l'allure de l'amplitude de cette composante au-dessus de ces deux maximums, nous obtenons la figure 2.9.



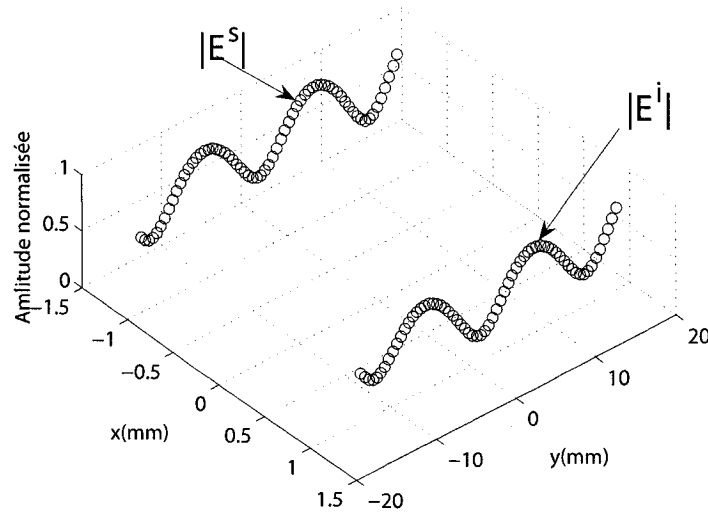


Figure 2.9 Amplitude normalisée de la composante tangentielle  $E_x$  mesurée de chaque côté de la ligne de transmission.

Nous remarquons que l'allure de cette courbe ressemble beaucoup à la variation de la distribution de courant magnétique équivalent calculée par le programme *Slot*. Ceci est logique si nous considérons le fait que la distribution de courant magnétique est directement liée à la composante tangentielle du champ électrique.  $E^s$  et  $E^i$  représentent respectivement la composante du champ électrique tangentiel sur le bord supérieur et inférieur du segment mesuré de la ligne de transmission.

La courbe de phase présentée à la figure 2.10 nous montre la différence de phase  $\angle E^s - \angle E^i$ . Nous nous attendions à une différence de phase de  $180^\circ$ . Ce résultat est assez bien confirmé.

À partir de là, nous pouvons supposer que la composante tangentielle du champ

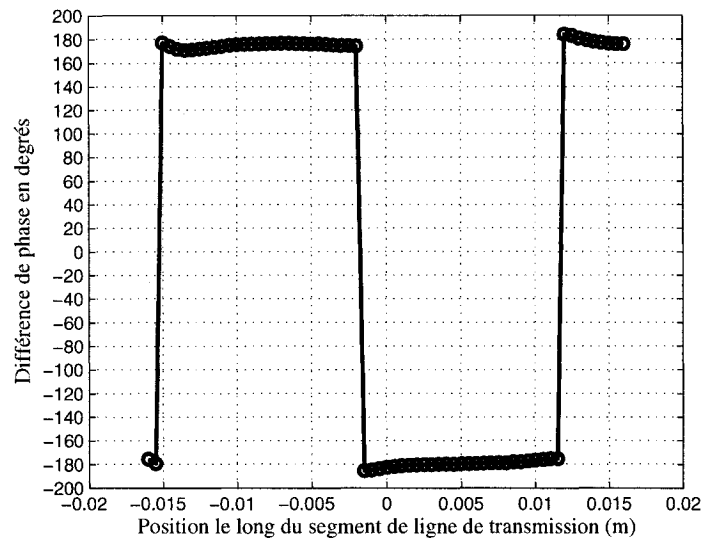


Figure 2.10 Différence de phase entre les composantes tangentielles du champ électrique mesuré de chaque côté de la ligne de transmission.

électrique, mesurée au-dessus du segment de ligne de transmission, peut être décomposée en une onde incidente et une onde réfléchie. Ceci revient à réduire le nombre de fonctions de base dans le système à uniquement deux fonctions, soit une fonction couvrant tout le domaine  $y$  sur chacun des deux bords du ruban formant la ligne. De plus, cette méthode suppose que la mesure de sonde est directement proportionnelle au champ local. L'effet de convolution de la sonde de dimension finie avec le champ local est donc négligé. Par conséquent, nous pouvons remplacer l'équation 2.11 par le système suivant:

$$\begin{bmatrix} e^{-j\beta y_1} & e^{j\beta y_1} \\ e^{-j\beta y_2} & e^{j\beta y_2} \\ \dots & \dots \\ e^{-j\beta y_{m-1}} & e^{j\beta y_{m-1}} \\ e^{-j\beta y_m} & e^{j\beta y_m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} E^+ \\ E^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{tan}(y_1) \\ E_{tan}(y_2) \\ \dots \\ E_{tan}(y_{m-1}) \\ E_{tan}(y_m) \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

avec  $E_{tan}(y) = E^s(y) - E^i(y)$

Afin de valider cette hypothèse, nous avons utilisé le même circuit sous test que dans le cas précédent (voir section 2.3). À l'aide d'une sonde dipôle nous avons effectué une mesure en champ proche à une hauteur  $h = 1 \text{ mm}$ . Les mesures ont été effectuées sur deux lignes parallèles à la ligne de transmission et qui correspondent à l'emplacement du maximum de la composante tangentielle du champ électrique. Le nombre de points de mesures sont de 65 points par ligne. Le calcul des facteurs de l'onde incidente, de l'onde réfléchie et du facteur de phase se font à l'aide du même programme MatLab que dans le cas des courants magnétiques. Le vecteur  $E_{tan}(y_m)$  remplace le vecteur du courant magnétique différentiel. Les mesures ont été effectuées à la même fréquence  $7 \text{ GHz}$ . Les résultats expérimentaux obtenus sont  $|S_{11}| = -6,27 \text{ dB}$  et  $\beta = 243,83 \text{ dB}$ . Ces valeurs sont similaires à celles obtenues par la méthode des courants magnétiques et par l'analyseur de réseau avec des

erreurs de l'ordre de 2% pour  $S_{11}$  et  $\beta$ . De plus, cette nouvelle technique présente l'avantage d'un temps de mesures et de calcul très court. À une seconde par point de mesures en champ proche nous pouvons calculer les paramètres de propagation de cette ligne de transmission en moins de 5 minutes et cela pour un intervalle de 51 fréquences au lieu 20 minutes par fréquence dans le cas de la technique des courants magnétique. Le temps de mesures en champ proche est lui aussi réduit considérablement car la grille de points de mesures dont nous avons besoin est plus petite, ce qui fait une réduction du temps de traitement total pour 51 fréquences par un facteur d'à peu près 200.

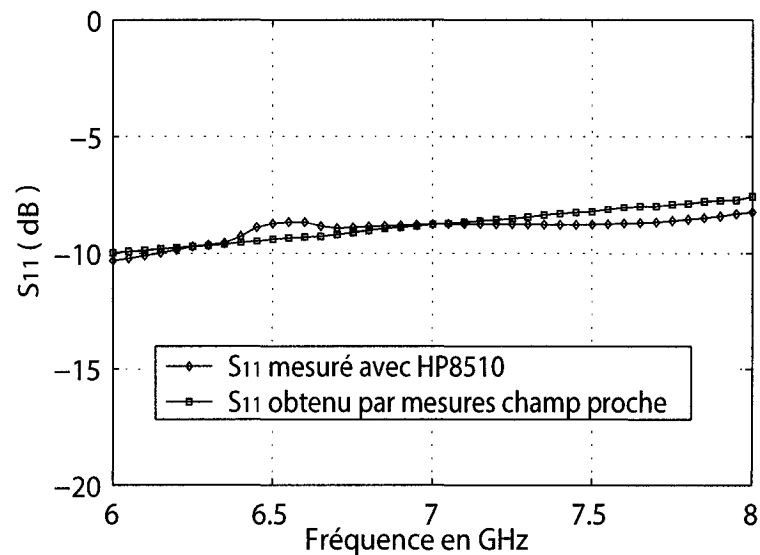


Figure 2.11 Courbes des coefficients de réflexion  $S_{11}$  en fonction de la fréquence.

La figure 2.11 présente une courbe comparative de la variation de  $S_{11}$  en fonction de la fréquence. Nous constatons une grande similitude entre les deux courbes. Le nombre de points de mesures nécessaires pour calculer une telle courbe est

de 138 comparativement à 561 points dans le meilleur cas de la technique des courants magnétique. Le temps de calcul passe de plusieurs dizaine de minutes à quelques secondes. Avec de tels résultats, nous pouvons aller de l'avant avec cette technique et mesurer les coefficients de réflexion et de transmission de différents circuits imprimés à plusieurs étages.

## 2.5 Étude comparative entre la méthode des moindres carrés et la transformée de Fourier

Afin de valider les résultats de la méthode des moindres carrés présentée à la section 2.3.3, nous avons effectué une étude comparative avec la technique de la transformée de Fourier pour calculer les coefficients de propagation d'une ligne de transmission. Pour ce faire, nous avons simulé une mesure en champ proche au-dessus d'une ligne de transmission ayant un coefficient de réflexion  $|\Gamma| = 0,5$  et un facteur de phase  $\beta = 209,43 \text{ rad/m}$ .

Considérons le signal  $E_{tan}(y)$  représentant le champ électrique tangentiel le long de l'axe  $y$ . La période de ce signal est égale à la longueur d'onde guidée ( $E_{tan}(y + \lambda_g) = E_{tan}(y)$ ). À l'aide de la fonction *FFT* de Matlab, nous avons calculé les coefficients de la transformée de Fourier discrete de l'amplitude du champ électrique tangentiel simulé. Puisque la forme du signal est sinusoïdale et que la fenêtre d'échantillonnage

a une longueur égale à un multiple de la période du signal nous devrions avoir un coefficient non nul pour la composante fondamentale et des coefficients nuls ou presque pour les harmoniques supérieures.

La figure 2.12 est une représentation en impulsions dirac de la transformée de Fourier discrète du signal  $E_{tan}(y)$ . L'amplitude des composantes spectrales sont normalisée et la partie représentant les fréquences négative a été omise à cause de la symétrie.

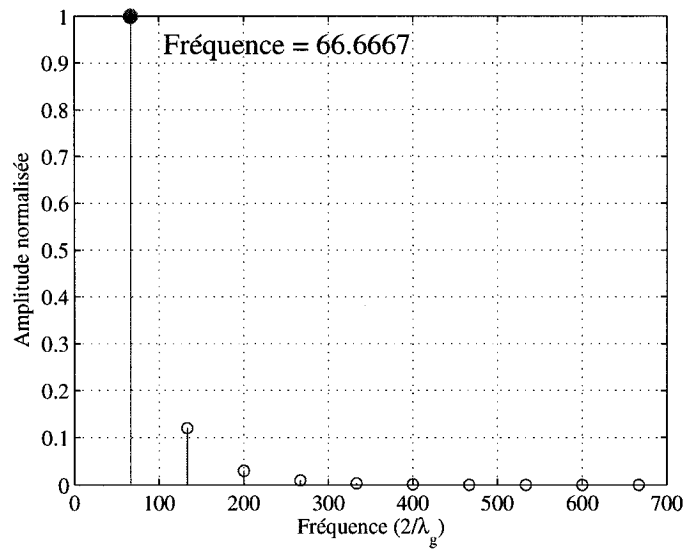


Figure 2.12 Représentation de la transformée de fourier discrète du signal  $E_{tan}(y)$ .

Nous remarquons que l'amplitude de la composante fondamentale est largement supérieure à l'amplitudes des harmoniques. De plus, la fréquence du signal nous permet de calculer un facteur de phase  $\beta = 209,43 \text{ rad/m}$  tel que prévu. En effet, en calculant la fréquence de la fondamentale, nous pouvons en déduire la longueur

d'onde guidée et utiliser la formule 2.3 pour calculer  $\beta$ . À présent, nous pouvons décomposer le signal  $E_{tan}(y)$  en une série de Fourier complexe telle que présenté dans l'équation suivante:

$$E_{tan}(y) = \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} C_n \exp(jn2\pi fy) \quad (2.15)$$

Avec  $f = \frac{1}{\lambda_g}$

Dans le cas qui nous interesse, seules les valeurs de  $n = \pm 1$  seront considérées. Par conséquent, nous nous retrouvons avec une décomposition en deux ondes qui se propagent dans deux directions opposées et peuvent être représentées par une onde incidente et une onde réfléchie. (voir équation 2.16)

$$\begin{aligned} C_{+1} &= \sum_{k=1}^{k=K} E_{tan}(y_k) \exp\left(\frac{2\pi j}{\lambda_g} k \Delta y\right) \\ C_{-1} &= \sum_{k=1}^{k=K} E_{tan}(y_k) \exp\left(-\frac{2\pi j}{\lambda_g} k \Delta y\right) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Le rapport entre ces deux termes représente le coefficient de réflexion sur la ligne de transmission mesurée. Par conséquent, il est possible de calculer les paramètres

de propagation sur une ligne de transmission en utilisant la transformée de Fourier. Cependant, le segment de ligne de transmission mesuré doit avoir une longueur supérieure à une demie longueur d'onde guidée afin d'avoir une période du signal échantillonné. La figure 2.13 représente une comparaison entre le calcul du coefficient de réflexion en utilisant la méthode des moindres carrés (*MC*) et la méthode de la transformée de Fourier (*FFT*) en fonction de la longueur de la ligne de transmission mesurée.

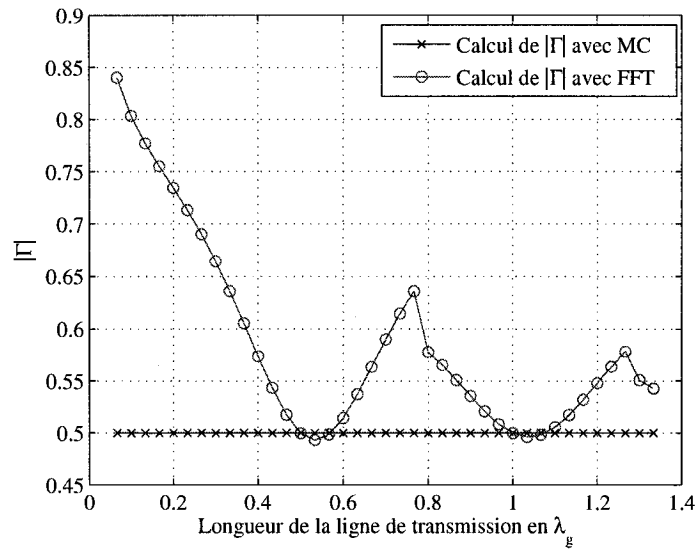


Figure 2.13 Courbes comparatives pour le calcul de  $|\Gamma|$  en fonction de la longueur de la ligne de transmission utilisant la méthode des moindres carrés et la transformée de Fourier discrète.

Nous remarquons que la longueur du segment mesuré a un effet direct sur le calcul du coefficient de réflexion sur une ligne de transmission en ce qui concerne la transformée de Fourier. En effet, lorsque la longueur de la ligne est proche d'un multiple de  $\frac{\lambda_g}{2}$ , la valeur du coefficient de réflexion s'approche de la valeur théorique. Par



contre, l'utilisation de la méthode des moindres carrées n'impose pas cette condition puisque la valeur du coefficient de réflexion calculé est très proche de la valeur théorique même pour des longueurs de ligne de transmission inférieures à  $0,1\lambda_g$ .

## 2.6 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes étapes de d'analyse qui nous ont menées vers l'élaboration de la techniques des moindres carrés pour calculer les coefficients de propagations au-dessus d'une ligne de transmission à partir des mesures en champ proche. Nous avons dans un premier temps appliqué la méthode aux courants magnétiques équivalents sur une ligne de transmission. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et prouvent que le calcul de  $\beta$  et du coefficient de réflexion  $\Gamma$  étaient possibles à partir des mesures en champ proche. Cependant, le temps de calcul à partir des courants magnétiques équivalents rendait la technique de calcul inintéressante. Nous avons constaté que les étapes les plus longues étaient le temps de mesures en champ proche et le temps de calcul des coefficients de courants magnétiques équivalents. En effet, la grille de mesures en champ proche est constituée de quelques centaines de points et la taille de la matrice d'impédance est directement liée à ce nombre de points de mesures. À partir de là, nous avons contourné l'étape d'inversion et nous avons utilisé directement les mesures du champ électrique tangentiel. Les résultats obtenus nous démontrent que la mé-

thode des moindres carrés fonctionne très bien. La dernière section de ce chapitre renforce l'avantage de l'utilisation de cette méthode puisque la longueur minimum de ligne de transmission nécessaire à sonder pour calculer  $\beta$  et  $\Gamma$  précisément est de l'ordre de  $0,1\lambda_g$ . Cette particularité permet d'utiliser cette méthode pour la caractérisation de la plupart des circuits micro-ondes.

## CHAPITRE 3

### CARACTÉRISATION DES CIRCUITS IMPRIMÉS -RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX-

#### 3.1 Introduction

Nous avons développé, dans le chapitre précédent, une nouvelle technique de caractérisation des circuits imprimés micro-ondes en utilisant des mesures en champ proche. Les résultats théoriques que nous avons obtenus nous ont encouragé à entamer des essais expérimentaux sur des structures simples (lignes de transmission terminées par une charge). À partir de là, nous avons constaté que notre méthode de calcul donnait des résultats qui correspondaient très bien aux résultats obtenus par simulations ainsi qu'aux résultats obtenus par des techniques classiques de mesures des paramètres  $S$  d'un circuit micro-ondes pour des circuits ayant accès aux ports de mesures, condition impérative pour une mesure avec un analyseur de réseau. À cet effet, l'avantage de notre technique réside particulièrement dans la possibilité pour le circuit sous test de ne pas avoir accès aux portes de mesures et peut donc être n'importe quel sous-circuit entrant dans la composition d'un circuit complet. L'étape suivante dans le processus de validation de cette nouvelle technique est de

l'appliquer à des circuits imprimés plus complexes.

Nous avons choisi des circuits de test qui sont représentatifs des différents circuits imprimés utilisés dans des applications *RF*. Nous avons d'abord commencé par une ligne de transmission terminée par une charge quelconque afin de valider la technique (voir chapitre 2). Ce circuit représente le cas d'un circuit à une seule porte. Par la suite, nous avons fabriqué et mesuré un filtre passe-bande afin de valider la possibilité de calculer le coefficient de transmission sur un circuit à deux portes. La généralisation de la technique a été vérifiée sur un circuit multi-portes représenté par un diviseur Wilkinson à deux étages de division représentant le circuit d'alimentation éventuel d'un réseau d'antennes. Pour finir, nous présenterons les résultats de mesure et d'analyse dans le cas de réseaux d'antenne avec, dans un premier temps, un circuit d'alimentation non-isolé des éléments rayonnants puis d'un circuit d'alimentation isolé des éléments rayonnants.

### **3.2 Caractérisation d'un filtre passe-bande en technologie micro-ruban**

#### **-Cas d'un circuit 2 portes-**

Le choix d'un filtre passe-bande en technologie micro-ruban a été fait en fonction de sa simplicité de conception et par le fait que c'est une structure qui nous permettra de vérifier plusieurs caractéristiques. En effet, en plus du coefficient de réflexion,

nous devons mesurer le coefficient de transmission en amplitude et en phase. De plus, les mesures sur l'analyseur de réseau permettent de déterminer le nombre de pôles qu'un filtre présente. Toutes ces caractéristiques seront comparées afin de valider les avantages et les limites de notre technique.

### 3.2.1 Conception d'un filtre passe-bande

La filtre que nous avons conçu et dont le masque est présenté à la figure 3.1 a été inspiré de (Gao et Wolff, 1998).

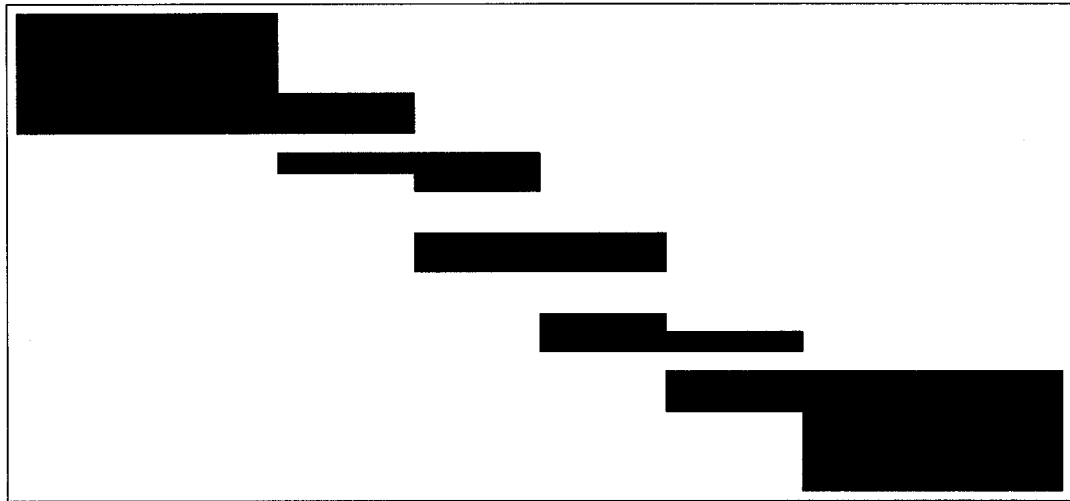


Figure 3.1 Masque d'un filtre passe-bande à trois résonateurs en technologie micro-ruban.

C'est un filtre à lignes couplées contenant trois résonateurs. Les paramètres de conceptions ont été optimisés par l'auteur de l'article pour une fréquence centrale de  $12\text{ GHz}$ . Pour notre part, nous avons simulé la réponse du filtre avec les dimensions présentées dans l'article et nous en avons fait la fabrication sur un substrat en RT

Duroid 6006 ( $\epsilon_r = 6,15$ ,  $h = 635 \mu m$ ) de la compagnie Rogers. La réponse en fréquence du filtre a été calculée avec le logiciel *Agilent ADS*. Les courbes du coefficient de réflexion et du coefficient de transmission sont présentées à la figure 3.2

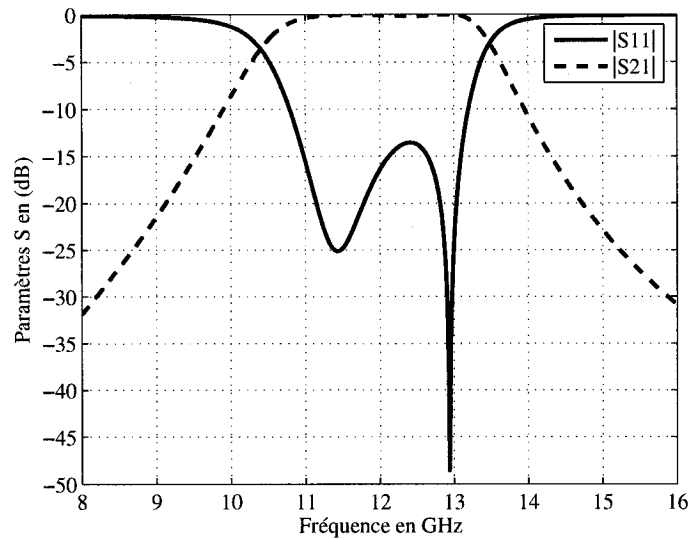


Figure 3.2 Réponse en fréquence du filtre simulé par Agilent ADS.

### 3.2.2 Mesure de la réponse en fréquence d'un filtre passe-bande

Nous tenterons de calculer, à l'aide de la technique de mesure en champ proche, le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission du filtre en amplitude et en phase. Ces valeurs seront comparées aux résultats de mesures avec un analyseur de réseaux.

Si nous considérons le graphe de fluence à la figure 3.3 représentant un dispositif

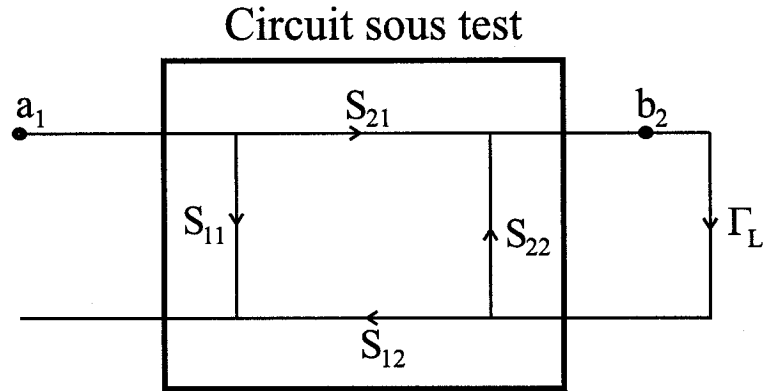


Figure 3.3 Graphe de de fluence représentant un circuit sous test à deux portes.

à deux portes, nous pouvons calculer le rapport de l'onde incidente à la porte 1 et de l'onde transmise à la porte 2 par l'équation suivante:

$$\frac{b_2}{a_1} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (3.1)$$

Le coefficient de transmission que nous désirons mesurer est le paramètre  $S_{21}$  du *CST*. Si la porte 2 du circuit n'est pas adaptée et que la ligne de transmission à sa sortie est terminée par une charge quelconque, nous ne pourrions pas alors isoler le paramètre  $S_{21}$  à partir du rapport  $\frac{b_2}{a_1}$ . Par contre, si le coefficient de réflexion à la porte 2 du circuit est faible (bonne adaptation) ou que la ligne de transmission à la sortie du circuit est terminée par une charge adaptée alors le dénominateur de l'équation 3.1 tend vers 1 et par conséquent le rapport  $\frac{b_2}{a_1}$  tend vers  $S_{21}$ .

À partir de là, nous pourrions commencer l'étape des mesures en champ proche

pour le cas d'un circuit à deux portes.

Le filtre est placé dans une monture de marque Wiltron, modèle *3680K* avec une charge adaptée coaxiale connectée à la porte 2. À l'aide de la sonde dipôle, nous avons mesuré la composante tangentielle du champ électrique selon une grille de 671 points répartis en 61 points selon l'axe des X et 11 points selon l'axe des Y. La grille de points ne couvre qu'un côté de la ligne de transmission tel que illustré à la figure 3.4. Puisque le champ électrique tangentiel présente une symétrie impaire des deux côtés de la ligne de transmission, il suffit donc de mesurer un seul côté pour extraire l'information utile à la résolution du système d'équations 2.14.

Les mesures sont prise au dessus de la ligne d'entrée du filtre (porte 1) et de la ligne de sortie (porte 2). Chaque mesure permettra de calculer les coefficients de l'onde incidente et de l'onde réfléchie à un plan de référence donné.

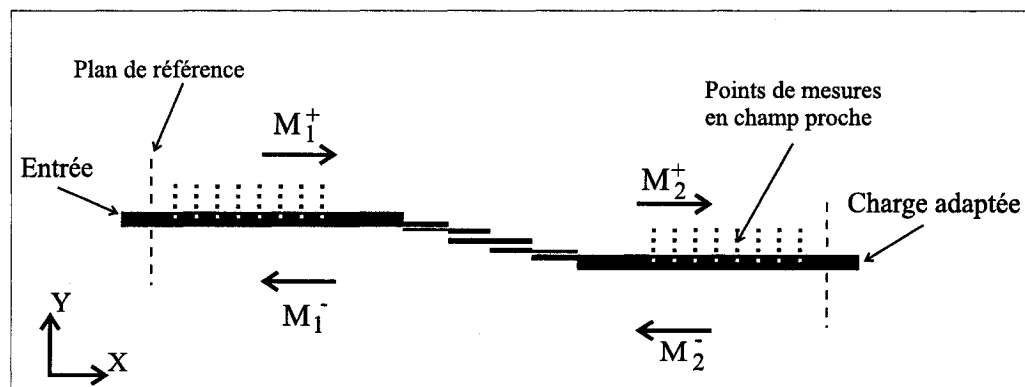


Figure 3.4 Mesures en champ proche au dessus d'un filtre pour l'extraction de la réponse en fréquence.

Le filtre est terminé par une charge adaptée afin de satisfaire les conditions dictées



par l'équation 3.1. De plus, il est alimenté par la source d'un analyseur de réseaux *HP8510* (porte 1). La sonde est connectée à la porte 2 de l'analyseur.

Les coefficients des ondes incidentes et ondes réfléchies pour chaque ligne de transmission ( $M_i^+$  et  $M_i^-$ ) sont calculés à l'aide de l'équation 2.11. On définit le coefficient de transmission du filtre par le rapport du coefficient de l'onde transmise à la porte 2 du filtre et le coefficient de l'onde incidente à la porte 1 tel que présenté à l'équation 3.2

$$S_{11} = \frac{M_2^+}{M_1^+} \quad (3.2)$$

Il est important de noter que la convention des signes est très importante. Dans le cas qui nous interesse le sens positif de l'onde incidente et l'onde transmise sont considérés dans le sens du signal: partant de la source vers la charge. La sonde utilisée est le dipôle présenté à la section 1.5. Ce dernier est placé à une hauteur de  $1\text{ mm}$  soit  $\frac{\lambda}{25}$  à la fréquence centrale du filtre au dessus du circuit sous test. Les mesures sont faites à 201 points de fréquences sur un intervalle de  $6\text{ GHz}$  à  $16\text{ GHz}$ . Pour comparer les résultats obtenus avec la technique de mesures en champ proche, nous avons mesuré la réponse en fréquences du filtre en connectant directement les deux portes d'accès du filtre aux portes de l'analyseur de réseaux.

Dans un souci de rigueur, nous avons effectué une calibration de type *TRL* à l'analyseur de réseaux afin que les plans de référence ne soient pas au niveau des

connecteurs coaxiaux de la monture. La raison de cette procédure est d'éviter l'effet des connecteurs qui ne sont pas pris en compte lors du calcul des paramètres de transmission et de réflexion avec la technique des mesures en champ proche. La figure 3.5 présente les courbes du coefficient de réflexion mesuré par les deux méthodes. Nous constatons une très grande similitude entre les deux résultats sur toute la bande de fréquences et sur une plage dynamique de 20 dB.

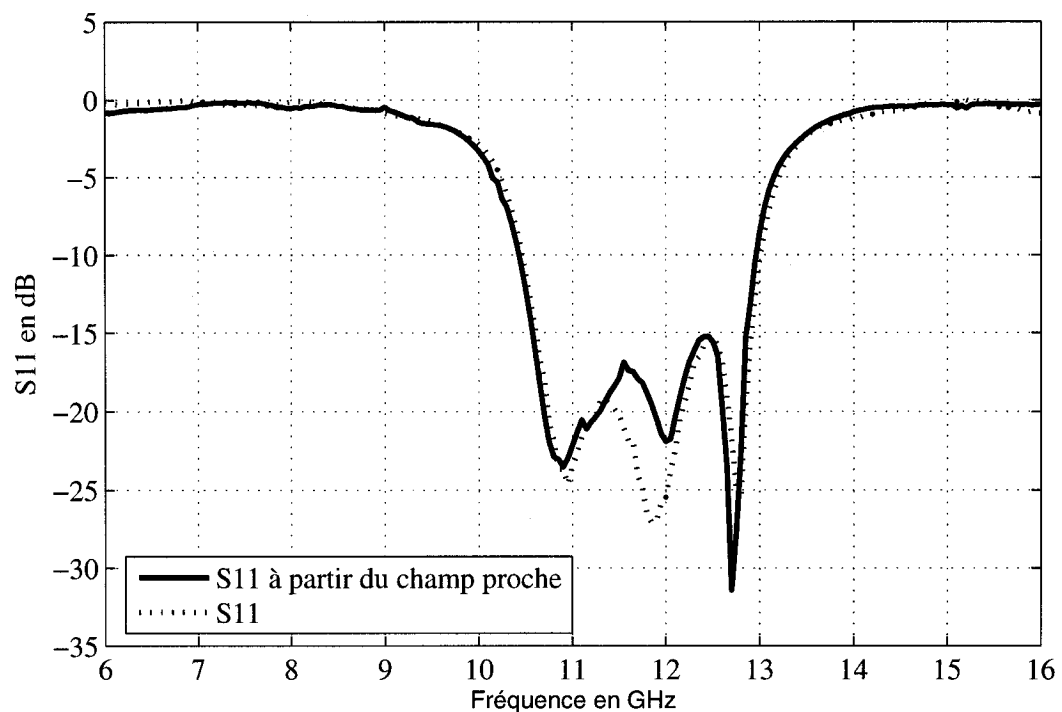


Figure 3.5 Courbes comparatives de l'amplitude du coefficient de réflexion du filtre passe-bande en utilisant deux méthode de mesures.

Nous allons maintenant vérifier si les conditions de l'équation 3.1 sont respectées et que nous pouvons mesurer le coefficient de transmission à l'aide des technique de mesures en champ proche.

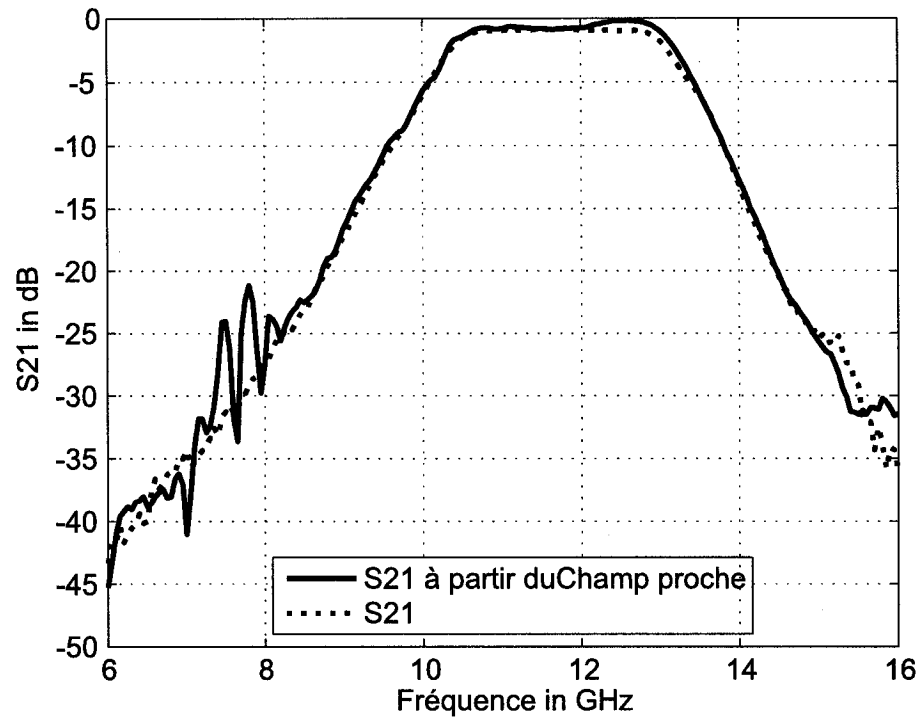


Figure 3.6 Courbes comparatives de l'amplitude du coefficient de transmission du filtre passe-bande en utilisant deux méthode de mesures.

La figure 3.5 présente les courbes comparatives du coefficient de transmission du filtre mesuré par la technique de mesure en champ proche et celui mesuré en connectant l'analyseur de réseaux directement aux portes du filtre. Nous constatons là encore une très bonne similitude entre les deux courbes sur une plage dynamique de 25 *dB*. La différence entre les deux courbes dans les niveaux les plus bas est dû au bruit puisque dans cette zone, le filtre n'étant pas adapté, le niveaux du champ électrique tangentiel à la sortie du filtre est très bas par rapport à la zone où le filtre est bien adapté. L'effet du bruit devient donc important et les variations du champs peuvent engendrer des erreurs non négligeables. D'un autre côté, dans la

région des fréquences inférieurs à la fréquence centrale, la longueur électrique du segment de la ligne de transmission mesurée est réduite ( $\lambda/2$  à la fréquence centrale). Ceci explique les variations plus importantes à basse fréquence qu'à haute fréquence.

Comme nous l'avons mentionné dans cette section, nous avons calibré l'analyseur de réseaux avec un plan de référence sur la ligne de transmission de chaque côté du filtre. Pour les mesures en champ proche, le plan de référence coïncide avec le premier point de mesure sur le segment de ligne mesuré. Ces deux plans ne sont pas forcément au même endroit. Ceci n'a pas de conséquence sur les courbes de l'amplitude de  $S_{11}$  ou l'amplitude de  $S_{21}$ . Par contre cet aspect prend toute son ampleur quand on compare les phases des coefficients de transmission mesurées et calculées. Comme nous le montre les courbes de la phase de  $S_{21}$  à la figure 3.7.

Nous remarquons une différence entre les deux courbe avec une différence entre les deux phase qui dépend de la fréquence. Pour nous aider à comprendre ce phénomène considérons la figure 3.8.

La différence de position entre les deux plan de référence insère une erreur de phase entre les deux courbe. Par contre, ce résultat n'enlève rien à la qualité de la technique de mesure en champ proche car cela ne représente finalement qu'un problème de repère. Pour mieux évaluer l'efficacité de la technique de mesures en

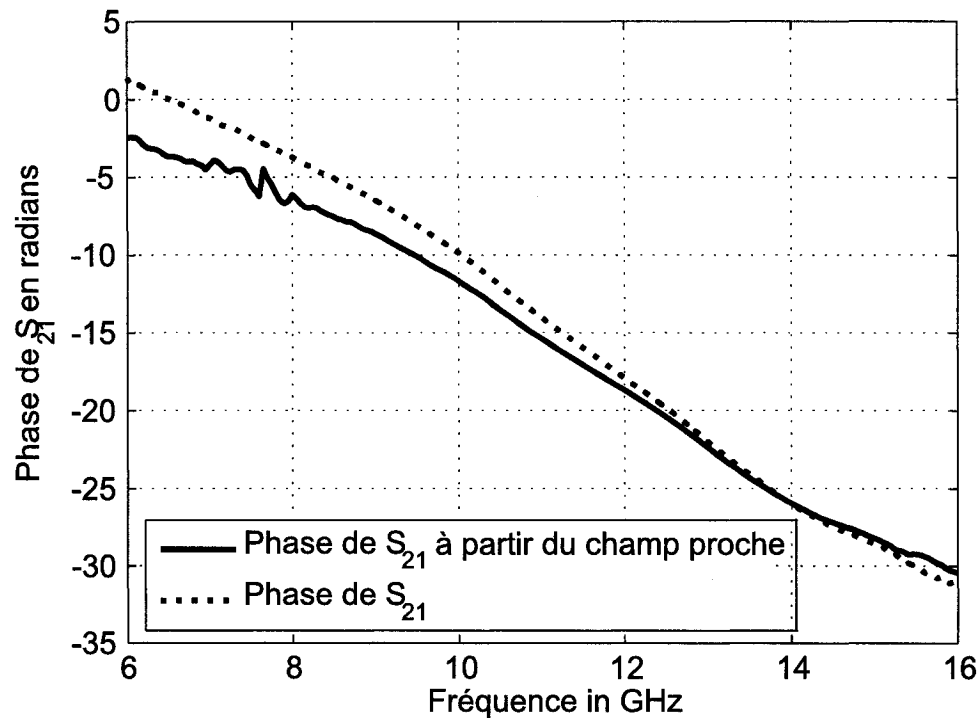


Figure 3.7 Courbes comparatives de la phase du coefficient de transmission du filtre passe-bande en utilisant deux méthode de mesures.

champ proche nous allons tracer la courbe de la vitesse de groupe qui est la dérivée de la phase par rapport à la fréquence angulaire de l'onde. De cette façon, nous pourrions comparer les deux méthode de mesure d'une façon plus rigoureuse.

La figure 3.9 présente une excellente concordance entre les deux méthodes de mesures. Encore une fois nous remarquons l'effet du bruit dans les zones où le filtre n'est pas adapté en plus du problème lié à la longueur des segments de lignes mesurés qui sont électriquement trop courts à basse fréquence.

À la lumière des résultats obtenus dans cette section, nous pouvons conclure que

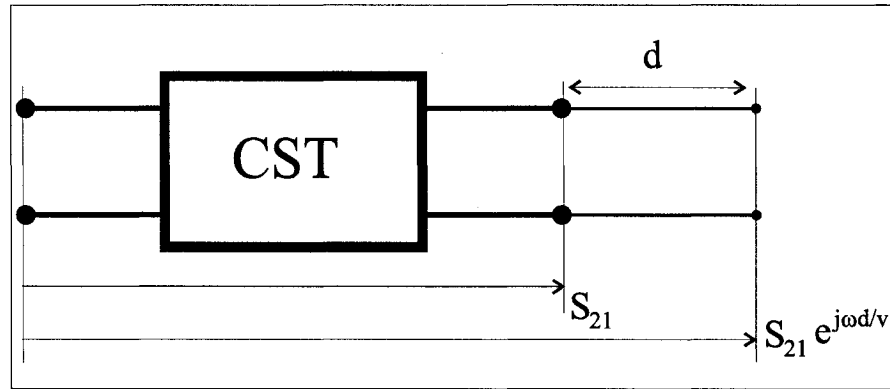


Figure 3.8 Schéma montrant l'effet de l'ajout d'un tronçon de ligne sur le coefficient de transmission.

la technique de mesure en champ proche permet sans l'ombre d'un doute de caractériser des circuits à deux portes. L'utilisateur n'a pas besoin de calibrer l'analyseur de réseaux ce qui rend cette technique encore plus intéressante. Par contre, on doit garantir d'avoir une charge bien adaptée à la porte de sortie.

### 3.3 Caractérisation d'un diviseur de puissance Wilkinson -Cas d'un circuit multi-portes

Nous présenterons dans cette section une technique expérimentale pour la caractérisation de circuits imprimés multi-portes. Jusqu'à présent nous avons traité avec succès le cas de circuits à une ou deux portes. Dans le cas de circuits multi-portes et multi-étages l'analyseur de réseau peut mesurer l'adaptation d'impédance du circuit à l'entrée de celui-ci, il ne peut pas, dans le cas d'un défaut, localiser précisément l'élément qui est en cause et l'étage du défaut. À l'aide de la technique de

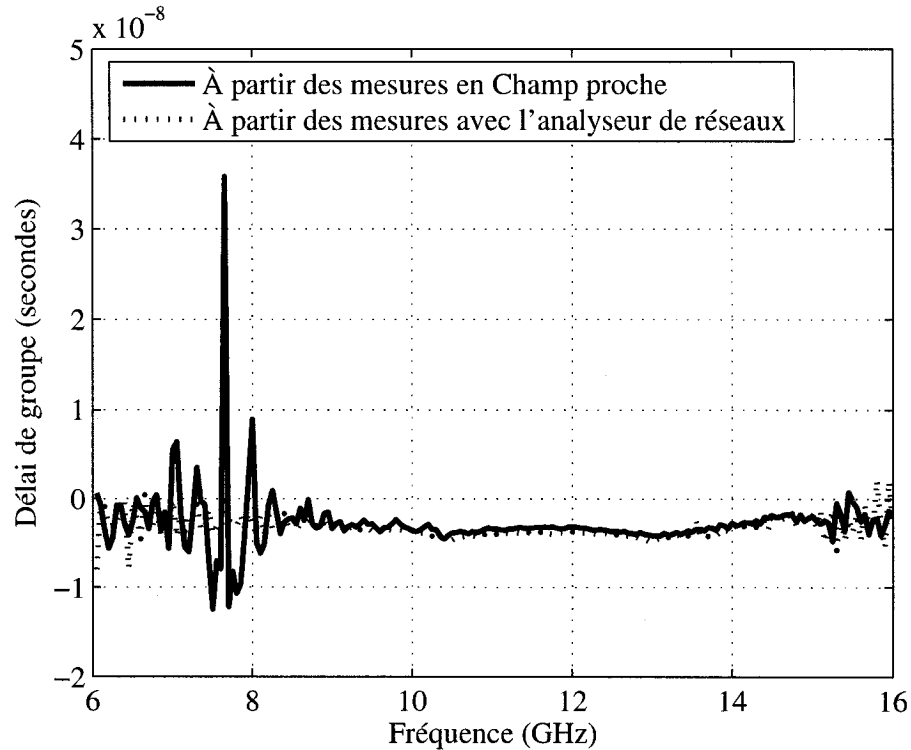


Figure 3.9 Courbes comparatives du groupe délai du filtre passe-bande en utilisant deux méthode de mesures.

mesure en champ proche, il est possible d'isoler chaque élément mesuré et calculer le coefficient de transmission entre la source du circuit et chacune des ses portes.

Nous étudierons le cas d'un circuit comprenant deux étages de division utilisant des diviseurs Wilkinson. Le masque du circuit est présenté à la figure 3.10

Pour notre test, nous avons d'abord branché des charges adaptées à chaque sortie du circuit (A1 à A4). Les diviseurs Wilkinson seront munis dans cette première étape de leur résistance d'isolation de  $100\Omega$ . Cette topologie est considérée comme le cas idéal car les portes de sortie du circuit sont isolées les unes des autres. Par

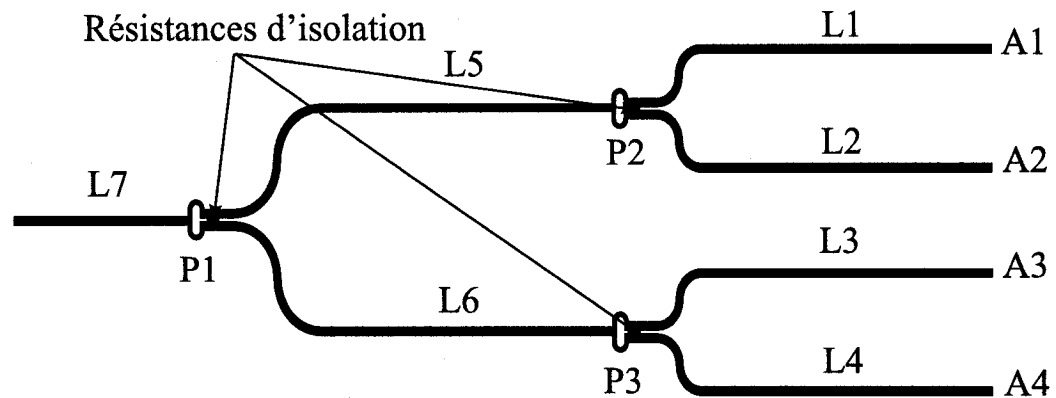


Figure 3.10 Circuit d'alimentation d'un réseau à 4 éléments utilisant des diviseurs Wilkinson.

conséquent, l'effet d'une mauvaise adaptation d'impédance à l'une des portes de sortie du circuit, causée par un défaut ou un couplage mutuel inattendu entre les éléments du réseau, n'apparaît que sur la ligne de transmission qui mène vers la porte en question et n'affecte pas les autres portes. De cette manière, l'onde stationnaire mesurée sur chacune des lignes de transmission du circuit peut être associée à la présence éventuelle d'un défaut dans la portion du circuit qui suit le segment en question. À titre d'exemple, une onde stationnaire présente sur le segment L5 dans la figure 3.10 peut être le résultat d'un défaut du diviseur de puissance P2, d'une mauvaise adaptation à la porte A1 ou encore une mauvaise adaptation à la porte A2. L'étude de l'onde stationnaire sur les segments L1 et L2 permettra d'identifier l'élément défectueux. Ici nous avons choisi le cas d'une seule charge qui est mal adaptée, il est normal de penser que dans un cas pratique, plus d'une charge peut être en défaut, ou encore que le diviseur lui-même soit mal conçu. Dans ce cas, l'analyse d'un tel circuit se fait en partant des charges vers la



source.

Le tableau 3.1 présente le taux d'onde stationnaire (TOS) obtenu par mesure en champ proche au dessus de chaque segment de ligne de transmission. Les mesures ont été effectuées à une fréquence  $F = 10\text{ GHz}$  au dessus des segments de ligne d'une longueur  $L = 1,2\text{ cm}$  représentant approximativement  $\frac{2}{3}\lambda_g$ . La grille de points au dessus de chaque segment mesuré comportait 121 points le long de la ligne et 13 points dans son plan transverse. La sonde dipôle a été placée à une hauteur de  $1\text{ mm}$  au dessus du circuit sous test. Les coefficients des ondes incidentes et des ondes réfléchies sur chaque ligne de transmission ont été calculés pour en extraire le coefficient de réflexion  $\Gamma$  puis le TOS à l'aide de l'équation 2.2 .

Quand toutes les portes sont terminées par des charges adaptées ( $50\Omega$  dans ce cas-ci), le TOS est proche de 1 sur tous les segments, signe d'une bonne adaptation, comme cela était prévu. Par contre, lorsqu'un défaut à la porte 2 est simulé par une impédance circuit ouvert, nous pouvons constater que le TOS augmente sur la ligne L2. Puisque les lignes L1, L3 et L4 sont terminées par des charges adaptées, le TOS sur ces lignes reste proche de 1. Concernant les autres segment mesurés, lorsque la porte A2 est terminée par un circuit ouvert, une partie de la puissance réfléchie est acheminée vers le segment L5 tandis que l'autre partie est dissipée dans la résistance d'isolation. Par conséquent, le TOS sur le segment L5 devient plus grand, signe d'une mauvaise adaptation à l'une de ses portes de sortie. Le

Tableau 3.1 Taux d'onde stationnaire sur les segments des lignes de transmission d'un circuit d'alimentation

Numéro de segment	Diviseurs avec résistances d'isolation		Diviseurs sans résistances d'isolation	
	A2:50Ω	A2:Ouvert	A2:50Ω	A2:Ouvert
L1	1,24	1,27	1,30	1,19
L2	1,31	13,9	1,28	14,9
L3	1,09	1,14	1,10	1,11
L4	1,25	1,24	1,30	1,23
L5	1,25	2,71	1,11	2,39
L6	1,33	1,32	1,09	1,09
L7	1,18	1,58	1,05	1,27
TOS (A.R)*	1,15	1,46	1,12	1,20

\* Analyseur de réseaux

même phénomène se produit au diviseur P1 qui résulte en un TOS élevé sur le segment L7 par rapport au cas où toutes les charges aux portes de sorties sont adaptées.

Nous avons répété les mêmes mesures mais cette fois-ci en enlevant les résistances d'isolation sur les diviseurs de puissance. Les nouvelles conditions de mesures sont identiques au cas précédent. Toujours à partir du tableau 3.1, les mesures montrent un TOS proche de 1 lorsque toutes les portes sont terminées par une charge adaptée. Cependant, lorsque la porte 2 présente un circuit ouvert, le TOS est affecté sur les lignes L2, L5 et L7 comme dans le cas précédent. La seule différence est la

valeur du TOS sur chacun de ces segments. Il est à noter lorsque A2 est terminée par un circuit ouvert, son effet est plus visible sur les segment L5 et L7 lorsque les diviseurs ont une résistance d'isolation. Par contre cet effet (de la mauvaise adaptation à la porte A2) est amoindri avec l'absence des résistances d'isolation. Comme nous l'avons mentionné au paragraphe précédent, une mauvaise adaptation entraîne un retour de puissance vers le segment L5 et une dissipation dans la résistance d'isolation. Par contre avec l'absence de cette dernière, la puissance est partagée en deux parties, une pour le segment L5 et l'autre pour le segment L1. la puissance redirigée vers le segment L1 est dissipée dans sa charge  $50\Omega$  et la puissance redirigée vers le segment L5 est réacheminée avec la même logique vers le segment L7. La différence entre les deux cas (avec et sans résistance d'isolation) est que la puissance qui revient au segment L5 est supérieure quand la résistance d'isolation est présente. Ceci a pour conséquence que le TOS sur la ligne L5 est plus grand que dans le cas contraire. D'ailleurs les mesures nous le montrent bien, les TOS sur les ligne L5 et L7, lorsque les résistance d'isolation sont présentes, sont supérieurs aux TOS de ces même lignes lorsque les résistances sont enlevées. Ces résultats sont appuyés par une mesure de  $S_{11}$  à l'entrée du circuit (segment L7). les résultats sont présentés à la dernière ligne du tableau 3.1.

L'amplitude du coefficient de transmission entre l'entrée du circuit et chaque porte de sortie est présentée au tableau 3.2

Tableau 3.2 Coefficient de transmission obtenu par mesures en champ proche entre l'entrée du circuit et les différentes portes de sortie

Porte de sortie	Diviseurs avec résistance d'isolation		Diviseurs sans résistance d'isolation	
	A2: 50 $\Omega$	A2:ouvert	A2: 50 $\Omega$	A2:ouvert
A1	-7,90 dB	-8,10 dB	-8,2 dB	-7,12 dB
A2	-7,80 dB	-----	-7,65 dB	-----
A3	-7,90 dB	-8,02 dB	-7,82 dB	-6,65 dB
A4	-8,16 dB	-7,95 dB	-8,17 dB	-7,07 dB

Dans le cas "sans défaut", les mesures en champ proche confirment qu'il y a une distribution quasi uniforme de la puissance entre les 4 sorties du circuit. Les pertes d'insertion sont supérieures à 6,02 dB à cause des pertes diélectriques. En effet, la longueur des lignes de transmission à chaque étage introduit un facteur non négligeable de pertes. Quand la sortie A2 est terminée par un circuit ouvert, le niveau du signal demeure inchangé aux autres portes si les résistances d'isolation sont présentes sur les diviseurs. Par contre, sans ces dernières, le niveau du signal est affecté. Même les sorties A3 et A4 sont affectées par le défaut à la sortie A2. Pour confirmer ces résultats, nous avons effectué des mesures du coefficient de transmission à l'aide de l'analyseur de réseaux et nous avons compilé les résultats dans le tableau 3.3

Tableau 3.3 Coefficient de transmission obtenu par l'analyseur de réseaux entre l'entrée du circuit et les différentes portes de sortie

Porte de sortie	Diviseurs avec résistance d'isolation		Diviseurs sans résistance d'isolation	
	A2: 50 $\Omega$	A2:ouvert	A2: 50 $\Omega$	A2:ouvert
A1	-8,39 dB	-8,34 dB	-8,25 dB	-7,8 dB
A2	-8,52 dB	-----	-8,37 dB	-----
A3	-8,10 dB	-7,95 dB	-8,35 dB	-6,87 dB
A4	-8,37 dB	-8,23 dB	-8,02 dB	-6,4 dB

Les valeurs des paramètres de transmission obtenues par l'analyseur de réseaux confirment que la technique de mesure en champ proche permet de mesurer les pertes d'insertion entre deux étages d'un circuit multi-ports. La répartition des puissances entre les différentes portes est de la même proportion que dans le cas des mesures en champ proche. La longueur totale du circuit (11 cm) est un facteur qui ajoute à la difficulté de mesurer les pertes d'insertion. En effet, la plupart des circuits imprimés présentent des défauts de planéité. Par conséquent, une erreur sur la hauteur de la sonde entre deux points éloignés sur le même circuit est toujours à prendre en considération. Malgré cela, les résultats obtenus nous indiquent clairement la répartition des puissances sur les autres portes du réseau d'alimentation.

### 3.4 Caractérisation d'un réseau d'antennes

L'intérêt de la technique de mesure en champ proche pour la caractérisation des réseaux d'antennes est la possibilité de localiser les éléments défectueux afin d'optimiser le temps de déverminage et de mesures.

L'utilisation de mesures planaires en champ proche pour localiser des éléments défectueux dans un réseau d'antennes a été étudié depuis plusieurs années. (Lee et al., 1988) a présenté une technique de propagation inverse dans le domaine spectral en incluant un filtrage du spectre évanescent. Aussi, lorsque l'information sur la forme et l'emplacement des éléments rayonnants est connu, il est possible d'utiliser la méthode des moments sur les courants équivalent afin d'obtenir l'amplitude et la phase de l'excitation de chaque élément (Gattoufi et al., 1997). Dans ces deux papiers, il est mentionné que la distance entre le plan de mesure de la sonde et l'antenne sous test est maintenu entre 0,5 et 5 longueurs d'onde dans l'espace libre ( $\lambda_0$ ). Ces distances permettent de minimiser l'impact du couplage mutuel sur le comportement de l'antenne. Par contre, elles représentent une limite à la résolution spatiale et par conséquent, une limite à la précision du diagnostic.

Avec une sonde miniature telle que celle utilisée dans nos mesures en champ proche pour caractériser des circuits imprimés, nous pouvons aspirer à obtenir des résultats précis. Toutefois, les mesures en champ proche sont très sensibles aux rayonnements

émis par des sources avoisinantes aux lignes de transmission mesurées. Ces sources de rayonnement sont présentes lorsque le circuit sous test est une antenne imprimée dont les lignes de transmission et les éléments rayonnants ne sont pas isolés par un plan de masse. Dans ce cas, il est très difficile de séparer la contribution du champ proche au dessus des lignes de transmission de celles des éléments rayonnants. Une étude plus approfondie sur les différentes sources d'erreurs intervenant dans ce type de caractérisation sera présentée au chapitre suivant.

Afin d'évaluer la possibilité d'établir un diagnostic sur un réseau d'antenne, basé sur les techniques sans contact, nous avons étudié deux cas de circuits d'alimentation. Le premier est représenté par un réseau de dipôles de type "Bowtie" dont les éléments ne sont pas isolés du circuits d'alimentation par un plan de masse. Le second cas étudié est représenté par un réseau d'antennes micro-ruban avec une alimentation à couplage par fente. Par conséquent, un plan de masse sépare le circuit d'alimentation des éléments de l'antenne.

### **3.4.1 Réseau d'alimentation non-isolé des éléments rayonnants**

Considérons le réseau à 16 éléments constitué de dipôle de type «Bowtie» tel que présenté à la figure 3.11. Les dipôles sont alimentés par des lignes de transmission parallèles. Un bras de chaque dipôle et un des rubans formant les lignes de transmis-

sion sont imprimés sur chacune des deux faces d'un même substrat. La distribution de phase est uniforme mais l'amplitude est répartie le long des deux axes du réseau de la façon suivante: 1:1,6:1,6:1. Le réseau est fabriqué sur un substrat *GML1032* d'une épaisseur  $h = 1,524\text{ mm}$ . La constante diélectrique du substrat est  $\epsilon_r = 3,2$ . Un plan de masse réflecteur est placé à une distance  $\lambda_0/4$  sous l'antenne. La fréquence d'opération est  $F = 3,55\text{ GHz}$ . La conception de cette antenne est décrite dans (Abi-Rached, 2002). Lors de la fabrication du réseau d'antenne, un défaut a été causé par une surexposition d'un segment d'une ligne à la solution de gravure chimique. Nous utiliserons ce défaut pour démontrer l'avantage de la technique de mesures en champ proche dans la caractérisation de ce type de circuit.

La sonde dipôle utilisée jusqu'à présent dans cette thèse pour les mesures en champ proche a une réponse non balancée à la fréquence d'opération de l'antenne sous test (AUT). Par conséquent, nous avons utilisé dans cette partie de nos recherches une sonde boucle carrée blindée. Cette sonde est fabriquée avec du câble coaxial semi-rigide ayant un diamètre externe  $D = 1,07\text{ mm}$ . La taille de la boucle est  $8\text{ mm} \times 8\text{ mm}$ . Les caractéristiques de cette sonde sont présentées à la section 1.3. Le masque du réseau d'éléments est présenté à la figure 3.12

La mesure du champ proche effectuée avec la sonde boucle inclura la contribution directe du champ au dessus des lignes de transmission et la contribution du champ émanant des éléments rayonnants. La distance entre le plan de mesure et la sur-



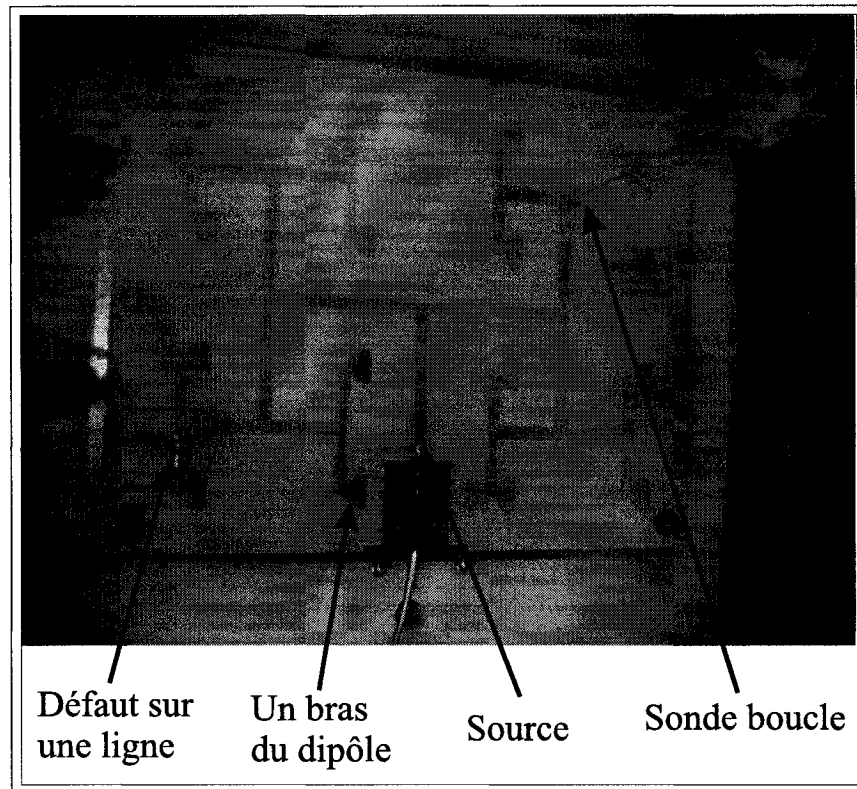


Figure 3.11 Réseau à 16 éléments avec une sonde boucle magnétique.

face de l'antenne déterminera le niveau relatif de chacune des contributions. La visualisation de ce phénomène est présentée à la figure 3.13. Nous avons effectué une mesure avec un échantillonnage à faible densité du champ proche (grille de  $61 \times 61$  points) à une hauteur de  $\lambda_0/2$  et en orientant la sonde de façon à ce que le plan de la boucle soit parallèle à l'axe des éléments (axe X) et au plan du champ électrique  $\mathbf{E}$ . À cette hauteur de sonde, les champs des lignes de transmission ne sont pas visibles. Par conséquent, un défaut dans le coin gauche en bas du réseau n'est pas détectable.

Par contre, nous allons à présent montrer que ce genre de défaut peut être détecté

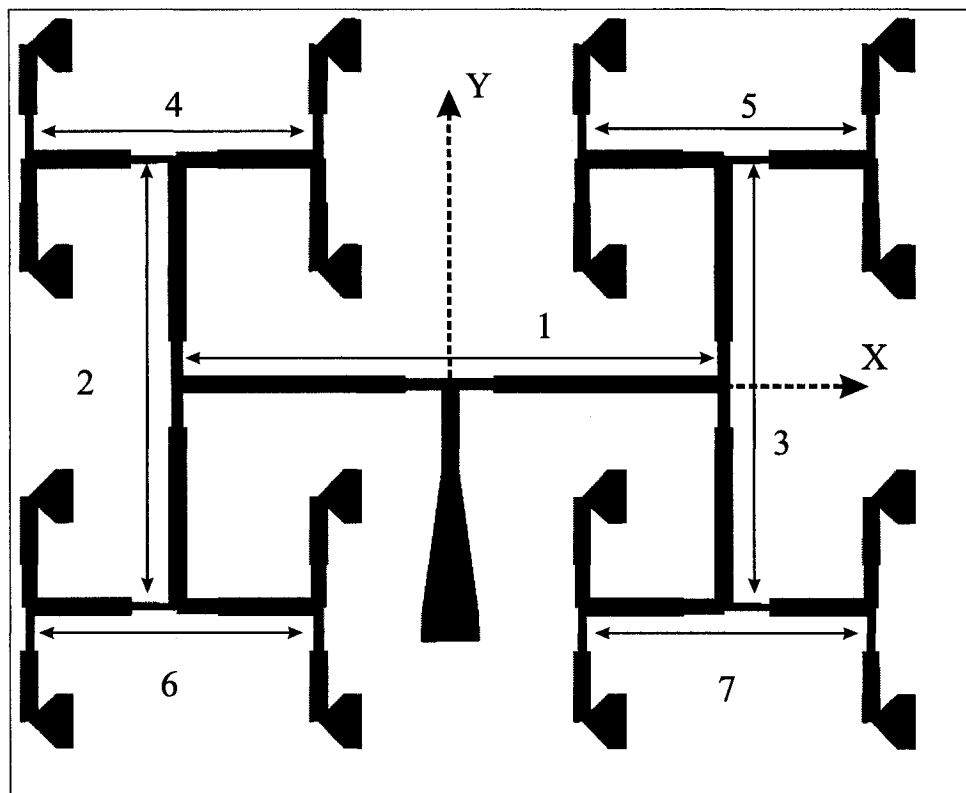


Figure 3.12 Masque de conception du réseau (Masque du circuit du dessus du substrat seulement).

par mesures en champ proche lorsque la sonde est placée plus proche de la surface de l'AUT. Chaque segment principal du circuit d'alimentation énuméré sur la figure 3.12 sera mesuré à une hauteur de sonde  $h = 2,5 \text{ mm}$  représentant une distance approximative de  $\lambda_0/34$ . Chaque grille de mesure couvre la longueur complète de chaque segment de ligne et une largeur de 6 ou 10 mm. Les lignes de transmission à rubans parallèles parallèle utilisées pour la conception du circuit d'alimentation, produisent un mode identique à celui d'une ligne de transmission micro-ruban sur un substrat ayant une épaisseur égale à la moitié de celui utilisé dans notre cas. Une sonde ayant une petite surface de boucle est plus sensible à la composante du

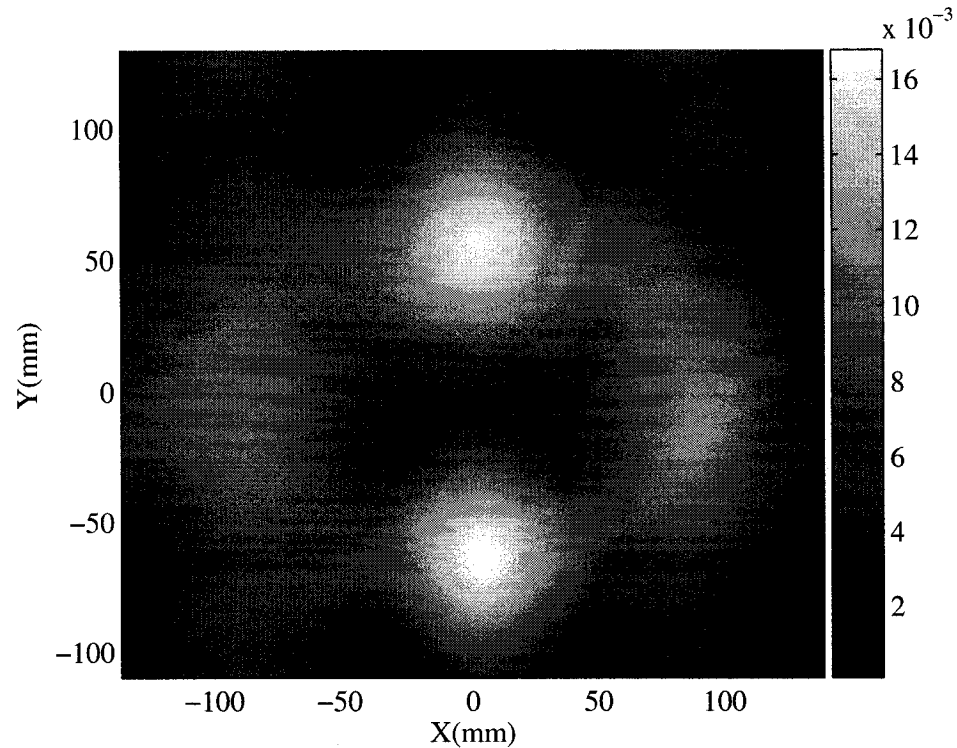


Figure 3.13 Mesure en co-polarisation du champ proche à une hauteur d'une demie longueur d'onde dans l'air.

champ magnétique qui est normale au plan de la boucle. Si par contre, le périmètre de la boucle devient électriquement plus grand (dans notre cas  $0,4\lambda_0$ ) alors, la sonde agira aussi comme un dipôle replié et devient sensible à la composante du champ électrique  $\mathbf{E}$  tangentiel au plan de la boucle et parallèle au côté par lequel le signal pénètre à l'intérieur du câble coaxial qui forme la sonde (voir figure 1.5).

Cette caractéristique de la sonde est à la fois avantageuse et désavantageuse pour les mesures que nous nous proposons de faire. D'un côté, il est possible d'orienter la sonde de telle manière à ce que le plan de la boucle soit parallèle à l'axe de la ligne

afin de mesurer la composante tangentielle du champ  $\mathbf{H}$ , comme il est possible de mesurer la composante tangentielle du champ électrique  $\mathbf{E}$  en orientant le plan de la boucle de manière perpendiculaire à l'axe de la ligne mesurée. Par conséquent, il est possible de mesurer tous les segments quelle que soit leur orientation avec une seule orientation de sonde. Le meilleur cas serait d'orienter le plan de la boucle de façon à ce qu'il soit parallèle au plan YZ. La raison est que selon cette orientation, le couplage du champ émis par les éléments rayonnants du réseau est minimisé. D'un autre côté, le point faible de cette caractéristique est qu'à proximité des jonctions, où deux lignes de transmission orthogonales se rencontrent, la sonde parallèle au plan YZ sera sensible à la composante  $E_y$  produite par le segment de ligne orienté selon l'axe X et la composante  $H_x$  produite par le segment de ligne orienté selon l'axe Y. Par conséquent, il est impossible de séparer les contributions de deux lignes orthogonales lorsque l'on mesure proche d'une intersection.

La figure 3.14 représente une mesure en champ proche au dessus du segment 1. La sonde est orientée selon le plan YZ de telle manière à mesurer la composante tangentielle  $E_y$  du champ électrique. Les mesures sont effectuées à une hauteur de sonde  $h = \lambda/34$  et selon une grille de  $151 \times 11$ . Ce segment présente trois intersections. La première avec la ligne connectée à la source à  $x=0$ . La deuxième intersection est constituée avec le segment 2 à  $x = -75 \text{ mm}$  et la troisième avec le segment 3 à  $x = 75 \text{ mm}$ . Ces intersections génèrent une asymétrie par rapport au plan  $y=0$ . Par

conséquent, il est très difficile de mesurer l'allure de l'onde stationnaire sur cette ligne.

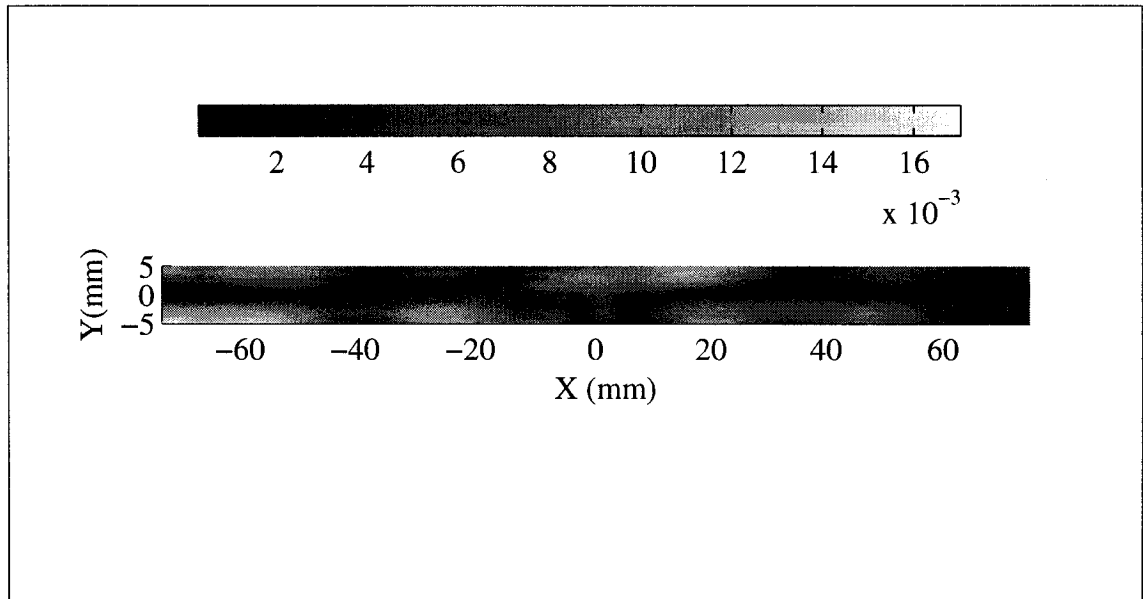


Figure 3.14 Mesures en champ proche au dessus du segment 1. La boucle est orienté parallèle au plan YZ (voir figure 3.12)

On remarque aussi sur cette figure une asymétrie par rapport au plan  $x=0$  qui n'est pas très évidente sur la figure 3.13. Par contre, elle est bien en évidence lorsque les mesures sont faites à une hauteur de sonde assez petite. Pour déceler l'origine des ces asymétries, nous présentons les mesures en champ proche au dessus des autres segments.

Les mesures en champ proche de la figure 3.15 représentent l'amplitude de la composante  $H_x$  au dessus des segments 2 et 3 du réseau d'antennes.

Nous débuterons notre analyse avec la figure 3.15b. Le profil du champ est sy-

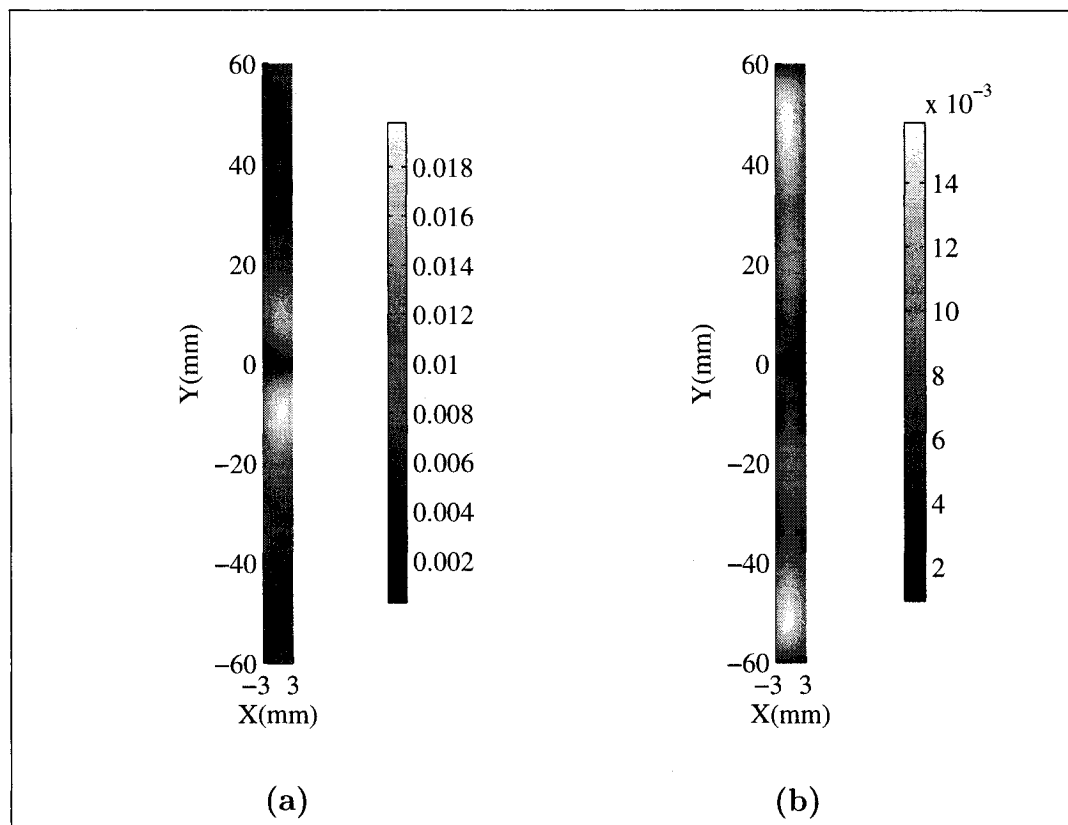


Figure 3.15 Mesures en champ proche au dessus du segment 2 (figure a) et du segment 3 (figure (b)) . La boucle est orienté parallèle au plan YZ

métrique de par rapport à l'axe  $y = 0$ . L'amplitude de la composante  $H_x$  est plus faible proche de  $y = 0$ , ce qui est en accord avec la présence d'un transformateur en quart de longueur d'onde de haute impédance. Le profil du champ magnétique mesuré nous informe que les sous réseaux d'antennes qui y sont rattachés sont conçus de façon symétrique et ne présentent probablement pas de défaut de fabrication (considérant qu'un défaut identique dans les deux sous-réseaux est peu probable). La figure 3.15a, quant à elle, est une mesure en champ proche effectuée dans les mêmes conditions que dans le cas du segment 3 mais qui présente une asymétrie

par rapport à l'axe  $y = 0$ . De plus, les maximums d'amplitude du champ mesuré sont proches de l'origine de l'axe  $y$  (au dessus des transformateur quart de longueur d'onde). Ceci est un indicateur de la présence éventuelle d'un défaut qui pourrait exister à l'un ou aux deux sous réseaux qui sont rattachés à ce segment. Cette affirmation peut être confirmée par des mesures au dessus des segment 4, 5, 6 et 7.

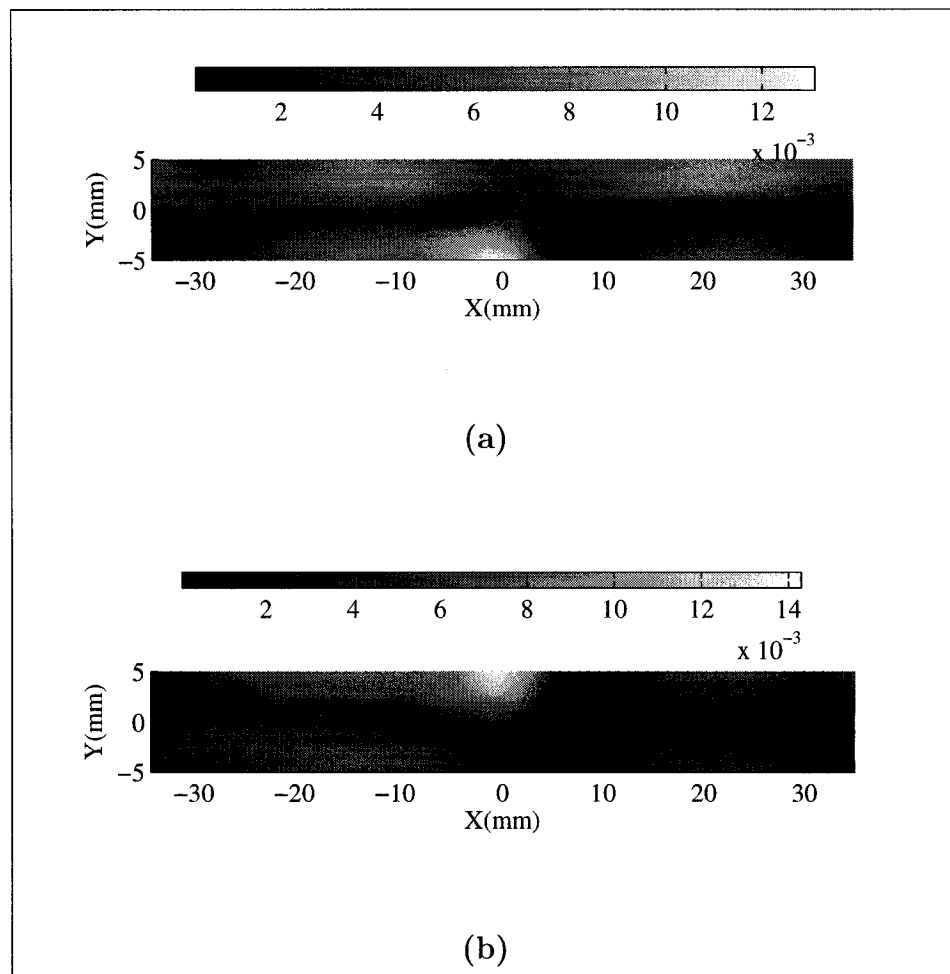


Figure 3.16 Mesures en champ proche au dessus du segment 5 (figure a) et du segment 7 (figure (b)). La boucle est orienté parallèle au plan YZ

La figure 3.16 présente les profils de l'amplitude du champ proche mesuré au dessus

du segment 5 (a) et le segment 7 (b). Les mesures ont été effectuées dans les mêmes conditions de hauteur et d'orientation de la sonde que dans les cas des mesures précédentes. La grille des mesures comportait pour chaque cas  $121 \times 11$  points. nous remarquons, à première vue, que la présence de la jonction du segment 3 cause une asymétrie que l'on peut voir facilement avec l'apparition d'un maximum à  $x = 0$  et qui représente la mesure du champ  $H_x$  au dessus du segment 3. Afin de mieux analyser les résultats, nous nous contenterons d'expliquer le comportement de l'amplitude du champ sur le bord du segment opposé à celui de la jonction, i.e  $y > 0$  et  $y < 0$  pour les figures 3.16a et 3.16b respectivement. Les segments 5 et 7 présentent un profil du champ assez symétrique pour être en accord avec les premières conclusions tirées de l'analyse du segment 3 et du comportement de l'antenne. À l'opposé, la figure 3.17 présentent des résultats tout à fait différents malgré des conditions de mesures identiques au cas des mesures de la figure précédente.

Si ces résultats concordent avec la conclusion tirée de l'analyse du segment 2, ils ne nous indiquent cependant aucune information sur l'origine de ces asymétries. Nous pouvons difficilement identifier la présence d'ondes stationnaires typiques d'une ligne de transmission.

L'analyse des différents segments de lignes de transmission constituant le réseau d'antennes ont été analysés. À la lumière de résultats de mesures en champ proche, nous avons constaté que le sous réseau composé des segment 3, 5 et 7 avait des pro-



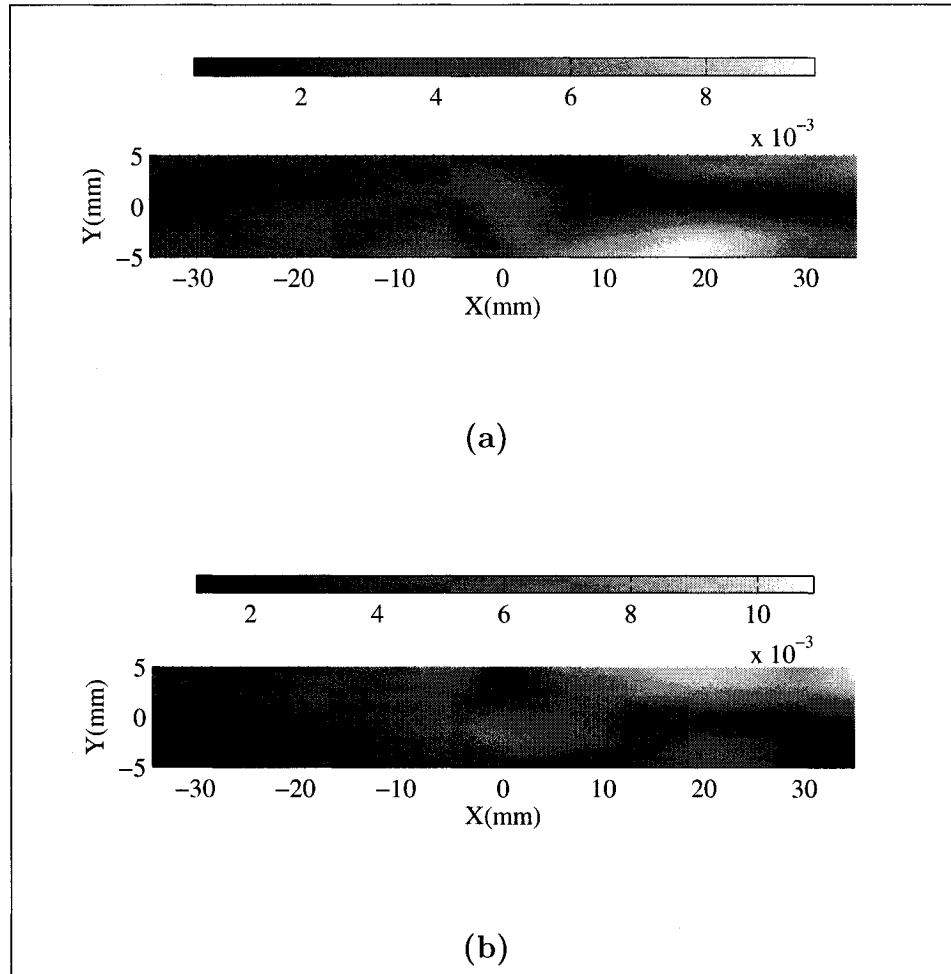


Figure 3.17 Mesures en champ proche au dessus du segment 4 (figure a) et du segment 6 (figure (b)) . La boucle est orienté parallèle au plan YZ

fil des champ mesurés qui concordaient de par leur symétrie avec un comportement normal du réseau d'antenne, par contre, nous avons constaté un comportement complètement différents sur les autres segments composant le réseau. Par conséquent, nous pouvons affirmer que le sous réseau formé des segments 2, 4 et 6 présente un défaut de fonctionnement provenant d'une erreur fabrication ou d'assemblage. Les outils utilisés pour l'analyse de ce réseau ne permettent pas de mieux localiser

le défaut, par conséquent, il serait utile d'investir dans la conception d'une sonde dipôle permettant d'un côté d'éliminer les contribution des lignes orthogonales aux jonctions et de minimiser l'effet de radiation des éléments rayonnant du réseau.

Malgré que cet exemple représente le pire cas dans l'analyse des circuits rayonnant, nous avons pu développer une technique d'analyse qualitative qui permet de faire une première lecture des réseaux d'antennes dans un but de détection de défauts. L'objectif a été atteint à un certain niveau même si nous sommes conscients que des efforts devront être consentis pour améliorer notre analyse.

### **3.4.2 Réseau d'alimentation isolé des éléments rayonnants**

La caractérisation du diviseur de puissance présentée auparavant, nous a encouragé à étudier le cas particulier de l'utilisation de ce genre de circuit pour l'alimentation d'un réseau d'antennes micro-ruban. Ce réseau diffère de celui présenté dans la section précédente par le fait que les éléments rayonnants se retrouvent isolés des lignes de transmission, sur lesquelles seront effectuées les mesures en champ proche, par un plan de masse.

La figure 3.18 présente un schéma du montage permettant le couplage par fente d'une antenne micro-ruban. Les deux couches de substrat sont collées grâce à un film adhésif à double côtés. Les dimensions des lignes de transmission et des fentes

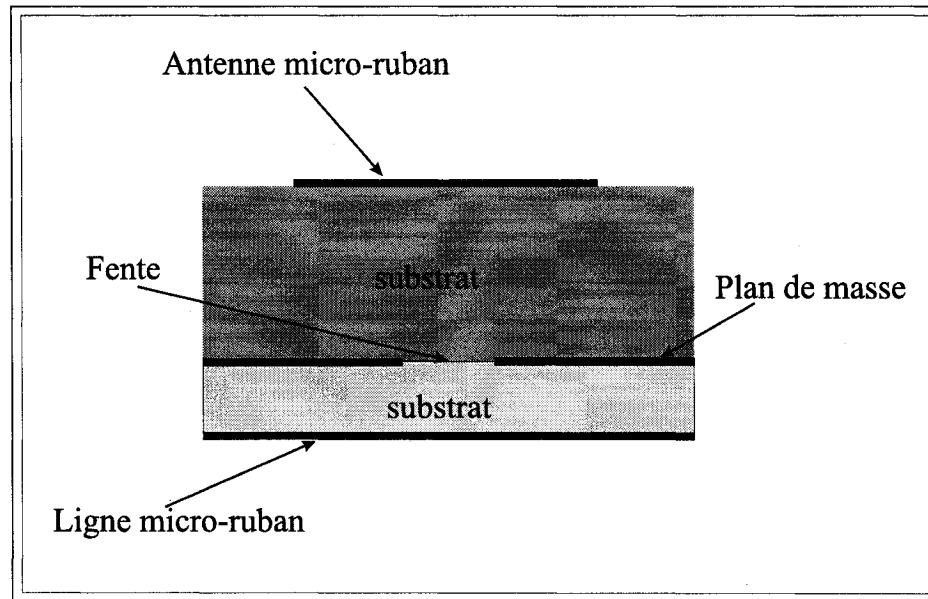


Figure 3.18 Disposition des différentes couches de métallisation pour l'alimentation d'une antenne micro-ruban utilisant le couplage par fente.

ont été optimisées pour avoir une bonne adaptation d'impédance. Le circuit d'alimentation du réseau de quatre antennes micro-ruban a été conçu à l'aide de diviseurs de puissance Wilkinson semblables à ceux utilisés dans la section 3.3. Le masque du réseau complet est présenté à la figure 3.19, incluant les résistances d'isolation.

En plus de l'adaptation d'impédance à l'entrée du réseau, il serait utile de vérifier le niveau relatif de puissance acheminé à chacun des éléments du réseau afin de vérifier la présence d'éventuels défauts (e.g. mauvaise adaptation). De plus, la structure que nous nous proposons d'étudier présente une difficulté lors de l'assemblage. En effet, l'alignement des fentes avec les antennes micro-ruban est primordial pour assurer un couplage maximal. Par conséquent, le coefficient de réflexion à l'entrée

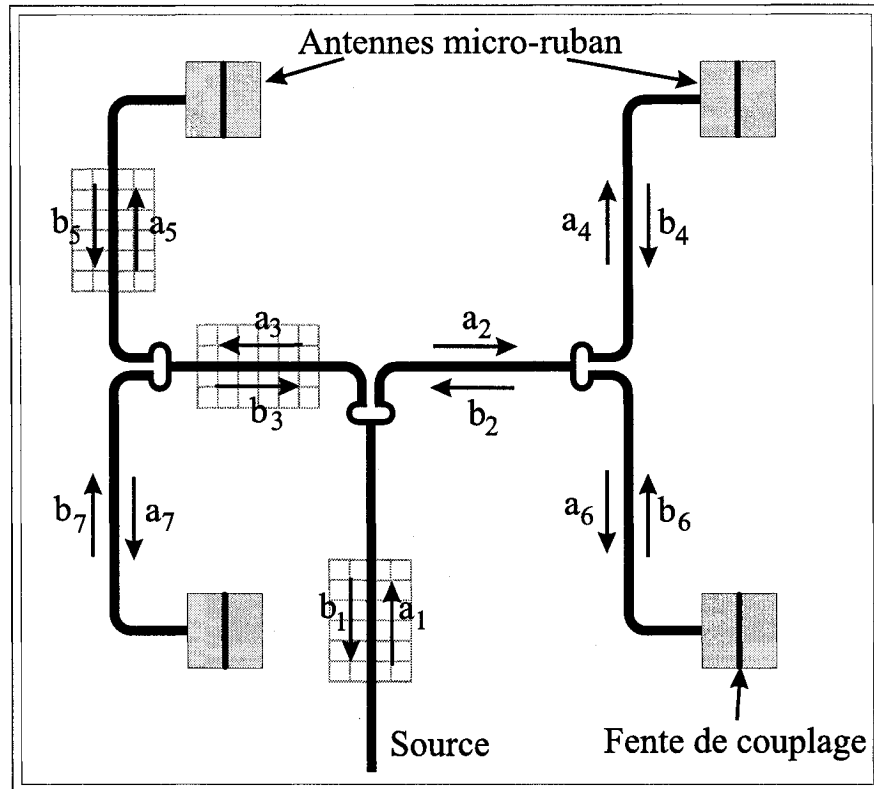


Figure 3.19 Réseau d'antennes micro-ruban alimentés par couplage en utilisant des fentes.

de chaque élément rayonnant nous renseigne, entre autres, sur les erreurs d'alignement qui peuvent être faites lors de l'assemblage. Les mesures en champ proche permettront aussi de vérifier le taux de transmission des diviseurs de puissance.

Le tableau 3.4 présente les résultats des coefficients de réflexion et les coefficients de transmission aux différents étages du réseau. Les mesures en champ proche sont effectuées à l'aide de la sonde dipôle présentée à la section 1.5 à une hauteur  $h = \lambda/33$ . La fréquence d'opération du réseau est  $f = 10\text{ GHz}$ .

À l'aide de la technique de calcul des coefficients de réflexion et de transmission

développée à la section 2.4, une grille de points est mesurée au dessus de chaque segment de ligne de transmission et les coefficients de ondes incidentes  $a_i$  et des ondes réfléchies  $b_i$  sont calculés. Finalement les paramètres  $S_{ii} = \frac{b_i}{a_i}$  et  $S_{ji} = \frac{a_j}{a_i}$  sont extraits.

Tableau 3.4 Paramètres  $S_{ji}$  et  $S_{ii}$  obtenu par technique de mesure en champ proche au dessus d'un réseau d'antennes micro-ruban.

aj/ai	1	2	3	4	5	6	7
1	-8,2						
2	-4,7	-11					
3	-4,6		-7,6				
4	-7,9	-3,4		-8,6			
5	-8,3		-3,9		-7,5		
6	-8,2	-3,8				-9,3	
7	-7,8		-3,7				-6,3

Les coefficients de réflexion sur les segments 4, 5, 6 et 7 démontrent une mauvaise adaptation des élément rayonnants. Avec la présence des résistances d'isolation sur les diviseur de puissance, il est clair que les coefficients sur chaque segment menant à une antenne micro-ruban devraient être indépendants les uns des autres. Ces résultats nous indiquent un défaut probablement dû à un mauvais alignement

entre les fentes et les antennes. Afin de mieux cerner le défaut, nous avons calculé les coefficients de transmission entre les différents étages du réseau et nous avons vérifié la répartition des niveaux de puissance à chaque élément de l'antenne. Les coefficients de transmission entre le segment 1 et les différents segments menant aux éléments rayonnants,  $S_{41}$ ,  $S_{51}$ ,  $S_{61}$  et  $S_{71}$ , sont quasiment égaux. Le coefficient de transmission est inférieur à  $-6\text{ dB}$  à cause des pertes diélectrique. Il est donc possible de conclure que défaut que l'on peut attribuer à ce réseau vient d'un mauvais alignement des différentes couches de substrat. Ceci est conséquent avec le fait que des déplacements minimes des antennes micro-ruban au dessus des fentes de couplage génère une variation du coefficient de réflexion non négligeable.

### 3.5 Conclusion

En conclusion de ce chapitre, nous avons présenté des résultats expérimentaux de différentes caractérisations de circuits RF. Les circuits sont fabriqués au sein même du centre de recherche Poly-Grames. Nous avons démontré que la technique d'extraction des coefficients de réflexion et des coefficients de transmission sont en excellent accord avec les résultats obtenus avec un analyseur de réseau, comme le démontrent les résultats du filtre passe-bande. La généralisation de la technique a été démontrée avec le cas du diviseur de puissance à deux étages représentant le cas d'un circuit à multiples portes. Ce circuit nous a permis de démontrer l'utilité

de cette technique et son avantage réel par rapport à une mesure faite directement aux portes de l'antenne sous test. En effet, les étages intermédiaires d'un circuit multi-étages sont difficilement mesurables avec un simple accès aux portes. Nous avons pu vérifier le comportement du circuit selon différents de terminaison des portes ( $50\ \Omega$  ou circuit ouvert). Ce circuit représentait aussi une introduction aux circuits d'alimentation des réseaux d'antennes qui présentent un vrai défi lors des mesures de ce type d'antennes. Ce sont en fait des circuits multi-étages, mais à une seule porte d'accès. Les autres portes sont en effet terminées par des éléments rayonnants. L'avantage de la technique de mesure en champ proche est qu'elle permet d'aller vérifier le taux de transmission de la puissance à chaque élément et le taux de réflexion à l'entrée de chacun de ces derniers. Permettant ainsi de déceler l'élément en défaut. Ces circuits représentent aussi un autre défi relié à leur nature rayonnante. En effet, les contributions des lignes de transmission et celles des éléments rayonnant au champ mesuré par la sonde sont indissociables, rendant par le fait même l'analyse quantitative des résultats presque impossible et cela nous oblige à caractériser d'une manière qualitative les mesures obtenues. D'autres réseaux d'antennes, ayant un circuit d'alimentation isolé des éléments rayonnant, sont caractérisés d'une manière quantitative à l'aide de la technique de mesures en champ proche, permettant par le fait même de vérifier la bonne répartition des puissances aux éléments et d'identifier les problèmes d'assemblage ou d'adaptation.

## CHAPITRE 4

### A STUDY OF ERRORS OCCURRING IN THE NEAR-FIELD BASED CHARACTERIZATION OF PRINTED MICROWAVE CIRCUITS

Ce chapitre est présenté en anglais car il a fait l'objet d'un article soumis au journal IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Le titre anglais de l'article est : A Study of Errors Occuring in the Near-Field Based Characterization of Printed Microwave Circuits

#### 4.1 Abstract

In this paper, a near-field based technique to characterize non radiating microwave circuits using a mobile E-field probe is proposed. The effectiveness of the technique is first demonstrated by computing the propagation and scattering parameters of 1-port and 2-port circuits. Then, various error sources that might disturb the behavior of the circuit under test and spoil the retrieved circuit characteristics are investigated. Methods are suggested to minimize these effects and a systematic procedure is presented to optimize the measurement time and obtain accurate results.



## 4.2 Introduction

Near-field measurements have been associated to antennas characterization [1] for a long time and more recently have gained interests in the investigation of EMC problems [2]. These techniques have been studied and refined to lead to other applications in biomedical imaging [3] and microwave circuits characterization [4]. The accumulated knowledge and expertise in near-field techniques applied to antennas can now be re-used and adapted to explore capabilities in the extraction of propagation, scattering, and currents distribution characteristics in networks of printed transmission lines. Various near-field methods have been reported for microwave circuits' characterization. In [5] electro-optic probing based on the Pockels effect is used to measure the electromagnetic field in the vicinity of Patch antennas. In [6], the scattering parameters on integrated microwave circuits are calculated using the electro-optic sampling of radio-frequency signals. The use of optically modulated scatterer has also been reported [9]. The data collected with such a probe was used to extrapolate the gain and far-field patterns. The used scatterer presents minimal disturbance when placed in the vicinity of a DUT. Although this optical approach has desired features, such as high spatial resolution and basically non existent disturbance of the device under test, its main drawback is the requirement of an optical bench with complex configuration and highly accurate positioning equipment. As a result, the tested area is generally very small compared to the

scale of practical printed microwave circuits (e.g. beamforming network, receiver, etc.) Another reported method uses one current and one voltage probe [7]. The presence of both probes near the transmission line adds another degree of disturbance which is very difficult to characterize. Consequently this technique can not be used for in-circuit characterization. Also, the circuit has to be built according to the mechanical requirements of the dual-probe test fixture, which limits the usefulness of this technique because one may not want to change the DUT from its original design to make it fit in the test fixture. Another technique using an electromagnetic probe to measure the scattering parameters on a microwave circuit was reported in [8]. This technique uses magnetic field probing with a balanced loop. This kind of probe may be difficult to miniaturize and results were only reported for 500 MHz. Also, this technique showed some limitations for circuits with high levels of standing wave ration. References [4-9] show measurements on 1- or 2-port circuits including only one component (e.g. filter, hybrid junction, etc.). In practice, there is interest in characterization of complex printed circuits in which many components can be interconnected. By means of a point matching method, near-field measurements were successfully used in the extraction of propagation constant and reflection coefficient along segments of a loaded transmission line (1-port circuit) and a microwave filter [10]. This method also enables in-circuit measurements, which allows the characterization of complex circuits without having to characterize each component separately. In the case of antenna arrays, this technique makes possible

the measurement of amplitude and phase of the signals on selected segments of the beamforming network while all the antenna elements are fed [11]. The adequate validation of measurement techniques has to include the analysis of errors sources and the identification of an optimal experimental methodology. Much work has been done with respect to the error analysis of near-field measurement techniques and more specifically for that which is applied to antennas [12]. Experimental conditions in near-field antennas measurements are very different from those pertaining to circuit characterization. For instance, in planar near-field measurements done for antennas, the probe is separated from the antenna under test by few wavelengths [13]. This makes the positioning errors much less critical than when the probe is placed at a small fraction of a wavelength from the DUT, as it may be the case in printed circuits diagnostics. Furthermore, the various probes used for antenna measurements are characterized and their radiation pattern is taken into account during calibration and processing of the measurement data [14]. Such a procedure is hardly applicable in the case of measurements above printed microwave circuits, due to the small measurement distance mentioned above, and because the probe dimensions are very small with respect to the wavelength and thus more difficult to characterize. In this paper, we suggest to use a miniature dipole probe. It is conjectured that in case of non radiating circuits, the disturbance introduced by the presence of a probe and its associated RF cable may be tolerated and allow accurate characterization. The design of such a probe will be summarized in Sec-

tion III. Series of measurements allowed identification of the dominant sources of errors occurring in circuit measurements. Those sources are: 1. parasitic scattering of the field by the probe fixture and attached cables (Section III), 2. alignment errors (Section IV) and 3. coupling to nearby radiating sources (Section V). Each phenomenon is investigated and the associated limitations of the proposed characterization technique are stated. Before proceeding with this error analysis, we will briefly describe in section II the near-field based S-parameter measurement technique that has been used in this study.

#### 4.3 POINT MATCHING TECHNIQUE TO CALCULATE THE SCATTERING PARAMETERS

A point matching technique to obtain propagation constants and scattering parameters of a printed circuit using near-field measurements has been developed and presented in [10]. Parameter extraction is based on the sampling of the E-field very close to an unshielded transmission line. Once the tangential electric field is measured over a line segment, the coefficients of the forward and backward travelling waves associated with the dominant mode of the transmission line can be extracted. It is first assumed that for a y-oriented segment, the recorded measurements  $V(y)$  are proportional to the wave field (e.g.  $E_x$ ,  $E_y$  or  $E_z$ ) being measured, according to eq.4.1. Once  $\beta$  and the wave coefficients  $K^+$  and  $K^-$  are estimated, it becomes

possible to compute  $S_{11}$ .

$$V(y) = K^+ e^{-j\beta y} + K^- e^{-j\beta y} \quad (4.1)$$

The concept has been validated in [10] where S parameters of a loaded transmission line and a microstrip filter were accurately predicted. This technique was also used in the characterization of antenna array feeding networks [11] in which the transmission coefficient between the input feeding point and each element of the array was extracted. Also, transmission characteristics of each power divider embedded in the beamforming network were measured, which is otherwise not possible since the ports of each divider are not accessible. This allows the in situ detection of defective elements in an array while the antenna is fed.

The solution of eq 4.1 for  $K^+$ ,  $K^-$  and  $\beta$  is based on a nonlinear curve fitting. The sampling scheme of the near-field along the line is critical. The transmission line segment has to be long enough so that its near fields display the desired dominant mode characteristics. In theory, the fields over the line should come from the travelling wave contributions going in opposite directions along the line (y) axis. This assumption is valid if the line is electrically long. In practice, it is usually desired to reduce the length of lines to minimize size and the losses in the circuit. Contributions from line discontinuities or junctions are therefore also contributing to the

measured fields. In order to find the minimum necessary length of the measured segment and the sufficient number of samples, near-field measurements were simulated over a finite CPW line segment using an equivalent magnetic current model. The transmission line model consists of magnetic line currents for which the distribution can be imposed. The ratio of the forward and backward travelling waves imposed on the segment, corresponding to a reflection coefficient  $|\Gamma|$ , was set to 0.5 and the wavenumber was set to  $\beta = 209.43 \text{ rad/m}$  ( $\lambda_{\text{guided}} = 3 \text{ cm}$ ). The simulated measurements were supplemented with white noise to create a signal-to-noise ratio of 15 dB. In the simulations, the probe is a short electric dipole. This noise level is higher than in real experimental conditions.

Firstly, the necessary length of the measured segment enabling extraction of  $|\Gamma|$  and  $\beta$  with minimal error levels was determined.

Figure 4.1 presents the error on values of  $|\Gamma|$  and  $\beta$  extracted with the point matching method as a function of the measured segment length. These results obtained from simulated data indicate that a measurement length greater than  $0.2\lambda$  leads to a value of  $\beta$  that is in good agreement with the theoretical one.

Simulation conditions were done for the worst case with a segment beginning at one end of the transmission line ( $0 \leq z \leq \text{segmentlength}$ ). In these conditions, discontinuities due to boundary effects contribute to the error level. The sampling

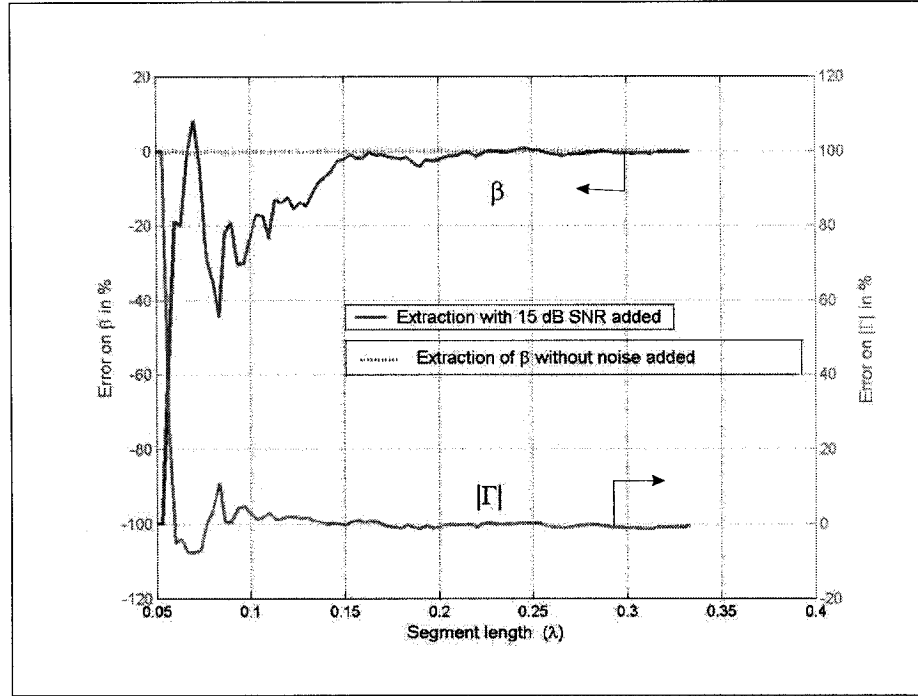


Figure 4.1 Error on extracted values of  $\beta$  and  $|\Gamma|$  as a function of the length of the sampled segment.

interval used here was  $\lambda/3000$ . The accurate extraction of  $|\Gamma|$  needs an even shorter segment. Typically, a length of  $0.1\lambda$  is sufficient to reach an error of less than 3% on magnitude and 5 degrees on the phase. Other simulations were done with different amplitude and phase of  $\Gamma$  and led to similar results. In all cases, it was found that  $\beta$  was more difficult to estimate and required a longer segment for a given accuracy. The dotted curve in Fig.4.1 represents the error on extracted value of  $\beta$  when the simulated near-field is noiseless. In this case, the error is due to the discontinuity of the finite transmission line, which disturbs the measured fields. It can be seen that the error due to the proximity of a line discontinuity boundary is less critical than the one due to a noise level of -15 dB in this example.

The number of sampling points (600) used on the  $0.2\lambda$  segment above leads to time consuming tests. In order to reduce this number, more simulations were done to help select the minimum number of samples for a given error tolerance. These results are summarized in Fig. 4.2 and Fig. 4.3 showing the variation of the error on  $\beta$  for different segment lengths, different sampling rates and measurement point numbers.

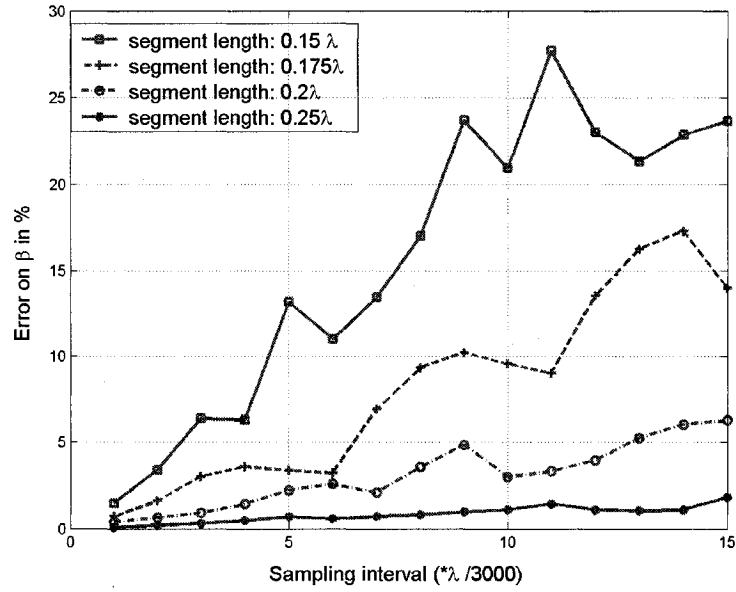


Figure 4.2 Effect of the sampling rate and the segment length on extracted value of  $\beta$ .

Figure 4.2 indicates that the sampling rate becomes more critical when the measured segment of the transmission line is shorter than  $\lambda/5$ . The error on  $\beta$  is less than 5% for sampling intervals inferior to  $\Delta x = 0.0043\lambda$  ( $13\lambda/3000$ ) for all segments longer than  $\lambda/5$ . When the measured transmission line is short ( $L < \lambda/5$ ),



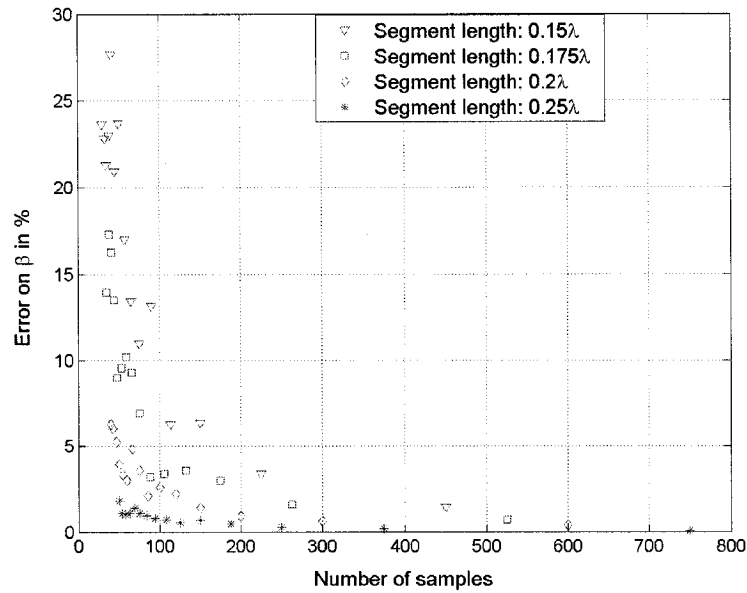


Figure 4.3 Effect of the measurements points number and the segment length on extracted value of  $\beta$ .

the sampling interval becomes an important parameter and needs to be selected carefully. In terms of measurement points, Figure 4.3 shows that one needs to have approximately 160 points to extract  $\beta$  with an error below 5%. This value can be lowered down to 50 points for a segment length of  $0,25\lambda$  and needs to be increased to approximately 220 points for a  $0,15\lambda$  segment length.

For long transmission lines we can choose long sampling interval to minimize the measurement time. On the contrary, for short transmission line, we need a very fine sampling interval to reach the same level of accuracy. A similar plot was obtained for  $\Gamma$  but the error levels were much lower. It should be noted however that the relative error on  $|\Gamma|$  increased as  $|\Gamma|$  decreased.

In order to validate these simulation results, experimental near-field measurements were made along a CPW segment length of approximately 0,4 guided wavelengths ( $\lambda_g$ ) and a sampling interval corresponding to 108 points per wavelength. The probe height was 1,5 mm (approximately  $\lambda/30$  above the circuit). Details on the probe are given in the next section. The DUT was a loaded microstrip line printed on a 20 mils substrate having a dielectric constant  $\epsilon_r$  of 3,05. The simulation with commercial software (Agilent ADS) showed a  $\beta$  value of 230.7 rad/m at a frequency of operation of 7 GHz.

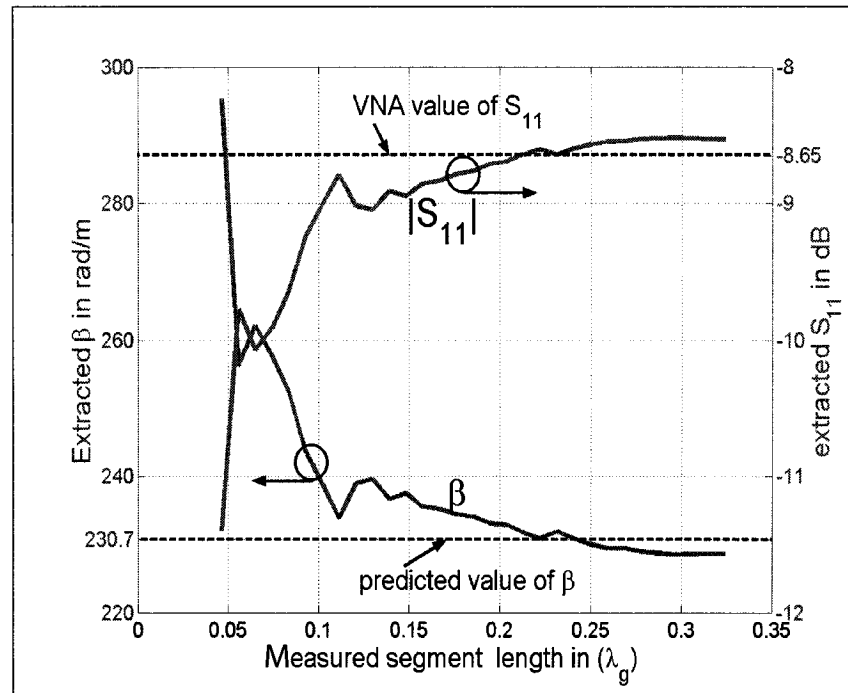


Figure 4.4 Extracted  $\beta$  and  $S_{11}$  from near-field measurements over a loaded transmission line.

Figure 4.4 shows that the value of extracted from near-field measurements is in good agreement with the value of  $\beta$  predicted with a microwave circuit CAD tool (Agilent

ADS). As the segment length is measured,  $\beta$  converges to a value of  $228 \text{ rad/m}$ . The extracted  $\beta$  is within 5% of this value for all segment lengths greater than  $0,1\lambda$ . The extracted reflection coefficient is very close to the one measured with the VNA. Over the same  $0.25\lambda_g$  segment, we found  $|S_{11}| = -8.57 \text{ dB}$  which corresponds to a difference of 0.91% on magnitude.

This example shows that the near-field based technique for the extraction of the propagation factors is in very good agreement with predictions. The measurements time for this test was less than 1 minute. In the next section we will investigate different errors sources. The goal is to determine the optimal way to make the measurements, knowing how each source of error is influencing the result.

#### 4.4 PROBE DESIGN AND CHARACTERIZATION

Mapping the rapid variations of the electromagnetic fields in the immediate vicinity of a printed transmission line imposes a spatial resolution comparable to size of the smallest features on the circuit. As well, the probe has to have a selective polarization response and reject undesired components. Disturbances caused by electromagnetic fields emitted from areas of the DUT not located directly under the probe and eventually reaching the probe after reflection on nearby scatterers, was found to be the principal source of error in this type of near-field measure-

ments. Higher spatial resolution can be achieved by miniaturization of the probe dimensions [15]. Monopole probes, due to their simple geometry, seem to be a good candidate. The length of the conductor protruding at the end of a coaxial cable can be short enough to achieve a good spatial resolution [9]. However, the resolution of such probe not only depends on this length but also on the dimensions of the cable's external conductor, since surface currents on the outer surface of the cable may also contribute to the measured signal. A measurement technique to correct this source of error based on the subtraction of two measurements taken at different positions of the probe is reported in [16]. Of course, it would be preferable to avoid such repetition of the tests to reduce measurement time. In practice, we have used a short dipole probe to measure electric field components that are parallel to the plane of the printed circuits under test. The dipole's length was 2 mm. The dipole is connected to the measurement port with a twin-wire line printed on a polyimide substrate, which is enclosed in a metal casing acting as a waveguide (see [17] for more details). Figure 4.5 shows a layout of the probe.

#### 4.4.1 Probe balancing

In order to have a balanced probe response over a broad frequency band, symmetry was preserved by having one of the lines connected to a dummy load ( $50\Omega$ ) while the other is used to measure the received signal, thereby sacrificing half the power.

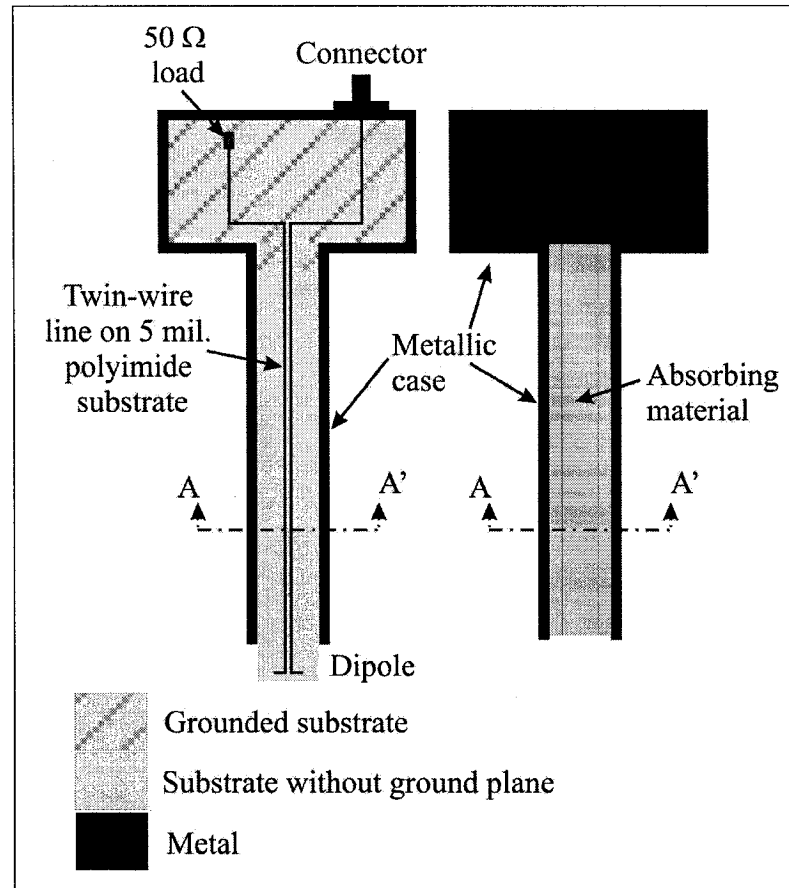


Figure 4.5 Layout of the dipole probe used for near-field measurements. (a) Dipole base support. (b) Shielding cover.

Of course more efficient baluns could be used if one is interested in narrow-band testing. The differential mode on the twin-wire line has its electric field concentrated between the two lines, whereas the common mode has its electric field spreading from the twin-wire line to the walls of the waveguide formed by the casing. The transverse plane AA' presented in Fig. 4.6 an absorbing layer lining the inner walls of the waveguide, but isolated symmetrically from the twin-wire line by an air gap. This absorbing material strongly attenuates the undesired common mode on the twin line and causes weak attenuation of the balanced differential mode. Using

this structure, a balanced response of the probe was achieved over a 7-30 GHz bandwidth. Lower frequencies are achievable by using different types of absorbing material.

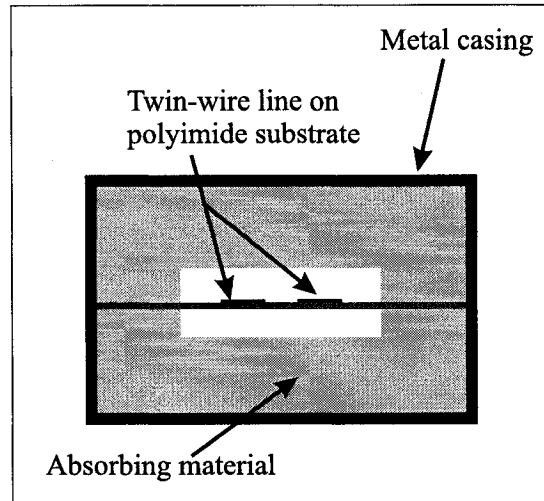


Figure 4.6 Cross section in plane AA' of the twin-wire line inside the absorber-coated waveguide.

This probe was designed to measure only the component of the electric field parallel to the dipole arms. Its performance was validated with measurements done over a symmetrically excited coplanar waveguide section (see [17]).

#### 4.4.2 Rejection of spurious contributions

In the case of multi-port circuits such as an antenna array feeding networks, the characterization of the forward and backward traveling waves on each line segment can be disturbed by contributions from the radiating elements and the adjacent transmission lines. In order to better visualize this effect, tests were done on trans-

mission line segment being part of a network feeding an array of four slot antennas. The layout of this circuit is shown in Fig. 4.7. The  $E_x$  field over the line segment identified as Section 1 was probed over the shaded region. The  $E_x$  field component is also radiated by the slots, which makes the transmission line characterization highly susceptible to disturbance from these fields.

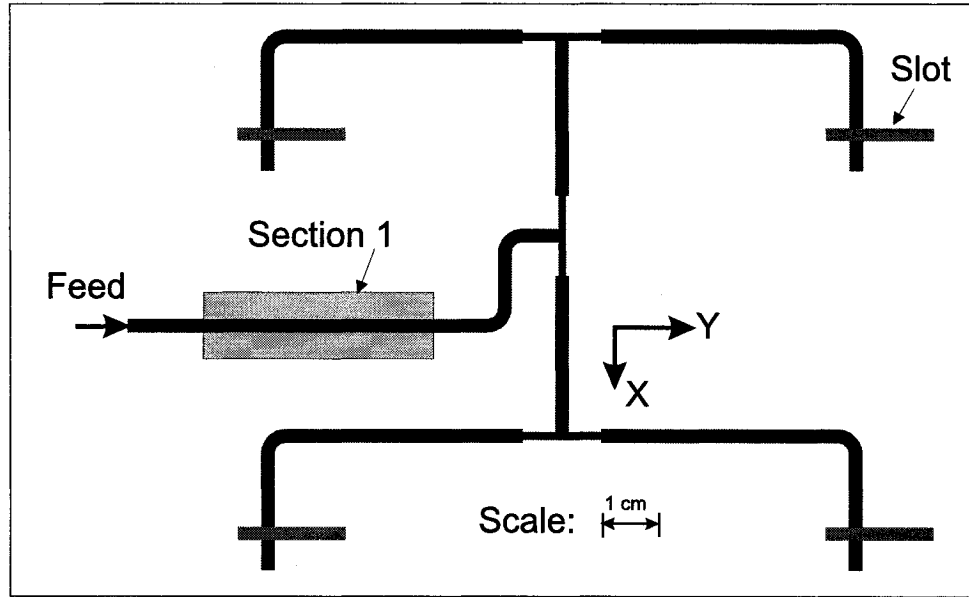


Figure 4.7 Slot antenna array layout.

Figure 4.8 presents the map of  $|E_x|$  component over Section 1. A black strip was superimposed at  $x=0$  to indicate the physical location of the segment. The probe height was  $1,5\text{ mm}$  above the DUT and the operating frequency was  $10\text{ GHz}$ . The asymmetry with respect to transmission line axis is clearly visible on the map and on a cut made at  $y=0$ . It was conjectured that asymmetry was caused by contributions from the nearby radiating slots scattering onto the metallic casing of the probe. The slots above and below section 1 in Fig. 4.8 are not symmetrically located on

each side of the X axis. On the other hand, measurements over the opposite side of the printed circuit board revealed uniform phases and amplitudes on the four radiating slots. The outer surface of the probe casing was then covered with an absorbing material in order to reduce surface currents. This way, the measured tangential electric field should mostly include contributions from the transmission line section located in close proximity of the dipole.

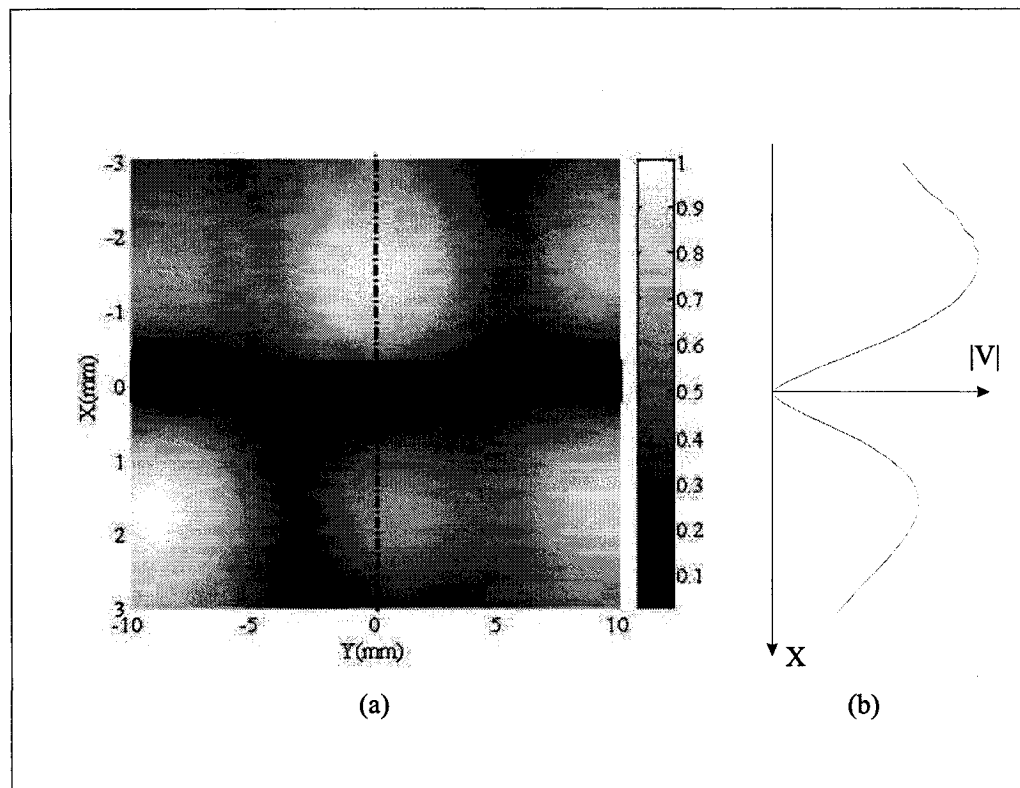


Figure 4.8 (a) Normalized amplitude of the x component of the electric field measured with the original probe configuration over shaded area shown in Fig. 4.5. (b) shows a 1D cut at  $y=0$ .

Figure 4.9 shows the amplitude of the tangential electric field measured by the probe with covered casing, over the same section of the transmission line. The



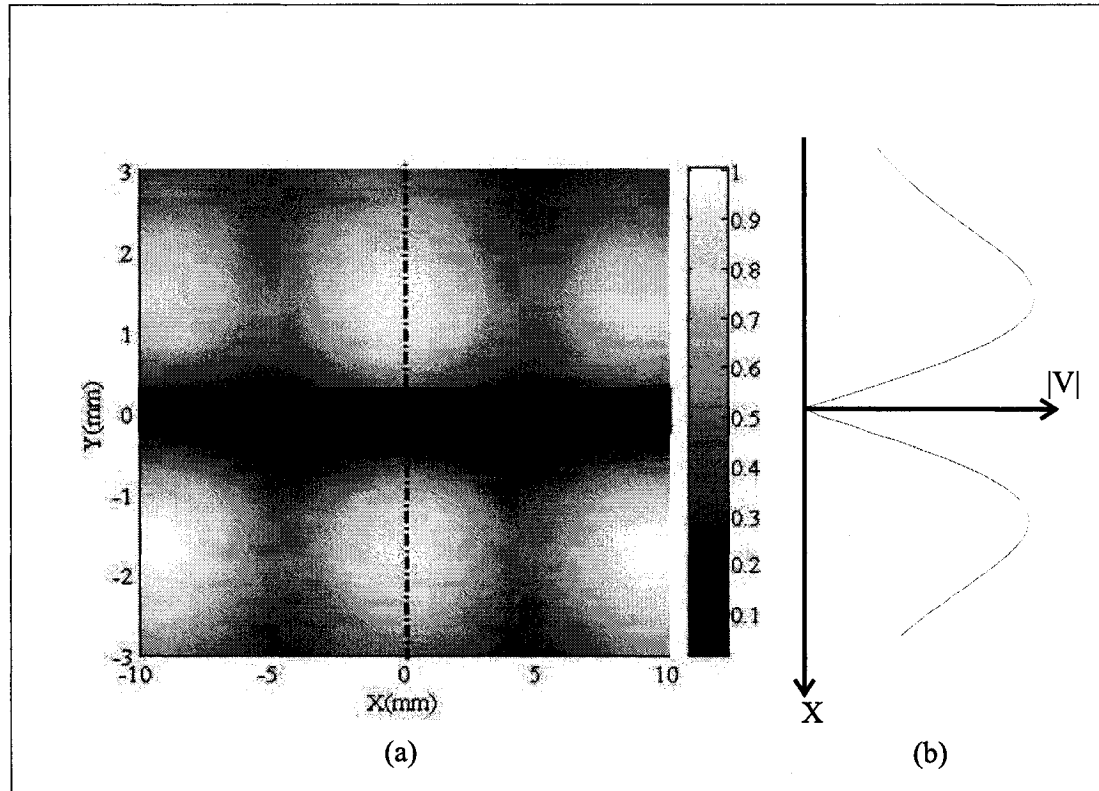


Figure 4.9 (a) Normalized amplitude of the x component of the electric field measured with probe covered with an absorbing material. (b) shows a 1D cut at  $y=0$ .

map displays a better symmetry with respect to the line axis, which validates the hypothesis that asymmetry was due to neighboring sources, and that this effect can be greatly attenuated with absorbing material covering the outer surface of the probe's casing.

## 4.5 ALIGNMENT AND PLANARITY ERROR ANALYSIS

### 4.5.1 Alignment error

Alignment errors are mostly due to direct manipulations on the near-field measurement setup. The latter must be adjusted for each circuit under test to take into account their dimensions and characteristics. In a typical setup of planar near-field measurement bench, the probe is moved by a 2-axes computer-controlled positioning system allowing displacements in a plane parallel to the circuit under test using very fine steps (1micron positioning accuracy in our case). Alignment errors occur when the coordinates of the system used for of the probe displacement are not parallel or orthogonal to the measured transmission line's axes. Figure 4.10 is an exaggerated representation of such misalignment. The transmission line under test is fixed to the measurement table. The dashed lines represent possible probe displacement paths. If the parameter extraction is solely based on the two measurement lines, these paths must be parallel to the measured transmission line because the near-field variations in the transverse direction ( $x$ ) are very rapid. A method to mitigate the effect of such misalignment on the  $\beta$  and S-parameters extraction that was presented in [10] and it will be discussed in the following paragraphs.

Due to the abrupt variation of  $E_x$  along the  $x$  axis in the vicinity of the measured line, misalignment can result in non negligible errors on extracted propagation

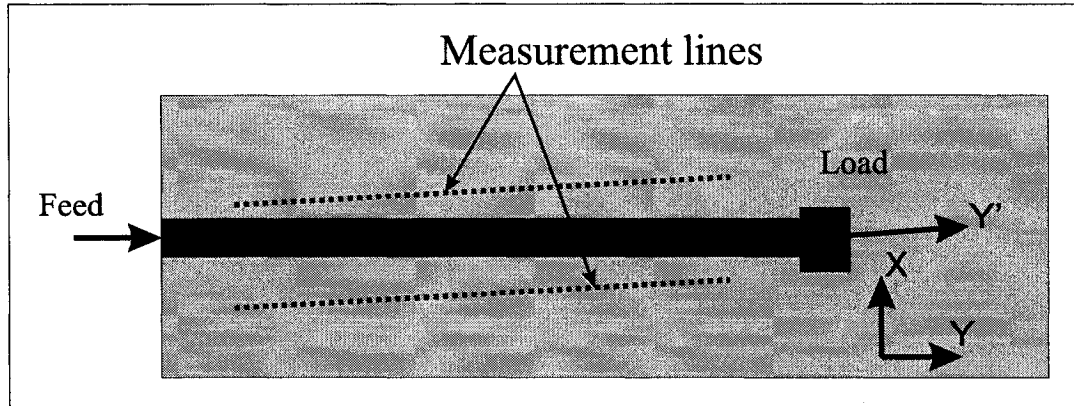


Figure 4.10 Representation of an alignment error.

factors. When the near-field is measured on a straight line segment over a section that is far from discontinuities at each end of the line, the propagated tangential field must necessarily obey equation 4.1, which represents the superposition of a forward and a backward travelling waves.

Figure 4.11 shows MoM-simulated measurements of the tangential component of the electric field along the lower measurement line in Fig. 4.10, with an alignment error of 1,5 degree between the line and measurement axes. This angular error is typical of practical experimental conditions. For the situation depicted in the figure, it represents a transversal deviation of 0,5 mm on a longitudinal section of 20 mm. The  $E_x$  component was simulated over a segment of more than one guided wavelength. The sampling interval was  $\lambda_g/200$ . According to Figure ??, the maximum expected error on  $\beta$  for each sampling should be much less than 2%. In addition, the errors calculated were based on experimental measurements while in this simulation there is no added noise. Figure 4.11 is also showing the function

described by equation 4.1, but using the parameters  $K^+$ ,  $K^-$  and  $\beta$  extracted from the simulated measurements and the point matching method. There is clearly visible discrepancy between the original and reconstructed data and therefore, the calculated parameters  $K^+$ ,  $K^-$  and  $\beta$  will not correspond to the real propagation parameters of the transmission line under test. The error on  $\beta$  was 3,3% and the error on  $|\Gamma|$  was 2,7%, for a nominal  $|\Gamma|$  value of 1/3. There are two phenomena leading to this error. Firstly,  $\beta$  was calculated assuming propagation along the y axis, while the actual propagation is along the y' axis (see Fig. 4.10). Secondly, the distance between the measurement line (e.g. lower line on Fig. 4.10) and the transmission line is not constant. This causes an amplitude bias because the transverse variation of the fields is very rapid on this scale (e.g. Fig. 4.9a).

One possible approach to minimize the effects of alignment errors is to use an optical system and micrometric screws to adjust the circuit under test until the best possible alignment is achieved. Alternatively, one may avoid this tedious procedure by performing a simple pre-processing of the near-field data. Without a priori knowledge of the alignment error, the tangential field is first measured over a grid of points covering the line segment. The width of the grid in the transverse (x) direction must be wide enough to include the  $E_x$  maxima located on each side of the line axis, near the edge of the microstrip. For the lines we have used, a width of about 5 mm was sufficient, as it can be seen in Figs. 4.8 and 4.9. For each y

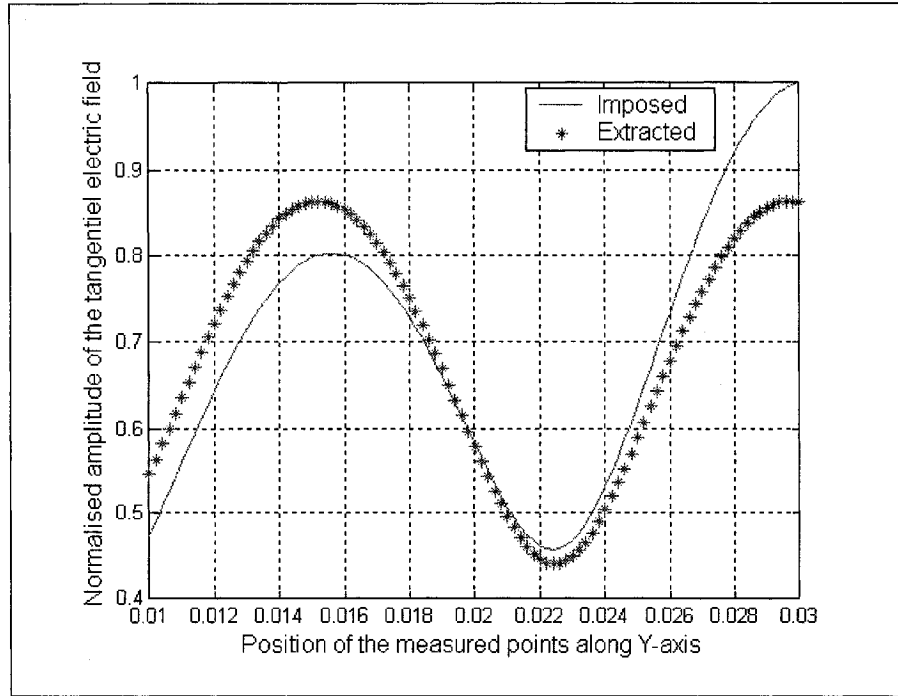


Figure 4.11 Imposed and extracted tangential electric field amplitude with alignment error.

position, the value of  $E_x$  having the strongest magnitude is retained for further processing and circuit diagnostics. Since  $E_x$  has an odd symmetry with respect to the line axis, maximum values on only one side of the lines can be used. Such spatial filtering of the data removes the amplitude bias described above.

This is clearly visible in Figure 4.12 showing a comparison between the imposed tangential field and that which is calculated from the extracted propagation parameters using this approach, under the same conditions as in Figure 4.11. We notice an excellent agreement between these two curves. With such a good fit one might expect that the estimated values of  $K^-/K^+$  and  $\beta$  are accurate. This is true for  $K^-/K^+$  but the misalignment between the axis of maximum field strength and the

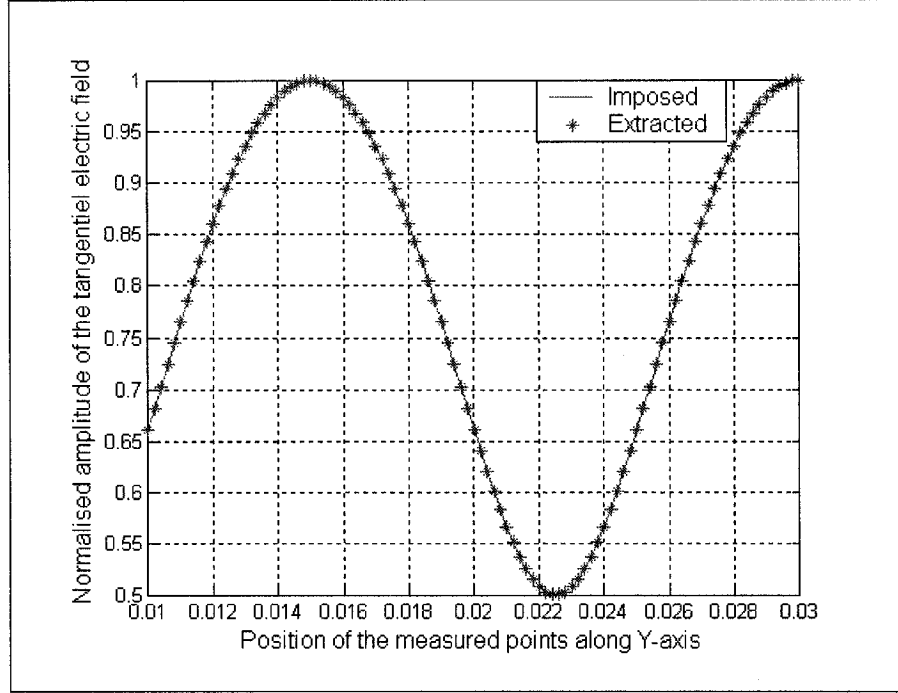


Figure 4.12 Imposed and extracted tangential E-field amplitude using alignment error correction.

reference y direction remains. In reality, the value of  $\beta$  estimated corresponds to  $\beta \cos(\theta_y)$ , where  $\theta_y$  is the unknown angle between the y and y' axes.

#### 4.5.2 Planarity error

Figure 4.13 illustrates the schematic of a circuit under test fixed on a table which makes an angle  $\theta$  with the probe's measurement plane, xy. Experimentally, we try to minimize this error can be minimized by using a contacting height indicator. Using leveling screws, we can easily adjust the measurement table to make it planar and parallel to the probe scanning plane. However, it was noticed that most the

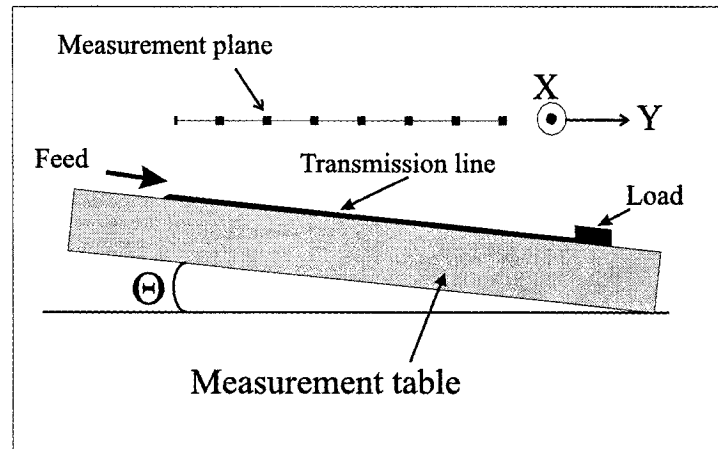


Figure 4.13 Representation of a typical planarity error.

measured circuits printed on soft substrates present an inevitable error of planarity due to the unbalanced stress resulting from the different etching patterns on the upper and lower metal layers. At low probe-to-DUT distances, this minute warpage is perceptible and impacts on the accuracy of the estimated parameters. The investigation of this error was first made by assuming a measurement plane which was not parallel to the measured circuit (or vice versa). Figure 4.14 represents the amplitude curves of the simulated tangential  $E_x$  and the curve of the amplitude of this same field calculated from the extracted parameters  $K^+$ ,  $K^-$  and  $\beta$ . The error introduced here corresponds to an inclination of 0,3 degree of the DUT about the X axis. This value is based on a typical planarity error of different measured printed circuits. The planarity error caused by rotation of the test circuit around y axis is less severe because, the dimension of the measurement grid along y is usually very small compared to its x dimension. Thus, the height variation in the YZ plane is

more important than the one in XZ plane. In Fig. 4.14, the near-field simulations were made over a grid of  $101 \times 15$  points and a segment length of  $2\lambda/3$ . The minimum height of the probe was  $0,9\text{ mm}$ . Comparing  $\beta_{theoretical}$  ( $209,43\text{ radian/m}$ ) with  $\beta_{extracted}$  ( $212,15\text{ radian/m}$ ), we notice that the resulting error is small (1.5%). Moreover, as far as the ratio of  $K^-/K_{theoretical}^+$  ( $0,333$ ) is concerned, it compares well with  $K^-/K_{extracted}^+$  ( $0,3304$ ). This good agreement can be explained by the fact that the planarity error affects the forward and backward waves in a similar manner at each measurement point since both waves have the same apparent growth along y. Thus the ratio remains unaffected. An attenuation constant along the line was not calculated. In this case, it would be a negative value which would indicate a non physical growth of the wave along the transmission line, as seen for the simulated measurement curve in Figure 4.14. The  $S_{11}$  measurement method is therefore not applicable if the line losses cannot be neglected.

Planarity errors have more effect on S parameter extraction in the case of transmission parameters (e.g.  $S_{ij}$   $i \neq j$ ). If we consider the case of a two-port circuit the procedure consists of measuring the transmission line near fields at the input of the circuit and extracting the propagation parameters  $K_{IN}^+$  and  $K_{IN}^-$ . We then measure the transmission line fields at the output of the circuit and we calculate again the propagation parameters  $K_{OUT}^+$  and  $K_{OUT}^-$  on this section. Since the input and output line segments are physically separated, the effect of the inclination is not the



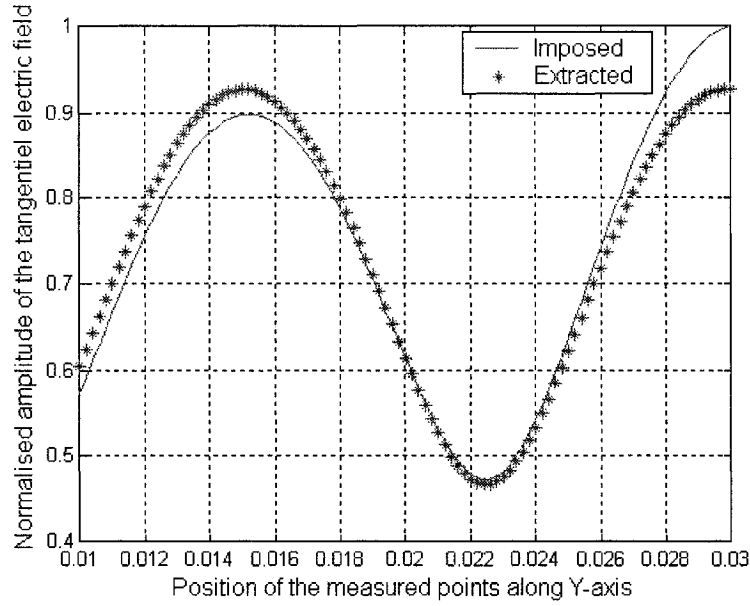


Figure 4.14 Imposed and extracted tangential E-field amplitude with a planarity error.

same on the "IN" and "OUT" coefficients. Thus, the ratio  $K_{OUT}^+/K_{IN}^-$  will be erred. To illustrate this, near field measurements were simulated on a transmission line on two distinct sections of  $1,5\text{ cm}$  length separated by  $2\text{ cm}$  (considering the two ports circuit as a simple transmission line). Theoretically, we expect the amplitude of the transmission coefficient to be unity ( $|S_{21}| = 1$ ). With an error angle  $\theta = 0,3$  degrees in YZ plane and a probe height of  $1\text{ mm}$ , which represents a slight error very difficult to be detected, we extracted the transmission coefficient  $|S_{21}| = 1.08$ . Table 4.1 presents the results obtained for various probe heights. The transmission line length is  $L = 6\text{ cm}$  and the guided wavelength was  $3\text{ cm}$ .

We notice that the error diminishes when the probe is moved away from the circuit.

Tableau 4.1 Computed  $|S_{21}|$  versus the probe height for  $\theta = 0, 3deg.$  and  $\lambda = 3 cm.$ 

Probe height at port 1	Calculated transmission coefficient
1 mm	1.08
2 mm	1.05
3 mm	1.045

This is to be expected since the derivative of the near-field with respect to the height decreases as we increase the distance between the circuit and the probe. Raising the measurement plane helps reducing the error but it also leads to near-field images with less spatial resolution. Moreover, we will see in the next section that the probe height has a great impact on the extracted parameters when the DUT includes radiating elements.

#### 4.6 ERROR DUE TO NEARBY RADIATING ELEMENTS

Processing of near field measurements to obtain S parameters is very critical in the case of planar radiating circuits, such as antenna arrays, or even high-density circuits with closely located transmission lines. Even if we have assumed the absence of nearby radiation sources in the previous sections, it is nonetheless difficult to

eliminate them completely. It is hence imperative to elaborate an experimental measurement technique to characterize the effects of undesirable DUT radiations in order to minimize the error they introduce.

#### 4.6.1 Proximity of radiating elements

In order to illustrate the problem, a circuit composed of a microstrip line feeding a radiating slot was designed (see inset of figure 4.15). The slot radiates an E-field which is co-polarized with the tangential field probed over the transmission line. As a consequence, the probe will measure the two contributions and the slot radiation will inevitably affect the extracted line parameters.

The calculated value of  $\beta$  using Agilent ADS is  $355 \text{ rad/meter}$  at the test frequency of  $10,17 \text{ GHz}$ . The reflection coefficient of the circuit measured with a vector network analyzer (VNA), was  $S_{11} = -20.19 \text{ dB}$  at the same frequency. Near field measurements were taken above the transmission line in order to extract the propagation parameters. For a set of probe heights, measurements were done over the whole transmission line from the feed point ( $x = -0,034 \text{ m}$ ) to the bend ( $x = 0,01 \text{ m}$ ). A sliding window of 71 points (1,25 cm wide), with a sampling interval of  $\lambda_g/100$  was then defined and the values of  $\beta$  and  $S_{11}$  were determined for each position of the window. In that way, we could visualize the variation of the error on  $\beta$  and the

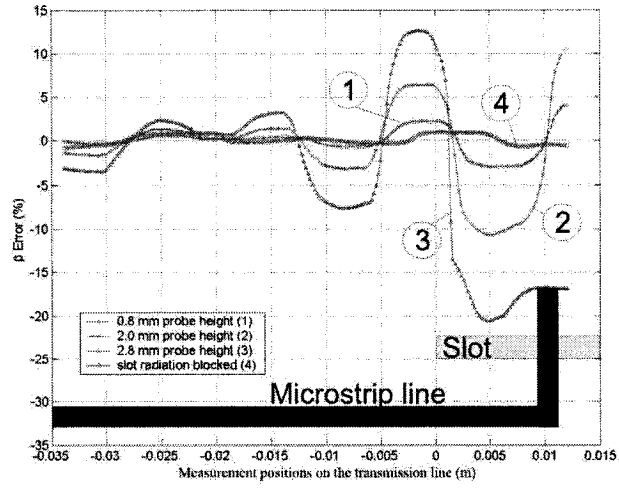
variation of the reflection coefficient using the same line segment length and sampling interval for each measured section of the transmission line. The only variables were the proximity of the slot and the height of the probe. It can be noticed from the results presented in Figure 4.15 that  $\beta$  and  $S_{11}$  are the most accurate when the probe is close to the circuit (0,8 mm). The presence of the radiating element is visible from the variation of  $\beta$  and  $S_{11}$  as a function of the proximity between the measured section on the transmission line and the slot. For a height of 2,8 mm the error can grow up to 20%. However, we have shown in Section IV that increasing proximity between the tested circuit and the probing plane magnifies the effect of positioning errors (alignment and planarity). Consequently, a compromise is necessary in order to find the optimal experimental method. Curve (4) on Fig. 4.14a shows the error on  $\beta$  obtained when the slot is covered with absorbing material to reduce its radiation. In these conditions, we can see that the wavenumber  $\beta$  is almost constant no matter where the near-field measurements are done over the transmission line. Making measurements near a source of radiation will inevitably induce errors on the results. The proximity of the measurements region to radiators is an important factor. However, in many situations the transmission line may not be long enough to enable a good separation between the radiation source and the measurements region. For instance, according to the results shown in Fig.4.15 for a probe height of 2 mm, a minimum distance of  $1/6\lambda_0$  between the tip of the slot antenna and the end of the measurements region is necessary to reach an error level

of less than 5% on the wavenumber.

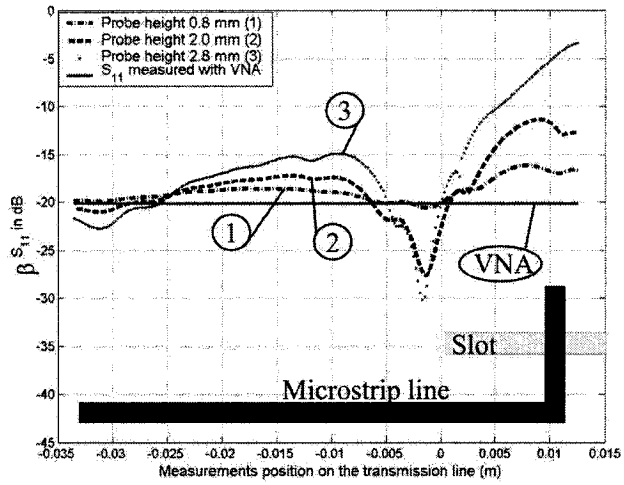
#### 4.6.2 Line density

In the case of circuits under test comprising multiple parallel transmission lines, spatial resolution in the direction transverse to propagation should be sufficient to enable identification of each line contribution. The nature of the problem is similar to the case where a radiation source is near the transmission line under test. Here, the nearby lines generate an E-field component that will be in the same polarization as the tangential E-field on the measured line. Figure 4.16 presents a parallel feeding network including two stages of Wilkinson dividers. If we wish to measure the transmission coefficient between two stages, the D2 divider for example, we must take measurements on the L2 transmission line, calculate the propagation coefficients and do the same on the L4 or L5 transmission line. The ratio of the forward travelling waves on L4 and L2 is the transmission coefficient of the D2 divider. We expect a -6dB transmission coefficient between line L1 (feed) and the lines L4 to L7 (loads). Also, if we measure the tangential E field component along the transversal AA' line, we should obtain equal amplitude levels over the four lines.

Figure 4.17 presents curves of experimental near field measurements of the tangen-



(a)



(b)

Figure 4.15 (a) Variation on the error on  $\beta$  (b) Variation on  $S_{11}$  as a function of the position with respect to the slot and the probe height.

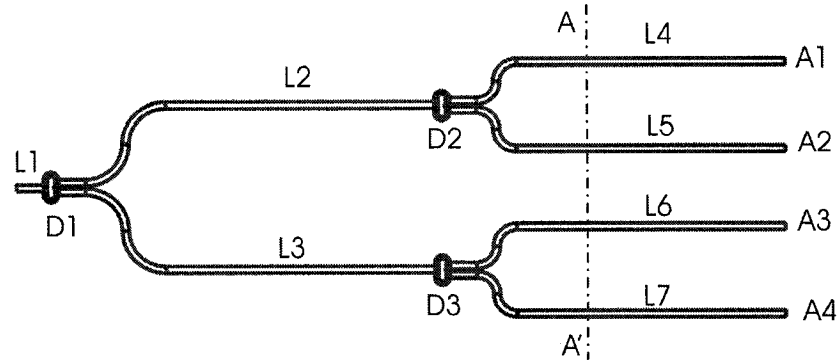


Figure 4.16 Two-stages Wilkinson divider.

tial E-field component along the AA' line. The measurements were made at two probe heights (0,56 mm, solid line; 2mm, dashed line). Simulations showed similar behaviors.

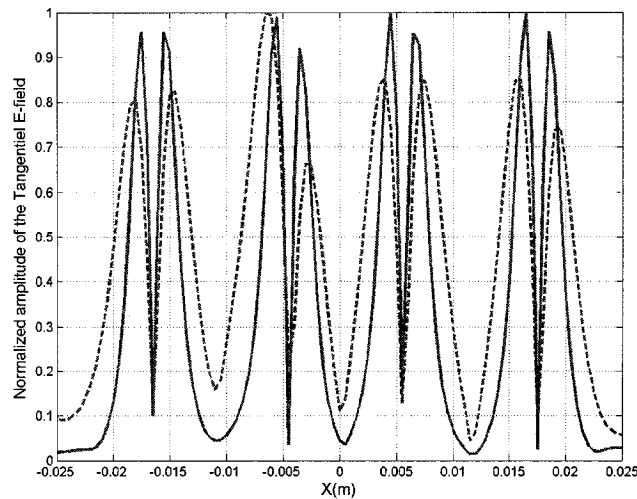


Figure 4.17 Normalized amplitude of the tangential E-field over the AA' section at different heights of the probe.

At a probe height of 0,56 mm, the tangential E-field profile shows a good symmetry on each of the four lines. The two maximums on each line are almost at the same

level. Meanwhile, it can be noticed that the level of the tangential E-field is very low half-way between two adjacent transmission lines, which indicates that the respective lines' E-field contributions are unimportant at such a height. The slight difference between the maximums could result from one or a combination of the following reasons. Due to fabrication accuracy, the Wilkinson dividers could slightly be different, the matched load that terminate each transmission line could present different impedances at  $f = 10\text{ GHz}$ . Measurements errors are possible due to a lack of planarity and alignment. More simply, the difference could be due to insufficient sampling. At a probe height of 2 mm, the asymmetry on the maximums is more pronounced, which indicates that there are more than the above mentioned sources of errors. Furthermore, the level of the E-field between the transmission lines is higher which indicates that the tangential E-field of adjacent transmission lines is no more negligible.

In general, the more the probe is moved away from the circuit, the more it will measure contributions from adjacent lines. Therefore, an optimal height must be determined in order to minimize the contributions of the adjacent lines and to not unduly magnify the effect of planarity errors and disturbances of the circuit under test if the probe is too close.



## 4.7 Conclusion

The usefulness of near-field measurements techniques on the characterization of printed microwave circuits has been shown in the past, but the measurement precautions to optimize the accuracy of parameters determined from transmission line probing had not been reported. The use of this technique for microwave circuits' characterization and especially for multistage circuits is a powerful tool during the tuning step of the design. The possibilities to determine the relative power transmitted to each stage of a complex circuit, such as the intermediate stages or at each element of a corporate feeding network enable a diagnostic so far hardly feasible with port level measurements. In this paper, we have presented typical test cases where various sources of error which can affect the near field measurements on a simple experimental setup. Since the level of error introduced by each of the effects studied in this paper is dependent on the type of probe, the geometry of the printed transmission line under test and the topology of the circuit, it is not possible to establish general quantitative limits on the error level as a function of the measurement conditions. However, in light of the results presented in the previous sections, it is possible to establish guidelines on the test methodology, some of which are listed below.

- Ensure that the field probed along the transmission line segment under test cor-

responds to the fundamental mode of interest. This can be verified by probing the field distribution with dense sampling in the direction transverse to the direction of wave propagation. The distribution should be symmetrical (even or odd symmetry depending on the field component). Assuming a well balanced field probe and DUT, lack of symmetry could be due to parasitic radiations. This disturbance can be reduced by the appropriate addition of absorbing material (Figures 4.8 and 4.9), by moving the sampling interval away from suspected radiation sources (Figure 4.15), or by probing the circuit at a closer distance from the DUT plane (Figure 4.17).

- Ensure that the length of the probed line segments is sufficient to minimize the effect of field distortions caused by nearby discontinuities on the wave parameters estimation (Figures 4.1, ?? and 4.4). A probing segment length of  $\lambda/4$  led to very accurate estimation in the presence of noise, with a SNR of 15 dB.
- Minimize the impact of misalignment between the actual and assumed axes of the probed line segment by performing sampling over a 2D region with fine resolution in the transverse direction, instead of using a simple 1D scan along the line (Figures 4.11 and 4.12). Use the maximum value of each transversal cut as input data in the wave parameters estimation.
- Ensure planarity of the DUT. When probing is done very close to the circuit to reduce the effect of nearby radiations in densely packed circuits, planarity becomes critical in the estimation of transmission between different ports (i.e.  $S_{ij}$   $i \neq j$ ).

In this case, it is recommended to bond the PCB on a rigid carrier to eliminate warpage resulting from fabrication and processing. Alternatively, planarity errors can be efficiently mitigated by raising the probe level (Table 4.1), but at the possible expense of increased interference from neighboring components.

In this paper, it has been assumed that the size of the probe has been reduced to make its disturbance on the DUT operation negligible. The 2 mm long dipole probe printed on a  $125\ \mu\text{m}$  polyimide membrane caused no noticeable disturbance on the S parameters measured at the DUT's ports. It has been shown that by applying the above guidelines, accuracies within 5% are achievable on the transmission coefficient and 1% on the wavenumber  $\beta$  and the reflection coefficient.

## 4.8 References

- [1] A. D. Yaghjian, "An overview of near-field antenna measurements," IEEE Trans. Antennas. Propagat., vol. 36, pp. 30-45, Jan. 1986.
- [2] J. C. Bolomey "Introduction to near-field techniques for EMC applications: State of the art and prospectives," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC, vol. 1, Aug. 2001 page: 356.
- [3] E. C. Fear, S. C. Hagness, P. M. Meaney, M. Okoniewski and M. A. Stuchly

"Enhancing breast tumor detection with near-field imaging," IEEE Microwave Magazine, vol. 3, pp. 48 - 56, March 2002.

[4] T. P. Budka, S. D. Wacławik, and G. M. Rebeiz, "A coaxial 0.5-18 GHz near electric field measurement system for planar microwave circuits using integrated probes," IEEE Trans. Microwave Theo. Techn., vol. 44, pp. 2174-2184, Dec. 1996.

[5] K. Yang, G. David, J.-G. Yook, I. Papapolymerou, L. Katehi and J. Whitaker, "Electrooptic mapping and finite-element modeling of the near-field pattern of a microstrip patch antenna," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, pp. 288-294, Feb. 2000.

[6] R. A. Dudley, A. G. Roddie, D. J. Bannister, A. D. Gifford, T. Krems and P. Facon, "Electro-optic S-parameter and electric-field profiling measurement of microwave integrated circuits," IEE Proc.-Sci. Meas. Technol., vol. 146, pp. 117-122, May 1999.

[7] J. Stenarson, K. Yhland and C. Wingqvist, "An in circuit noncontacting measurement method for S-parameters and power in planar circuits," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 29, pp. 2567-2572, Dec. 2001.

[8] S. S. Osofsky and S. E. Schwarz, "Design and performance of a non-contacting probe measurements on high frequency planar circuits", IEEE Trans. on Microwave

Theory and Techniques, vol. 40, pp. 1701-1708, Aug. 1992.

[9] W. Liang, G. Hygate, J. F. Nye, D. G. Gentle and R. J. Cook, "A probe for making near-field measurements with minimal disturbance: The optically modulated scatterer," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 45, pp. 772-780, May 1997.

[10] Z. Ouairhi and J.-J. Laurin, "A new near field based non-contacting measurement technique for S parameters," Proc. Int. Conf. Electromag. Near-Field Charact. (ICONIC), Rouen, France, pp. 147-151, June 2003.

[11] Z. Ouairhi and J.-J. Laurin, "Near field based technique for array feeding network characterization," Proc. Antenna Measurement Techniques Association (AMTA), Anaheim, California, USA, pp. 296-301, October 2003.

[12] A. C. Newell, "Error analysis techniques for planar near-field measurements," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. AP-36, pp. 755-768, June 1988.

[13] A. C. Newell and G. Hindman, "Estimating Z-position errors in planar near-field measurements from RF measurements" Proc. Antenna Measurement Techniques Association (AMTA) Tiburon, California, USA, October 2002.

- [14] D. T. Paris, W. M. Leach and E. B. Joy. "Basic theory of probe-compensated near-field measurements," IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. AP-26, pp. 373-379, May 1978.
- [15] Y. Gao and I. Wolff, "Miniature electric near-field probes for measuring 3-D fields in planar microwave circuits," IEEE Trans. Microwave Theo. Techn., vol. 46, pp. 907-913, July 1998.
- [16] R. Kantor and I. V. Shvets, "Measurement of electric-field intensities using scanning-field microwave microscopy," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. vol. 51, pp. 2228-2234, Nov. 2003.
- [17] Z. Ouairhi and J.-J. Laurin, "Experimental characterization of miniature near-field probes," UProc. General assembly URSI, Maastricht. August 2002.

## CHAPITRE 5

### CARACTÉRISATION DES MÉTAMATÉRIAUX PAR LA TECHNIQUE DES MESURES EN CHAMP PROCHE

#### 5.1 Introduction

L'émergence du domaine des métamatériaux nous a poussé à nous intéresser de plus près à ces structures qui démontrent des comportements électromagnétiques fondamentalement différents par rapport aux lignes de transmission conventionnelles. Ces structures sont caractérisées par une permittivité ( $\varepsilon$ ) et une perméabilité ( $\mu$ ) effectives négatives. De plus, elles tirent leur nom *Structure gauche* du fait que la direction des trois vecteurs  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$  et  $\vec{k}$  respectent la règle de la main gauche, c'est à dire que  $\vec{E} \times \vec{H}$  pointe dans la direction de  $-\vec{k}$ . Contrairement aux structures dites droites qui, elles, respectent la règle de la main droite pour ce même produit vectoriel (Lai et al., 2004).

Le concept initial des métamatériaux a été initialement présenté par le physicien russe Veselago en 1968 (Veselago, 1968). La théorie a été reprise par plusieurs équipes de recherche pour fabriquer les premiers prototypes de lignes de transmission et de circuits passifs (Caloz et Itoh, 2004).

Dans le présent chapitre, nous allons mettre en application les techniques de calcul des différents paramètres de propagation que nous avons développées dans les chapitres précédents. Ces techniques seront appliquées à des structures composées gauche-droite sous la forme de lignes de transmission. Ces structures ont un comportement qui dépend de la fréquence d'opération. Ainsi, le comportement gauche se manifeste à des fréquences basses jusqu'à un point de transition et par la suite le comportement droit (ligne de transmission normale) débute pour des fréquences supérieures. Nous verrons aussi, que ces structures sont souvent fabriquées à partir d'un arrangement périodique de cellules unitaires. Par conséquent, les modes de Floquet commencent à avoir une importance non négligeable lorsque la fréquence d'opération varie de l'origine de phase à la zone de Bragg. Nous verrons qu'à ce moment là, les mesures en champ proche incluent une superposition de variations à petite échelle ajoutées au mode fondamental de la ligne. Par conséquent, la précision de la caractérisation *in-situ* par mesures en champ proche devra être réévaluée. Les résultats présentés dans ce chapitre ont fait l'objet d'un article de conférence en 2005 (Ouairhi et al., 2005).



## 5.2 Concepts théoriques des lignes de transmission en structures métamatérielles composées gauche/droite

La théorie des lignes de transmission est utilisée pour analyser et concevoir des structures métamatérielles Composées Gauche/Droite (CGD). Nous tenterons, dans la prochaine section, de faire un survol des développements des CDG par l'approche des lignes de transmission. Nous débuterons par une représentation des métamatériaux par un équivalent homogène de lignes de transmission CGD. Le second volet sera consacré à la mise en oeuvre d'un équivalent en circuit LC.

### 5.2.1 Cas homogène

Le domaine des métamatériaux est abondamment traité dans la littérature. Nous nous sommes basés sur l'article de Lai (Lai et al., 2004) pour ressortir les aspects théoriques les plus importants et qui concernent la technique de mesures en champ proche, sujet de cette thèse.

Le modèle homogène d'une ligne de transmission purement droite peut être représenté par une combinaison d'une inductance en série et une capacité parallèle par unité de longueur. Tandis que le modèle d'une ligne de transmission purement gauche est représenté par une capacité en série et une inductance parallèle (Lai

et al., 2004). Si l'on considère une section infinitésimale d'une ligne de transmission, un média gauche peut être obtenu par la transformation de la structure usuelle du filtre passe-bas de la figure 5.1.a en une structure de filtre passe-haut comme celle présentée à la figure 5.1.b.

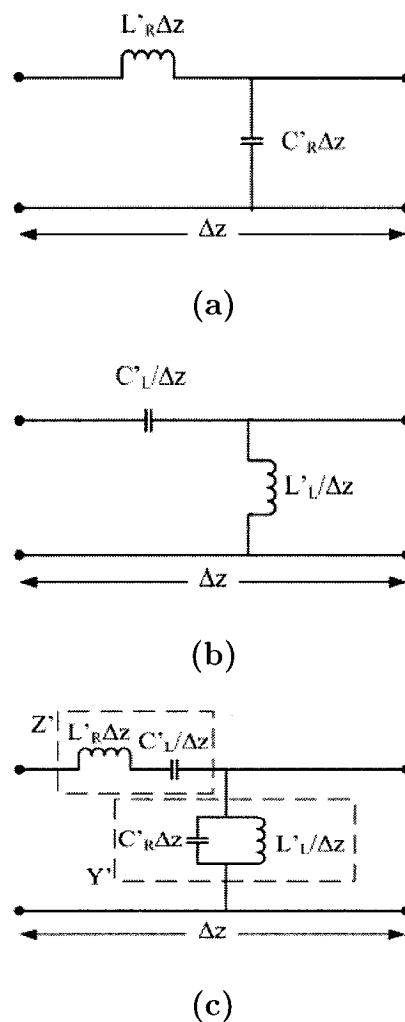


Figure 5.1 Modèle du circuit équivalent. a) Ligne de transmission droite. b) Ligne de transmission gauche. c) Ligne de transmission composée gauche/droite

Il est à noter que l'inductance en série ( $L'_R$ ) et la capacité en parallèle ( $C'_R$ ) sont toujours présentes dans une configuration pratique. Par conséquent, la structure

faisable sera une combinaison des deux circuits telle que présentée à la figure 5.1.c.

Pour la structure CGD, les comportements gauche et droit sont limités respectivement par une fréquence de coupure passe-bas et une fréquence de coupure passe-haut. Sous certaines conditions de balancement, ces deux fréquences de coupures sont égales et la transition entre le comportement gauche et le comportement droit se fait d'une manière continue.

Dans une structure CGD sans pertes, la constante de propagation est définie par l'équation 5.1

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (5.1)$$

où  $Z'$  et  $Y'$  sont respectivement l'impédance par unité de longueur et l'admittance par unité de longueur. Dans le cas particulier de ligne de transmission CGD  $Z'$  et  $Y'$  sont définies par les équations 5.2

$$\begin{aligned} Z'(\omega) &= j(\omega L'_R - \frac{1}{\omega C'_L}) \\ Y'(\omega) &= j(\omega C'_R - \frac{1}{\omega L'_L}) \end{aligned} \quad (5.2)$$

À partir de là, la relation de dispersion dans un milieu CGD homogène est donnée par l'équation 5.3

$$\beta(\omega) = s(\omega) \sqrt{\omega^2 L'_R C'_R + \frac{1}{\omega^2 L'_L C'_L} - \left( \frac{L'_R}{L'_L} + \frac{C'_R}{C'_L} \right)} \quad (5.3)$$

avec

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{si } \omega < \min\left(\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}\right) \\ 1 & \text{si } \omega > \max\left(\frac{1}{\sqrt{L'_R C'_L}}, \frac{1}{\sqrt{L'_L C'_R}}\right) \end{cases} \quad (5.4)$$

### 5.2.2 Circuit LC équivalent

Les lignes des transmission CGD homogènes n'existent pas dans la nature. En réalité, les inductances  $L'_L \delta z$  et capacités  $C'_L \delta z$  gauches de la figure 5.1.b. sont remplacées par des composants localisés insérés d'une manière périodique le long d'une ligne de transmission droite. Si la taille des cellules est beaucoup plus petite que la longueur d'onde, nous pouvons dire que l'homogénéité du métamatériau est bien émulée et par conséquent, la périodicité n'est pas requise. Toutefois, pour des considérations liées à la facilité de fabrication, les métamatériaux sont habituellement conçus avec des structures périodiques. Cela permet aussi d'analyser le cas d'une cellule avec le théorème de Floquet.

Chaque cellule de longueur électrique  $\delta\theta$  dans un réseau en cascade, peut être

représentée par le circuit présenté à la figure 5.2. Lorsque la taille des cellules est électriquement petite, alors l'équation de dispersion peut être écrite de la façon suivante:

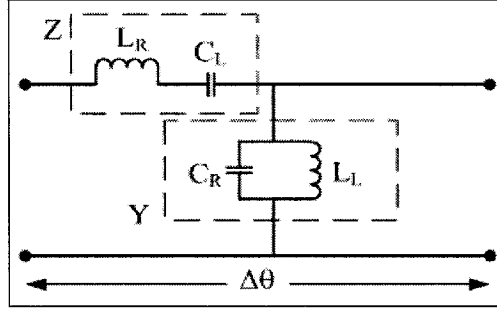


Figure 5.2 modèle en circuit LC d'une Cellule unitaire d'une ligne de transmission CGD

$$\beta(\omega) = \frac{s(\omega)}{p} \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left( \frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right)} \quad (5.5)$$

Où  $p$  est la longueur physique de la cellule unitaire.

L'expression de l'équation 5.5 a la même forme que celle de l'équation 5.3 obtenu pour le cas homogène. De plus, elle est valide pour  $\beta p \ll 1$ .

Basée sur l'approche présentée précédemment, une ligne de transmission CGD unidimensionnelle a été simulée et fabriquée. Cette ligne nous servira de circuit sous test, et elle fut prêtée par le département de génie électrique de l'université UCLA. Cette ligne de transmission est composée de 24 cellules. Chaque cellule est composée d'une capacité inter-digitale en série et d'une inductance consistant en un

tronçon de ligne en court circuit et branchée en parallèle avec la ligne principale. Ces composants distribués sont imprimées sur un substrat *RT/Duroid* 5880 de la compagnie Rogers. La constante diélectrique du substrat est  $\varepsilon_r = 2,2$  et son épaisseur est  $h = 1,57 \text{ mm}$  (voir figure 5.3. La taille de la cellule est  $p = 6,1 \text{ mm}$ . Cette ligne de transmission a été conçue pour montrer un comportement gauche et droit aux fréquences inférieures et supérieures à  $3,9 \text{ GHz}$  respectivement.

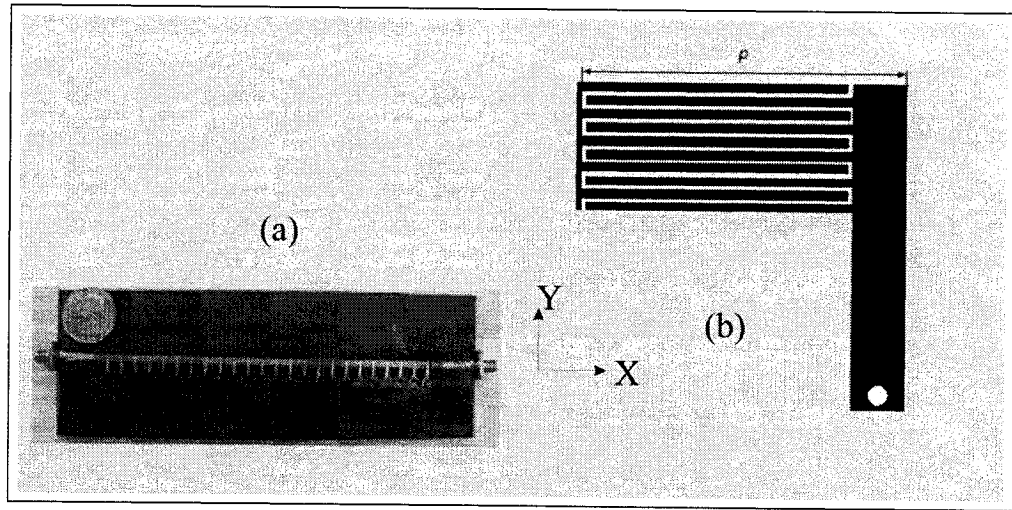


Figure 5.3 a) Photographie d'une ligne de transmission CGD comportant 24 cellules. b) Cellule unitaire comprenant une capacité inter-digitale en série et une inductance parallèle sous la forme d'un tronçons de ligne terminé par un court circuit. (Cette figure est une courtoisie de (Lai et al., 2004))

### 5.3 Mesures des propriétés des lignes de transmission CGD

Avec une ligne de transmission CGD entre les mains, nous désirions connaître ses propriétés de propagation en fonction de la fréquence d'opération, et par le fait même en fonction du comportement gauche ou droit de la structure. Aussi, nous

avons mesuré les paramètres  $S$  de la ligne à l'aide d'un analyseur de réseau. Les résultats obtenus seront présentés dans la présente section.

### 5.3.1 Mesures des paramètres $S$ d'une ligne de transmission CGD.

Les conditions de balancement d'une ligne CGD imposent que l'impédance caractéristique de mode droit soit être égale à l'impédance caractéristique du mode gauche. La ligne de transmission présentée a été conçue avec les paramètres de modes gauche et droit suivant:  $L_L = 3,38 \text{ nH}$ ,  $C_L = 0,68 \text{ pF}$ ,  $L_R = 2,45 \text{ nH}$ ,  $C_R = 0,5 \text{ pF}$ . Par conséquent, les impédances caractéristique de chaque mode sont:  $Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} = 70,50 \Omega$  et  $Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} = 70 \Omega$ . Ces impédances sont très similaires et assurent une condition d'équilibre permettant une transition directe entre le mode gauche et le mode droit.

À l'aide d'un analyseur de réseau *HP8510*, nous avons mesuré le coefficients de transmission en amplitude et phase. Le niveau de pertes d'insertion remarqué sur la figure 5.4 est dû au fait que la ligne ait une impédance caractéristique différente de l'impédance des appareils de mesures. Ce qu'il est important de remarquer sur cette figure est que la ligne présente une fréquence de coupure à  $F = 1,5 \text{ GHz}$  et que ces propriétés gauche ne sont nullement perceptibles. La courbe qui nous interesse le plus est celle de la phase. En effet le but de notre recherche est de calculer le

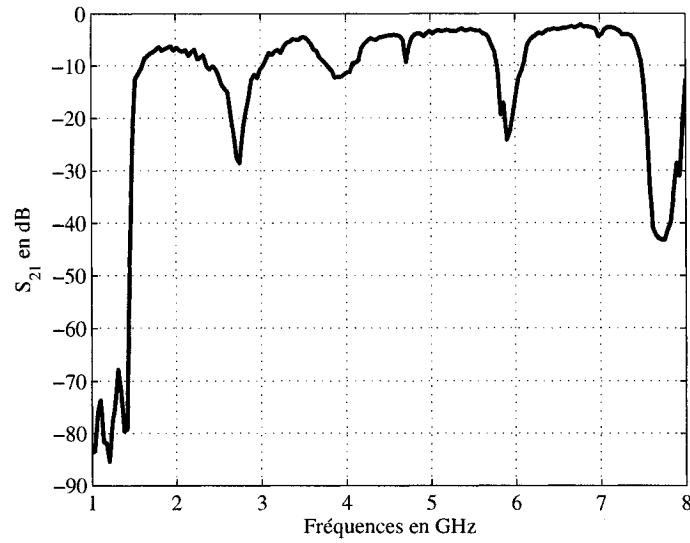


Figure 5.4 Courbe de l'amplitude en dB du coefficient de transmission d'une LT composée gauche/droite

facteur de phase d'une telle ligne pour mettre en évidence les caractéristiques de comportement composite gauche et droite de cette ligne de transmission.

Nous remarquons sur la figure 5.5 une variation très rapide de la phase dans le début de la bande, résultats de la fréquence de coupure à  $F = 1,5 \text{ GHz}$ . Comme l'indique la figure 5.4, il n'y a pas de transmission en dessous de cette fréquence, donc la mesure de phase n'a pas vraiment d'intérêt. De plus, la variation de la phase ne donne aucune indication sur le point de transition du mode gauche au mode droit. L'auteur de l'article de référence (Lai et al., 2004), présente un diagramme de dispersion basée sur les résultats des mesures de la phase de  $S_{21}$ . La méthode utilisée est basée sur une estimation théorique de la fréquence de transition. La phase est déroulée et la valeur de la phase à cette fréquence est ramenée à 0. Ce



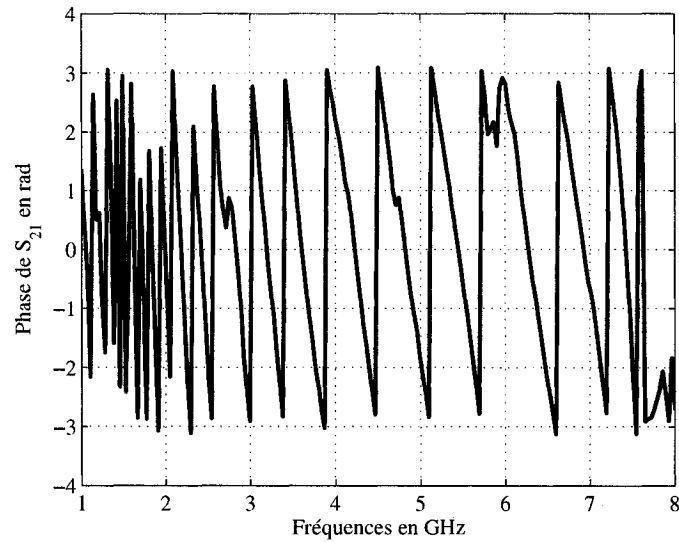


Figure 5.5 Courbe de la phase en radians du coefficient de transmission d'une LT composée gauche/droite

décalage de phase est par la suite appliqué à toutes les fréquences pour calculer le facteur de phase  $\beta$  en utilisant la formule:  $Arg(S_{21}) = -2\beta l$  avec  $l$  la longueur de la ligne sous test.

Cette méthode ne peut être précise que si la ligne est bien adaptée pour éviter les variations de phase dues aux réflexions multiples. Or, nous savons d'emblée que cette ligne n'est pas adaptée.

Notre hypothèse est que les mesures en champ proche nous permettront de mesurer d'une façon précise le facteur de phase  $\beta$  d'une ligne de transmission CGD.

### 5.3.2 Mesures des champs aux alentours d'une ligne de transmission CGD

Pour des fin de comparaison entre le profil du champ électrique au dessus d'une ligne de transmission droite et une ligne de transmission gauche, nous avons effectué des mesures en champ proche au dessus de deux structures. La figure 5.6 représente l'amplitude du champ électrique transversal tangentiel au dessus d'une ligne micro-ruban. Nous constatons bien que le champ électrique tangentiel de la ligne est symétrique de chaque côté de cette dernière.

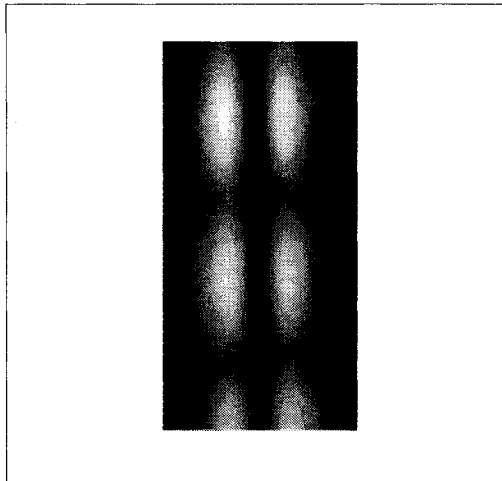


Figure 5.6 Profil du champ électrique tangentiel au dessus d'une ligne de transmission micro-ruban.

Le profil d'une ligne de transmission gauche est présenté à la figure 5.7.a. Les mesures ont été effectuée à une fréquence de  $F = 2,5 \text{ GHz}$  soit dans la bande de comportement gauche de la ligne de transmission. La sonde utilisée est une boucle magnétique dont le plan est orienté perpendiculairement à l'axe longitudinal de la

ligne. Par conséquent, la sonde mesure le champ électrique tangentiel transversal à la ligne de transmission.

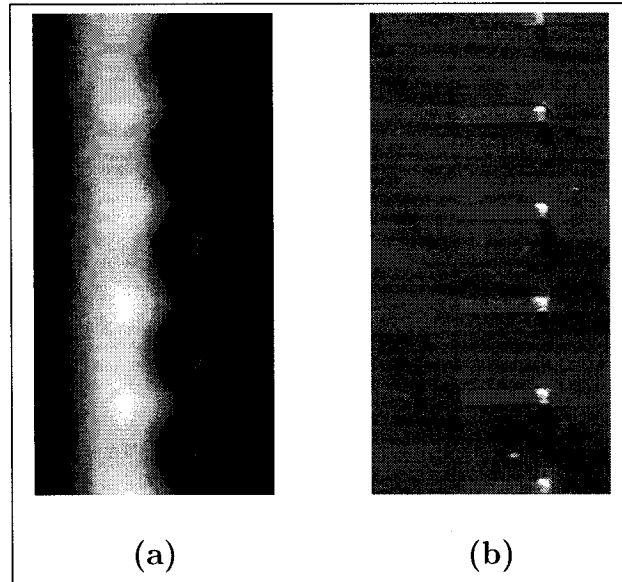


Figure 5.7 (a) Profile du champ électrique tangentiel au dessus d'un segment de ligne de transmission gauche. (b) Segment de ligne de transmission mesuré.

Nous remarquons une asymétrie par rapport à l'axe de la ligne due principalement à la présence des tronçons de ligne de transmission qui représentent les inductances en parallèle de la structure. La figure 5.7.b. présente le segment de ligne de transmission mesuré. Nous constatons bien que les creux répétitifs du champ électrique tangentiel d'un côté de la ligne correspondent aux emplacements des inductances. Idéalement on voudrait que les cellules soient assez petites pour considérer la structure métamatériau comme étant homogène. Néanmoins, les mesures en champ proches sont faites à une hauteur de sonde  $h = 1\text{ mm}$ , soit à une distance relativement petites par rapport à la longueur d'onde et par rapport à la taille de la cellule.

Afin de mieux visualiser ce phénomène, nous avons isolé une seule composante du champ électrique: la composante normale. À l'aide d'un tronçon de câble coaxial, nous avons fabriqué une sonde monopôle en découvrant une petite partie du conducteur interne. Les mesures en champ proche sont effectuées à différentes fréquences d'opération et cela pour mieux visualiser le phénomène de la double échelle de variation de champ.

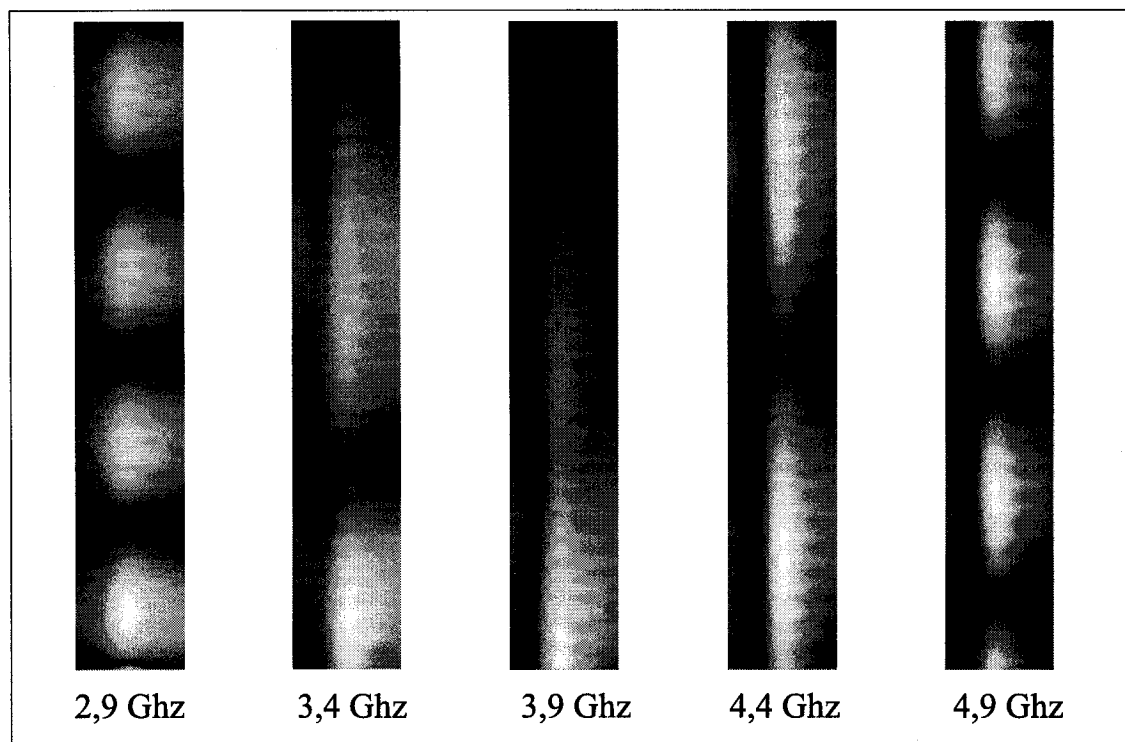


Figure 5.8 Amplitude du champ électrique normal montrant l'évolution de la longueur d'onde guidée le long de la ligne de transmission CGD en fonction de la fréquence d'opération. Ligne terminée par une charge de  $50\ \Omega$

Le comportement de la ligne de transmission CGD en fonction de la fréquence est présenté à la figure 5.8. Nous remarquons très bien les ondes stationnaires et leur dépendance à la fréquence d'opération. À une fréquence de  $3,9\ GHz$ , la

longueur d'onde devient très grande, ce qui correspond au  $\beta$  nul. C'est aussi la fréquence de transition entre le comportement gauche et le comportement droit de la ligne de transmission mesurée. Dans cette zone de régime d'onde rapide, la ligne présente des ondes de fuite qui peuvent expliquer la décroissance de l'amplitude du champ le long de la ligne. Un autre fait très important, et qui nous indique un comportement gauche de la ligne de transmission, est que la longueur d'onde guidée qui diminue avec la fréquence au lieu d'augmenter pour les fréquences inférieures à la fréquence de transition d'environ  $3,9\text{ GHz}$  (Région où la ligne se comporte comme une structure gauche). Tandis que pour des fréquences supérieures à la fréquence de transition, la longueur d'onde guidée diminue lorsque la fréquence d'opération augmente. La ligne de transmission est par conséquent dans son mode d'opération droit. La résolution spatiale des mesures effectuées est suffisamment grande pour montrer les variations à l'intérieur de chaque cellule.

#### **5.4 Mesure du facteur de phase $\beta$ d'une ligne de transmission CGD par la technique de mesures en champ proche.**

La technique de mesure en champ proche pour l'extraction des coefficients de réflexion et de transmission, au dessus d'une ligne de transmission, sera utilisée pour calculer le facteur de phase  $\beta$  d'une ligne de transmission métamatériaux.

Les résultats qui seront présentés sont obtenus à partir de mesures du champ  $H_y$  avec une boucle au dessus d'une ligne de transmission orientée le long de l'axe X, telle que présentée à la figure 5.9. L'orientation de la sonde a été choisie pour mesurer le champ électrique longitudinal tangentiel.

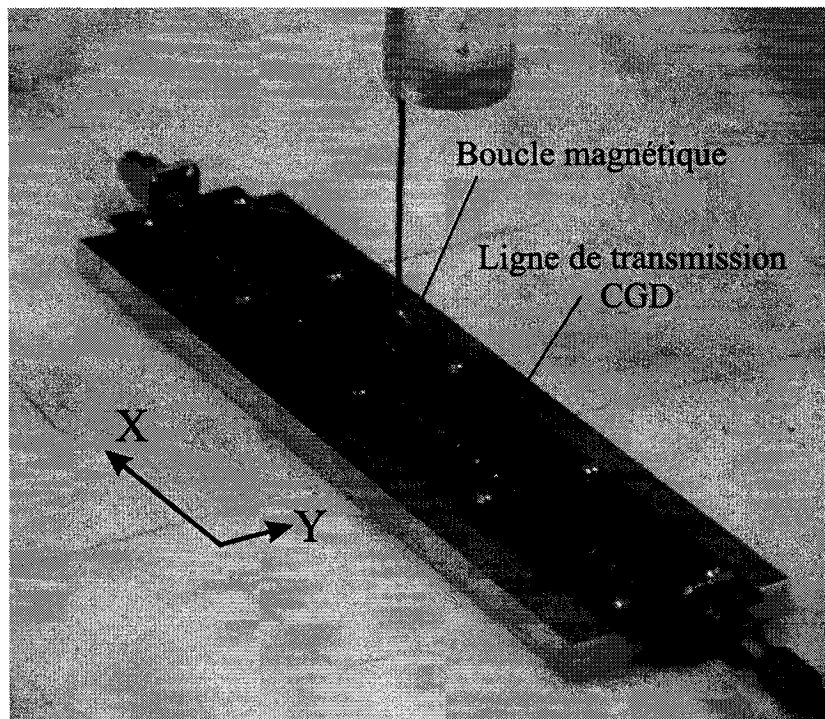


Figure 5.9 Photographie du montage montrant les orientations de la ligne de transmission CGD et de la sonde boucle.

L'équation matricielle 2.11 est reprise ici pour tenir compte de la nouvelle référence des axes.

$$V(x) = K^+ e^{-j\beta x} + K^- e^{j\beta x} \quad (5.6)$$

Rappelons qu'ici  $V$  est la tension recueillie par la sonde et non la tension sur la ligne. Selon l'orientation de la sonde, on peut s'attendre à ce que  $V$  soit proportionnel au courant le long de la ligne de transmission. Or, des contributions non négligeables des modes supérieurs de Floquet ont été mesurées un peu plus loin de l'axe central de la ligne. Nous croyons que ces contributions pourraient émaner des connexions verticales qui sont faites entre les inductances  $L_L$  et le plan de masse. Par conséquent, nous ne pouvons pas lier les mesures de  $V$  au seul courant le long de  $x$  sur la ligne de transmission et cela même si la sonde est située directement au dessus de la ligne.

Une charge  $50\ \Omega$  est placée à la terminaison de la ligne de transmission. Les mesures en champ proche ont été faites à différentes fréquences entre 1,6 et 6 GHz. La sonde est placée à une hauteur  $h = 1,3\text{ mm}$ . La figure 5.10 représente Le  $V(x)$  mesuré et le  $V'(x)$  calculé à partir des paramètres  $\beta$ ,  $K^+$  et  $K^-$  estimés avec la méthode des moindres carrés (voir section 2.3.3) à une fréquence  $F = 2,5\text{ GHz}$ . Les deux courbes ne correspondent pas exactement puisque le modèle de propagation utilisé ne prend pas en considération la périodicité de la structure.

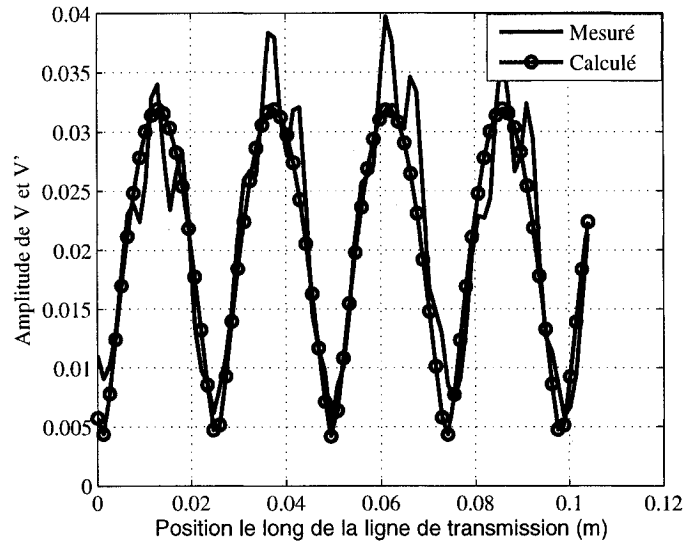


Figure 5.10 Courbes comparatives des champs magnétiques mesuré et calculé à une fréquence  $F = 2,5 \text{ GHz}$  en utilisant la méthode des moindres carrés.

#### 5.4.1 Considération des modes de Floquet

Puisque le dispositif sous test est une structure périodique et que sa période est connue, il est possible de prendre en considération les variations à petite échelle mentionnées précédemment dans l'évaluation de  $\beta$ .

Dans le but d'atteindre une meilleure concordance entre les courbes mesurées et les courbes extraites, nous allons considérer un nombre fini de modes de Floquet. Les procédures de mesures sont identiques au cas précédent (sans les modes de Floquet). Par contre, l'extraction des paramètres  $\beta$ ,  $K^+$  et  $K^-$  sera faite à partir de l'équation 5.7.



$$V(x) = \sum_{n=-N}^{n=N} K_n^+ e^{-j\beta_n x} + K_n^- e^{j\beta_n x} \quad (5.7)$$

Chaque terme de chaque mode de Floquet dans l'équation possède un coefficient inconnu mais toutes les valeurs du facteur de phase sont dépendants de la valeur du facteur de phase du mode fondamental  $\beta_0$  (à ne pas confondre avec le facteur de phase dans l'air). La relation qui lie toutes les valeurs de  $\beta_n$  est représentée par l'équation 5.9

$$\begin{aligned} \beta_n &= \beta_0 + \frac{2\pi n}{p} \\ n &= 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (5.8)$$

Dans cette équation,  $n$  représente l'ordre du mode de Floquet et  $p$  représente la taille de la cellule unitaire.

Basé sur les résultats de mesures en champ proche du cas précédent (sans mode de Floquet), l'extraction des paramètres a été répétée avec le modèle de propagation de l'équation 5.7.

La figure 5.11 montre le degré d'amélioration de  $\widetilde{V(x)}$  en prenant en considération les modes de Floquet. Dans ce cas-ci, l'ordre des modes utilisés est  $N=3$ . Avec ce nouveau modèle de propagation, il sera possible dorénavant d'avoir une meilleure

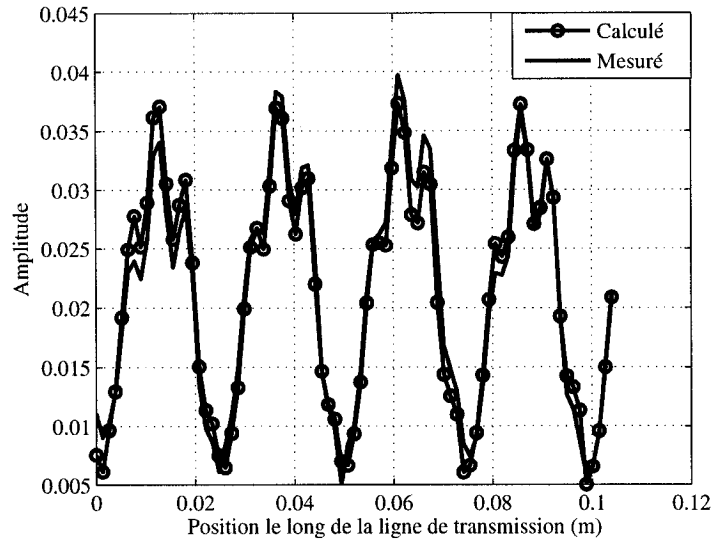


Figure 5.11 Courbes comparatives des champs magnétiques mesuré et calculé à une fréquence  $F = 2,5\text{ GHz}$  en prenant en considération les modes de Floquet pour une structure périodique.

estimation de  $\beta_0$  et surtout de la la puissance relative de chaque mode de Floquet.

L'importance de ce résultat réside dans le fait que les structures CGD peuvent exciter certains modes dans la zone d'onde rapide du diagramme de dispersion et contribuer aux pertes de radiation. Le choix du nombre de modes de Floquet s'est imposé simplement en vérifiant l'erreur entre les deux courbes et le temps de calcul.

Pour les modes supérieurs, le temps de calcul ne justifiait nullement l'amélioration minime de l'erreur commise sur  $\beta_0$ .

### 5.4.2 La courbe de dispersion d'une ligne de transmission CGD

La méthode que nous avons décrite précédemment, a été utilisée pour déterminer la variation de  $\beta_0$  en fonction de  $\omega$  de manière expérimentale.

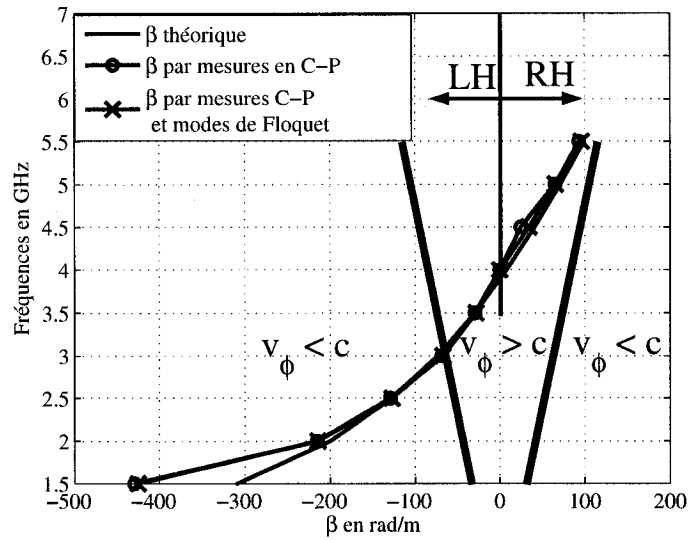


Figure 5.12 Courbes comparatives des valeurs théoriques et expérimentales du diagramme de dispersion d'une ligne de transmission CGD.

La figure 5.12 présente les résultats obtenus. Nous remarquons une excellente concordance entre les courbes théoriques, obtenues par l'équation 5.5, et les courbes expérimentales obtenues par mesures en champ proche.

Pour les fréquences inférieures à  $1,5\text{ GHz}$ , la ligne de transmission possède un champ très faible. Par conséquent, les mesures en champs proches ne peuvent garantir une bonne précision. Lorsque  $\beta_0$  est très grand, la longueur d'onde guidée de la ligne de transmission devient de l'ordre de la taille de la cellule  $p$ . Par consé-

quent, l'approximation du modèle au cas homogène n'est plus valide. Cet effet est manifesté par un écart entre les courbe théoriques et expérimentales dans la bande  $1,5 - 2,5 \text{ GHz}$ . La figure révèle aussi que l'extraction de  $\beta_0$  à partir des mesures en utilisant les équations 5.6 et 5.7 sont presque identiques. L'avantage d'inclure les modes de Floquet supérieurs est seulement visible à la fréquence  $4,5 \text{ GHz}$ .

## 5.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre une nouvelle application des mesures en champ proche pour la caractérisation des circuits imprimés. L'élément innovateur de cette technique réside dans le comportement du circuit sous test. En effet, ce dernier présente un facteur de phase négatif et une longueur d'onde guidée qui croît avec la fréquence. Néanmoins, l'extraction expérimentale du facteur de phase  $\beta$  a été réussie avec une très bonne concordance avec les valeurs théoriques. Le théorème de Floquet a été utilisé pour tenir compte de la périodicité de la structure mesurée et ses propriétés de propagations. Même si cela a mené à une amélioration très minime dans l'estimation de  $\beta$ , le calcul de la puissance relative et la phase des modes utilisés nous procure un outil très appréciable pour la caractérisation non destructive des métamatériaux et les différentes structures périodiques.

Il faut rappeler que la mesure seule des paramètres S de la ligne de transmission

CGD aux portes d'accès coaxiales ne permet en aucun cas de décrire le comportement métamatériau de la structure. Seule la technique de mesures en champ proche présentée dans ce chapitre, permet d'une manière expérimentale d'évaluer le facteur de phase de telle structure avec une aussi bonne précision et sans supposition préalable sur la fréquence de transition, (Lai et al., 2004).

## DISCUSSION GÉNÉRALE

La présente thèse de doctorat a été initiée à partir d'une étude préalable sur les techniques de mesure en champ proche pour la caractérisation d'antennes ayant une faible directivité. Cette étude a été menée dans le cadre d'une maîtrise recherche sous la direction du professeur Jean-Jacques Laurin. La réflexion a porté sur l'utilisation des connaissances acquise dans ce domaine pour l'appliquer aux circuits imprimés micro-ondes. L'idée fut retenue dans le cadre d'une thèse de doctorat. Les mesures en champ proche ont fait l'objet de plusieurs publications durant les trois dernières décennies. De plus, on peut dire que notre groupe au sein du Poly-Grames a acquis une certaine expertise dans le domaine et a contribué grandement à la diversification des applications des techniques de mesures en champ proche. Nous avons donc essayé dans cet esprit, de développer une application originale pour caractériser les circuits micro-ondes complexes. À un certain niveau de notre recherche, nous nous sommes rendus compte que l'utilisateur de la technique a besoin d'un guide lui permettant non seulement de mesurer les paramètres voulus, mais aussi de détecter toute source d'erreur qui serait susceptible de fausser ces résultats. Nous avons donc entrepris de pousser notre étude plus profondément, après avoir validé nos hypothèses et nos résultats, pour établir une méthode expérimentale qui permettrait non seulement d'améliorer les conditions de mesures et les résultats pour l'application sujet de notre projet, mais d'améliorer les résultats

de toute application de caractérisation utilisant la technique de mesure en champ proche. La valeur d'une telle étude est sans contredit une contribution originale que nous avons décidé de soumettre à un journal scientifique pour fin de publication. Il en ressort que plusieurs phénomènes entrent en considération lors des mesures en champ proche. Une synthèse adéquate des conséquences de chaque phénomène nous a mené vers une compréhension approfondie des causes et des sources des erreurs qui peuvent survenir lors d'un processus de mesures en champ proche. Cette méthodologie expérimentale a été appliquée pour montrer l'amélioration significative de la précision des résultats obtenus.

Il est à noter que plusieurs contributions scientifiques ont été apportées durant ce projet. La sonde fabriquée est un modèle originale qui a été rendu publique lors de l'Assemblée Générale de l'URSI en 2002 à Maastricht. La technique des moindres carrés et l'extraction des paramètres de propagation par mesures du champ proche a été publié dans le cadre de "l'International Conference on Electromagnetic Near-Field Characterization and Imaging" (ICONIC) en 2003 à Rouen. Divers résultats de mesures sur différents type d'antennes et de circuits ont été présenté à la conférence d'AMTA en 2003 et finalement, l'utilisation des mesures en champ proche pour la caractérisation des métamatériaux a été aussi une contribution originale compte tenu de la nouveauté du domaine des métamatériaux. On peut dire que nous avons été les pionniers dans l'utilisation des mesures en champ proche pour

la caractérisation de tels circuits. Cette étude a fait l'objet d'une présentation lors de la conférence ICONIC 2005 à Barcelone.



## CONCLUSION

Nous avons présenté dans cette thèse une technique expérimentale pour caractériser des circuits imprimés basée sur l'utilisation des mesures en champ proche.

Notre recherche a débuté par la conception d'une sonde qui permet de mesurer le champ électrique dans le voisinage d'un circuit imprimé et qui répond à des critères établis à partir des réponses théoriques d'une sonde idéale. Plusieurs sondes ont été étudiées et conçues afin de valider expérimentalement qu'elles puissent être utilisées pour caractériser des circuits imprimés. Nous avons réussi à fabriquer une sonde ayant les caractéristiques suivantes:

- Imprimée, miniature et avec une très bonne résolution spatiale;
- Une topologie très simple et ne demandant que des matériaux disponibles dans un laboratoire d'hyperfréquences;
- Large bande du fait qu'aucun circuit symétriseur n'entre dans sa fabrication. Par conséquent, sa dépendance à la fréquence est dictée par la performance du matériau absorbant utilisé;
- Insensible aux effets des rayonnements provenant de sources indésirables du fait qu'elle soit partiellement blindée.

Au deuxième chapitre, nous avons présenté une méthode d'extraction des para-

mètres de propagation qui nécessite l'extraction d'une distribution de courants magnétiques équivalents sur la ligne de transmission à caractériser. La résolution du système non-linéaire d'équations qui en découle, dont l'objectif est de trouver la constante de propagation sur la ligne et les coefficients de réflexion et de transmission du circuit sous test, est effectuée par la méthode des moindres carrés. Bien que cette méthode ait démontré des résultats très satisfaisants, il n'en reste pas moins qu'elle présente un inconvénient lié au temps de traitement. En effet, en plus de l'étape des mesures de champ proche proprement dite au voisinage d'une ligne de transmission, le calcul par la suite des coefficients des fonctions de base formant la distribution de courant magnétique équivalent nécessite une longue étape de remplissage de la matrice d'interaction entre les fonctions de base et la sonde, suivie d'une résolution de système linéaire d'équations qui en résulte. Cette étape est très longue et rend la technique inintéressante. Pour remédier à cet inconvénient nous avons fait la supposition, puis validé par la suite, que les champs mesurés très proche de la ligne avaient la même variation spatiale que les courants magnétiques équivalents le long de la direction de propagation. Ceci permet d'utiliser les mesures en champ proche directement comme données dans le système d'équations non-linéaires servant à déterminer  $\beta$  et les coefficients d'ondes incidente et réfléchie. Cette approche a réduit le temps de résolution final de 90% par rapport à la technique des courants magnétiques équivalents. Nous avons démontré aussi lors de ce chapitre que la technique de caractérisation des circuits imprimés est possible sur

la plupart des circuits car elle ne nécessite qu'une longueur de ligne de transmission de  $0,1\lambda_g$  pour atteindre une erreur de moins de 3% sur l'amplitude du coefficient de réflexion et moins de 5 degrés sur l'erreur de phase.

Afin de valider la technique d'extraction des paramètres de propagation, le troisième chapitre a été dédié à la caractérisation de circuits imprimés plus complexes que nous avons fabriqués au centre de recherche Poly-Grames. Afin de généraliser la technique de caractérisation, nous avons fabriqué des circuits uni-porte et multi-portes et dans chacun des cas des circuits rayonnants et non-rayonnants. Dans le cas de circuit à deux portes, cas général un filtre passe bande a été fabriqué. Les résultats obtenus sont en excellent accord avec ceux obtenus par une mesure directe avec un analyseur de réseaux branché aux portes du circuit. Le coefficient de réflexion, de transmission et le délai de groupe ont été calculés en utilisant la technique des mesures en champ proche. Nous avons aussi pu démontrer l'utilité de cette technique lors de la caractérisation des étages intermédiaires d'un diviseur de puissance (cas de circuit multi-portes non rayonnant). L'utilisation d'un analyseur de réseau seul ne suffit pas pour mesurer les coefficients de réflexion et de transmission dans les étages intermédiaires d'un tel circuit. Par contre en utilisant la technique des mesures en champ proche, nous avons pu non seulement mesurer ces coefficient mais aussi déceler une anomalie sur une des portes de sortie du circuit. Pour ce qui est des circuits rayonnants, nous avons étudié deux cas de réseaux d'an-

tennes. Le premier consiste en un réseau d'antennes dipôles alimenté directement par des lignes de transmission. Dans ce cas-ci, les éléments rayonnants ne sont pas isolés du circuit d'alimentation au-dessus duquel les mesures en champ proche sont faites. Le deuxième cas est celui d'un réseau d'antennes micro-ruban alimentées par couplage à travers des fentes dans le plan de masse. Par conséquent, les éléments rayonnants, dans ce cas, sont isolés du circuit d'alimentation par un plan de masse. Dans le premier cas, nous avons démontré l'importance de la sélectivité de la sonde et sa capacité à mesurer seulement la composante du champ désirée surtout proche des jonctions. La technique de caractérisation par mesures en champ proche nous a permis de déceler un défaut de fabrication sur un des segments de lignes de transmission entrant dans la composition du réseau d'alimentation. Cela n'aurait pas été possible ni avec une mesure du coefficient de réflexion à la porte de l'antenne ni avec une mesure en champ lointain. Tout ce que ces deux mesures auraient indiqué, c'est une anomalie de l'antenne en général alors qu'avec la technique de mesures en champ proche, nous avons été capables de pointer l'erreur d'une manière plus spécifique. Dans le cas où les éléments rayonnants sont isolés des lignes de transmission, la sonde mesure la composante de champ émis par la ligne de transmission et se trouve moins perturbée par le rayonnement produit de façon intentionnelle par les éléments de l'antenne. L'analyse des défauts de fabrication de ce type d'antenne devient moins laborieuse que dans le cas précédent.

Une fois que nous avons établi l'utilité de la technique de mesures en champ proche et validé la précision des résultats obtenus, nous avons voulu dresser une liste de précautions à prendre lors des mesures afin de minimiser les erreurs. Cette liste pourrait faire partie d'un guide d'utilisation lors des tests de mesures en champ proche.

Une étude approfondie de chaque phénomène qui risque, directement ou indirectement, d'influencer les résultats a été faite. Nous avons répertorié ces sources d'erreurs en trois grandes catégories: les erreurs générées par la sonde de mesure; les erreurs mécaniques du banc de mesure et finalement les erreurs dues à la présence de sources de rayonnement dans le voisinage du circuit sous test.

À partir de là, nous avons dressé une liste de recommandations que l'utilisateur devra respecter pour minimiser les erreurs sur le résultat final:

- S'assurer que la composante du champ mesurée le long d'une ligne de transmission représente la composante fondamentale qui nous intéresse. La vérification peut se faire en mesurant une coupe transversale des champs au-dessus d'une ligne de transmission. Lorsque le mode principal de propagation anticipé est de type TEM ou quasi-TEM, la mesure du champ dans la direction transverse de la direction de propagation devrait présenter une distribution symétrique. Si la distribution n'est pas symétrique, la sonde dipôle pourrait être non balancée ou alors, les mesures pourraient avoir été perturbées par des radiations parasites.

L'effet de ces émissions parasites sur la prise de mesure peut être réduite considérablement en recouvrant de façon judicieuse le boîtier de la sonde avec des matériaux absorbant, en éloignant la sections mesurée de la source de perturbation, ou encore, en rapprochant la sonde de la ligne de transmission mesurée;

- S'assurer que la longueur du segment mesuré est suffisamment grande pour réduire les effets des perturbations du champ près des discontinuités sur le calcul des paramètres de propagation de la ligne de transmission. Des segments de ligne de  $\lambda/4$  et plus permettent d'obtenir de très bons résultats;
- Les impacts des erreurs d'alignement peuvent être réduits en effectuant une mesure selon une grille 2D de points au lieu de les faire sur une seule ligne;
- S'assurer de la planéité du circuit sous test. Ce critère doit être pondéré avec la hauteur de la sonde lors des mesures. En effet, si l'on augmente la hauteur de la sonde, nous minimisons l'effet de la non-planéité du circuit. Par contre, nous nous exposons à des perturbations causées par des émissions parasites. Il est donc recommandé de construire le circuit sur une base bien plane.

Ce chapitre a fait l'objet d'un article soumis au journal IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.

Le dernier chapitre a été l'occasion de confirmer l'utilisation de la technique élaborée pour caractériser des circuits moins typiques que ceux que nous avons étudiés jusqu'à date, soit en mesurant des métamatériaux. Ces circuits se caractérisent

par une permittivité et une perméabilité effectives négatives. Les mesures en champ proche nous ont permis dans un premier lieu de faire ressortir une première caractéristique des circuits métamatériaux, celle de l'augmentation de la fréquence avec la longueur d'onde. En effet, en augmentant la fréquence d'opération, la longueur d'onde augmente. Ce phénomène est très bien illustré dans la figure 5.8. Par la suite, nous nous sommes attaqués à l'extraction du facteur de phase  $\beta$  qui a la particularité d'être négatif dans une certaine bande de fréquences. Là encore, la méthode de mesure en champ proche a permis de valider ce phénomène. Les valeurs mesurées de  $\beta$  sont en excellente concordance avec les valeurs présentées dans l'article de Lai (Lai et al., 2004). Nous avons aussi validé le résultat en tenant compte de la périodicité de la structure mesurée en incluant dans notre modèle de calcul des modes d'ordre supérieur dont les constantes de propagation sont reliées à celle du mode fondamental à l'aide du théorème de Floquet. Même si cela a mené à une amélioration très minime dans l'estimation de  $\beta$ , le calcul de la puissance relative et la phase des modes utilisés nous procure un outil très appréciable pour la caractérisation non destructive des métamatériaux et des différentes structures périodiques.

Il faut rappeler que la mesure seule des paramètres S de la ligne de transmission gauchère ne permet pas d'obtenir sans ambiguïté la relation entre  $\beta$  et la fréquence. Seule la technique de mesures en champ proche présentée au chapitre 5

permet d'une manière expérimentale d'évaluer le facteur de phase de telles structures avec une aussi bonne précision et sans supposition préalable sur la fréquence de transition.



## RECOMMANDATIONS

Les résultats obtenus au terme de ce projet de recherche sont très satisfaisants. Néanmoins, un projet scientifique n'est jamais exempt de critiques constructives pour améliorer les résultats finaux. Dans notre cas, une analyse critique de la méthodologie expérimentale élaborée durant ces années nous pousse à mettre en évidence quelques aspects qui pourraient être étudiés, appliqués ou même améliorés dans le cadre d'un projet de recherche.

En débutant par la première phase de ce projet, la conception de la sonde a fait l'objet d'une longue recherche basée sur des essais erreurs. Toutefois, une étude sur les effets de la forme du guide d'onde, formé par le boîtier métallique de la sonde, sur la réponse en fréquence de cette dernière. Cette recherche engloberait des étude sur la forme de section du guide d'onde, sa longueur et ses dimensions optimales.

Pour le banc de mesures, il est clair que nos moyens son limités par les installations dont nous disposons au centre de recherche Poly-Grames, une amélioration s'impose au niveau de la table de mesures en champ proche. Il serait avantageux d'investir dans une table avec des contrôles de planéité en utilisant des vis micrométriques. De plus, cette table doit permettre un ajustement de l'alignement. Il est clair que ces améliorations auront leurs désavantages. En effet, toutes ces pièces micrométriques et ces ajustements sont en métal. Par conséquent, l'étude et la mesure des circuits

rayonnants devient plus sensible.

Il serait aussi pertinent d'étudier d'autres applications aux mesures en champ proche telles des études des paramètres de propagation de circuit métamatériaux 2D qui serait une bonne suite à la recherche entamée dans ce domaine en émergence.

La caractérisation de circuits actifs peut-être une application très novatrice utilisant les mesures en champ proche. En effet, les amplificateurs à charges modulées sont difficilement mesurables du fait que la connexion de tout circuit affecte la charge optimale qui doit être présentée dans des conditions de polarisation précis. Cette caractérisation permettra une analyse du dispositif actif sous test. Il serait aussi intéressant d'étudier la possibilité de mesurer des rapports de produit d'intermodulation dans les étages intermédiaires d'un amplificateur de puissance afin d'identifier la contribution de chaque étage ou encore, l'étage où se produit la saturation du dispositif actif.

## RÉFÉRENCES

- Abi-Rached, D. (2002). *Conception d'une antenne imprimée pour la compagnie Comprod Inc.* Rapport de stage en laboratoire, École Polytechnique.
- Abou-Elasoued, R. (2004). *Développement d'une technique de caractérisation des antennes à ouverture basée sur des mesures en champ proche: méthode des courants électriques bidimensionnels équivalents.* Mémoire de maîtrise, École Polytechnique.
- Arcambal, C., Louis, A., Dhont, F., Mazari, B., et Eudeline, P. (2003). Near-field measurement for circuits and active devices diagnostic. *Proc. Int. Conf. Electromag. Near-Field Charact. (ICONIC)*, pages pp. 152–157.
- Caloz, C. et Itoh, T. (2004). Transmission line approach of left-handed (lh) materials and microstrip impementation of an artificial lh transmission line. *IEEE Antennas and Propagation Trans.*, vol. **52**, no. **5**, pp. 509–514.
- Colinas, J. (2001). *Étude et amélioration des performances d'une méthode de mesures en champ proche: la méthode des courants magnétiques équivalents.* Mémoire de maîtrise, École Polytechnique.
- Dudley, R. A., Roddie, A. G., Bannister, D. J., Gifford, A. D., Krems, T., et Facon, P. (1999). Electro-optic s-parameter and electric-filed profiling measurement of microwave integrated circuits. *IEE Proceedings on Science, Measurement and*

*technology*, **vol. 146, no. 3**, pp. 117–122.

Gao, Y. et Wolff, I. (1998). 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**, pp. 907–913.

Gattoufi, L., Picard, D., Rahmat-Samii, Y., et Bolomey, J. (1997). Regularized matrix method for near-field diagnostic techniques of phased array antennas. *IEEE AP-S Int. Symp.*, **vol. 2**, pp. 1066–1069, Montréal, Canada.

Hygate, G. (1990). Measuring microwave fields with a minimum of perturbation. *Conference on Precision Electromagnetic Measurements. CPEM '90 Digest.*, pages pp. 198–199.

Kantor, R. et Shvets, I. (2003). Measurement of electric-field intensities using scanning near-field microwave microscopy. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 51, no. 11**, pp. 2228–2234.

Lai, A., Caloz, C., et Itoh, T. (2004). Composite right/left-handed transmission line metamaterials. *IEEE Microwave Magazine*, **vol. 5**, pp. 34–50.

Laurin, J.-J., Ouairhi, Z., et colinas, J. (2001a). Near-field imaging of radiated emission sources on printed-circuit boards. *IEEE Int. Symp. EMC, Montreal*, pages pp. 368–373.

Laurin, J.-J., Zürcher, J.-F., et Gardiol, F. E. (2001b). Near-field diagnostics of small printed antennas using the equivalent magnetic current approach. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **vol. 49, no. 5**, pp. 814–828.

- Lee, J., Ferren, E. M., Woolen, D. P., et Lee, K. M. (1988). Near-field probe used as a diagnostic tool to locate defective elements in an array antenna. *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, **vol. 32**, **no. 6**, pp. 884–889.
- Liang, W., Hygate, G., Nye, J., Gentle, D., et Cook, R. (1997). A probe for making near-field measurements with minimal disturbance: the optically modulated scatterer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, **vol. 45**, **no. 5**, pp. 772–780.
- Nelder, J. et Mead, R. (1965). A simplex method for function minimization. *Computer Journal*, **vol. 7**, pp. 308–313.
- Nye, J., Liang, W., et Hygate, G. (1995). Mapping a diffraction field close to an obstacle. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, **vol. 37**, **no. 5**, pp. 288–292.
- Osofsky, S. S. et Schwarz, S. E. (1992). Design and performance of a non-contacting probe for measurements on high-frequency planar circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 40**, **no. 8**, pp. 1701–1708.
- Ouardirhi, Z. et Laurin, J.-J. (2001). Near-field characterization technique of low directivity wire antennas. *URSI Int. Symp. On Electromagnetic Theory, Victoria*.
- Ouardirhi, Z., Laurin, J.-J., et Caloz, C. (2005). Near-field based technique for composite right/left-handed media characterization. *Iconic Proc., Barcelone, Spain*.

Richmond, J. H. (1955). A modulated scattering technique for measurement of field distributions. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 3**, **no. 7**, pp. 13–15.

Tice, T. E. et Richmond, J. H. (1955). Probes for microwave near-field measurements. *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 3**, **no. 4**, pp. 32–34.

Veselago, V. (1968). The electrodynamics of substances with simultaneous negative values of  $\varepsilon$  and  $\mu$ . *Soviet Physics Uspekhi*, **vol. 10**, **no. 4**, pp. 509–514.

Yang, K., Gerhard, D., Jong-Gwan, Y., Ioannis, P., Katehi, P., et Whitaker, J. (2000). Electrooptic mapping and finite-element modeling of the near-field pattern of a microstrip patch antenna. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 48**, **no. 2**, pp. 288–294.

Yang, K., Gerhard, D., V., R. S., Whitaker, J., et Katehi, P. (1998). Electrooptic mapping of near-field distributions in integrated microwave circuits. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, **vol. 46**, **no. 12**, pp. 2338–2343.

Yang, K., Katehi, P., et Whitaker, J. (2001). Electric field mapping system using an optical-fiber-based electrooptic probe. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, **vol. 45**, **no. 4**, pp. 164–166.

## ANNEXE I

### MESURES D'ABSORBANTS

#### I.1 Sonde de mesures en champ proche utilisée

La photo suivante représente la sonde dipôle large bande fabriquée au centre de recherche Poly-Grames

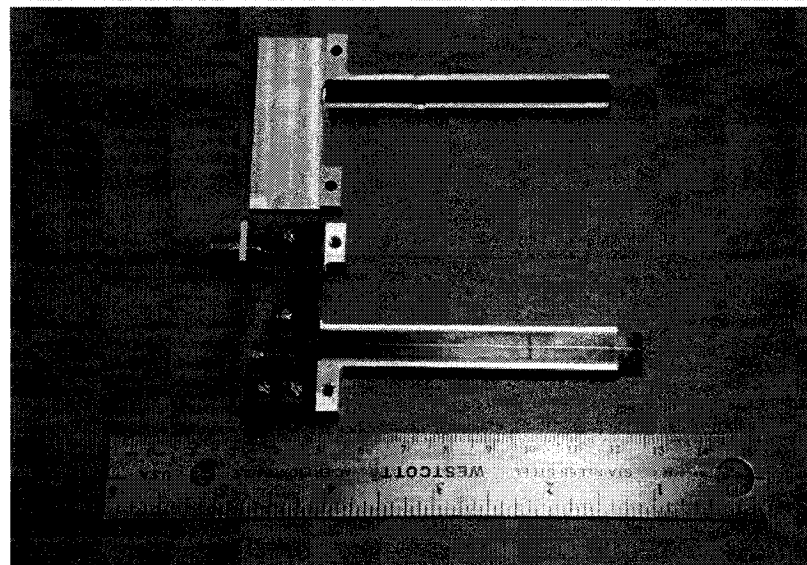


Figure I.1 Photographie de la sonde dipôle large bande utilisée pour les mesures en champ proche.

Les pièces métalliques ont été usinées par M. Steve Dubé, technicien au centre de recherche Poly-Grames à l'aide d'une fraiseuse numérique.

## I.2 Mesures d'absorbants

La mesure des différents matériaux absorbants a été faite à l'aide d'une ligne TEM en standard APC-7. Cette ligne d'une longueur de  $31,2\text{ mm}$  a une section présentée à la figure I.2

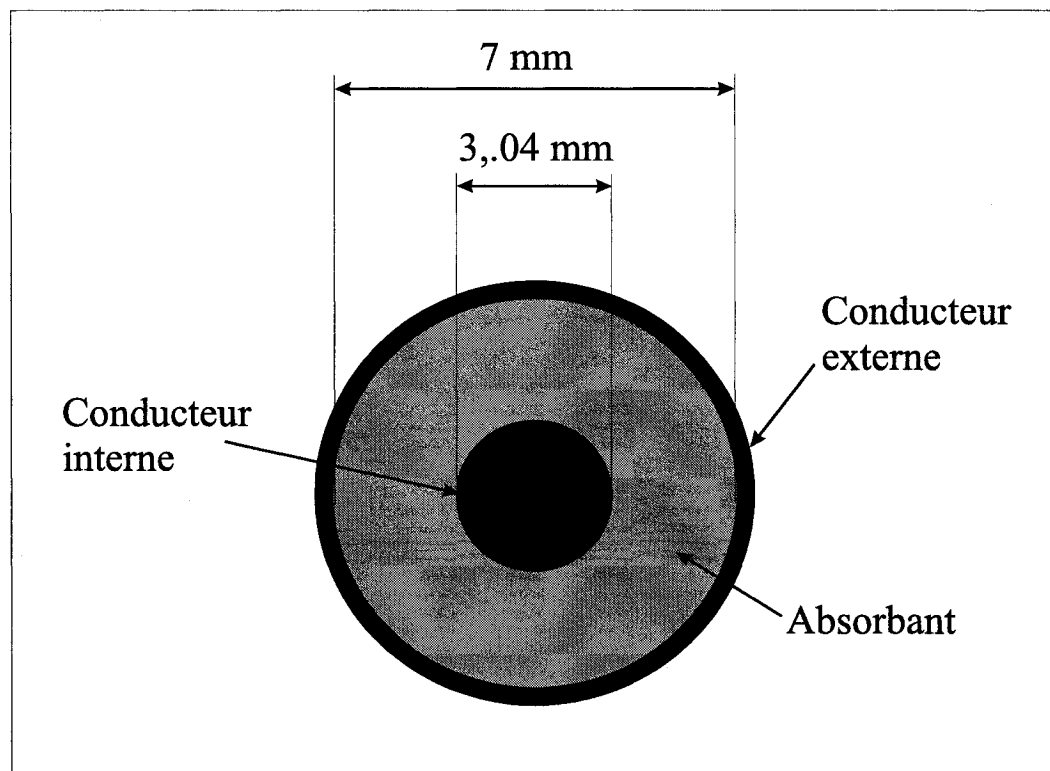


Figure I.2 Section de la ligne TEM utilisée pour mesurer les performances des matériaux absorbants.

La mesure du coefficient de transmission a été faite à l'aide d'un analyseur de réseau *HP8510* et en utilisant des transition *APC7 – SMA*. La photo de la ligne utilisée est présentée à la figure I.3



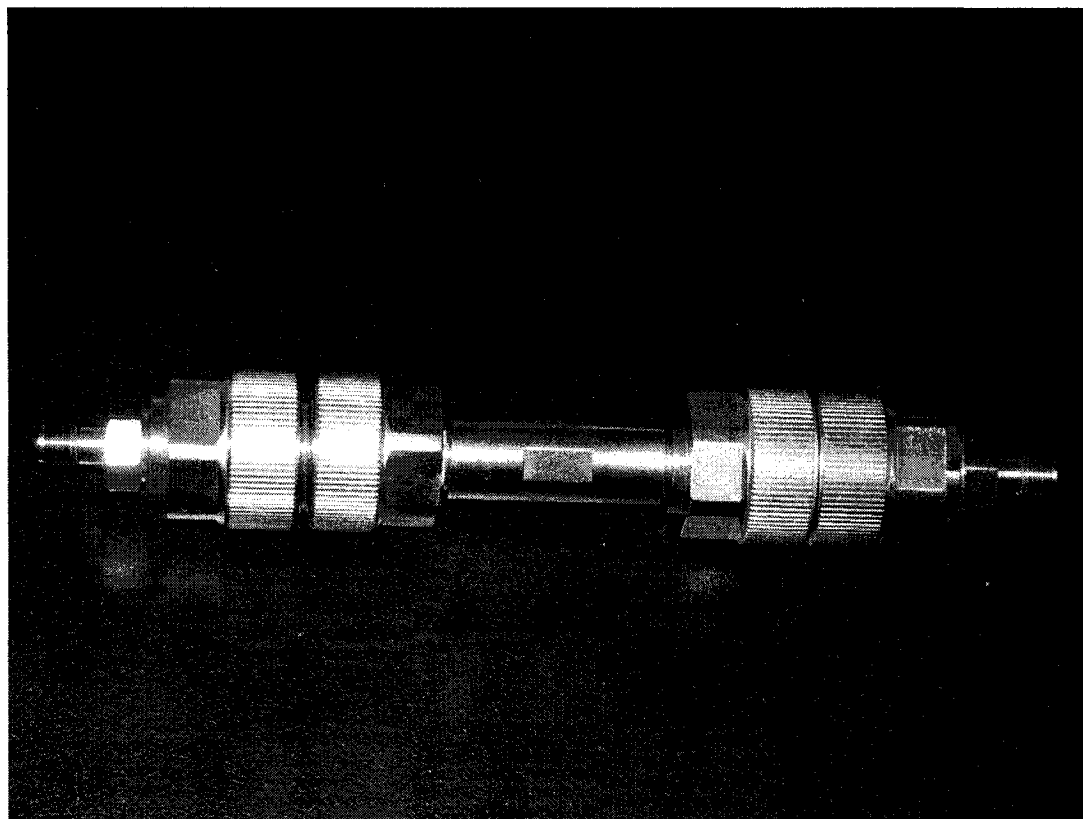


Figure I.3 Photographie de la ligne TEM utilisée pour mesurer les performances des différents matériaux absorbants.

Les mesures ont été faites sur une plage de fréquence de  $2\text{ GHz}$  à  $30\text{ GHz}$ . Les courbes du coefficients de transmission  $S_{21}$  pour chaque matériau absorbant sont présentées à la figure I.4

Le choix final de l'absorbant a été fait en fonction de la largeur de bande dans laquelle l'absorbant coupe le signal. Le matériau DD-10017 de la compagnie ARCTECH est celui qui permet de couper le signal dans les plus basses fréquences. Par rapport à la haute fréquence, tous les absorbants ont l'air de se comporter d'une manière équivalente.

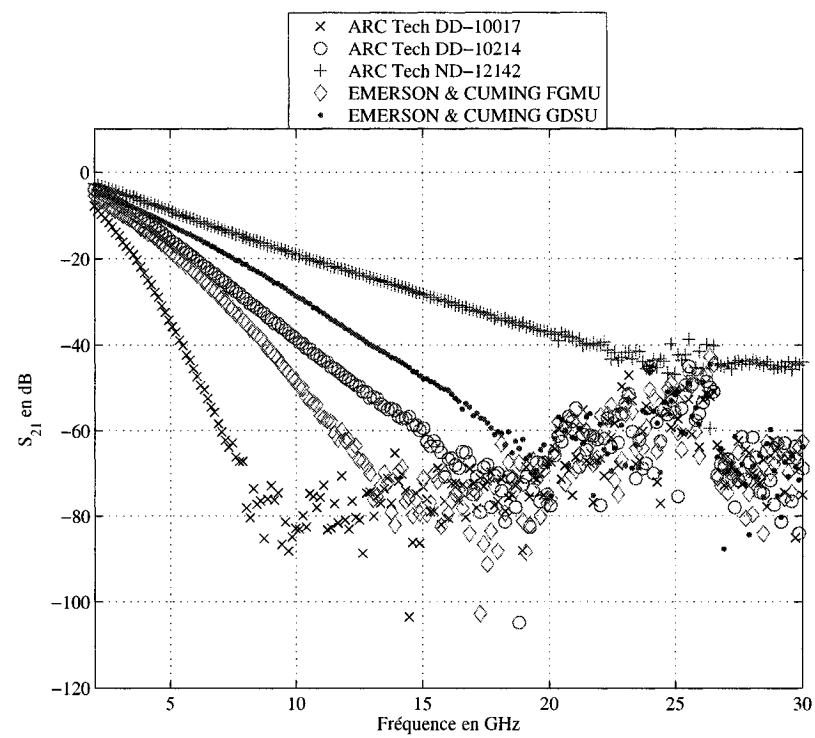


Figure I.4 Coefficient de transmission  $S_{21}$  pour chaque matériau absorbant inséré dans la ligne APC7.

## ANNEXE II

### MONTAGE EXPÉRIMENTAL DE MESURES EN CHAMP PROCHE

#### II.1 Montage de mesures en champ proche

La photo du montage de mesure en champ proche est présenté à la figure II.1

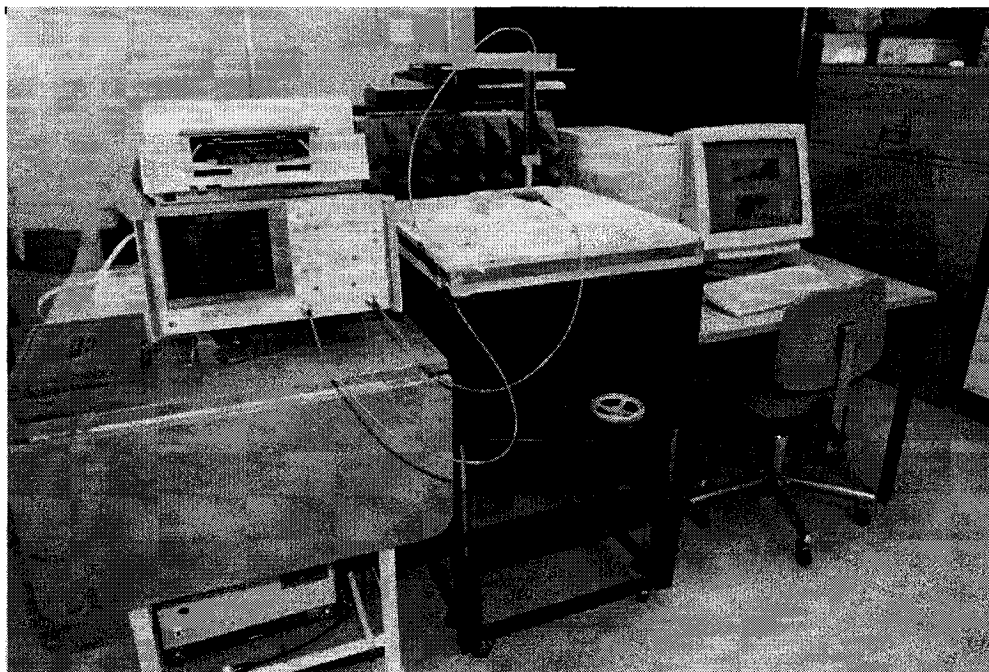


Figure II.1 Photographie du montage du banc de mesure en champ proche.

Ce montage comporte une table de mesures montée sur des roues pour faciliter les déplacements. La hauteur de la table est ajustée grâce à un mécanisme de chaîne qui relie les quatre coins de la partie amovible. Le circuit est placé sur une surface

de polystyrène avec une constante diélectrique proche de 1 afin de minimiser les perturbation sur le fonctionnement du circuit sous test. La sonde est fixée sur une tige en bois qui est elle même fixée sur les moteurs. Ceci permet de déplacer la sonde sur une grille de  $30\text{cm} \times 30\text{cm}$  de dimensions. L'analyseur de réseau est branché à un ordinateur par l'intermédiaire d'une connexion *IEEE 488* pour l'acquisition des données. Cet ordinateur permet aussi un contrôle automatisé des moteurs pour le déplacement de la sonde.

## ANNEXE III

### CODE MATLAB

#### III.1 Fonction de calcul du coefficient de réflexion

Les fichiers de mesures sont fournis par le programmes de mesures en champ proches. La matrice comporte 5 colonnes de la forme suivante:

$[X \ Y \ Z \ Re(S_{21}) \ Im(S_{21})]$

Le nombre de ligne est égal au produit du nombre des points selon l'axe X et selon l'axe Y.

Le code suivant est celui de la routine permettant de calculer le coefficient de réflexion sur une ligne de transmission à partir des données obtenues par mesures en champ proche.

Les commentaires sont en **gras** et le code est en italique.

**\*\*\*\*\*Début du code\*\*\*\*\***

*global Li Id ddy MatA res f alpha resi res*

**Déclaration des variables globales**

*format long e;*

$Nb_x = 13;$

**Nombre de point selon l'axe X**

$Nb_y = 101;$

**Nombre de point selon l'axe y**

$Pas = 0.0002;$

**Pas d'échantillonnage dans la direction longitudinale de la ligne de transmission.**

$c = 3e8;$

**Initialisation de la vitesse de la lumière.**

$BetaIni = 300;$

**Initialisation d'un facteur de phase initial.**

*[fichier1,pathname] = uigetfile(...*

*'\*.m;\*.fig;\*.mat;\*.mdl','AllMATLABFiles(\*.m,\*.fig,\*.mat,\*.mdl)';*

*'\*.m','M - files(\*.m)';...*

```
'*.fig','Figures(*.fig)';...
```

```
'*.mat','MAT – files(*.mat)';...
```

```
'*.mdl','Models(*.mdl)';...
```

```
'*.*','AllFiles(*.*)',...
```

```
'Pickafile');
```

***Choix proposé à l'utilisateur pour retrouver le fichier de mesures.***

```
file1 = fichier1(1 : length(fichier1) - 2);
```

***Tronquer de l'extension du nom de fichier (\*.m)***

```
chdir(pathname);
```

***Changement du répertoire de travail.***

```
eval(file1);
```

***Execution du fichier Matlab (Voir section suivante pour un exemple d'un fichier de mesures).***

```
X = reshape(M(:, 1), 13, 101);
```

***Retranscription des données dans un format matriciel***

```
Y = reshape(M(:, 2), 13, 101);
```

```
Z = reshape((M(:, 4) + j * M(:, 5)), 13, 101);
```

```
Id = max(Z);
```

*Choix du maximum de  $Z$  pour minimiser les erreurs d'alignement (Voir chapitre 4)*

$Li = \text{length}(Id);$

*Longueur du vecteur  $Id$*

$bet = \text{fminbnd}('Residus_N F1', beta_{ini}, 500);$

*Utilisation de la fonction **FMINBND** de Matlab permettant de trouver le résidus minimum en variant  $\beta$*

for  $k = 0 : Li - 1$

$MatA(k + 1, 1) = \exp(-j * bet * k * ddy);$

$MatA(k + 1, 2) = -\exp(j * bet * k * ddy);$

$dy(k + 1) = k * Pas; \text{end};$

*Boucle permettant de calculer les éléments de la matrice*

$[U, S, V] = \text{svd}(MatA, 0);$

*Utilisation de la décomposition en valeur singulière pour inverser la matrice*

$InvMatA = V * \text{inv}(S) * U';$

$Gzt = Id.';$

$KM = InvMatA * Gzt;$

*Calcul des coefficients de l'onde incidente et de l'onde réfléchie*



$S11 = 20 * \log_{10}(\text{abs}(KM(2)/KM(1)))$

*Calcul du coefficient de réflexion*

**\*\*\*\*\*Fin du code\*\*\*\*\***

### III.1.1 Fonction de calcul du résidu

La fonction **ResidusNF1.m** permet de calculer le résidu de pour chaque valeur de  $\beta$ . Ce résidu est minimisé grâce à la fonction **FMINBND** utilisé dans la fonction **S11.m**

**\*\*\*\*\*Début du code\*\*\*\*\***

*function[ $res$ ] = ResidusNF1( $X$ )*

global  $Li$   $ddy$   $Id$   $MatA$   $res$   $f$   $resi$   $\alpha$   $Gzt$   $opt$

*Déclaration des variables globales*

for  $k = 0 : Li - 1$

$MatA(k + 1, 1) = \exp(-j * \beta * k * Pas);$

$MatA(k + 1, 2) = -\exp(j * \beta * k * Pas);$

end;

*Boucle permettant de calculer les élément de la matrice*

```
[U, S, V] = svd(MatA, 0);
```

*Utilisation de la décomposition en valeur singulière pour inverser la matrice*

```
invMatA = V * inv(S) * U';
```

*Utilisation de la décomposition en valeur singulière pour inverser la matrice*

```
Gzt = Id.';
```

```
KM = invMatA * Gzt;
```

*Calcul des coefficients de l'onde incidente et de l'onde réfléchie*

```
res = (norm(MatA * KM - Gzt))^2;
```

*Calcul du résidu*

```
*****Fin du code*****
```

### III.2 Fonction de calcul du coefficient de transmission

Le calcul du coefficient de transmission se fait en deux étapes. Chacune correspond à la fonction **S11.m** mais pour deux lignes de transmission différentes. À la fin de chaque fonction, nous obtenons les coefficients des ondes incidente et réfléchie sur chaque ligne.

$$K_{IN}^+, K_{IN}^-, K_{Out}^+, K_{Out}^-.$$

Le calcul du coefficient de transmission se fait de la façon suivante:

$$S_{21} = \frac{K_{Out}^+}{K_{IN}^+}.$$