

50376  
1995  
93

20 103 368

N° d'ordre: 1482

# THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE  
Spécialité: Electronique

par

Juan HINOJOSA JIMENEZ

"CONTRIBUTION A L'ELABORATION D'UNE NOUVELLE  
METHODE DE CARACTERISATION ELECTROMAGNETIQUE DE  
MATERIAUX A PARTIR DE LIGNES PLAQUEES - APPLICATIONS A  
L'ETUDE DE NOUVEAUX MATERIAUX"

Soutenu le 12 Ma. 1995 par la Commission d'Examen

Membres du Jury: MM. G. SALMER

A. CHAPOTON

L. FAUCON

Ph. GELIN

A. LE MEHAUTE

D. COTTEVIEILLE

C. DRUON

F. KENNIS

F. KENNIS

Président

Directeur de Thèse

co-Directeur de Thèse

Rapporteur

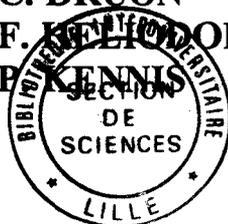
Rapporteur

Examineur

Examineur

Examineur

Examineur



## REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (IEMN), à l'Université des Sciences et Technologie de Lille, dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur G. SALMER de m'avoir accueilli dans son laboratoire et de présider la commission d'examen.

La direction de ce travail a été assuré par Monsieur le Professeur A. CHAPOTON et Monsieur L. FAUCON a qui j'exprime toute ma reconnaissance. La qualité de leurs relations humaines mais aussi leurs compétences scientifiques et pédagogiques, m'ont permis de mener à bien cette étude.

Monsieur Ph. GELIN, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications de Bretagne (ENSTB), et Monsieur A. LE MEHAUTE, Directeur Scientifique à l'Institut Supérieur des Matériaux du Mans (ISMANS), me font l'honneur de juger ce travail et d'en être les rapporteurs. Je les en remercie et leur exprime ma reconnaissance.

Mes remerciements vont également à Messieurs D. COTTEVIELLE, Ingénieur de recherche au Département Génie des Matériaux d'Alcatel Alsthom Recherche, C. DRUON, Professeur à l'Université de Valenciennes, F. HELIODORE, Docteur, Ingénieur de recherche au Département Génie des Matériaux d'Alcatel Alsthom Recherche, et P. KENNIS, Professeur à l'Ecole Nouvelle d'Ingénieurs en Communications, qui me font le plaisir de participer à la commission d'examen et de juger ce travail.

Je tiens à témoigner toute ma sympathie à Madame E. DELOS, Madame S. LEPILLIET et Monsieur E. PLAYEZ de la centrale de Caractérisation.

Je remercie tout le personnel de la Centrale de Technologie pour les différents travaux qui leur ont été confiés.

Je remercie tout le personnel technique et administratif et en particulier Messieurs J.C ANDRIES, J.C JENNEQUIN, P. MICHON pour leurs concours efficaces en réalisant les cellules de mesures et l'usinage des échantillons, ainsi que Monsieur J.P DEHORTER pour la reproduction de ce manuscrit.

Enfin, j'adresse mes plus vifs remerciements à F. HURET et E. LHEURETTE pour leurs aides respectives pour le programme de la méthode numérique "Approche dans le Domaine Spectral" et la réalisation de rubans conducteurs en technologie "couche mince".

Je ne saurais oublier dans ces remerciements mes amis, mes collègues du laboratoire et les membres de l'équipe "Nouveaux Matériaux": Messieurs A. BOUGHRIET, O. BRIHAYE, E. GLANGETAS, C. LEGRAND, K. LMIMOUNI et O. THARAUD qui m'ont encouragé lors de la réalisation ce travail.

# **TABLE DES MATIERES**

<b>INTRODUCTION GENERALE</b>	1
<b>Bibliographie de l'introduction</b>	4
<hr/>	
<b>1er CHAPITRE: RAPPEL SUR LES DISPOSITIFS ET CELLULES DE MESURE UTILISES AU LABORATOIRE.</b>	
<b>APPLICATION A LA CARACTERISATION D'ECHANTILLONS "ETALONS".</b>	
<b>1-1 Introduction</b>	6
<b>1-2 Dispositifs de mesure (5 Hz - 40 GHz)</b>	6
1-2-1 Les analyseurs d'impédances (5 Hz - 1 GHz)	6
a) L'analyseur d'impédance HP 4192A (5 Hz - 13 MHz)	7
b) L'analyseur d'impédance HP 4191A (1 MHz - 1 GHz)	7
1-2-2 Analyseur de réseaux vectoriels HP 8510 (45 MHz - 40 GHz)	7
1-2-3 Sources d'erreurs des mesures vectoriels	9
1-2-4 Calibrage	10
a) Calibrage pour les mesures de dipôles	10
b) Calibrage pour les mesures de quadripôles	11
1-2-5 Incertitudes de mesure	14
<b>1-3 Les cellules de mesures en propagation guidée</b>	15
1-3-1 Configuration de type dipôle	15
a) Descriptions des cellules et gammes de fréquences d'utilisation	15
b) Etude de la cellule "pastille"	17
1-3-2 Configuration de type quadripôle	18
a) Structure coaxiale	19
b) Structure guides d'onde rectangulaires	23
1-3-3 Choix de la cellule de mesure	26
<b>1-4 Caractérisation d'échantillons "étalons"</b>	27
1-4-1 Caractérisation de matériaux diélectriques à faibles pertes	28
1-4-2 Caractérisation d'un matériau diélectrique présentant des pertes	29
1-4-3 Caractérisation d'un matériau magnétique	30
<b>1-5 Conclusion</b>	30
<b>Bibliographie du 1er Chapitre</b>	32

<b>2ème CHAPITRE: ETUDE ELECTROMAGNETIQUE DES CELLULES PLANAIRES</b>	
<b>2-1 Introduction</b>	35
<b>2-2 Intérêts des cellules planaires</b>	35
<b>2-3 Description des cellules</b>	38
2-3-1 Cellule microruban	38
2-3-2 Cellule coplanaire	38
<b>2-4 Modes de propagation dans les lignes planaires</b>	38
2-4-1 Lignes et mode transverse électromagnétique (TEM)	38
2-4-2 Lignes et mode quasi-TEM	40
2-4-3 Différents modes de propagation	42
<b>2-5 Méthodes de détermination des termes de propagation et de l'impédance caractéristique dans les cellules planaires</b>	43
2-5-1 Calcul à partir de relations analytiques	44
a) Cellule microruban	44
b) Cellule coplanaire	46
2-5-2 Calcul à partir d'une méthode numérique	48
a) Choix d'une méthode numérique	48
b) Calcul de la constante de propagation	50
c) Evaluation du flux de puissance: application au calcul de l'impédance caractéristique	50
<b>2-6 Choix du type de cellule en fonction du matériau à caractériser</b>	52
2-6-1 Densité de propagation dans le matériau: facteur de remplissage	52
2-6-2 Etude quasi-statique des facteurs de remplissage	54
a) Propagation dans la cellule microruban	55
b) Propagation dans la cellule coplanaire	58
2-6-3 Evolution fréquentielle des facteurs de remplissage	61
a) Cellule microruban	62
b) Cellule coplanaire	62
2-6-4 Etude quasi-statique de l'impédance caractéristique	63
a) Cellule microruban	63
b) Cellule coplanaire	64
2-6-5 Evolution fréquentielle de l'impédance caractéristique	64
2-6-6 Conclusion	65
<b>2-7 Les pertes</b>	66
2-7-1 Les pertes métalliques	67
a) Cellule microruban	67
b) Cellule coplanaire	69
2-7-2 Les pertes par rayonnement	72
a) Transition coaxiale - microruban	73
b) Cellule microruban ouverte à son extrémité	73
c) Cellule microruban court-circuité à son extrémité	73
2-7-3 Les pertes dues aux matériaux	74
2-7-4 Conclusion	77
<b>Bibliographie du 2ème Chapitre</b>	78

**3ème CHAPITRE: MISE EN OEUVRE EXPERIMENTALE.****METHODES DE DEPOUILLEMENT DES MESURES ET PRECISION.**

<b>3-1 Introduction</b>	83
<b>3-2 Présentation des dispositifs sous pointes et leurs performances</b>	83
3-2-1 Dispositif sous pointes "WILTRON" (cellule microruban)	83
3-2-2 Dispositif sous pointes "CASCADE" (cellule coplanaire)	84
3-2-3 Performances des dispositifs sous pointes	85
<b>3-3 Méthodes de dépouillement</b>	86
3-3-1 Cellule capacitive (dipôle)	87
3-3-2 Cellules microruban et coplanaire (quadripôle)	89
a) Introduction	89
b) Schéma de principe	90
c) Méthode de dépouillement de la cellule coplanaire à partir de relations analytiques	91
d) Méthode de dépouillement de la cellule microruban à partir d'une méthode numérique et itérative	92
3-3-3 Cas particulier	93
<b>3-4 Précision des mesures</b>	94
3-4-1 Incertitudes après calibrage des $S^*_{ij}$	95
a) Calibrages des dispositifs sous pointes	95
b) Incertitudes sur les paramètres $S^*_{ij}$	96
3-4-2 Influence de l'impédance caractéristique et de la longueur de la cellule sur $S^*_{ij}$	98
3-4-3 Précision sur $\epsilon_r^*$ et $\mu_r^*$	100
a) Cas général: matériaux magnétiques	101
b) Cas particulier: matériaux purement diélectriques	102
c) Cas de la cellule capacitive	102
<b>3-5 Conclusion</b>	103
<b>Bibliographie du 3ème Chapitre</b>	105

**4ème CHAPITRE: TECHNOLOGIES DE REALISATION DES CELLULES.  
VALIDATION DES METHODES DE MESURE.  
APPLICATION A L'ETUDE DE NOUVEAUX MATERIAUX.**

<b>4-1 Introduction</b>	107
<b>4-2 Technologies de réalisation des cellules plaquées</b>	107
4-2-1 Technologie couche mince	108
4-2-2 Technologie couche épaisse	109
4-2-3 Mesures des pertes métalliques	111
a) Méthode utilisée	111
b) Résultats expérimentaux	112
<b>4-3 Validation expérimentale</b>	113
4-3-1 Validation du dépouillement avec la cellule coplanaire	113
a) Mesures de matériaux purement diélectriques sans pertes	113
b) Mesures d'un matériau purement diélectrique avec pertes	114
4-3-2 Validation du dépouillement avec la cellule microruban	115
a) Mesures de matériaux purement diélectriques sans pertes	115
b) Mesures de matériaux purement diélectriques avec pertes	116
c) Mesure d'un matériau magnétique	118
4-3-3 Conclusion	118
<b>4-4 Etude du polyimide</b>	119
4-4-1 Introduction	119
4-4-2 Caractéristiques des différentes cellules de mesures	119
4-4-3 Résultats	120
4-4-4 Conclusion	121
<b>4-5 Mesures d'anisotropie d'un échantillon de polyaniline</b>	122
4-5-1 La polyaniline et sa mise en oeuvre	122
4-5-2 Résultats	122
<b>4-6 Etudes de polymères ferromagnétiques</b>	123
4-6-1 Introduction	123
4-6-2 Propriétés du magnétisme	123
a) Généralités	123
b) Propriétés magnétiques: cas du ferromagnétisme	124
4-6-3 Polymères ferromagnétiques étudiés	126
4-6-4 Mesures d'hystérésis sur les matériaux ferromagnétiques de base	126
4-6-5 Mise en oeuvre des échantillons A et B pour la caractérisation électromagnétique	127
4-6-6 Mesures électromagnétiques en fonction de la fréquence avec $H_e = 0$	129
4-6-7 Mesures électromagnétiques en fonction de la fréquence avec $H_e \neq 0$	131
<b>4-7 Conclusion</b>	133
<b>Bibliographie du 4ème Chapitre</b>	136
<hr/> <b>CONCLUSION GENERALE</b>	138

**ANNEXES**

## **Introduction Générale**

## **Introduction générale**

Le développement actuel d'applications telles que les écrans plats à cristaux liquides, les composants et les absorbants microondes réalisés à partir de polymères conducteurs, nécessite l'élaboration de nouveaux matériaux présentant des caractéristiques électromagnétiques spécifiques dans la gamme de fréquences de leur utilisation.

A ce jour, la caractérisation électromagnétique ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) de ces nouveaux matériaux sous forme solide ou pulvérulente et en phase liquide ou mésomorphe est couramment effectuée dans une gamme de fréquences allant du continu jusqu'à 18 GHz, à condition que les échantillons soient disponibles en grande quantité. Dans ce cas, les mesures sont obtenues à partir de ponts d'impédances ( $f < 1$  GHz) et d'analyseurs de réseaux vectoriels, le matériau étant placé dans des cellules coaxiales ou guides d'ondes rectangulaires [1]-[2]. D'autres méthodes, soit très sélectives en fréquence (cavités résonnantes [3]), soit réalisées en vraie grandeur (propagation libre [4] en chambre anéchoïque), peuvent être envisagées.

Par contre, si les matériaux sont disponibles en faible quantité, en particulier sous forme de film, les méthodes de caractérisation sont peu développées et ce d'autant plus que la fréquence est élevée ( $f > 18$  GHz). N. BELHADJ - TAHAR [5] utilise une cellule coaxiale où une rupture du conducteur central laisse place à l'échantillon qui se présente sous forme de pastille de faible épaisseur, d'où l'apparition d'une discontinuité. L'étude théorique de cette discontinuité nécessite la connaissance de l'ensemble des modes supérieurs qui propage toute l'énergie à la place du mode fondamental de la ligne coaxiale. La modélisation exige un traitement numérique relativement lourd. A notre connaissance, cette méthode est limitée à 18 GHz. De plus, le volume utile est très faible, il correspond à la portion de l'échantillon pris en sandwich entre les deux conducteurs centraux. L'utilisation de lignes microrubans est retenue dans les travaux de W. BARRY [6] puis de P. QUEFFELEC [7]. Le matériau à étudier est posé sur une ligne microruban réalisée sur un substrat d'alumine. La discontinuité résultante entraîne une perturbation de la propagation de l'onde. Pour que cette méthode soit sensible, les caractéristiques électromagnétiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) du matériau à étudier doivent être importantes.

Dans ce travail, nous développons une nouvelle méthode de caractérisation électromagnétique de matériaux à partir de la technologie planaire. Les cellules utilisées sont des lignes microrubans et coplanaires réalisées par dépôts métalliques des rubans conducteurs sur l'échantillon même. L'intérêt de telles structures permet:

- d'une part de concentrer les lignes de champs électromagnétiques dans le matériau,
- d'autre part de monter en fréquence et de couvrir avec la même structure une large gamme de fréquences (0.05 - 40 GHz).

Ce mémoire se décompose en quatre chapitres:

- le premier chapitre est relatif aux principales méthodes de mesure "classiques" utilisées au laboratoire en propagation guidée. Les cellules pastille, coaxiale, guides rectangulaires sont associées à des dispositifs de mesure: ponts d'impédances ( $< 1$  GHz) et analyseurs de réseaux vectoriels. A l'aide de ces techniques, plusieurs matériaux diélectriques et magnétiques sont caractérisés dans le but de servir "d'étalons" pour valider les méthodes développées à partir des lignes plaquées.

- dans le deuxième chapitre, nous montrons l'intérêt des cellules plaquées et nous développons une étude électromagnétique spécifique à la concentration des lignes de champs dans le matériau, en fonction de la structure de la cellule, des caractéristiques  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  du matériau et de la fréquence. Deux méthodes de traitement électromagnétiques sont proposées. L'une tient compte de la dispersion du mode fondamental. C'est une méthode numérique et est utilisée pour les lignes microruban et coplanaire à forte dispersion. A contrario l'autre, plus rapide est basée sur des relations analytiques. Elle est réservée à l'étude des cellules coplanaires présentant une faible dispersion. A partir de ces études, nous indiquons la cellule la plus appropriée (coplanaire ou microruban) en fonction des caractéristiques  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  du matériau à étudier.

- le troisième chapitre est relatif à la méthode de dépouillement de la matrice Scattering  $[S^*_{ij}]$  afin d'obtenir les caractéristiques électromagnétiques du matériau mesuré. Deux configurations de cellule sont envisagées: dipôle à constantes localisées et quadripôle à constantes réparties. Les différentes méthodes de calibrage utilisées sont présentées au préalable. L'étude de la précision est effectuée à partir d'une simulation prenant en compte la structure de la cellule (largeur, longueur des rubans, ...) et les caractéristiques électromagnétiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) des matériaux.

- dans le dernier chapitre, nous décrivons tout d'abord les technologies pour réaliser directement sur les matériaux les rubans conducteurs des cellules plaquées. Nous validons les méthodes de dépouillement à partir des échantillons "étalons".

Ces techniques de mesures sont appliquées à l'étude de nouveaux matériaux dans le cadre de contrats industriels ou de collaborations avec d'autres laboratoires de recherches:

- un matériau diélectrique utilisé dans les structures multicouches (alternance de circuits métalliques et de couches isolantes) avec la société Thomson Hybrides,
- un polymère conducteur destiné à la réalisation d'absorbant microondes avec l'Ecole des Mines de Douai,
- les premiers matériaux organiques présentant des caractéristiques ferromagnétiques à température ambiante connus à ce jour et récemment synthétisés par le Département Génie des Matériaux d'Alcatel Alsthom Recherche.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## **Introduction**

- [1] J. J. BONTE:  
"Contribution à la caractérisation électromagnétique de nouveaux matériaux dans une large bande de fréquences."  
Thèse d'Université, Lille, le 29 Juin 1990.
- [2] W. B. WEIR:  
"Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies."  
Proceeding of the IEEE, vol. 62, n°1, January 1978, pp 33 - 36.
- [3] Y. KOBAYASHI, M. KATOH:  
" Microwave measurement of dielectric properties of low - loss materials by the dielectric rod resonator method."  
IEEE MTT-33, n°7, July 1985, pp 586 - 592.
- [4] D. K. GODGAONKAR, V. V. VARADAN, V. K. VARADAN:  
" Free - space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies."  
IEEE MTT-39, n°2, April 1990, pp 387 - 394.
- [5] N. BELHADJ - TAHAR, A. FOURIER - LAMER, H. DE CHANTERAC:  
"Broad-band simultaneous measurement of complex permittivity and permeability using a coaxial discontinuity."  
IEEE Transactions on MTT, vol. 38, n°1, January 1990, pp 1 - 7.
- [6] W. BARRY:  
" A broad-band, automated, stripline technique for the simultaneous measurement of complex permittivity and permeability."  
IEEE Transactions on MTT, vol. 34, n°1, January 1986, pp 80 - 84.

- [7] P. QUEFFELEC, Ph. GELIN, J. GIERALTOWSKI, J LOAEC:  
"A microstrip device for the broad-band simultaneous measurement of complex permeability and permittivity."  
IEEE Transactions on Magnetics, vol. 30, n°2, March 1994.

# **Chapitre 1:**

**Rappel sur les dispositifs et cellules de mesure utilisés  
au laboratoire.**

**Application à la caractérisation d'échantillons "étalons".**

# **Chapitre 1:**

**Rappel sur les dispositifs et cellules de mesure utilisés  
au laboratoire.**

**Application à la caractérisation d'échantillons "étalons".**

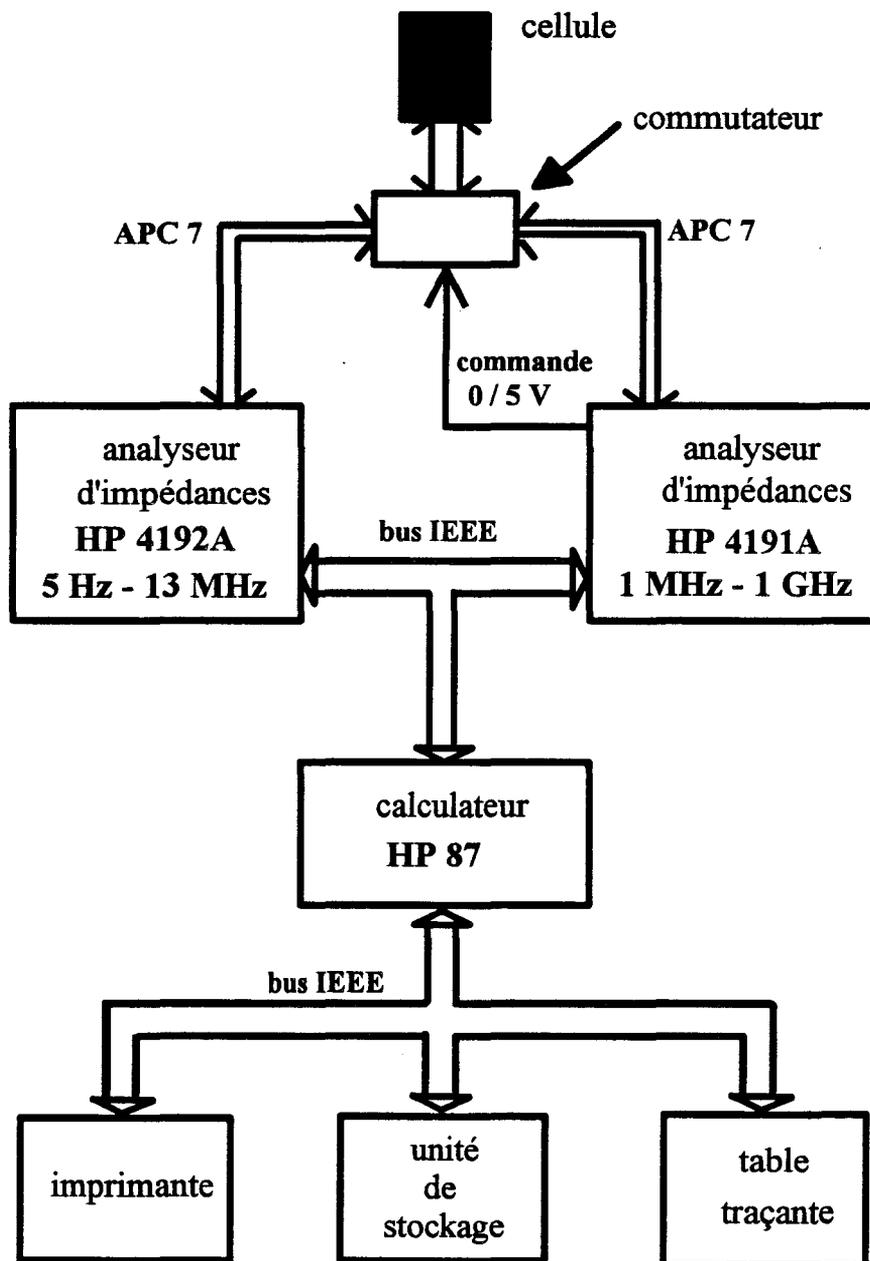


figure 1-1: dispositif de mesures automatiques 5 Hz - 1 GHz

## **1-1 Introduction**

Deux techniques générales peuvent être envisagées pour caractériser un matériau:

- la propagation libre [1-1], utilisée pour de grande quantité de matériaux,
  
- la propagation guidée sous deux formes différentes:
  - la mesure de la fréquence de résonance et de l'atténuation d'une cavité résonante fermée aux deux extrémités [1-2],
  
  - la mesure des paramètres de réflexion et de transmission d'une portion de ligne constituant la cellule.

Ce chapitre a pour objectif de décrire les méthodes des principales cellules de mesures utilisées au D.H.S (Département Hyperfréquences et Semiconducteurs) [1-3][1-4]. Pour chacune d'elles, nous donnons les dispositifs et les configurations de cellules qui leur sont associés [1-5].

A partir de quelques échantillons, nous faisons une étude comparative des méthodes. Les résultats obtenus serviront à valider les dispositifs utilisant les lignes plaquées, présentées dans le deuxième chapitre.

## **1-2 Dispositifs de mesures (5 Hz - 40 GHz)**

### **1-2-1 Les analyseurs d'impédances (5 Hz - 1 GHz)**

Les analyseurs d'impédances sont bien adaptés aux mesures de dipôles. L'ensemble du dispositif expérimental représenté figure 1-1, utilise le HP 4192A dans la gamme de fréquences 5 Hz - 13 MHz et le HP 4191A de 1 MHz à 1 GHz. Le calculateur HP 87 pilote chaque

$Z=50 \Omega$

$Z_x^*$  = impédance inconnue

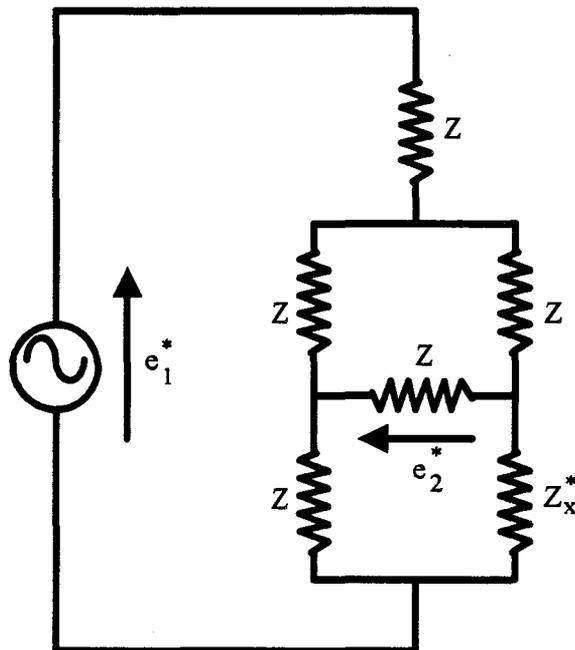


figure 1-2: principe de la mesure d'impédances du HP 4191A

dispositif par l'intermédiaire d'un bus IEEE. Un logiciel fournit la permittivité complexe du matériau à mesurer.

**a) L'analyseur d'impédance HP 4192A (5 Hz - 13 MHz)**

La mesure de l'impédance du dipôle inconnu s'obtient en mesurant la tension complexe à ses bornes et le courant complexe le traversant. Le microprocesseur interne de l'analyseur est programmé pour faire le rapport de ces deux grandeurs et en déduire l'impédance complexe.

$$Z^* = \frac{V^*}{I^*} \quad (1-1)$$

**b) L'analyseur d'impédance HP 4191A (1 MHz - 1 GHz)**

Le principe de mesure diffère de celui du HP 4192A par l'utilisation d'un circuit de type pont de Wheatstone. L'impédance inconnue  $Z_x^*$  est placée dans une branche de ce pont (figure 1-2). L'analyseur mesure le rapport des tensions  $\frac{e_2^*}{e_1^*}$ . Le coefficient de réflexion du dipôle inconnu est déduit de la relation suivante:

$$\Gamma^* = \frac{Z - Z_x^*}{Z + Z_x^*} = 8 \times \frac{e_2^*}{e_1^*} \quad (1-2)$$

où  $Z = 50 \Omega$ .

**1-2-2 Analyseur de réseaux vectoriels HP 8510 (45 MHz - 40 GHz)**

Il permet de déterminer les paramètres de la matrice de répartition (Scattering) d'un

---

\* l'astérisque désigne des grandeurs complexes

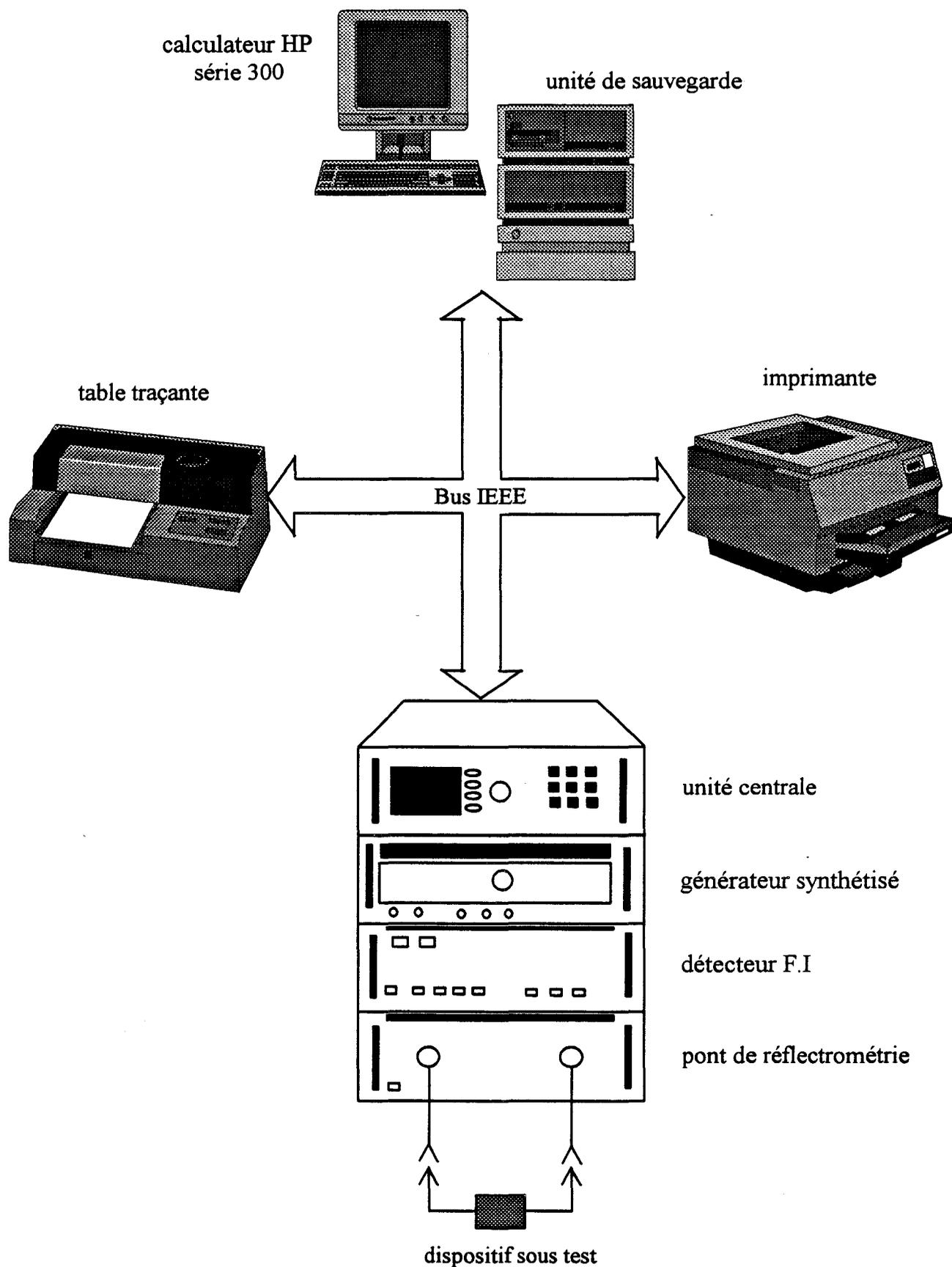


figure 1-4: système de mesure des paramètres  $S_{ij}$  d'un quadripôle hyperfréquence.

quadripôle. Cette matrice peut être schématisée par le graphe de fluence représenté figure 1-3.

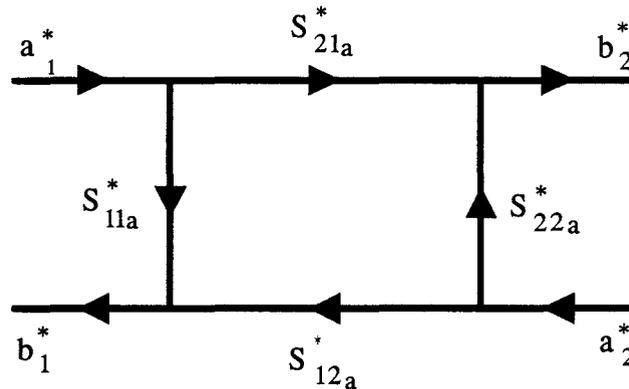


figure 1-3: graphe de fluence schématisant un quadripôle hyperfréquences.

Les paramètres complexes de réflexion  $S_{11}^*$  et  $S_{22}^*$  et de transmission  $S_{12}^*$  et  $S_{21}^*$  sont donnés par l'équation matricielle:

$$\begin{bmatrix} b_1^* \\ b_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^* & S_{12}^* \\ S_{21}^* & S_{22}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1^* \\ a_2^* \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

Cette formulation matricielle est la plus utilisée dans la représentation de réseaux micro-ondes, puisque les paramètres complexes sont directement mesurés par l'analyseur de réseaux vectoriels. Tous les dépouillements conduisant aux caractéristiques électromagnétiques d'un matériau résultent de la mesure de sa matrice Scattering.

La figure 1-4 illustre l'ensemble du système analyseur-dispositif sous test. L'automatisation par un ordinateur permet:

- de mémoriser les données (gamme de fréquences, nombre de points de mesure, ...), les étapes préliminaires à la mesure telles que le calibrage et les grandeurs caractéristiques de la cellule utilisée (dimensions géométriques).

- une acquisition systématique des mesures dans toute la gamme de fréquences utilisée.
- une intégration du logiciel de dépouillement fournissant les caractéristiques électromagnétiques du matériau.
- une présentation des résultats sur des périphériques telle qu'une table traçante.

Ceci permet d'accroître la rapidité des mesures.

L'option "Time Domain (TDR)" de l'analyseur offre la possibilité de travailler dans le domaine temporel. Par rapport à l'analyse harmonique, cela permet de s'affranchir des perturbations dues aux éléments parasites liés à l'environnement de la mesure lors des études en propagation libre en dehors d'une chambre anéchoïque.

### **1-2-3 Sources d'erreurs des mesures vectorielles**

Des erreurs viennent entacher les mesures. Elles peuvent être classées en trois catégories:

- les erreurs systématiques. Elles sont principalement dues au système de séparation des signaux micro-ondes (commutateurs, coupleurs, ...), aux câbles et aux transitions... Elles sont invariantes et ainsi peuvent être prises en compte lors du calibrage.
- les erreurs dues aux dérives d'environnement. Elles proviennent de variations de température ou d'humidité. Elles peuvent être minimisées en plaçant les analyseurs dans une salle climatisée.

- les erreurs aléatoires. Elles résultent des phénomènes physiques tels que le bruit, la reproductibilité des connexions (montages - démontages). Ces erreurs ne peuvent pas être caractérisées et sont évaluées par ailleurs (cf § 1-2-5). Elles nous obligent à limiter le domaine de validité des mesures.

### 1-2-4 Calibrage

Le calibrage permet de tenir compte des erreurs systématiques dues à la présence de coupleurs, d'adaptateurs, d'atténuateurs... éléments internes à l'analyseur et des câbles réalisant la connexion avec la cellule de mesure. Une fois le calibrage effectué dans toute la gamme de fréquences, les termes d'erreurs sont stockés dans l'analyseur de manière à les prendre en compte lors de la mesure.

#### a) Calibrage pour les mesures de dipôles

L'ensemble des éléments de l'analyseur et du dispositif sous test peut être schématisé par un quadripôle équivalent représenté par son graphe de fluence sur la figure 1-5.

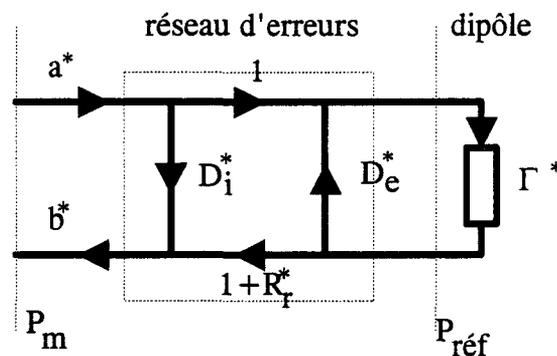
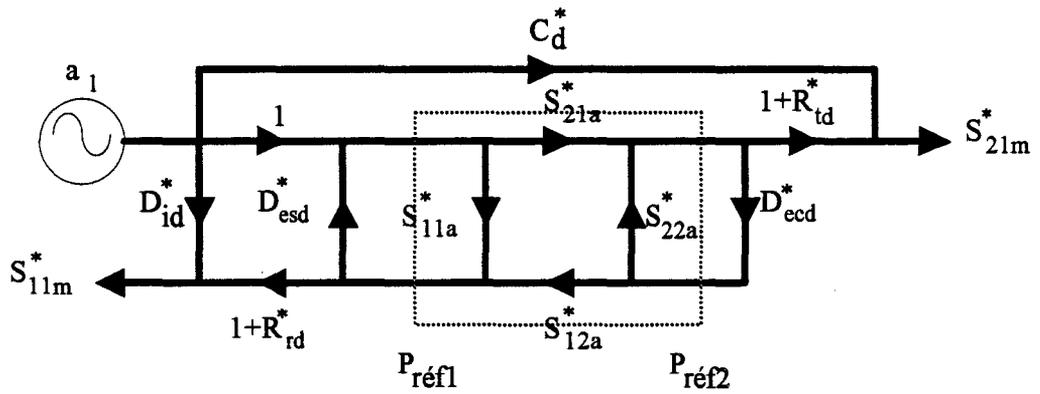


figure 1-5: modèle d'erreurs pour les mesures de dipôles

Pour prendre en compte les imperfections du circuit ( $D_i^*$ ,  $D_e^*$ ,  $R_r^*$ ) et obtenir une mesure corrigée dans le plan de référence choisi ( $P_{réf}$ ), trois mesures à l'aide d'éléments de référence (court-circuit "CC", circuit-ouvert "CO", charge adaptée "CA") sont nécessaires.

a : mesure directe



b : mesure inverse

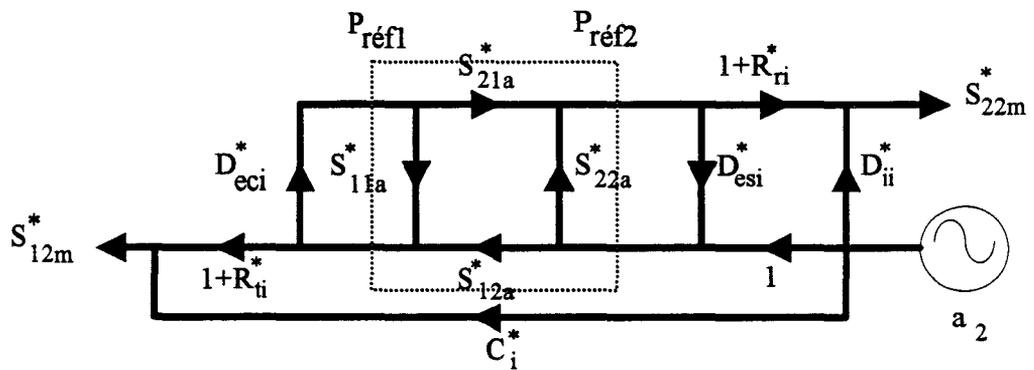


figure 1-6: modèle 12 termes d'erreurs pour les mesures de quadripôles

Le terme de directivité ( $D^*_i$ ) est caractérisé à partir de la charge adaptée "CA". Généralement, on utilise des charges fixes pour des fréquences inférieures à 2 GHz. Leurs coefficients de réflexion sont meilleurs que -40 dB. Les performances de ces charges diminuent lorsque la fréquence croît. Aussi à des fréquences supérieures à 2 GHz, on leur préfère des charges coulissantes. Par réglage de celles-ci, il est possible de faire en sorte que le coefficient de réflexion ait le même ordre de grandeur (- 40 dB), pour chaque fréquence.

La désadaptation de source ( $D^*_e$ ) et la réponse fréquentielle en réflexion ( $R^*_r$ ) sont obtenues en plaçant un court-circuit et un circuit-ouvert dans le plan  $P_{réf}$ .

### **b) Calibrage pour les mesures de quadripôles**

La figure 1-6 représente le modèle à 12 termes d'erreurs permettant de mesurer un quadripôle non symétrique. Ces termes sont fonctions de la fréquence. Six d'entre eux sont obtenus en positionnant le générateur hyperfréquence à l'accès 1 (figure 1-6a) et les autres en le positionnant à l'accès 2 (figure 1-6b).

Afin d'extraire de la mesure (matrice  $[S^*_m]$ ), les paramètres désirés de l'élément sous test (matrice  $[S^*_a]$ ), il est nécessaire de résoudre le système d'équations suivant:

$$S^*_{11m} = D^*_{id} + (1 + R^*_{rd}) \frac{S^*_{11a} + D^*_{ecd} \text{dét} [S^*_a]}{1 - D^*_{esd} S^*_{11a} - D^*_{ecd} S^*_{22a} + D^*_{esd} D^*_{ecd} \text{dét} [S^*_a]}$$

$$S^*_{21m} = C^*_d + \frac{S^*_{21a} (1 + R^*_{td})}{1 - D^*_{esd} S^*_{11a} - D^*_{ecd} S^*_{22a} + D^*_{esd} D^*_{ecd} \text{dét} [S^*_a]} \quad (1-4)$$

Pour déterminer les 6 termes d'erreurs de la figure 1-6a, nous devons utiliser non seulement les étalons indispensables pour le calibrage de type dipôle (court-circuit, circuit-ouvert, charge adaptée), mais aussi d'autres éléments telles qu'une connexion directe appelée "THRU" et une ligne de transmission nommée "DELAY". Ainsi nous pouvons déterminer la

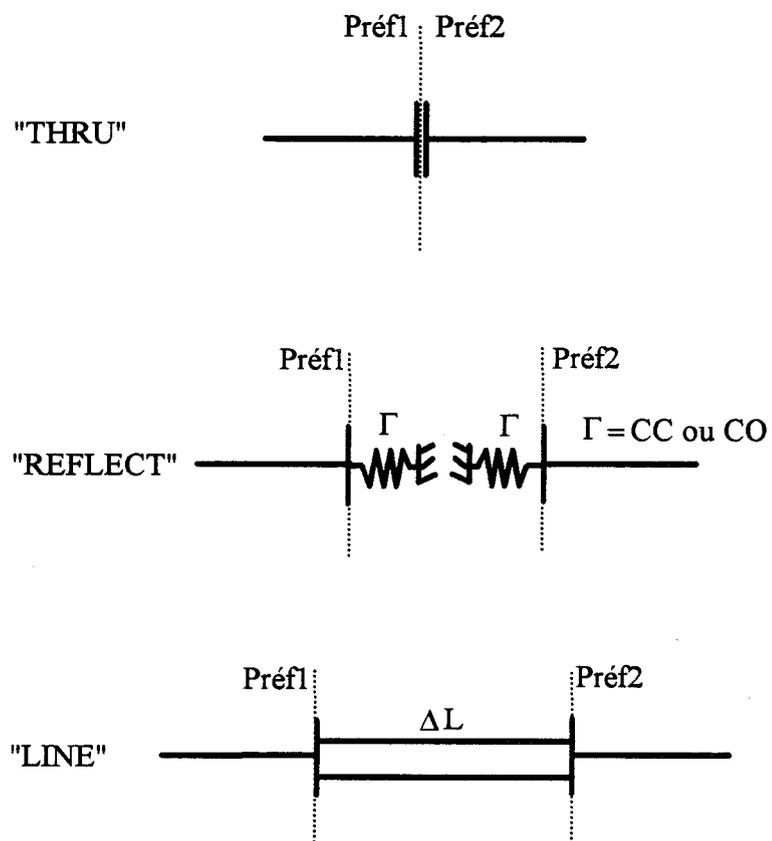


figure 1-7: méthode T.R.L

désadaptation de charge ( $D^*_{ecd}$  ou  $D^*_{eci}$ ) et la réponse fréquentielle du système en transmission ( $R^*_{td}$  ou  $R^*_{ti}$ ) [1-6][1-7]. Les termes d'erreurs de la figure 1-6b sont obtenus de la même manière par une mesure sur l'accès 2. Les termes d'isolation  $C^*_d$  et  $C^*_i$  sont mesurés en plaçant entre les deux portes une charge non réfléchive. Ils sont généralement très faibles.

Lors de la caractérisation des matériaux avec différentes cellules de configuration quadripôle, plusieurs méthodes de calibrage sont nécessaires. Nous présentons celles que nous avons utilisées:

- **Méthode T.R.L** (Thru, Reflect, Line)

Pour réaliser ce calibrage, on doit utiliser une charge présentant un coefficient de réflexion important (circuit ouvert ou court-circuit), une connexion directe (entre les deux plans fictifs de référence) et une ligne de transmission (Delay). Afin d'obtenir la précision optimale, la longueur de la ligne de transmission notée "L", doit vérifier le critère de phase:

$$20^\circ < 360^\circ \frac{L}{\lambda_g} < 160^\circ \quad (1-5)$$

où  $\lambda_g$  est la longueur d'onde guidée.

Le calibrage se fait en trois étapes (figure 1-7):

- Thru: connexion directe des plans Préf1 et Préf2.
- Reflect: connexion de l'élément court-circuit ou circuit-ouvert successivement dans les plans Préf1 et Préf2.
- Line: connexion de la ligne "Delay" (vérifiant la relation 1-5) entre les deux plans Préf1 et Préf2.

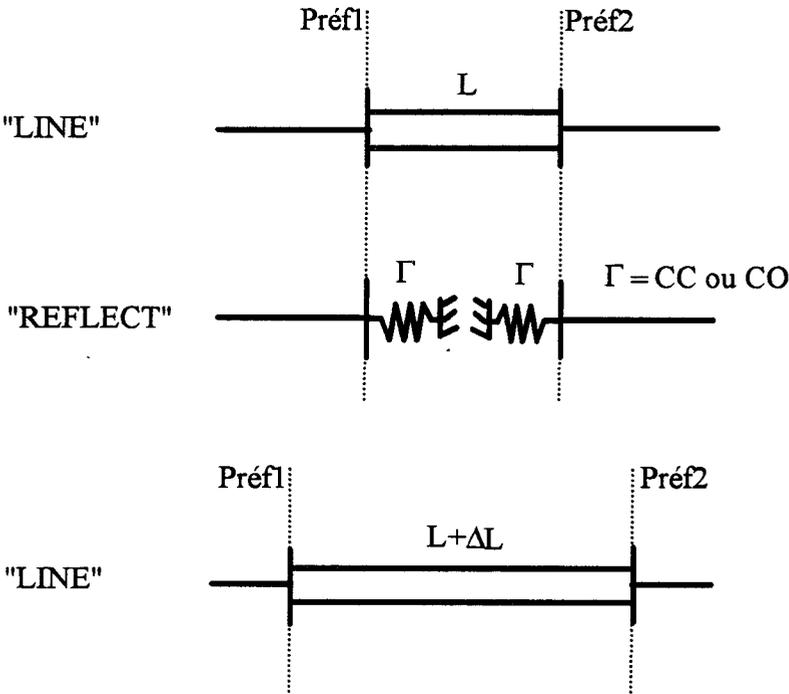


figure1-8: méthode L.R.L

Les mesures en réflexion et transmission de ces étalons étant effectuées, un logiciel interne à l'analyseur de réseaux calcule les termes d'erreurs pour chaque fréquence. Les résultats sont stockés en mémoire, ils permettent de définir les plans de références Préf1 et Préf2.

Cette méthode ne peut être appliquée que si les plans Préf1 et Préf2 sont accolés.

• **Méthode L.R.L** (Line, Reflect, Line)

Cette méthode diffère de celle présentée précédemment par l'utilisation en plus d'une charge présentant un coefficient de réflexion important, de deux lignes de transmission de même impédance caractéristique ( $Z_0 = 50 \Omega$ ) mais de longueurs différentes. La différence entre les deux longueurs notée " $\Delta L$ " doit vérifier la relation 1-5.

Le calibrage se fait en trois étapes (figure 1-8):

- connexion de la ligne la plus courte entre Préf1 et Préf2.
- connexion de l'élément circuit-ouvert ou court-circuit dans le plan Préf1 puis dans le plan Préf2.
- connexion de la ligne longue (Delay) entre les plans Préf1 et Préf2.

Le logiciel interne à l'analyseur de réseau permet de définir alors, un modèle à 12 termes d'erreurs entre les plans de références fictifs Préf1 et Préf2. Les deux termes d'isolation  $C^*_d$  et  $C^*_i$  étant généralement très faibles, nous les fixons à "0".

# Chapitre 1

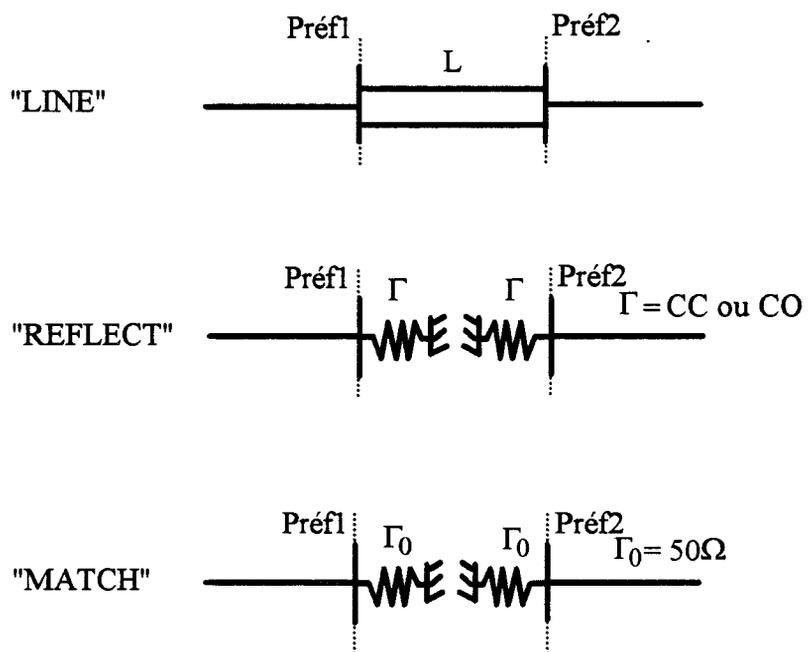


figure 1-9: méthode L.R.M

La méthode L.R.L présente plusieurs avantages:

- réalisée en utilisant deux longueurs de lignes, elle ne nécessite pas de connexion directe entre les deux connecteurs (THRU). Cette méthode sera donc utilisée exclusivement lorsque la "THRU" ne peut pas être réalisée.

- la relation 1-5 impose seulement une condition sur la différence de longueur entre les deux lignes et non pas sur la longueur de chacune d'elles. Il est ainsi plus facile de les réaliser. Ceci est appréciable pour des fréquences supérieures à 20 GHz pour lesquelles les longueurs d'onde deviennent très petites.

• **Méthode L.R.M** (Line, Reflect, Match)

Les calibrages de types T.R.L ou L.R.L sont peu adaptés aux fréquences inférieures à 2 GHz, puisqu'ils nécessitent l'utilisation d'une grande longueur de ligne "Delay", de l'ordre de 0.2 mètre dans la gamme 0.1 à 0.5 GHz (pour vérifier la relation 1-5). La substitution de ce "Delay" par une charge adaptée constitue une variante de la L.R.L dénommée L.R.M (figure 1-9). Cette dernière permet d'avoir de meilleures performances pour des fréquences inférieures à 2 GHz, puisque c'est dans cette gamme que la qualité des charges adaptées est la meilleure.

**Remarque:**

L'analyseur permet dans son logiciel interne de combiner les calibrages L.R.M et L.R.L, de manière à couvrir une large bande de fréquences de mesure (HP 85107 - 0.045 à 40 GHz).

**1-2-5 Incertitudes de mesure**

Les erreurs résiduelles qui ne peuvent être prises en compte lors du calibrage affectent la précision des paramètres  $S^*_{ij}$  mesurés. Les évolutions des incertitudes maximales en modules

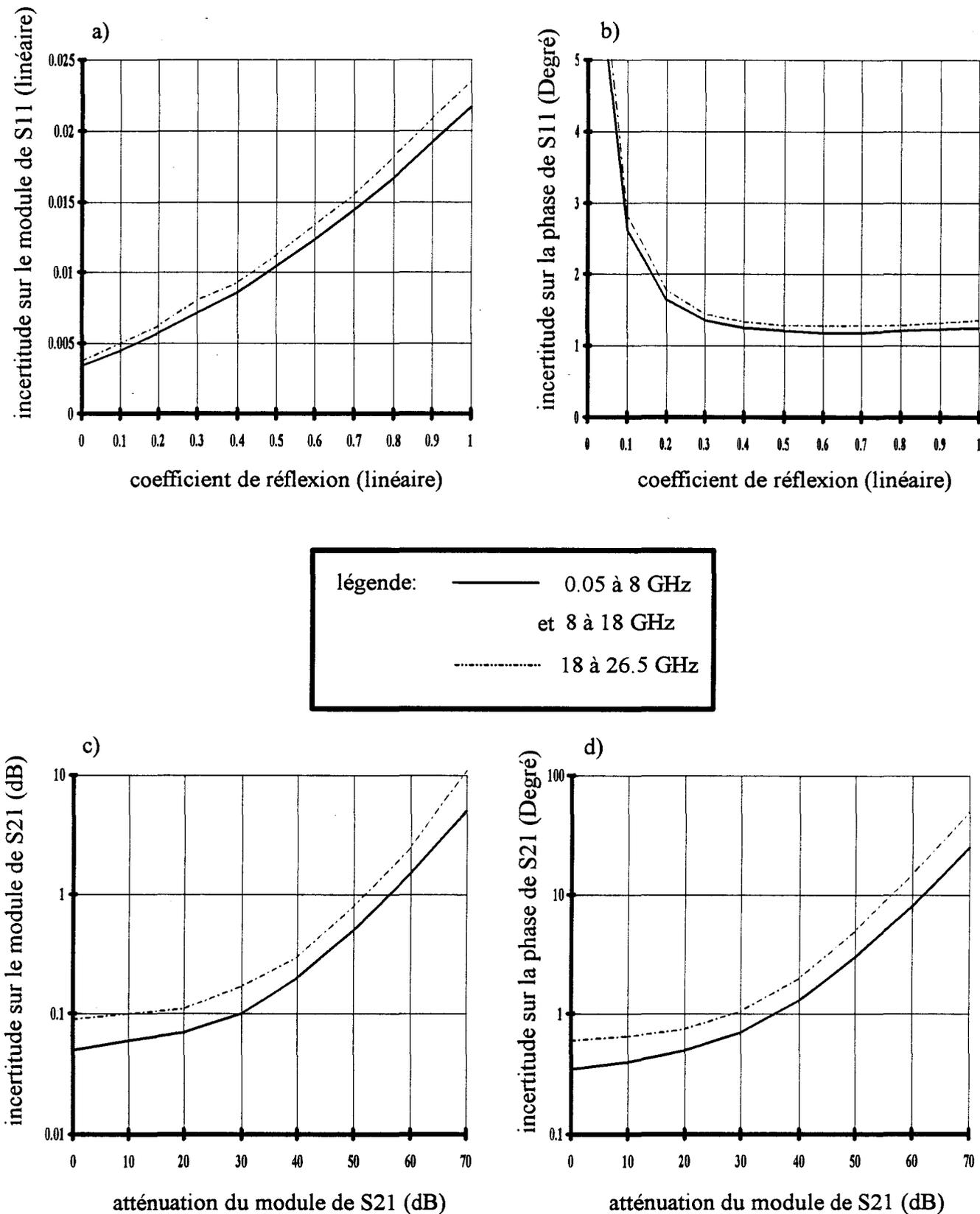


figure 1-10: incertitudes maximales sur S11 et S21 en module et phase (APC 7mm) sur HP 8510.

et phases des paramètres de réflexion ( $S_{11}^*$ ,  $S_{22}^*$ ) et de transmission ( $S_{21}^*$ ,  $S_{12}^*$ ) d'un quadripôle quelconque, sont tirées de la notice technique de l'analyseur vectoriel HP 8510 [1-8]. Celles-ci sont représentées sur la figure 1-10. Elles sont obtenues en utilisant les éléments d'étalonnage CC, CO, CA et une connexion directe (THRU) entre deux connecteurs APC 7mm.

• **Erreurs sur  $S_{11}^*$**

L'erreur sur le module de  $S_{11}$  (figure 1-10a) évolue de façon croissante restant cependant inférieure à 2.5 %. Par contre, la figure 1-10b présentant l'incertitude de la phase montre que l'erreur devient importante pour de faibles valeurs du coefficient de réflexion. Ce qui correspond à l'adaptation.

• **Erreurs sur  $S_{21}^*$**

Les incertitudes sur le module et la phase du paramètre de transmission (figures 1-10c et 1-10d) restent faibles pour une atténuation du module de  $S_{21}$  inférieure à 40 dB.

### **1-3 Les cellules de mesures en propagation guidée**

#### **1-3-1 Configuration de type dipôle**

Cette configuration, ne donnant que deux informations, est utilisée uniquement pour déterminer les caractéristiques électriques ( $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$ ) de matériaux diélectriques non magnétiques ( $\mu_r' = 1$ ,  $\mu_r'' = 0$ ).

#### **a) Descriptions des cellules et gammes de fréquences d'utilisation**

Deux types principaux de cellules de mesures en réflexion sont disponibles au

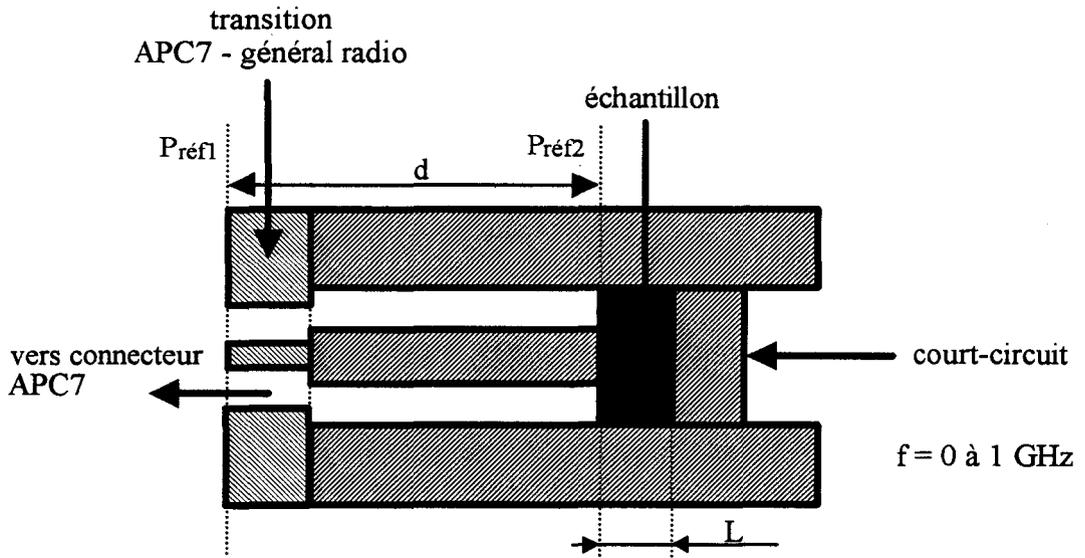


figure 1-11: schéma de principe de la cellule pastille (standard général radio).

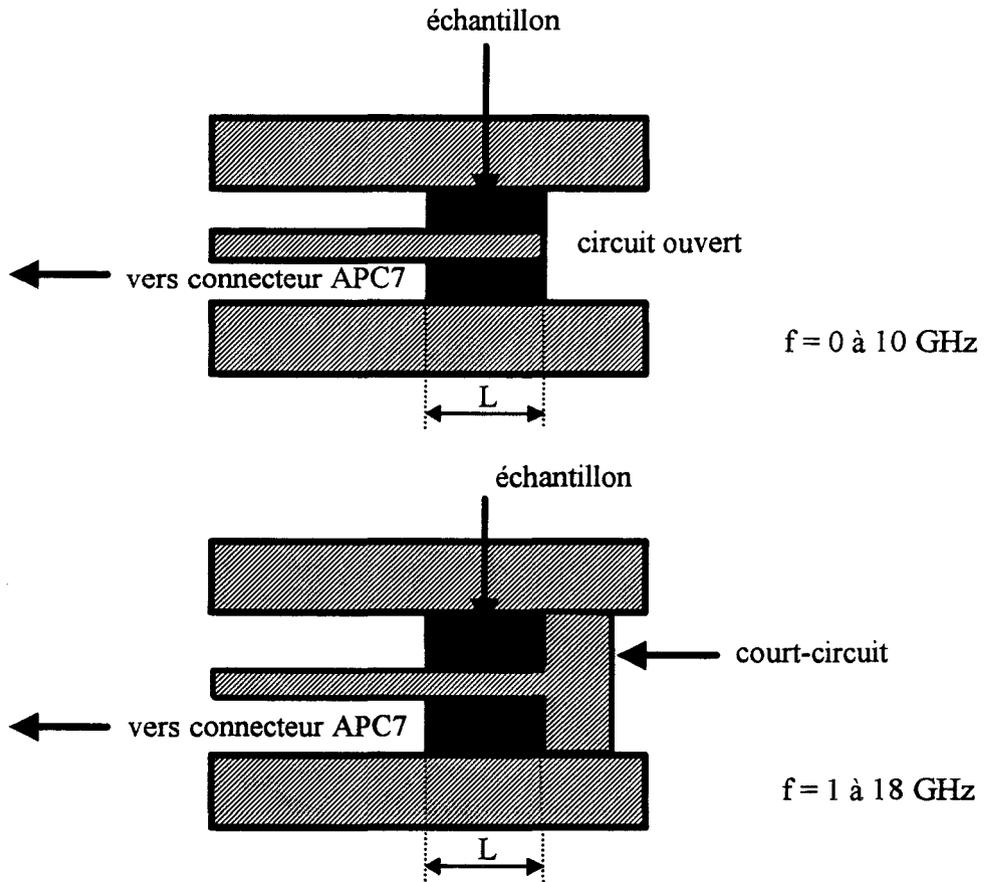


figure 1-12: configuration possible de la cellule coaxiale.

laboratoire :

- cellules "pastilles" (figure 1-11) [1-3]. L'échantillon, ayant la forme d'une pastille, est pris en "sandwich" entre le conducteur central et un court-circuit. L'épaisseur du matériau doit être petite vis-à-vis de la longueur d'onde, de manière à considérer ce système comme localisé. La cellule est conçue dans le standard général radio ( $\phi_{\text{ext}}=14$  mm,  $\phi_{\text{int}}=6.2$  mm); elle permet des mesures de permittivités dans la gamme de fréquences comprise entre 0 et 1 GHz.

- cellule coaxiale réalisée dans le standard APC7 ( $\phi_{\text{ext}}=7$  mm,  $\phi_{\text{int}}=3,04$  mm) (figure 1-12). L'échantillon est inséré entre les conducteurs extérieur et intérieur. L'ensemble constitue un tronçon de ligne (comme un quadripôle) terminé par un circuit-ouvert ou par un court-circuit, permettant respectivement l'utilisation dans les gammes de fréquences 0 - 10 GHz et 1 - 18 GHz [1-4][1-9]. Pour dépouiller les mesures, nous modélisons le tronçon de ligne à l'aide de la méthode des constantes réparties. Cette méthode est valable quelle que soit la longueur de l'échantillon.

Les matériaux mésomorphes (cristaux liquides) ayant fait l'objet d'études au laboratoire [1-3][1-4], nous disposons de deux cellules de mesure à constantes localisées différentes suivant la méthode d'orientation de l'échantillon considéré:

- l'une par traitement de surface avec contrôle au microscope à lumière polarisée. Ce type de cellule fonctionne dans la gamme de fréquences 0 - 10 MHz.

- l'autre par application d'un champ magnétique permettant des mesures de 0 à 1 GHz.

### b) Etude de la cellule "pastille"

Parmi ces cellules de type dipôle, la cellule "pastille" apparaît comme la mieux adaptée pour caractériser des matériaux de faible épaisseur. Ainsi, la comparaison entre les résultats obtenus avec cette méthode et celle des cellules planaires sera possible pour les mêmes matériaux. Aussi, il apparaît indispensable de rappeler, le calibre utilisé et la méthode de détermination des paramètres électriques du matériau à l'aide de cette cellule.

#### • Calibrage:

La conception de la cellule ne permet pas de réaliser un calibrage dans le plan de l'échantillon. Le calibrage de type CC, CO, CA (cf § 1-2-4) est alors effectué dans le plan "Préf1" (figure 1-11), plan de sortie des analyseurs d'impédance. Dans le logiciel de dépouillement, on tient compte du tronçon de ligne (de longueur  $d$ ) en le considérant à constantes réparties et sans pertes.

#### • Détermination des propriétés électriques $\epsilon_r^*$

La modélisation de la cellule pastille remplie d'un matériau (figure 1-11) peut être représentée par les éléments localisés du schéma équivalent figure 1-13.

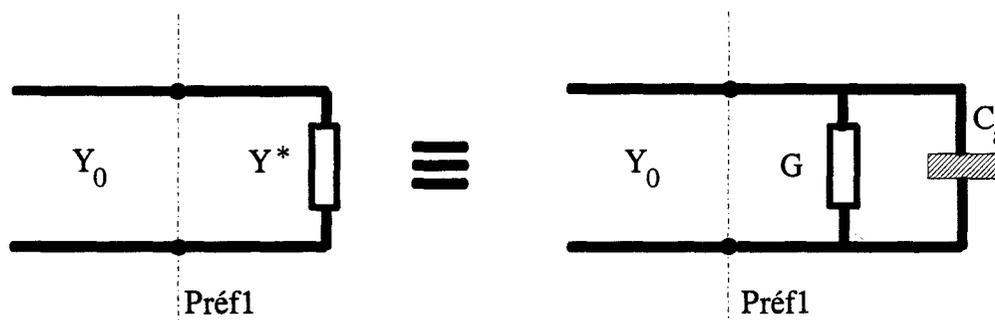


figure 1-13: schéma équivalent d'un dipôle capacitif

Sur ce schéma:

-  $C_a$  représente la capacité active entre les deux armatures:  $C_a = \epsilon_r' \epsilon_0 \frac{S}{h}$  (S=surface des électrodes et h = l'épaisseur du matériau entre les deux électrodes).

- G représente la conductance du matériau:  $G = C_a \omega \operatorname{tg} \delta$  et  $\operatorname{tg} \delta = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'}$ .

A partir de la mesure du coefficient de réflexion complexe dans le plan de référence ( $P_{\text{réfl}}$ ) (figure 1-13), nous déduisons l'admittance d'entrée " $Y_e^*$ " qui s'écrit:

$$Y_e^* = \left( \frac{1 - S_{11}^*}{1 + S_{11}^*} \right) Y_0 = G + jC_a \omega \quad (1-6)$$

où  $Y_0$  indique l'admittance caractéristique du dispositif de mesure, c'est à dire  $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$  ( $Z_0 = 50 \Omega$ ).

Le calcul des paramètres électriques du matériau se déduit de la relation (1-6) par:

$$\epsilon_r' = \frac{h}{\epsilon_0 \omega S} \Im(Y_e^*) \quad (1-7)$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{C_a \omega} \Re(Y_e^*) \quad (1-8)$$

### 1-3-2 Configuration de type quadripôle

Ce type de configuration fournit quatre grandeurs. Il est donc possible d'en déduire l'ensemble des paramètres électromagnétiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) du matériau à caractériser.

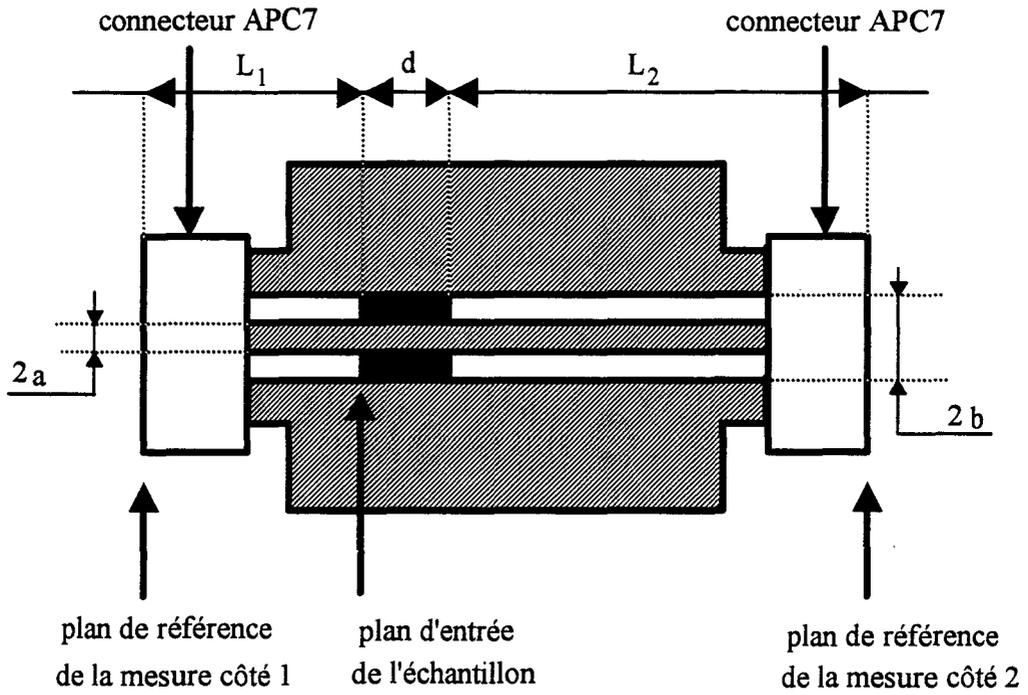


figure 1-14: schéma de principe de la cellule coaxiale (quadripôle) de J. J BONTE [1-7].

Les cellules conçues au laboratoire utilisent des structures coaxiales ou guides d'ondes rectangulaires.

### **a) Structure coaxiale**

#### **•Description de la cellule**

La cellule coaxiale mise au point par J.J BONTE (figure 1-14) [1-9] est réalisée dans le standard APC7, correspondant à la connectique de sortie de l'analyseur de réseaux et des analyseurs d'impédances. Elle permet l'étude d'échantillons de natures différentes:

- solides usinés au même standard (APC7).
- produits pulvérulents préalablement compactés dans un porte-échantillon.
- liquides retenus par deux micas assurant l'étanchéité.

#### **• Limitation en fréquence**

Cette cellule de mesure assure la propagation d'une seule onde électromagnétique transverse (TEM) dans un milieu homogène pour des fréquences inférieures à celle de l'apparition du premier mode supérieur. La propagation des divers modes est déduite de la résolution des équations de HELMOLTZ après application du "traitement guide d'onde" dans un guide coaxial [1-10]. La fréquence de coupure du premier mode supérieur ( $TE_{11}$ ) susceptible de se propager dans la cellule vide est donnée par la relation:

$$f_{c_{TE_{11}}} = \frac{3 \cdot 10^{11}}{\pi \times (a + b)} \quad (1-9)$$

où a et b désignent les dimensions géométriques de la cellule (figure 1-14) en millimètres. Dans

le cas de la cellule APC7, cette fréquence est de 18 GHz.

Si la ligne est remplie d'un matériau ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ), les fréquences de coupures de chaque mode supérieur sont modifiées selon la relation:

$$f_{c_{TEmn}}' = \frac{f_{c_{TEmn}}}{\sqrt{|\epsilon_r^* \mu_r^*|}} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} m = 0,1,2,\dots \\ n = 0,1,2,\dots \end{cases} \quad \text{et } m=n \neq 0 \quad (1-10)$$

L'énergie de ces modes par rapport à celle du fondamental étant faible, elle ne perturbe que très peu les mesures, ce qui est vérifiée par les résultats expérimentaux (cf § 1-4).

### • Calibrage et étalonnage

Avant d'effectuer toute mesure, il est nécessaire de faire un calibrage aux extrémités des câbles réalisant la jonction de la cellule à l'analyseur de réseaux (plans de référence côtés 1 et 2, figure 1-14) puis un étalonnage. Ce dernier tient compte du décalage entre les plans d'entrées de référence de la cellule (côté 1) et le plan d'entrée de l'échantillon. Il comprend une mesure de réflexion effectuée en plaçant un court-circuit dans le plan d'entrée de l'échantillon et une mesure en transmission de la cellule à vide. Cet étalonnage conduit à la matrice de répartition  $[S_{ij}^*]_e$ . La matrice Scattering de l'échantillon inconnu  $[S_{ij}^*]_a$  s'obtient à partir de la matrice mesurée  $[S_{ij}^*]_{mes}$  selon les relations:

$$\left| [S_{ij}^*]_a \right| = \frac{\left| [S_{ij}^*]_{mes} \right|}{\left| [S_{ij}^*]_e \right|} \quad \begin{cases} i = 1,2 \\ j = 1,2 \end{cases} \quad \text{avec } i=j \text{ et } [S_{ij}^*] \rightarrow \text{grandeurs complexes} \quad (1-11)$$

$$\phi(S_{ij}^*)_a = \phi(S_{ij}^*)_{mes} - \phi(S_{ij}^*)_e - \beta d \quad \begin{cases} i = 1,2 \\ j = 1,2 \end{cases} \quad \text{avec } i \neq j \quad (1-12)$$

$$\phi(S_{11}^*)_a = \phi(S_{11}^*)_{mes} - \phi(S_{11}^*)_e \quad (1-13)$$

$$\phi(S_{22}^*)_a = \phi(S_{22}^*)_{\text{mes}} - \phi(S_{22}^*)_e - 2\beta d \quad (1-14)$$

avec  $d$ : longueur de l'échantillon

$\beta = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$  : constante de propagation dans le vide.

• **Détermination des caractéristiques électromagnétiques ( $\epsilon_r^*, \mu_r^*$ )**

La détermination des paramètres électromagnétiques  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  résulte de l'application de la méthode des multiples réflexions [1-11]. Les quantités physiques  $T^*$  (première transmission) et  $\Gamma^*$  (première réflexion) se déduisent des paramètres de la matrice de répartition suivant les équations:

$$\Gamma^* = K^* \pm \sqrt{K^{*2} - 1} \quad \text{avec} \quad K^* = \frac{S_{11}^{*2} - S_{21}^{*2} + 1}{2S_{11}^*} \quad (1-15)$$

tel que:  $|\Gamma| \leq 1$

$$\text{et} \quad T^* = \frac{S_{11}^* + S_{21}^* - \Gamma^*}{1 - (S_{11}^* + S_{21}^*)\Gamma^*} \quad (1-16)$$

Ces grandeurs sont reliées aux paramètres  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  par les expressions suivantes:

$$\Gamma^* = \frac{\sqrt{\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*} - 1}}{\sqrt{\frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*} + 1}} \quad \text{et} \quad T^* = e^{-j\omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r^* \mu_r^*} d} \quad (1-17)$$

avec  $d$ : longueur de l'échantillon.

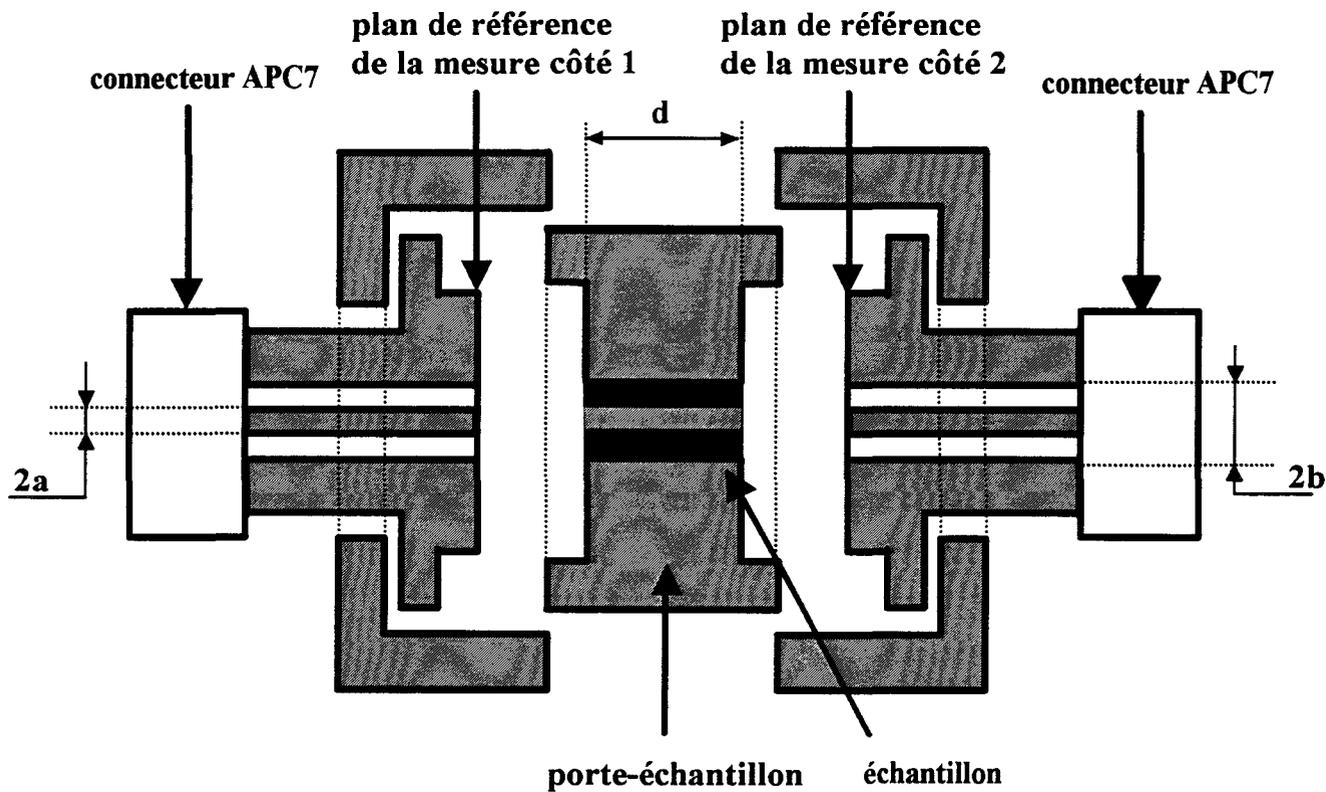


figure 1-15: schéma de principe de la cellule coaxiale permettant le calibrage T.R.L ou L.R.M.

légende: ----- cellule coaxiale J.J BONTE [1-6]  
 ——— nouvelle cellule coaxiale (figure 1-15)

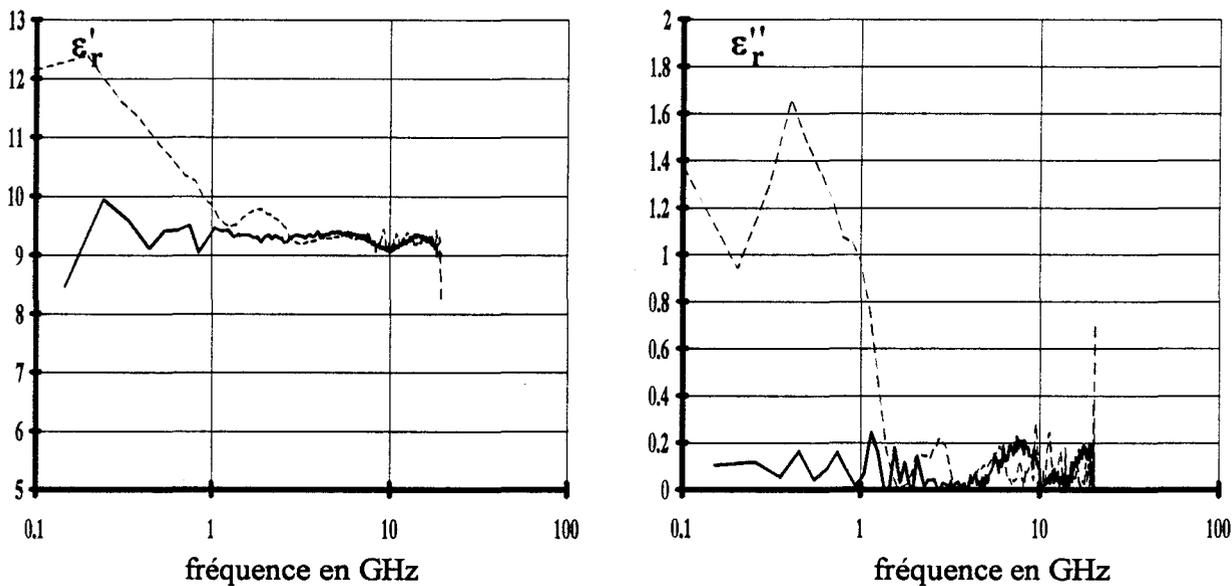


figure 1-16: mesure à l'aide de la cellule coaxiale de J.J BONTE et celle de la figure 1-15 du matériau K10.

A l'aide d'un logiciel approprié exploitant les relations précédentes, nous obtenons les valeurs de  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$ .

### • Améliorations

Afin de s'affranchir de l'étalonnage et d'améliorer la précision sur les mesures des paramètres  $[S^*_{ij}]_a$ , nous avons conçu une nouvelle cellule coaxiale. L'originalité de celle-ci réside dans sa conception modulaire (figure 1-15) qui permet d'intercaler divers porte-échantillons de longueur adaptée au matériau à caractériser. Il est aussi possible de mettre en contact les deux plans de références pour le calibrage "T.R.L", ou de placer des charges (CO, CC, CA) dans ces mêmes plans. La mesure de la matrice de répartition  $S^*_{ij}$  s'effectue ainsi entre les plans de référence.

Pour déterminer ces plans, on utilise le calibrage de type "T.R.L". Cependant, celui-ci est peu adapté pour les basses fréquences ( $< 2$  GHz) puisqu'il nécessite l'utilisation d'une grande longueur de ligne (Delay de l'ordre du décimètre). Le remplacement de cette longueur de ligne par deux charges adaptées (50 ohms) constitue le calibrage "L.R.M" (Line, Reflect, Match) qui convient mieux au domaine des basses fréquences. Ainsi les mesures sont effectuées avec un calibrage préalable, différent suivant la fréquence: de 0.05 à 2 GHz le calibrage L.R.M et de 2 à 18 GHz le calibrage T.R.L.

Sur la figure 1-16, nous comparons les résultats des mesures réalisées à l'aide des deux cellules, celle de J.J BONTE et la cellule modifiée sur un matériau purement diélectrique de permittivité  $\epsilon_r' = 9.5$  (Emmerson & Cuming Stycast Hik). Si les résultats coïncident pour des fréquences supérieures à 2 GHz, nous pouvons remarquer des différences sensibles pour les basses fréquences, ce qui justifie l'amélioration apportée par notre cellule. En effet, la méthode de mesure des paramètres  $S^*_{ija}$  d'un échantillon par la cellule de J.J BONTE utilise un décalage du plan de référence de  $Pr_{ef1}$  en  $P'_{ref1}$  (figure 1-17), limitant le modèle d'erreurs à 4 termes d'erreurs comme le montre la figure 1-18. Tandis que notre cellule permet de définir les plans de références dans les plans d'entrées de l'échantillon, de déterminer complètement la matrice

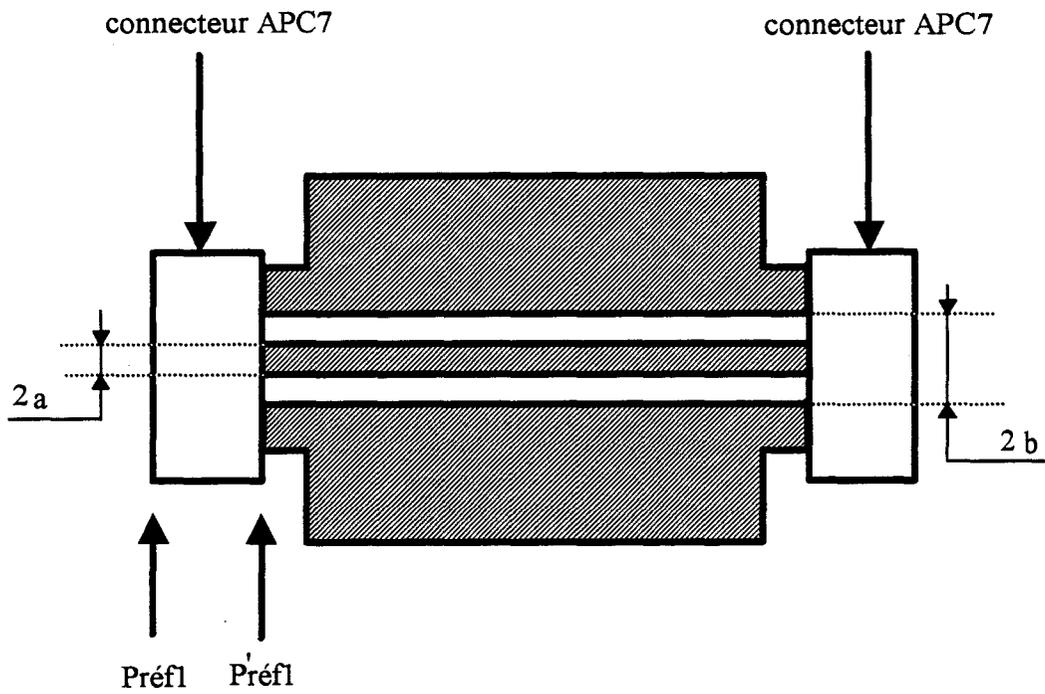
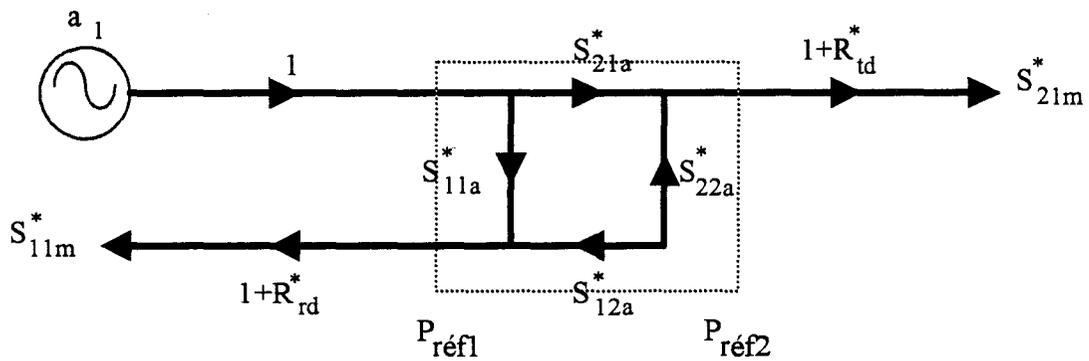


figure 1-17: normalisation de Préfl en P'réfl (cellule coaxiale J.J BONTE [1-7]).

a : mesure directe



b : mesure inverse

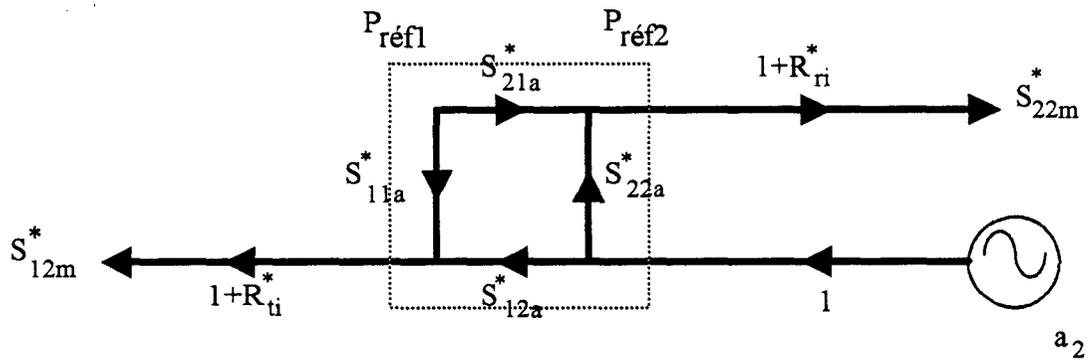


figure 1-18: modèle d'erreurs résultant après normalisation en P'réf de la cellule coaxiale de J.J BONTE [1-6].

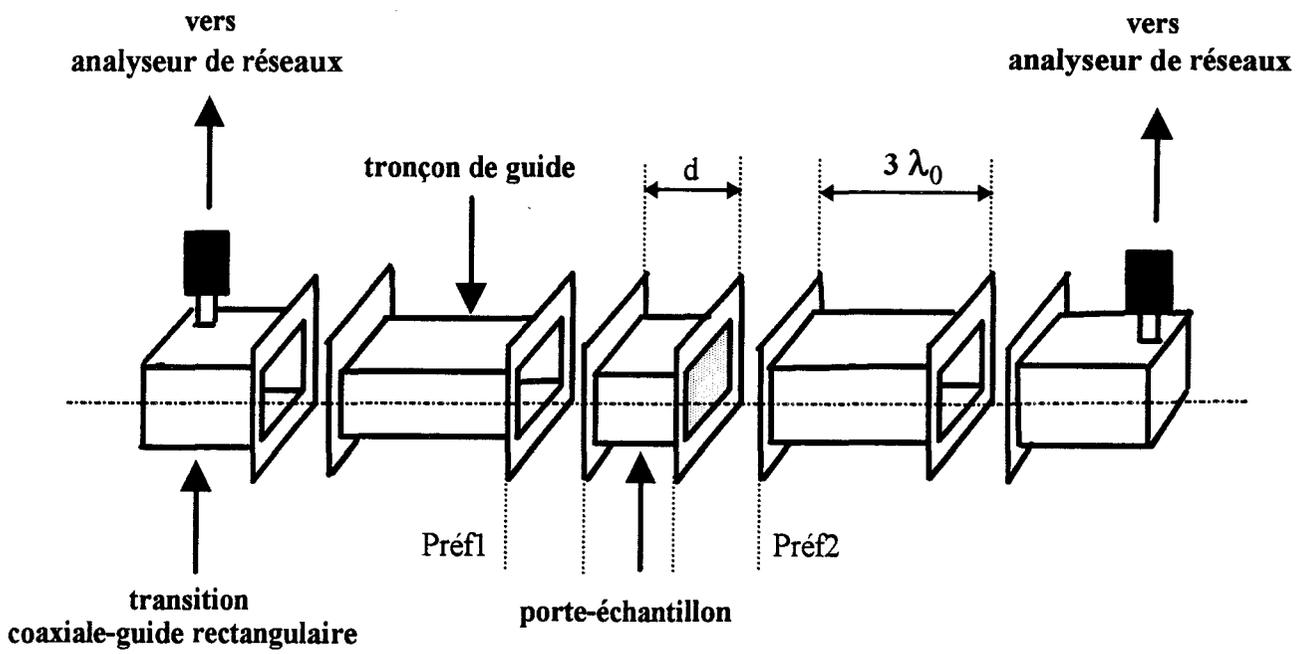


figure 1-19: cellule de mesures en guide rectangulaire.

d'erreurs en estimant les 12 termes, en l'occurrence  $D^*_i$ ,  $D^*_{es}$  et  $D^*_{ec}$  (en direct et en inverse) et en plus tient compte ainsi des erreurs systématiques résultant des transitions.

### **b) Structures guides d'onde rectangulaires**

#### **• Description de la cellule**

La cellule guide d'onde rectangulaire est représentée sur la figure 1-19. Elle est constituée de 5 éléments:

- deux transitions "coaxiale-guide" permettent de connecter cette cellule à l'analyseur de réseaux. Les sorties de celui-ci sont du type APC2.4 (pour le HP 85107) permettant d'assurer une propagation monomode jusque 40 GHz. Les transitions assurent la propagation du mode T.E.M (guide coaxial) au mode de propagation fondamental  $TE_{01}$  du guide rectangulaire.

- deux tronçons de guide, dont la longueur est supérieure à trois fois la longueur d'onde, permettent d'obtenir une configuration des champs conforme à celle du mode  $TE_{01}$ .

- un porte échantillon rempli du matériau à caractériser. Il est placé entre les deux tronçons de guide.

L'usinage des échantillons à placer dans la cellule guide d'onde est plus simple que pour la cellule coaxiale, puisqu'il s'agit de parallélépipèdes au lieu de cylindres creux. Il est donc possible d'obtenir une meilleure précision de l'usinage, ce qui permet de réaliser des cellules et des échantillons de très petites dimensions. Ainsi, il est possible d'utiliser la structure guide d'onde rectangulaire à des fréquences plus élevées que les cellules décrites précédemment.

• **Limitation en fréquence**

Comme pour toute cellule, il est essentiel de travailler aux fréquences correspondant à une propagation monomode. Il est donc indispensable de réaliser de nombreuses cellules couvrant toute la bande à caractériser.

La bande de fréquences monomode du  $TE_{01}$  est définie par le couple:

$$F_{c_{TE01}} = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\sqrt{\epsilon_r^*\mu_r^*}} \quad (1-18)$$

$$F_{c_{TE02}} = \frac{1}{a\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\sqrt{\epsilon_r^*\mu_r^*}} \quad (1-19)$$

où "a" est la dimension du grand côté de la section droite du guide.

• **Détermination des caractéristiques électromagnétiques** ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ )

Les plans de référence sont les plans d'entrée de l'échantillon notés "Préf1" et "Préf2" (figure 1-19). Un calibrage préalable de type T.R.L permet de les définir.

Les équations donnant les paramètres électromagnétiques du matériau à caractériser, diffèrent de celles de la cellule coaxiale par l'introduction de la longueur d'onde de coupure  $\lambda_c$  du mode fondamental, liée à la géométrie de la structure.

Ainsi, elles s'écrivent:

$$\varepsilon_r^* = \frac{\lambda_0^2 \left( \frac{1}{\Lambda^{*2}} + \frac{1}{\lambda_c^2} \right)}{\mu_r^*} \quad (1-20)$$

$$\mu_r^* = \frac{(1 + \Gamma^*)}{\Lambda^* (1 - \Gamma^*) \sqrt{\frac{1}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2}}} \quad (1-21)$$

où

$$\frac{1}{\Lambda^{*2}} = \left( \frac{\varepsilon_r^* \mu_r^*}{\lambda_0^2} - \frac{1}{\lambda_c^2} \right) = - \left[ \frac{1}{2 \pi d} \ln \left( \frac{1}{T^{*2}} \right) \right]^2 \quad (1-22)$$

avec  $\lambda_0$  = longueur d'onde dans le vide.

$\lambda_c$  = longueur d'onde de coupure du guide vide =  $2a$ .

$d$  = longueur de l'échantillon.

et  $\Gamma^*$  et  $T^*$  définis par les relations 1-15 et 1-16.

La principale difficulté de détermination de ces paramètres réside dans le calcul de la constante de phase du coefficient de transmission ( $T^*$ ) à une fréquence donnée ( $> 8$  GHz). En effet, pour des échantillons de longueur supérieure à la longueur d'onde guidée, l'évolution fréquentielle de la phase est importante. La mesure à l'analyseur de réseaux fournissant la valeur de la phase dans l'intervalle  $-180$  et  $+180$  degrés, il est nécessaire de connaître la valeur du paramètre "n" présent dans l'équation ci-dessous:

$$\ln \left( \frac{1}{T^*} \right) = \ln \left[ \frac{1}{|T^*|} + j \left( \arg \left( \frac{1}{T^*} \right) + 2 \pi n \right) \right] \quad (1-23)$$

Ce terme "n" représente la partie entière de  $\frac{d}{\lambda_g}$  ( $\lambda_g$  = longueur d'onde guidée).

Pour lever cette indétermination, A. BOUGHRIET [1-12] propose la méthode suivante. En faisant des itérations sur "n", il calcule les paramètres électromagnétiques  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$ , ce qui lui permet de simuler les termes  $S_{11}^*$  et  $S_{21}^*$  de la matrice Scattering. La correspondance de ces termes avec ceux mesurés indique que la valeur de "n" utilisée est correcte. Cette méthode n'est cependant valable que pour des matériaux diélectriques. Dans le cas où le matériau est magnétique, d'autres solutions doivent être utilisées pour connaître "n". L'une d'elles consiste à usiner un échantillon de faible épaisseur où "n" est impérativement égal à zéro. Dans ce cas, la précision sur  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  est réduite. Avec un échantillon d'épaisseur plus grande et avec les valeurs approchées de  $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ , la méthode itérative de A. BOUGHRIET permet de définir "n" afin de caractériser le matériau avec précision.

### 1-3-3 Choix de la cellule de mesure

Pour caractériser un matériau, il faut obligatoirement placer celui-ci dans une cellule. Le choix d'une cellule dépend de la configuration géométrique et des caractéristiques électromagnétiques du matériau. Ce choix doit prendre en compte:

- la bande de fréquences dans laquelle le matériau doit être caractérisé,
- l'état physique du matériau (liquide, solide, poudre),
- la nature du matériau (isotropie, homogénéité, ...),
- la quantité de matériau disponible,
- de ses caractéristiques.

L'utilisation de cellules à des fréquences élevées ( $f > 1$  GHz) nécessite un usinage précis des échantillons solides, puisque les dimensions transversales des structures guidées sont à ces

Dispositif de mesure			échantillon		
Principe	Cellule	Bande de fréquences	Volume du matériau	Structure de l'échantillon	Réalisation de l'échantillon
Mesures en réflexion $\epsilon_r^*$ (ponts d'impédances)	"Pastille"	0 Hz - 1 GHz	$\approx 100 \text{ mm}^3$	pastille	facile
	Coaxiale	0 - 18 GHz	$\approx 500 \text{ mm}^3$	coaxiale	Difficile
Mesures en réflexion - transmission $\epsilon_r^*, \mu_r^*$ (analyseurs de réseaux vectoriel)	Guide	8 - 12 GHz 12 - 18 GHz	$\approx 4000 \text{ mm}^3$	Parallélépipède	moyen

tableau 1-1: cellules de mesures utilisées et leur domaine d'application.

fréquences proportionnelles à la longueur d'onde. A condition que le matériau soit non poreux, une métallisation des parois de l'échantillon en contact avec le guide permet de minimiser les lames d'air. Ceci s'avère d'autant plus indispensable que la permittivité est élevée.

Le tableau 1-1 regroupe l'ensemble des cellules présentées et leur domaine d'application. La précision de la mesure dépend non seulement de la cellule utilisée, mais aussi des caractéristiques électromagnétiques de l'échantillon. En effet, pour des matériaux:

- de faibles permittivités (sans pertes): les mesures sont proches de l'adaptation d'impédance et le terme  $S^*_{11}$  se trouve au centre de l'abaque de Smith. L'imprécision sur ce terme est importante.

- de faibles conductivités, les échantillons se comportent comme des résonateurs diélectriques et la mesure de conductivité est limitée par les performances de l'analyseur.

Aux vues de ces deux remarques, nous pourrions être tentés d'affirmer que les matériaux présentant des caractéristiques électriques élevées sont plus faciles à caractériser. Il n'en est rien, puisqu'ils apparaissent alors comme un obstacle trop important à la propagation des ondes.

#### **1-4 Caractérisation d'échantillons "étalons"**

Les techniques de caractérisation présentées dans ce chapitre ont fait l'objet de thèses et de publications. Elles ont été validées par ailleurs. Dans ce paragraphe, nous présentons la caractérisation de divers matériaux réalisés au moyen des cellules "pastille" (5 MHz - 1 GHz), coaxiale (50 MHz - 18 GHz) et guide d'onde rectangulaire (8 GHz - 18 GHz). Les résultats obtenus à partir des différentes cellules sont comparés. Ces matériaux sont utilisés comme

# Chapitre 1

légende: ..... cellule "pastille" - 0.01 à 1 GHz  
—— cellule coaxiale - 0.1 à 20 GHz  
- - - cellule guide d'onde rectangulaire - 8.2 à 18 GHz

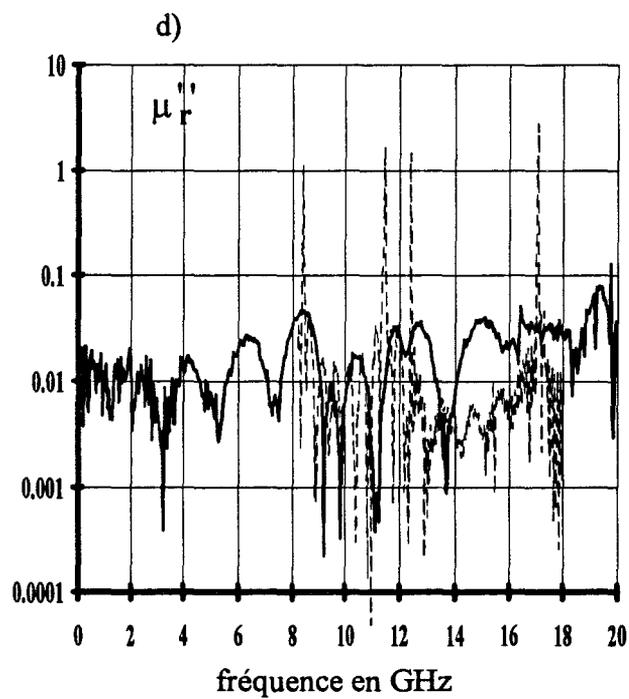
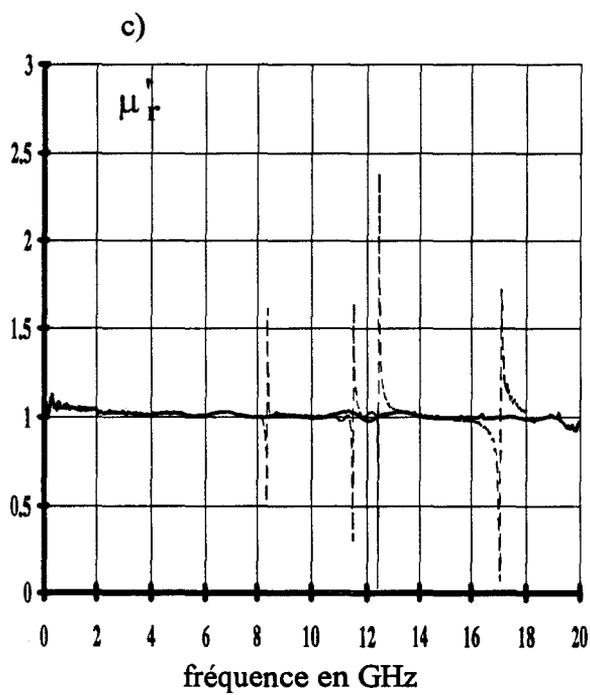
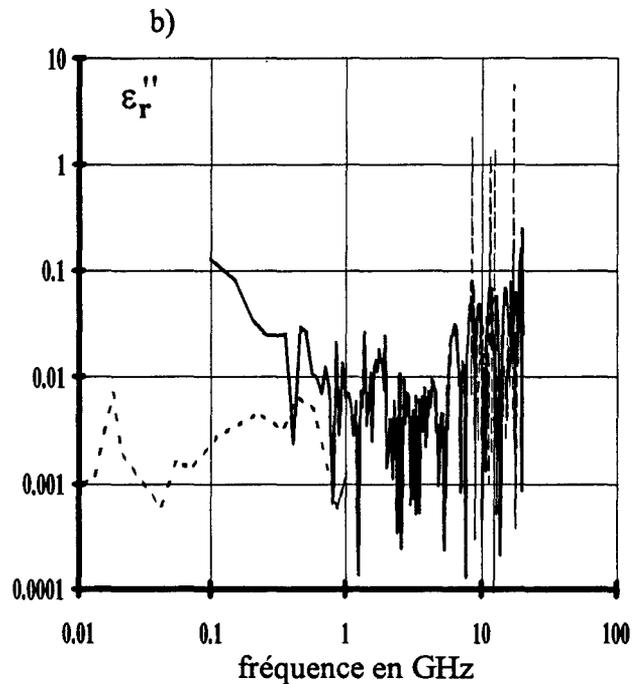
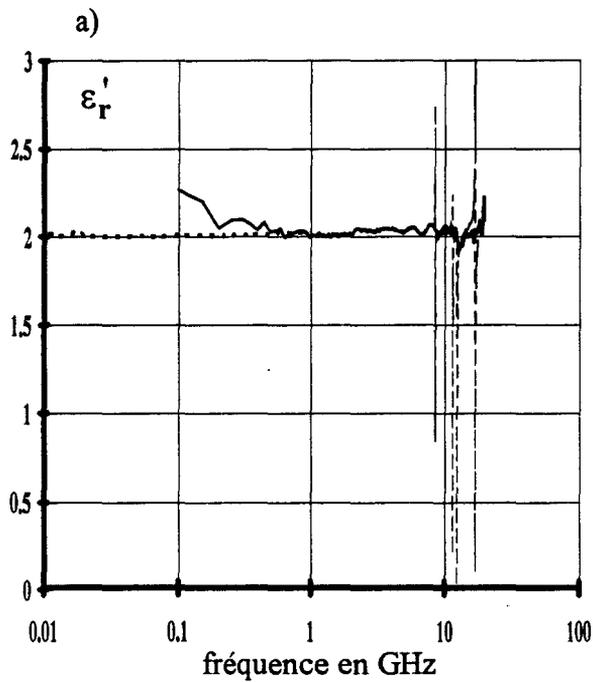


figure 1-20: mesure du téflon

"étalons" lors de la validation des méthodes "lignes plaquées" (cf chapitre 4). Il s'agit:

- de diélectriques "connus" avec de faibles pertes: Téflon, matériaux Stycast Hik
- d'un diélectrique inconnu présentant des pertes: PANI18,
- et d'un matériau magnétique: IMOSORB 10502.

### **1-4-1 Caractérisation de matériaux diélectriques à faibles pertes**

#### **• Téflon:**

Le téflon est un matériau diélectrique de faible permittivité bien connu. Ce matériau étant purement diélectrique, il importe de vérifier expérimentalement la valeur unitaire de  $\mu_r'$ .

La comparaison des résultats des mesures effectuées au moyen des différentes cellules est présentée figure 1-20. Elle montre un recoupement entre les différentes méthodes de mesure et les résultats sont en accord avec ceux donnés dans la littérature [1-13]. Les parties imaginaires ( $\epsilon_r''$ ,  $\mu_r''$ ) ayant des valeurs très faibles ( $< 10^{-2}$ ), il est difficile de les caractériser avec précision, puisque nous sommes limités par les performances des appareils de mesures. Le caractère non magnétique de ce matériau est confirmé par la figure 1-20-c ( $\mu_r'=1$ ) dans toute la gamme de fréquences.

#### **• Matériaux Stycast Hik:**

Ces matériaux sont de type céramique réalisés par la société Emerson & Cuming. Les valeurs des permittivités  $\epsilon_r'$  fournies par le constructeur, dans la gamme de fréquences 1 à 10 GHz, sont données à titre indicatif à  $\pm 20$  % d'un barreau à l'autre. Pour chaque barreau, la variation de permittivité est inférieure à 5 %. Il donne des angles de pertes de tangente de quelques millièmes sans fournir la précision.

# Chapitre 1

légende: ..... cellule "pastille" - 0.001 à 1 GHz  
 ——— cellule coaxiale - 0.1 à 20 GHz  
 - - - - cellule guide d'onde rectangulaire: 8.2 - 12.4 GHz et 12.4 - 18 GHz

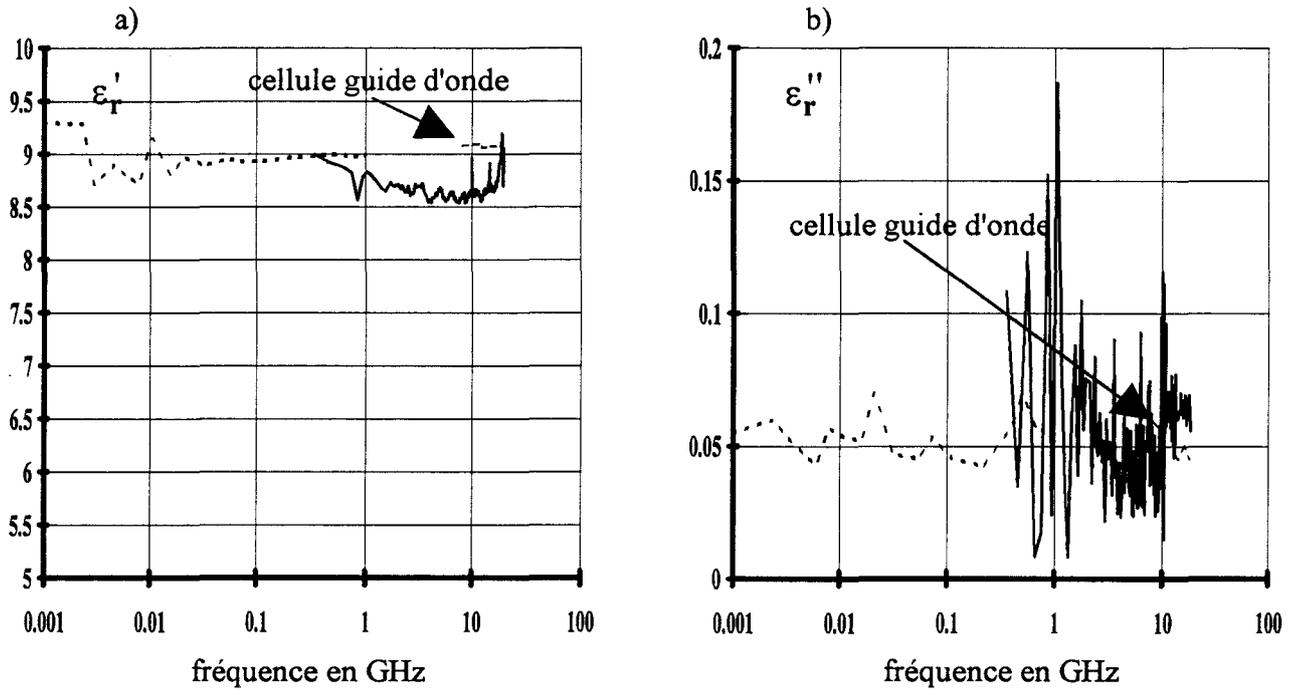


figure 1-21: mesure du matériau K9

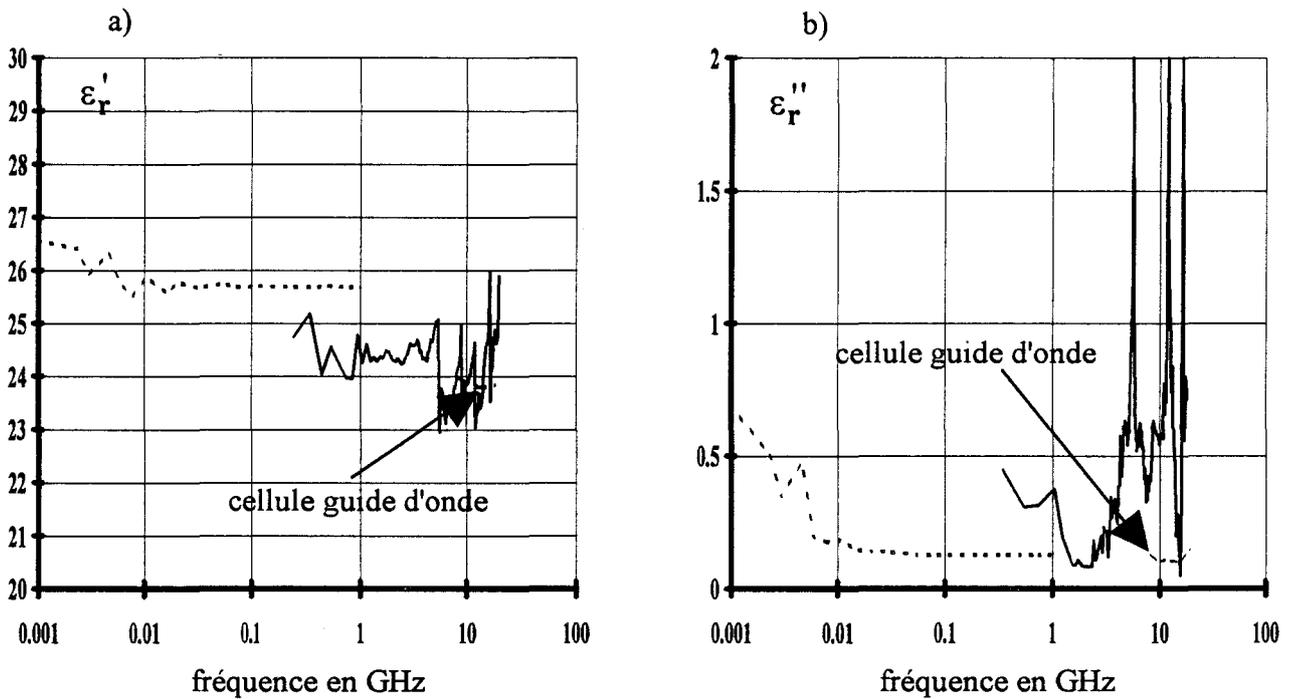


figure 1-22: mesure du matériau K25.

Nous présentons les résultats obtenus à l'aide des cellules pastille, coaxiale et rectangulaire, sur deux matériaux de permittivités 9 et 25 respectivement sur les figures 1-21 et 1-22. Ces matériaux étant purement diélectriques, nous avons vérifié la valeur unitaire de  $\mu_r'$  et nous présentons seulement les caractéristiques électriques ( $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$ ) dans la gamme de fréquences 1 MHz - 20 GHz.

Nous constatons que les résultats des dépouillements des mesures, effectuées avec les trois types de cellules, sont en accord avec les données du constructeur en ce qui concerne les permittivités réelles (figures 1-21a et 1-22a) avec une erreur relative sur  $\epsilon_r'$  inférieure à 5 % pour le matériau nommé "K9" et inférieure à 10 % pour le matériau nommé "K25". Pour les raisons indiquées précédemment (cas du téflon), les méthodes de mesure utilisées ne permettent pas de caractériser des matériaux à si faibles pertes. Nos résultats (figures 1-21b et 1-22b) sont supérieurs à ceux fournis par le fabricant ( $\text{tg}\delta < 0.002$ ).

#### *1-4-2 Caractérisation d'un matériau diélectrique présentant des pertes*

Le matériau (PANI18) caractérisé sur la figure 1-23 dans la gamme de fréquences 10 kHz - 20 GHz, à l'aide des cellules "pastille" et coaxiale, est constitué d'un mélange de la matrice PE/EPDM (Polyéthylène / Ethylène Propylène Diène Monomère, 80% en volume) et d'un polymère (polyaniline dopé HCL, 20% en volume).

Afin de réaliser les deux échantillons, nous avons utilisé des moules différents. L'échantillon coaxial a été moulé sous une pression de 3000 bars, tandis que l'échantillon pastille a été prélevé dans une plaque moulée sous une pression de 200 bars.

Les deux échantillons étant différents dans leur fabrication, nous nous attendions à ne pas avoir de recoupement des paramètres électriques ( $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$ ) entre la cellule "pastille" et la cellule coaxiale. Néanmoins, dans la gamme de fréquences de recouvrement des deux cellules (0.1 à 1 GHz), les mesures obtenues présentent les mêmes allures aussi bien en  $\epsilon_r'$  qu'en  $\epsilon_r''$ . Ceci nous amène à conclure que le procédé de réalisation des deux échantillons affecte les caractéristiques.

légende: ..... cellule "pastille" - 10 KHz à 1 GHz

— cellule coaxiale - 0.1 à 20 GHz

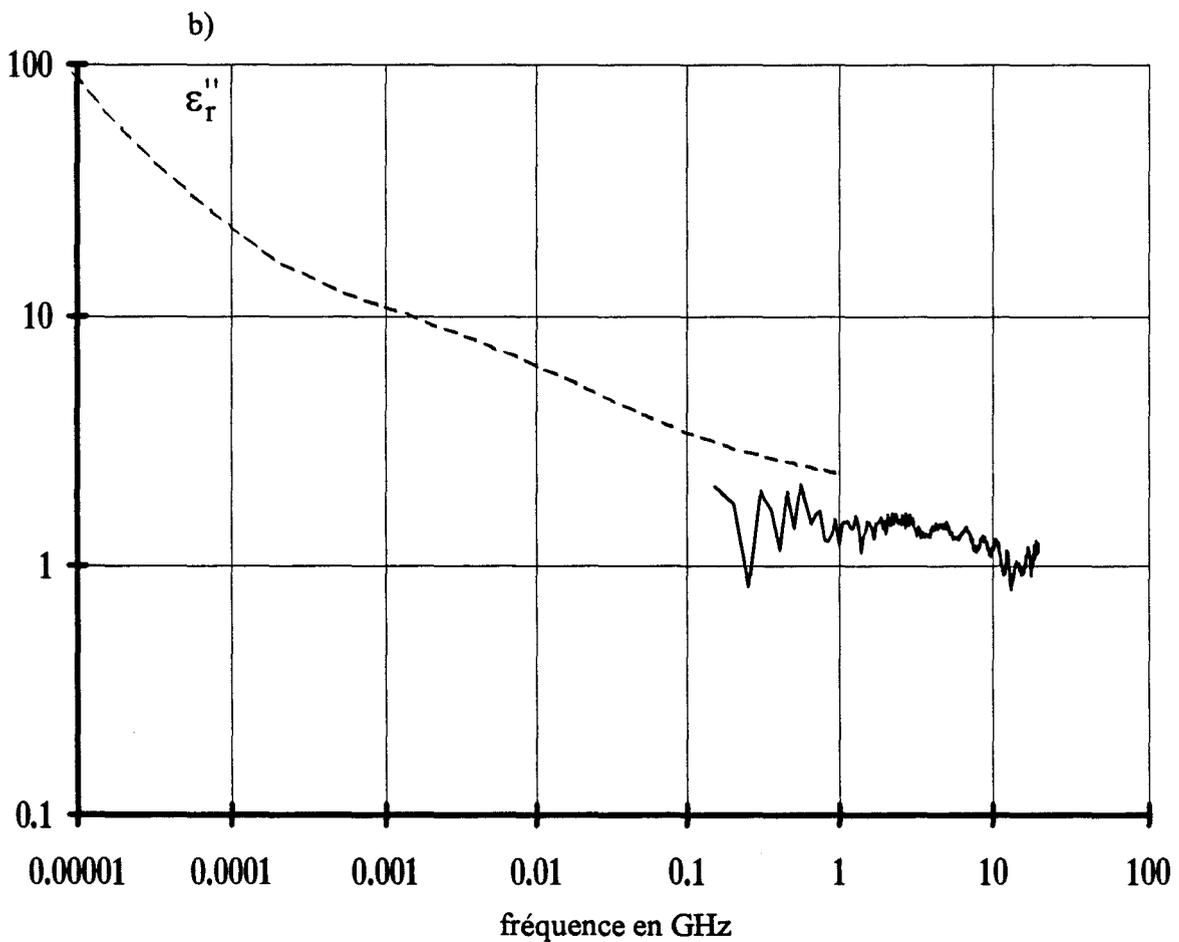
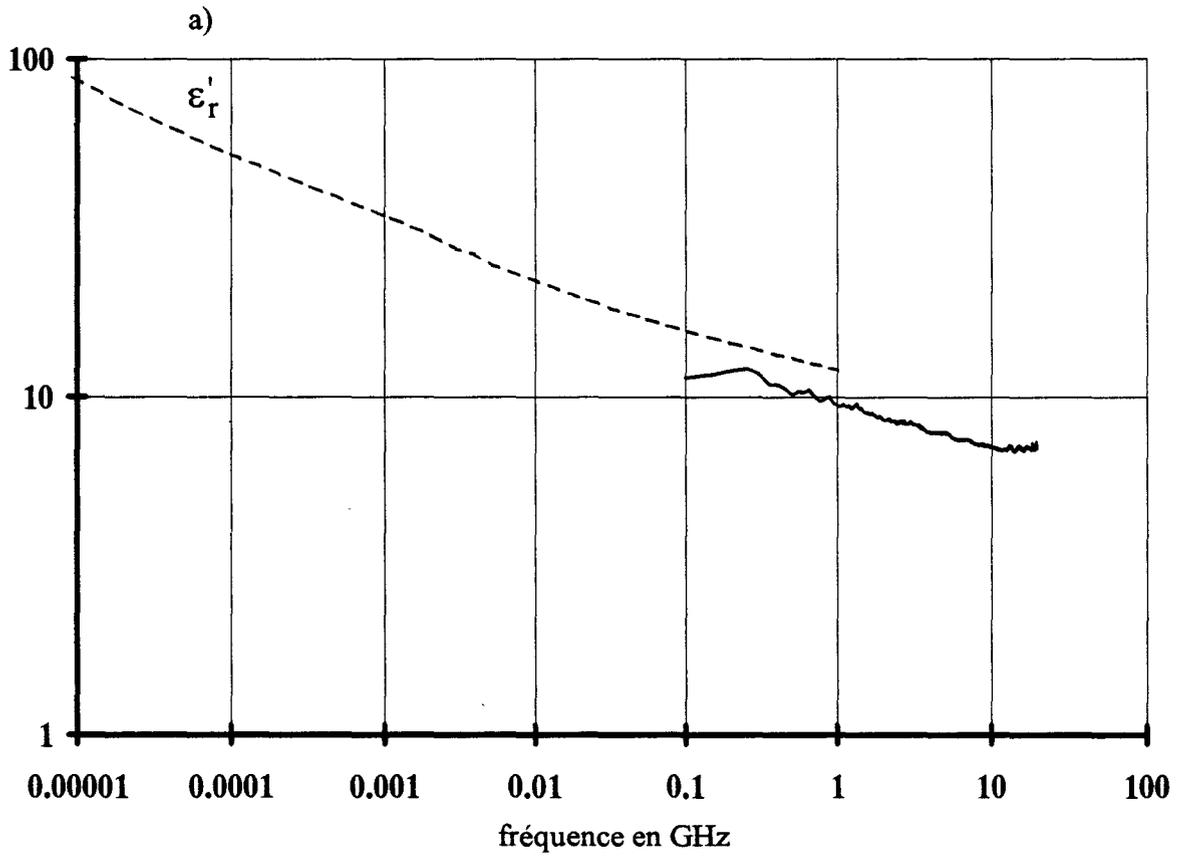


figure 1-23: mesure du "PANI18".

# Chapitre 1

légende: — mesure en coaxiale - 0.1 à 20 GHz  
..... mesure en guide d'onde rectangulaire: 8.2 - 12.4 GHz et 12.4 - 18 GHz  
----- données de la société "IMO" - 0.1 à 18 GHz

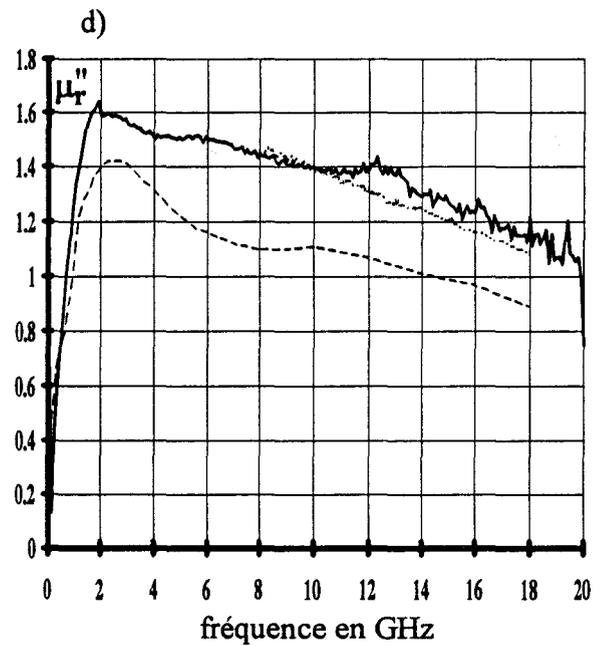
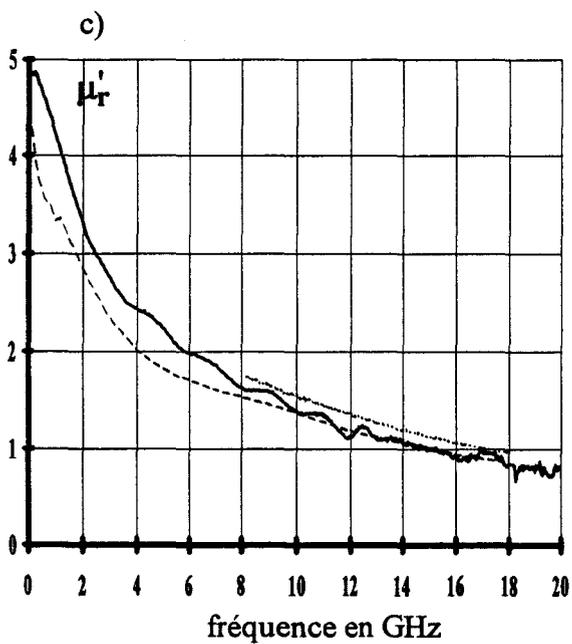
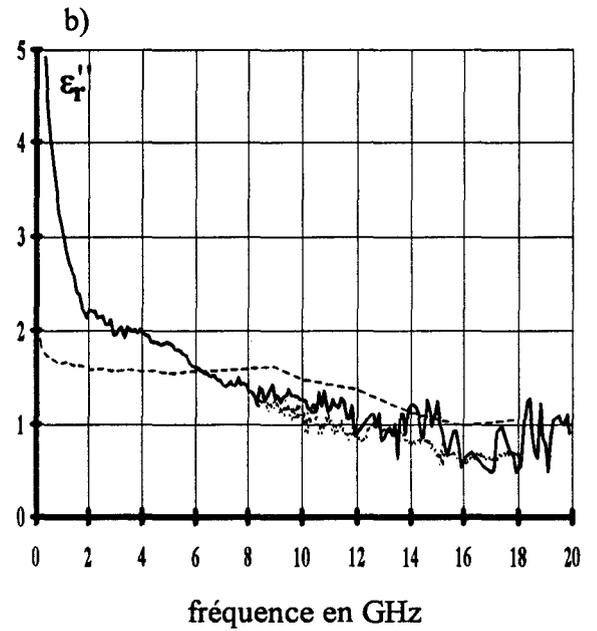
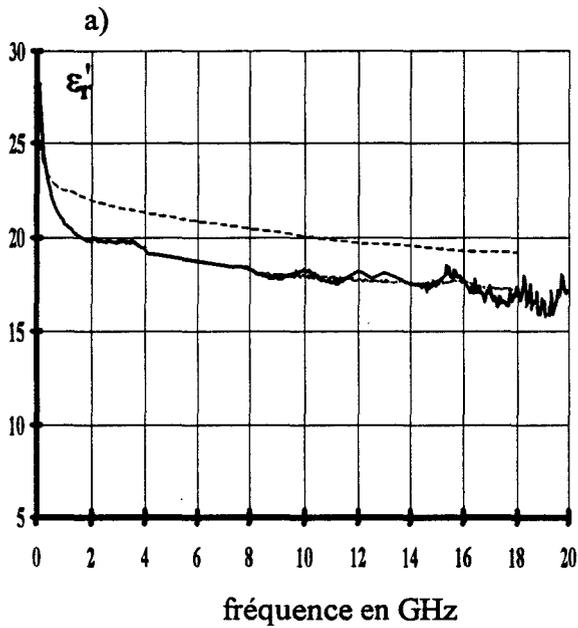


figure 1-24: mesure de l'IMOSORB 10502.

### 1-4-3 Caractérisation d'un matériau magnétique

L'ensemble des courbes sur la figure 1-24 représente les caractéristiques électriques et magnétiques d'un matériau de la société IMO (Instrumentation Micro-Onde): "IMOSORB 10502".

Les mesures réalisées au laboratoire à l'aide des cellules coaxiale et guide d'onde rectangulaire, sur des échantillons issus du même barreau, coïncident entre elles. Par contre, la comparaison de nos résultats à ceux de la société IMO (les mesures n'ont pas été faites à partir du même échantillon) montre un écart important (supérieur à 13 % sur  $\epsilon_r'$ ) bien que les courbes présentent la même évolution. Cet écart est certainement dû à la difficulté de mise en oeuvre du matériau, la matrice est constituée de sphères de carbonyl de faibles diamètres (5  $\mu\text{m}$  environ) dispersées dans une résine, ce qui pose des problèmes de reproductibilité de fabrication.

## 1-5 Conclusion

Il n'existe pas de méthode universelle pour caractériser un matériau simultanément dans une large gamme de fréquences et avec une grande précision. En effet, le choix de la cellule de mesure dépend:

- de la gamme de fréquences dans laquelle le matériau doit être caractérisé,
- de la nature de l'échantillon: solide, poudre, liquide ...
- de ses caractéristiques.

Dans ce chapitre, nous avons étudié un certain nombre d'échantillons (cf § 1-4). Une comparaison des résultats de mesure obtenus suivant les différentes cellules (pastille, coaxiale,

guide rectangulaire) a montré un recouvrement des paramètres électromagnétiques lorsque le matériau est de type homogène. Par contre, pour les matériaux de type inhomogène, il est difficile de retrouver les mêmes caractéristiques suivant la cellule utilisée. En effet, nous avons observé que les paramètres électromagnétiques de ces matériaux dépendent fortement de la mise en oeuvre de ceux-ci.

Les résultats présentés dans ce chapitre serviront à valider les mesures effectuées sur les lignes plaquées.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## **Chapitre 1**

- [1-1] D. K. GODGAONKAR, V. V. VARADAN, V. K. VARADAN:  
" Free - space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies."  
IEEE MTT-39, n°2, April 1990, pp 387 - 394.
- [1-2] Y. KOBAYASHI, M. KATOH:  
" Microwave measurement of dielectric properties of low - loss materials by the dielectric rod resonator method."  
IEEE MTT-33, n°7, July 1985, pp 586 - 592.
- [1-3] M. EL KADIRI:  
" Sur la caractérisation électrique de matériaux isotropes par spectroscopie temporelle et fréquentielle. Application à l'étude des mécanismes de conduction dans les polymères électroactifs."  
Thèse d'état, Lille, le 26 Juin 1986.
- [1-4] C. LEGRAND:  
" Mesures automatiques de permittivités, application à la caractérisation diélectrique de substances mésomorphe."  
Thèse d'Université, Lille, le 10 Juillet 1984.
- [1-5] J. HINOJOSA, C. LEGRAND, L. FAUCON, O. BRIHAYE, E. PLAYEZ  
A. CHAPOTON:  
" Apport de la spectrométrie diélectrique à l'étude de la matière condensée".  
SFP - Journées de la Matière Condensée - Lille: 2 au 4 Septembre 1992.

[1-6] G.F. ENGLER, C.A. HOER:

"Thru - Reflect - Line: An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer."

IEEE MTT-27, n° 12, December 1979, pp 987 - 993.

[1-7] G. DAMBRINE:

" Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent."

Thèse d'Université, Lille, le 3 Mars 1989.

[1-8] "Spécifications des performances du système analyseur de réseau HP 8510"

Notice technique Hewlett Packard.

[1-9] J.J. BONTE:

"Contribution à la caractérisation électromagnétique de nouveaux matériaux dans une large bande de fréquences."

Thèse d'Université, Lille, le 29 Juin 1990.

[1-10] M. MARCUVITZ:

" Waveguide Handbook."

New York, Graw Hill, 1951.

[1-11] HEWLETT PACKARD:

"Measuring the dielectric constant of solids with the HP 8510 network analyzer"

Product Note 8510-3.

[1-12] A. BOUGHRIET:

"Caractérisation électromagnétique ( $\epsilon^*$ ,  $\mu^*$ ) de matériaux solides dans la bande de fréquences 8.2 - 18 GHz en structure guide d'ondes rectangulaire".

DEA, Lille, Octobre 1992.

[1-13] A. R. VON HIPPEL:

" Les diélectriques et leurs applications"

DUNOD, 1961.

## **Chapitre 2:**

**Etude électromagnétique des cellules planaires.**

## **2-1 Introduction**

Les cellules planaires choisies en vue de caractériser des matériaux sous forme de film sont: la cellule microruban et la cellule coplanaire. Le dépouillement des mesures pour déterminer les caractéristiques  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  d'un matériau en fonction de la fréquence, nécessite de connaître la propagation des ondes électromagnétiques qui existe dans ces cellules. Deux méthodes de traitement électromagnétique sont décrites: l'une est basée sur des relations analytiques approchées et l'autre "Approche dans le Domaine Spectral" plus rigoureuse, nécessite des calculs numériques. Pour faire intervenir la grandeur magnétique ( $\mu_r^*$ ), nous avons appliqué le principe de dualité aux relations analytiques utilisées pour les matériaux purement diélectriques; et le programme de F. HURET [2-1] utilisant "l'Approche dans le Domaine Spectral" a été étendu au cas des matériaux magnétiques. Le critère de choix entre les deux méthodes est l'importance de la dispersion du mode fondamental qui se propage dans les cellules microruban et coplanaire.

L'originalité de notre travail réside simultanément:

- dans l'étude de la propagation des ondes électromagnétiques dans ces cellules, non seulement pour des matériaux diélectriques mais aussi pour des matériaux magnétiques,
- dans l'étude de l'influence des modes supérieurs, des pertes dans les rubans conducteurs ainsi que du rayonnement.

Ces études ont permis de faire un choix entre les cellules microruban et coplanaire en fonction des caractéristiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) du matériau à étudier, mais aussi d'optimiser la structure choisie.

## **2-2 Intérêts des cellules planaires**

La technologie planaire permettant de réaliser des cellules microruban et coplanaire spécifiquement exploitées dans ce travail, est justifiée par la facilité de mise en forme des

échantillons à caractériser. Contrairement aux cellules guides d'ondes rectangulaire [2-2], coaxiale [2-3] ou encore en technologie stripline [2-4][2-5] qui nécessitent de positionner précisément le matériau à caractériser dans une structure métallique ou sur une ligne de propagation, les cellules microruban et coplanaire sont réalisées par dépôts métalliques sur l'échantillon même.

Elle présente les avantages suivants:

- peu d'usinage du matériau à l'exception du soin apporté à la réalisation des deux faces qui doivent être parfaitement planes et parallèles.
- besoin d'une quantité de matériau faible (10 mm<sup>3</sup> suffisent).
- possibilité de modifier l'impédance caractéristique en jouant sur les dimensions des rubans conducteurs.
- absence d'interstice entre les conducteurs et le matériau, d'où un parfait contact sous réserve d'un bon accrochage.
- mise en oeuvre rapide (§3-2) et caractérisation directe par un analyseur de réseaux vectoriel via un dispositif de mesure sous "pointes",
- montée en fréquence facilitée puisque la technologie permet la réalisation de micro-lignes.

Cependant, l'utilisation de cellules planaires présente quelques inconvenients:

- de nature électromagnétique:
  - à l'instar de toutes les autres cellules, apparition de modes supérieurs lors de la montée en fréquence.
  - pertes dues à l'effet de peau dans le ruban conducteur. Elles dépendent du métal utilisé, mais aussi du courant qui y circule et donc de la structure et des matériaux.
  - rayonnements dûs à des discontinuités puisqu'il s'agit de guides ouverts et aux transitions coaxiales-lignes plaquées. Pour ces dernières, les rayonnements peuvent être minimisés en réalisant des transitions entre structures présentant des diagrammes de champs similaires en forme et en amplitude.
- relatifs aux difficultés technologiques lors de la réalisation de rubans conducteurs (§ 4-2):
  - précision limitée par la largeur des mailles de l'écran de sérigraphie en technologie couches épaisses,
  - précision limitée par la diffraction liée aux bords des masques avec la technologie de métallisation sous vide.
  - nécessité d'une couche d'accrochage pour réaliser des dépôts métalliques (or) sous vide.
- liés à la difficulté de caractériser des matériaux hétérogènes, lorsque les hétérogénéités sont supérieures aux dimensions de la ligne.

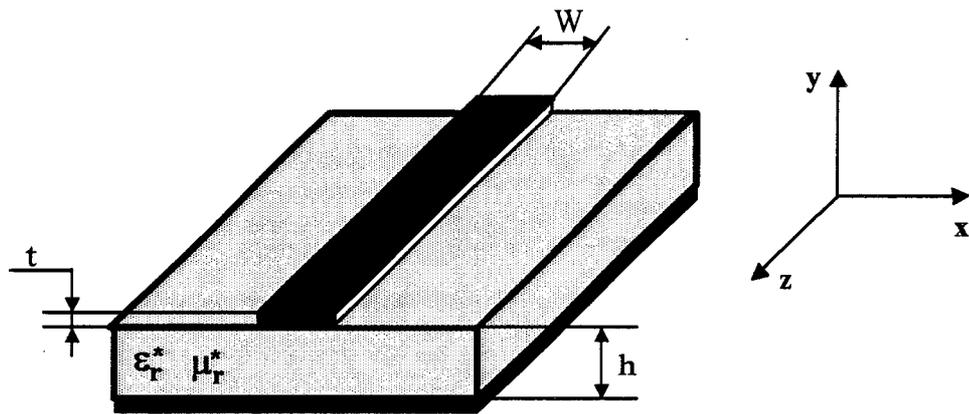


figure 2-1: présentation de la cellule microruban

————— lignes de champ électrique  
 - - - - - lignes de champ magnétique

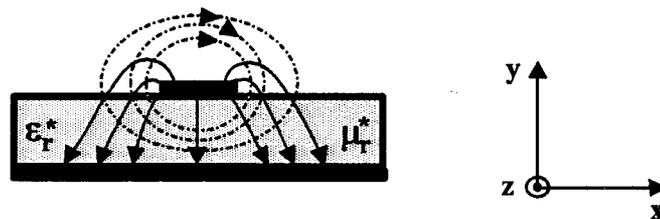


figure 2-2: configuration du champ électromagnétique de la cellule microruban (mode fondamental) dans le plan de section droite.

## **2-3 Description des cellules**

### **2-3-1 Cellule microruban**

La cellule microruban représentée sur la figure 2-1 est constituée d'un ruban conducteur de largeur " $W$ " présentant une épaisseur de métallisation " $t$ " et d'un plan métallique séparés par un substrat d'épaisseur " $h$ ". Le milieu de propagation n'est pas homogène, puisque les lignes de champ se répartissent dans le matériau et dans l'air. Sur la figure 2-2, nous avons représenté le champ électromagnétique dans un plan de section droite pour le mode fondamental quasi-TEM.

### **2-3-2 Cellule coplanaire**

La cellule coplanaire, représentée figure 2-3, est constituée de trois rubans conducteurs, un conducteur central de largeur " $W$ " et de deux rubans latéraux de largeur " $D$ ", déposés sur le matériau étudié. Le conducteur central est séparé des deux plans métalliques par deux fentes de largeur identique notée " $S$ ". Pour être appelée ligne coplanaire, cette structure doit posséder des rubans latéraux de largeur " $D$ " quasi infinie ou tout au moins très grande vis-à-vis des autres dimensions. De plus, ces rubans doivent être au même potentiel. Cette ligne a été imaginée par C.P WEN [2-6]. Comme pour la cellule microruban, nous avons représenté sur la figure 2-4, la configuration du champ électromagnétique du mode fondamental quasi-TEM.

## **2-4 Modes de propagation dans les lignes planaires**

### **2-4-1 Lignes et mode transverse électromagnétique (TEM)**

Une ligne de transmission est constituée de deux électrodes conductrices isolées par un diélectrique homogène. Elle permet la propagation d'un mode transverse électromagnétique

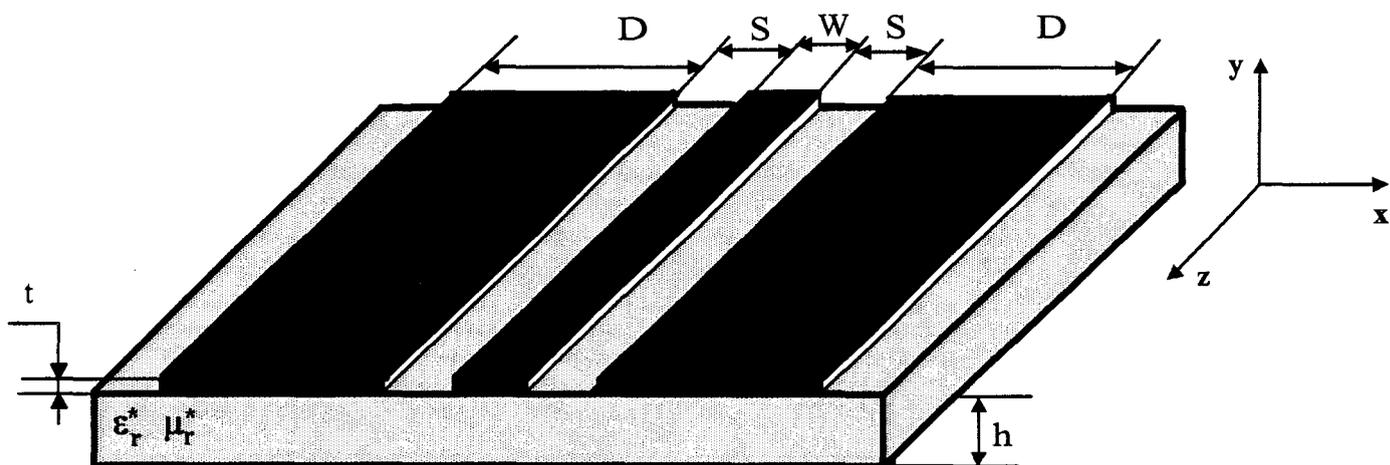


figure 2-3: présentation de la cellule coplanaire

——— lignes de champ électrique  
 ..... lignes de champ magnétique

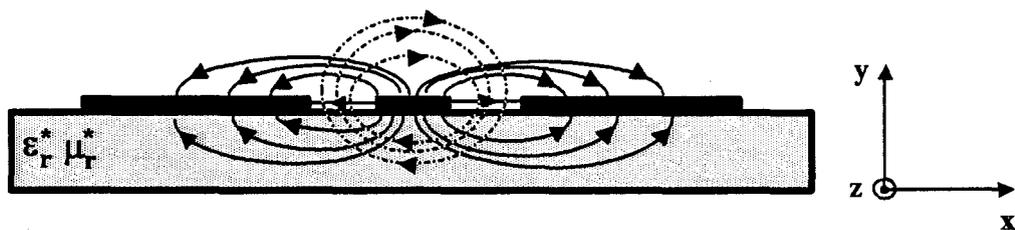


figure 2-4: configuration du champ électromagnétique de la cellule coplanaire (mode fondamental) dans le plan de section droite.

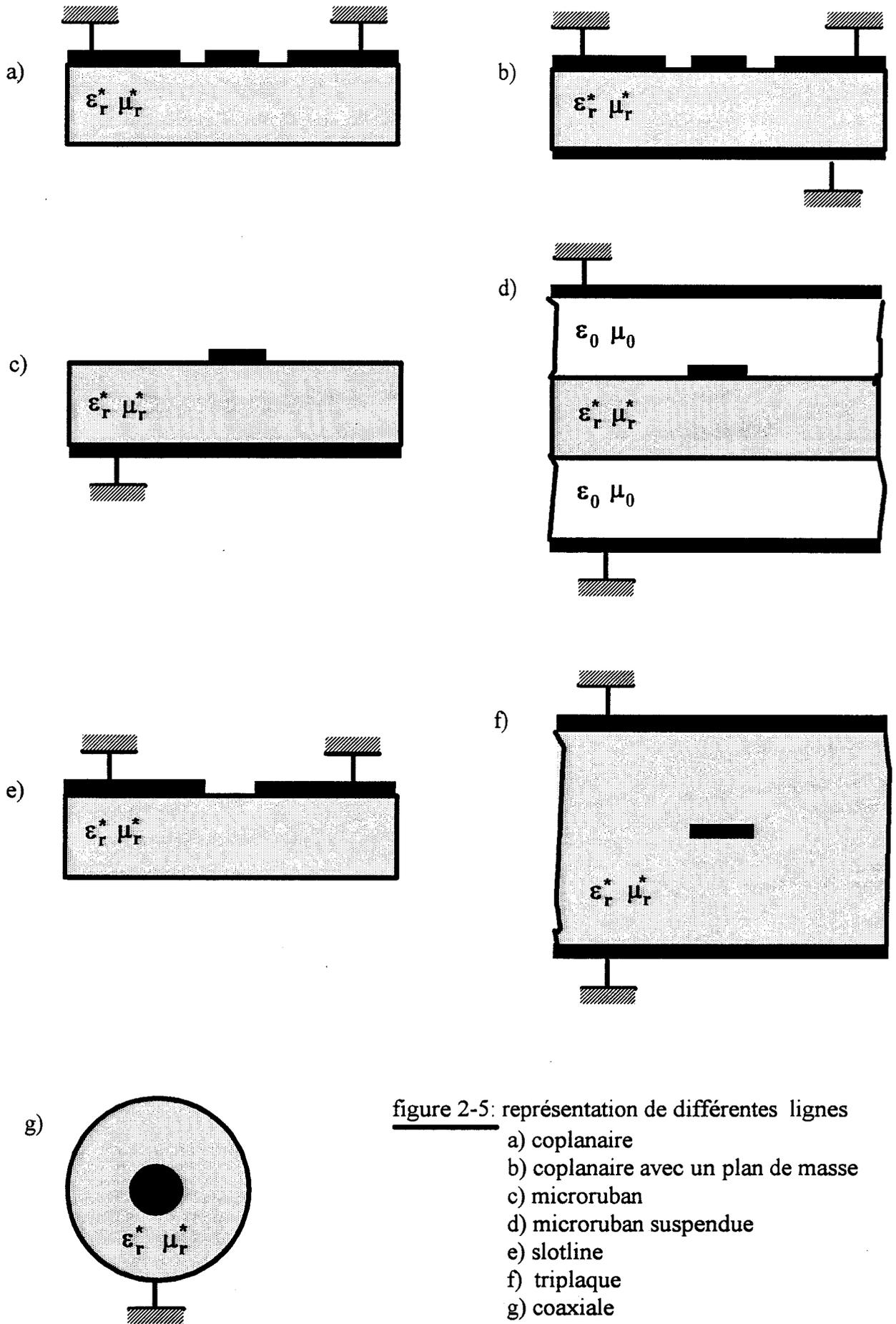


figure 2-5: représentation de différentes lignes  
 a) coplanaire  
 b) coplanaire avec un plan de masse  
 c) microruban  
 d) microruban suspendue  
 e) slotline  
 f) triplaque  
 g) coaxiale

(TEM). Les composantes longitudinales, suivant la direction de propagation, des champs électrique et magnétique sont nulles ( $E_L=H_L=0$ ).

Parmi les représentations de la figure (2-5), seules les lignes coaxiale (figure 2-5(g)) et triplaque (figure 2-5(f)) appartiennent à cette classe. Par contre, si une structure est composée de deux demi-plans supposés réunis au même potentiel à l'infini et séparés par une fente comme le cas de la slotline (figure 2-5(e)), les électrodes ont une interaction mutuelle, ce qui signifie que le mode TEM ne se propage pas.

Les lignes TEM présentent une impédance caractéristique et une vitesse de phase qui lorsque  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  sont constantes en fonction de la fréquence s'expriment:

$$Z_c = Z_0 \sqrt{\left| \frac{\mu_r^*}{\epsilon_r^*} \right|} \quad (2-1)$$

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\left| \epsilon_r^* \mu_r^* \right|}} \quad (2-2)$$

où  $Z_0$  dépend de la géométrie de la ligne et "c" est la vitesse de la lumière.

La constante de propagation déduite de l'équation de Helmholtz s'écrit:

$$\gamma(f) = \beta - j\alpha = 2\pi f \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{(\epsilon_r' - j\epsilon_r'')(\mu_r' - j\mu_r'')} \quad (\text{en m}^{-1}) \quad (2-3)$$

avec:  $\beta$  facteur de longueur d'onde. Son unité est le rad / m.

$\alpha$  facteur d'atténuation de l'onde. Il s'exprime en Np / m.

où le *neper* (Np) est une unité sans dimension comme le radian.

### 2-4-2 Lignes et mode quasi-TEM

Par rapport aux lignes décrites précédemment, les lignes coplanaires (sans et avec plan de masse) et microruban (figures 2-5a, b et c) sont telles que le volume enveloppant les électrodes n'est pas uniformément rempli de diélectrique. Le mode qui s'y propage est donc de nature hybride.

Un tel mode présente des composantes longitudinales  $|\vec{E}_L|$  et  $|\vec{H}_L|$  et des composantes transversales  $|\vec{E}_T|$  et  $|\vec{H}_T|$  non nulles. La définition d'un courant  $\vec{I}(x,y,z)$  sur le ruban ou d'une tension  $\vec{U}(x,y,z)$  entre les deux électrodes dépend du point envisagé. Ainsi différentes tensions peuvent être mises en évidence comme sur la figure 2-6.

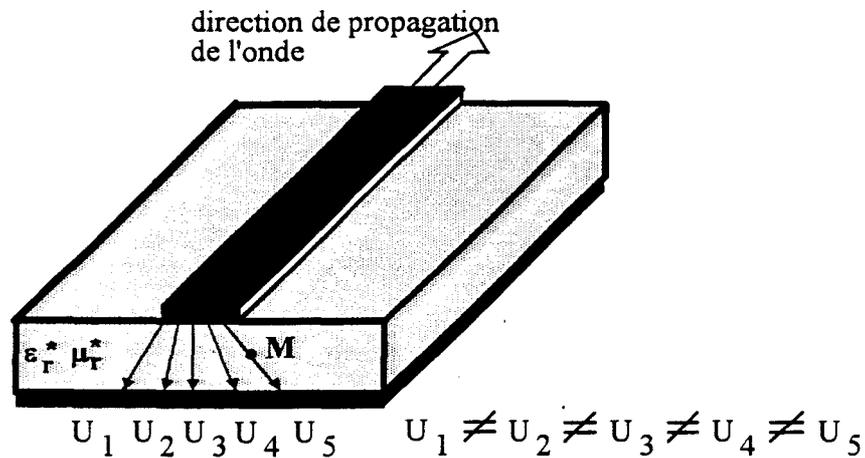


figure 2-6: tension entre les deux électrodes dans une microruban

Cependant dans le cas des lignes microruban et coplanaire  $|\vec{E}_L| \ll |\vec{E}_T|$  et  $|\vec{H}_L| \ll |\vec{H}_T|$ , il en résulte que le taux d'hybridité caractérisé par la non linéarité de la constante de propagation en fonction de la fréquence est faible. Le mode fondamental se propage à partir du continu, il est appelé quasi-TEM.

Le mode n'étant plus rigoureusement TEM, la définition de l'impédance caractéristique

n'est plus unique. Trois définitions peuvent être proposées[2-7]:

$$Z_{cvi} = \frac{U}{I}; \quad Z_{ci} = \frac{2P}{I \cdot I^*}; \quad Z_{cv} = \frac{U \cdot U^*}{2P} \quad (2-4)$$

avec le flux de puissance "P" donnée par: 
$$P = \frac{1}{2} \Re \iint_S \vec{E}_T \wedge \vec{H}_T^* dS \quad (2-5)$$

La différence entre ces impédances est petite et se réduit lorsque la fréquence diminue pour devenir nulle à  $f = 0$  Hz.

Afin de conserver des expressions semblables à celles utilisées avec les lignes TEM, nous introduisons les termes  $\epsilon_{\text{reff}}^*$  et  $\mu_{\text{reff}}^*$  qui évoluent en fonction de la fréquence. Ils entrent dans les expressions de la vitesse de phase:

$$V_p(f) = \frac{c}{\sqrt{|\epsilon_{\text{reff}}^*(f) \mu_{\text{reff}}^*(f)|}} \quad (2-6)$$

et de l'impédance caractéristique:

$$Z_c(f) = Z_0'(f) \sqrt{\left| \frac{\mu_{\text{reff}}^*(f)}{\epsilon_{\text{reff}}^*(f)} \right|} \quad (2-7)$$

où  $Z_0'$  dépend de la topologie de la ligne et de la fréquence. Contrairement aux lignes T.E.M, ces valeurs  $V_p(f)$  et  $Z_c(f)$  ne sont plus constantes.

La constante de propagation dans les lignes microruban et coplanaire est définie comme suit :

$$\gamma_{\text{eff}}(f) = 2\pi f \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{(\epsilon_{\text{reff}}'(f) - j\epsilon_{\text{reff}}''(f))(\mu_{\text{reff}}'(f) - j\mu_{\text{reff}}''(f))} \quad (2-8)$$

- légende:
- permittivité relative égale à 9.85
  - mode fondamental quasi-TEM
  - ..... mode EH1
  - mode EH2

structure de la cellule microruban:  $W = 300\mu\text{ m}$  et  $h = 635\mu\text{ m}$ .

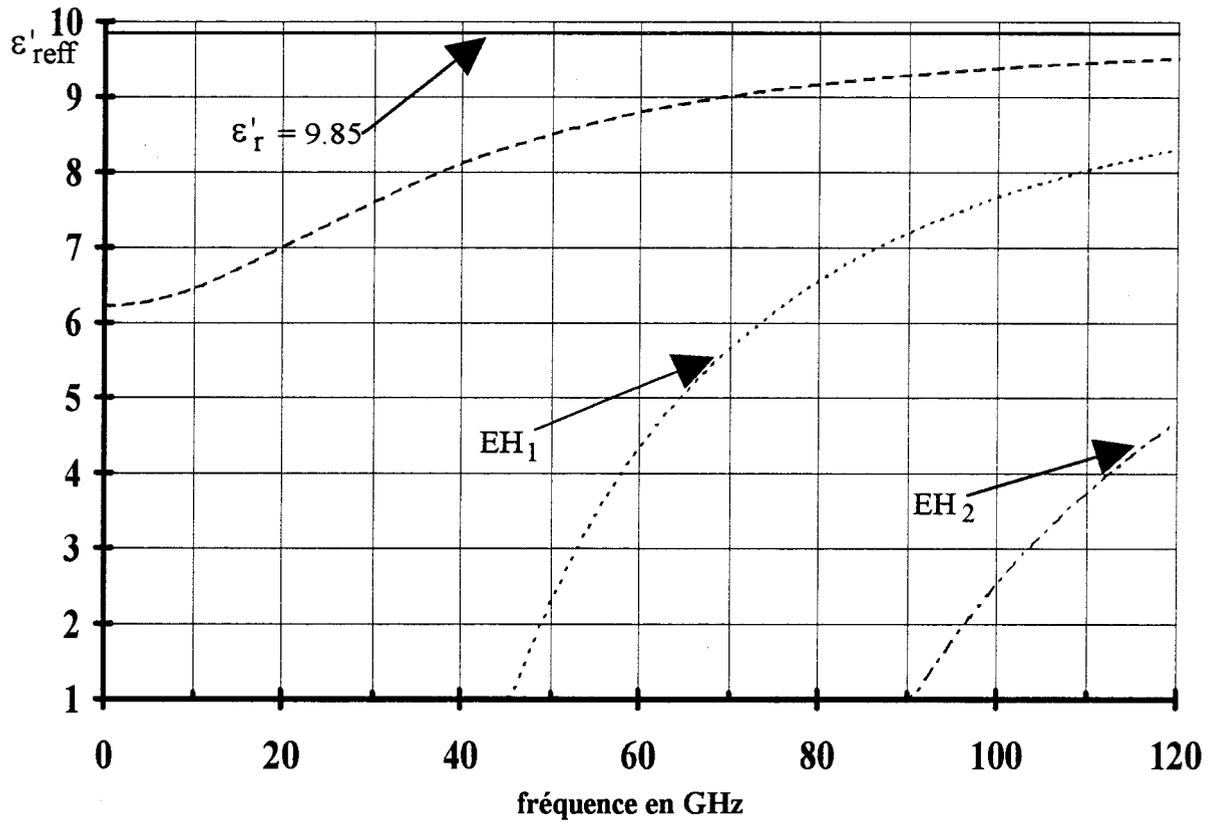


figure 2-7: diagrammes de dispersion (calculés) du mode fondamental et des deux premiers modes supérieurs EH1 et EH2 [2-5].

### 2-4-3 Différents modes de propagation

Les ondes qui se propagent dans les structures microruban et coplanaire peuvent être décomposées en un mode fondamental quasi-TEM et un nombre infini de modes supérieurs [2-8][2-9]. Alors que le fondamental se propage quelle que soit la fréquence, les modes supérieurs possèdent tous une fréquence de coupure. Ils sont repérés par  $EH_n$  (où  $n$  prend les valeurs 0, 1, 2, ...). Le diagramme de dispersion est présenté figure 2-7.

Sur la figure 2-8, nous avons tracé l'allure des composantes de champs du mode fondamental et des deux premiers modes supérieurs  $EH_1$  et  $EH_2$  d'une cellule microruban. Le caractère hybride des modes supérieurs est beaucoup plus prononcé que pour le fondamental, puisque les composantes longitudinales ont une amplitude non négligeable vis - à -vis de celles du mode fondamental qui peuvent être considérées nulles.

L'utilisation des cellules pour des fréquences supérieures à celle correspondant à l'apparition du premier mode supérieur s'avère délicate pour diverses raisons:

- la propagation s'effectue simultanément suivant plusieurs modes et il est difficile de déterminer avec précision l'importance relative de chacun d'eux. Or connaître les caractéristiques de chaque mode est indispensable au calcul de la permittivité et de la perméabilité, puisque ce calcul n'est rigoureux qu'à partir des composantes de champs de chaque mode étudié isolément.

- l'aspect fortement non linéaire des courbes de dispersion des modes supérieurs (figure 2-7) entraîne des variations de  $\epsilon'_{\text{reff}}$  beaucoup plus importantes que dans le cas du fondamental, pour une même variation de fréquence. Il est donc nécessaire de réaliser les mesures et les calculs avec un échantillonnage présentant un pas de fréquence très faible pour décrire correctement toute la bande.

..... lignes de champ magnétique

————— lignes de champ électrique

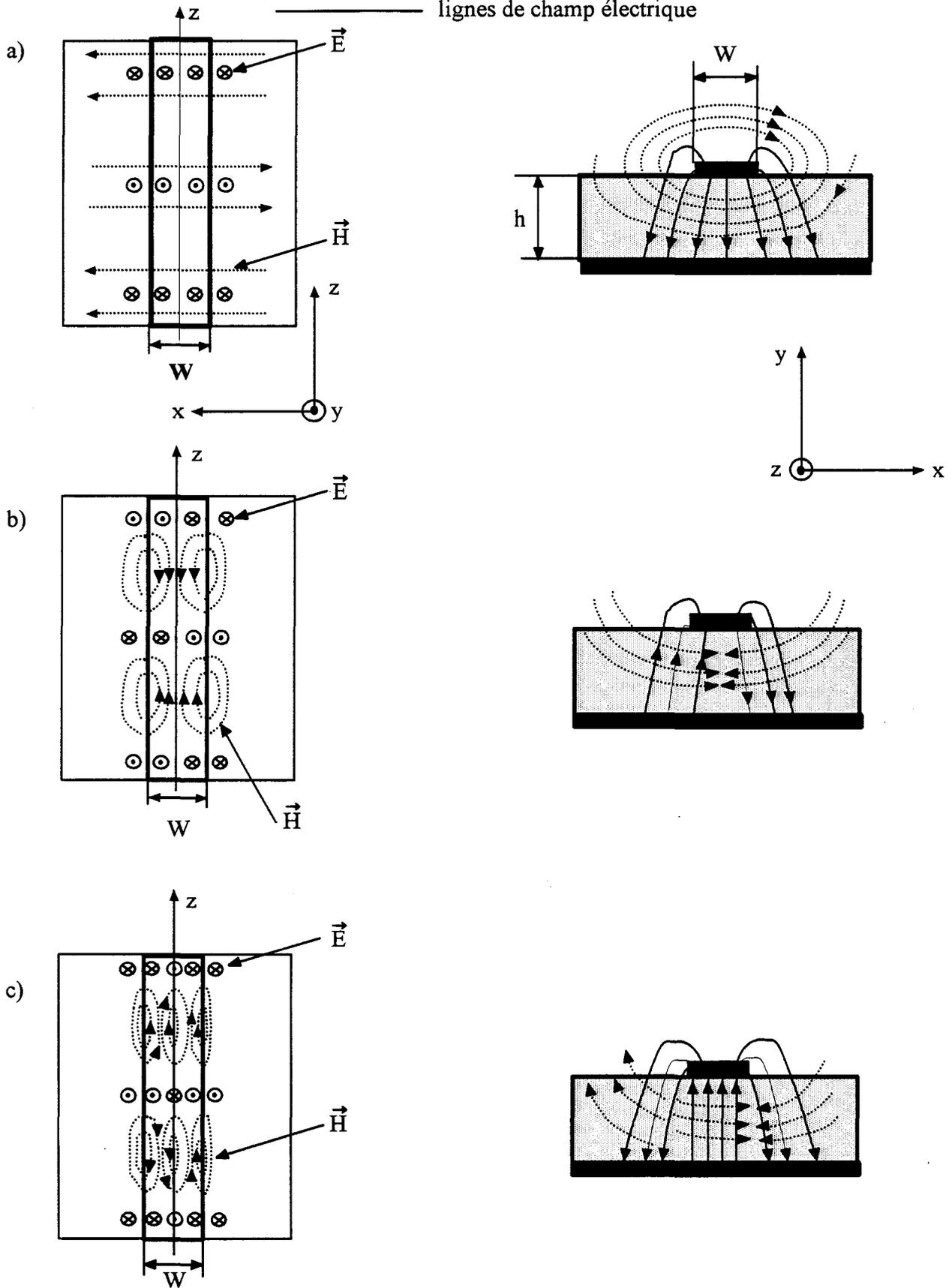


figure 2- 8: allure des champs pour le mode fondamental(a) et les deux modes supérieures EH1(b) et EH2(c).

(les figures de gauche représentent l'allure des champs pour une coupe longitudinale dans l'épaisseur du matériau).

Pour la cellule microruban, les fréquences de coupure des premiers modes supérieurs sont estimées à l'aide de la relation analytique suivante [2-10]:

$$f_{\text{cHE}m}(\text{GHz}) \approx mc \frac{Z_c}{2\eta h} \quad (m=1,2,\dots) \quad (2-9)$$

avec:  $\frac{h}{\lambda_0} \ll 1$  et  $h$  épaisseur du matériau.

$Z_c$ : impédance caractéristique statique en ohm ( $\Omega$ ).

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cong 377 \Omega$$

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \text{ vitesse de la lumière en m / s.}$$

Pour la ligne coplanaire, à notre connaissance, seule l'approche dans le domaine spectrale (A.D.S) (cf § 2-4-2) fournit avec précision ces fréquences de coupure.

Si ces fréquences de coupure sont faciles à déterminer pour la cellule remplie d'un diélectrique connu, il n'en est pas de même lorsque a contrario, nous sommes confrontés à une mesure d'un diélectrique inconnu. Signalons, cependant qu'à la fréquence d'apparition du premier mode supérieur, la puissance propagée de celui-ci reste faible vis-à-vis de celle propagée par le fondamental, ce qui rend possible la caractérisation un peu au-delà de cette fréquence avec une bonne approximation.

## **2-5 Méthodes de détermination des termes de propagation et de l'impédance caractéristique dans les cellules planaires**

Les calculs de permittivité et perméabilité effectives sont effectués soit à partir de relations analytiques limitées en fréquence ou à l'aide d'une méthode numérique précise non

limitée en fréquence.

### 2-5-1 Calcul à partir des relations analytiques (quasi - statique)

Les relations analytiques sont basées sur la transformation conforme de SCHWARTZ - CHRISTOFFEL [2-11]. Celle-ci fournit la permittivité effective ( $\epsilon'_{\text{reff}}$ ) de la cellule microruban ou coplanaire en basse fréquence.

Pour étudier la propagation des ondes dans les matériaux magnétiques, la transposition des relations analytiques utilisées pour des substrats diélectriques, a été initialisée par R. PUCEL et D. MASSE [2-12][2-13]. En effet, ces deux auteurs ont employé la dualité basée sur une observation de T. KANEKI [2-14] permettant de déterminer l'expression de la perméabilité relative effective " $\mu'_{\text{reff}}$ " à partir de la relation correspondant à " $\epsilon'_{\text{reff}}$ ". Cette dualité ne peut s'appliquer que dans une bande de fréquence où seul le mode fondamental se propage lorsque le matériau est magnétique. Il s'agit donc également d'une approximation du mode "TEM", identique à celle effectuée pour établir les relations analytiques de la propagation dans un diélectrique [2-15]. Cette relation de dualité s'écrit:

$$\mu'_{\text{reff}}(W, S, h, \mu'_r) = \frac{1}{\epsilon'_{\text{reff}}(W, S, h, \mu_r'^{-1})} \quad (2-10)$$

Elle équivaut à convertir  $\epsilon'_r$  en  $\frac{1}{\mu'_r}$  et  $\epsilon'_{\text{reff}}$  en  $\frac{1}{\mu'_{\text{reff}}}$  dans les relations décrites dans les

paragrapes suivants, pour le cas d'un matériau purement diélectrique. Les équations qui en résultent ne sont valables que pour des perméabilités inférieures à 1 puisque  $\epsilon'_r > 1$ .

#### a) Cellule microruban

##### • Cas d'un matériau diélectrique avec $\mu_r^* = 1$ :

A. WHEELER [2-15] donne une approche analytique de la cellule microruban. La

constante de propagation est obtenue avec une erreur de 3% par rapport aux méthodes numériques rigoureuses. D'autres travaux réalisés par E. HAMMERSTAD et O. JENSEN [2-16] ont affiné la modélisation initialisée par A. WHEELER (cf tableau 2-1 au § 2-5-2); dans ce cas le terme de propagation et l'impédance caractéristique s'écrivent:

$$\varepsilon'_{\text{reff}} = \frac{\varepsilon'_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon'_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-ab} \quad (2-11)$$

$$Z_c = \frac{Z'_0}{\sqrt{|\varepsilon'_{\text{reff}}|}} \quad (2-12)$$

$$\text{avec } Z'_0 = \frac{\eta_0}{2\pi} \text{Ln} \left( \frac{F_1 h}{W} + \sqrt{1 + \left(\frac{2h}{W}\right)^2} \right) \quad (2-13)$$

$$\text{et } \begin{cases} a = 1 + \frac{1}{49} \text{Ln} \left[ \frac{\left(\frac{W}{h}\right)^4 + \left(\frac{W}{52h}\right)^2}{\left(\frac{W}{h}\right)^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \text{Ln} \left[ 1 + \left(\frac{W}{18.1h}\right)^3 \right] \\ b = 0.564 \left( \frac{\varepsilon'_r - 0.9}{\varepsilon'_r + 3} \right)^{0.053} \end{cases}$$

$$\begin{cases} \eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \approx 377\Omega \\ F_1 = 6 + (2\pi - 6) e^{-\left(30.666 \frac{h}{W}\right)^{0.7528}} \end{cases}$$

Ces relations ne sont valables que lorsque le rapport  $\frac{t}{h}$  est inférieure à 0.01 ( $t > 3\delta$  avec  $\delta$ : épaisseur de peau).

• **Cas théorique d'un matériau magnétique avec  $\epsilon_r^* = 1$ :**

Dans ce cas et dans l'hypothèse où  $\mu_r' < 1$ , les expressions de la perméabilité relative effective et de l'impédance caractéristique sont déterminées en utilisant la relation de dualité (2-10):

$$\mu_{\text{reff}}' = \frac{1}{\frac{\frac{1}{\mu_r'} + 1}{2} + \frac{\frac{1}{\mu_r'} - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-ab}} \quad (2-14)$$

$$Z_c = Z_0' \sqrt{|\mu_{\text{reff}}^*|} \quad (2-15)$$

où la valeur de  $Z_0'$  est calculée comme précédemment à partir de la relation (2-13).

**b) Cellule coplanaire**

• **Cas d'un matériau diélectrique avec  $\mu_r^* = 1$ :**

L'étude de la ligne coplanaire effectuée par C.P WEN [2-6] permet de déterminer la permittivité relative effective et l'impédance caractéristique à partir des relations analytiques suivantes:

$$\epsilon_{\text{reff}}' = 1 + \frac{(\epsilon_r' - 1)K(k_1)K(k')}{2K(k_1)K(k)} \quad (2-16)$$

$$Z_c = \frac{Z_0'}{\sqrt{|\epsilon_{\text{reff}}^*|}} \quad (2-17)$$

avec:  $Z_0' = \frac{\eta_0 K(k')}{4K(k)}$  (2-18)

où  $K(k)$  et  $K(k')$  désignent respectivement les intégrales elliptiques de première espèce et les intégrales elliptiques complémentaires de première espèce. Les paramètres  $k$ ,  $k'$ ,  $k_1$ ,  $k'_1$  sont reliés à ceux de la géométrie de la ligne coplanaire par les expressions [2-10]:

$$k_1 = \sqrt{\frac{1}{1+b}}$$

$$b = \frac{\left[ \sinh\left(\frac{\pi W}{4h}\right) \right]^2}{\left[ \sinh\left(\frac{\pi S}{2h}\right) \right] \left[ \sinh\left(\frac{\pi(W+S)}{2h}\right) \right]}$$

$$k'_1 = \sqrt{1 - k_1^2}$$

$$k = \frac{W}{W+2S} \quad \text{et} \quad k' = \sqrt{1 - k^2}$$

Le calcul approché des intégrales elliptiques donnent:

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{4}{\pi} \operatorname{Ln}\left(\frac{2}{\sqrt{k}}\right) \quad \text{si } 0 < k \leq 0.173$$

$$\frac{K(k')}{K(k)} = \frac{\pi}{\operatorname{Ln}\left(\frac{2(1+\sqrt{k})}{1-\sqrt{k}}\right)} \quad \text{si } 0.173 < k < 1$$

Des relations analogues sont obtenues avec " $k_1$ ".

L'application de l'ensemble de ces relations analytiques aux calculs de  $\varepsilon'_{\text{reff}}$  et  $Z_c$  fait apparaître des erreurs d'autant plus importantes que le rapport  $\frac{t}{h}$  est supérieur à 0.01 ( $t > 3\delta$  avec  $\delta$  = épaisseur de peau).

• **Cas théorique d'un matériau magnétique avec  $\varepsilon_r^* = 1$ :**

Comme pour la ligne microruban, nous avons utilisé le principe de dualité de A. PUCEL et D. MASSE afin d'exprimer la perméabilité relative effective " $\mu'_{\text{reff}}$ " et l'impédance caractéristique. Elles s'expriment:

$$\mu'_{\text{reff}} = \frac{2K(k_1)K(k)}{2K(k_1)K(k) + \left(\frac{1}{\mu_r} - 1\right)K(k'_1)K(k')} \quad (2-19)$$

$$Z_c = Z'_0 \sqrt{|\mu^*_{\text{reff}}|} \quad (2-20)$$

avec  $Z'_0$  est l'impédance caractéristique qui est calculée à partir de l'expression (2-17).

**2-5-2 Calcul à partir d'une méthode numérique**

**a) Choix d'une méthode numérique**

Plusieurs méthodes numériques ont été développées au laboratoire par l'équipe électromagnétisme des circuits. Ce sont:

- la technique Mode Matching (M.M.T) [2-17][2-18],
- les décomposition en éléments finis [2-19][2-20],
- la méthode des lignes [2-21][2-22],
- l'approche dans le domaine spectral (A.D.S) [2-1][2-23].

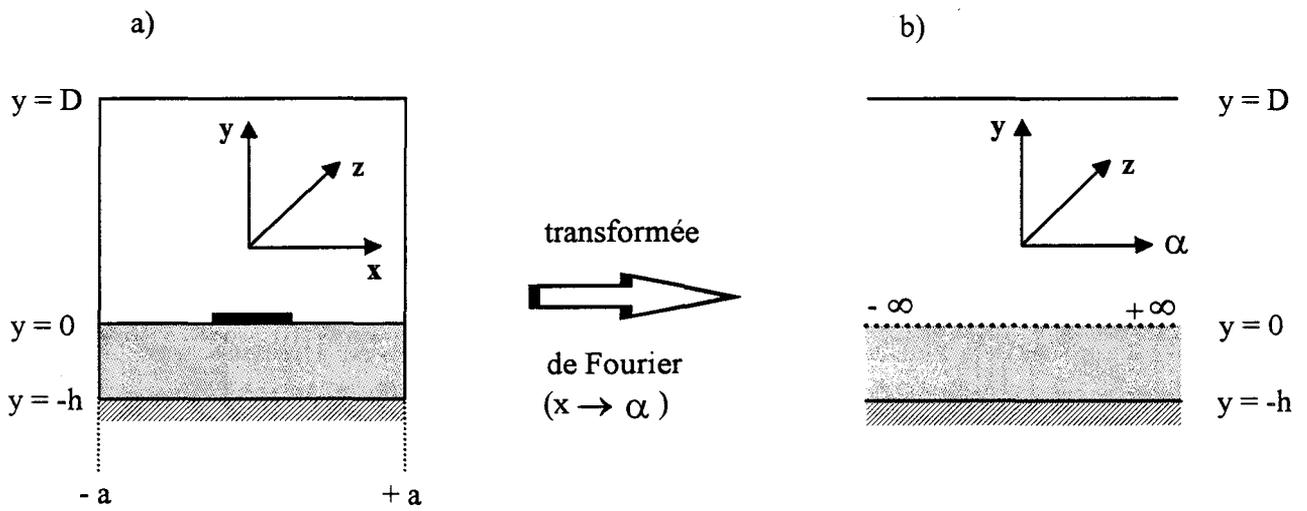


figure 2-9: transformation d'une section droite  $(x,y)$  en  $(\alpha,y)$ :

a) ligne microruban

b) plan image  $(\alpha,y)$

Elles permettent toutes de calculer la constante de propagation d'une cellule de type plaquée. L'approche dans le domaine spectral est actuellement la plus utilisée. En effet, les matrices utilisées sont de taille nettement inférieure à la taille exigée par la décomposition en éléments finis. Une connaissance approchée de la configuration du mode étudié, permet d'obtenir rapidement le résultat à l'opposé de la technique Mode Matching, qui nécessite la connaissance de la configuration des champs de chaque mode en tout point de la section droite. La méthode des lignes, contrairement à l'A.D.S et du Mode Matching, ne nécessite pas a priori une connaissance du champ. De plus, cette méthode présente de nombreuses facilités dans son traitement numérique vis-à-vis des autres, telles que la considération d'une épaisseur de métallisation ou encore l'anisotropie électrique et magnétique d'un matériau. Cependant, nous ne l'avons pas retenue parce qu'elle est en cours de développement au laboratoire [2-22] et que toutes les difficultés d'utilisation ne sont pas connues à ce jour.

Ainsi, notre choix s'est porté sur l'A.D.S [2-1][2-23] pour sa souplesse d'utilisation et sa rapidité de calcul. Cette méthode numérique est résumée en annexe 1. Elle consiste en la transposition du plan de section droite réel  $(x,y)$  (figure 2-9) où existent des discontinuités dues à la configuration géométrique de la ligne microruban en un plan image  $(\alpha,y)$  pour lequel les discontinuités ont virtuellement disparu. Cette propriété résulte de l'application de la transformation de FOURIER dans la direction  $x$ . L'A.D.S est une méthode rigoureuse parce qu'elle fait intervenir une série infinie de polynômes. Cependant, pour qu'elle soit rapide et utilisable, nous limitons volontairement le nombre de polynômes à une dizaine. Ceci est suffisant pour:

- décrire d'une part correctement les courants sur le ruban conducteur dans le cas d'une ligne microruban ou les champs dans les fentes d'une ligne coplanaire,
- et étudier d'autre part les différents modes de propagation. L'utilisation des polynômes de Tchebycheff permet d'obtenir les premiers modes avec une bonne précision.

A la différence des méthodes analytiques, l'A.D.S permet une étude fréquentielle.

### **b) Calcul de la constante de propagation**

L'étude de la propagation d'une onde dans les cellules microruban et coplanaire déposées sur un matériau magnétique n'ayant jamais fait l'objet de travaux au laboratoire, nous avons adapté le logiciel de la méthode numérique "A.D.S" utilisé pour étudier les matériaux purement diélectriques [2-1] au cas d'un matériau magnétique. Nous considérons que les conducteurs sont parfaits et le matériau est isotrope et homogène. Ainsi, il y a lieu d'introduire les paramètres complexes  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  dans les pseudo-admittances d'onde, définies en chaque point de la section droite image  $(\alpha, y)$  de l'A.D.S [2-23] décrivant le comportement électromagnétique. Ces pseudo-admittances s'écrivent alors:

$$\left\{ \begin{array}{l} Y_{TMi} = \frac{j\omega\epsilon_0\epsilon_{ri}^*}{\gamma_i} \\ Y_{TEi} = \frac{\gamma_i}{j\omega\mu_0\mu_{ri}^*} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} i = \text{correspondant au milieu} \\ \text{air ou diélectrique} \end{array} \quad (2-21)$$

### **c) Evaluation du flux de puissance: application au calcul de l'impédance caractéristique**

Le mode fondamental propagé par les cellules plaquées est un mode hybride (cf § 2-3-1-2). La définition d'une impédance caractéristique n'est plus unique [2-7], puisque elle peut être définie en courant ( $Z_{ci} = \frac{2P}{I^2}$ ) ou en tension ( $Z_{cv} = \frac{U^2}{2P}$ ).

Le calcul de l'impédance caractéristique par l'A.D.S nécessite la détermination du flux de puissance "P" transporté par le mode fondamental qui dépend de la fréquence, la constante de propagation et des dimensions géométriques de la structure [2-1][2-7] par l'intermédiaire

des composantes de champ. Il s'exprime par la relation:

$$P = \frac{1}{2} \Re \iint_S (\vec{E} \wedge \vec{H}^*) dS = \frac{1}{2} \Re \iint_S (E_x(x,y)H_y^*(x,y) - E_y(x,y)H_x^*(x,y)) dx dy \quad (2-22)$$

- S section droite du guide considéré (microruban ou coplanaire),
- $\vec{H}^*$  représente le complexe conjugué du vecteur champ magnétique.

Etant donnée la nature géométrique distincte des cellules, il apparaît logique de préférer la définition de l'impédance caractéristique en courant pour la cellule microruban et de l'impédance caractéristique en tension pour la cellule coplanaire. En effet, pour chacune des cellules, ces grandeurs respectives sont mieux définies dans le domaine des basses fréquences et leurs amplitudes sont prépondérantes. Des comparaisons de résultats obtenues par l'A.D.S et les relations analytiques confirment ce choix.

En introduisant l'ensemble des paramètres formé des dimensions géométriques de la cellule, des permittivité et perméabilité relatives complexes, le programme fournit le diagramme de dispersion des modes ainsi que l'impédance caractéristique (en courant pour la microruban et en tension pour la coplanaire) du mode fondamental pour une fréquence donnée.

Les logiciels correspondants ont été mis au point au laboratoire par F. HURET [2-1]. La solution recherchée étant de nature complexe, il est essentiel pour augmenter la rapidité du calcul, de la localiser à l'aide d'une méthode approchée telle que la méthode analytique présentée précédemment.

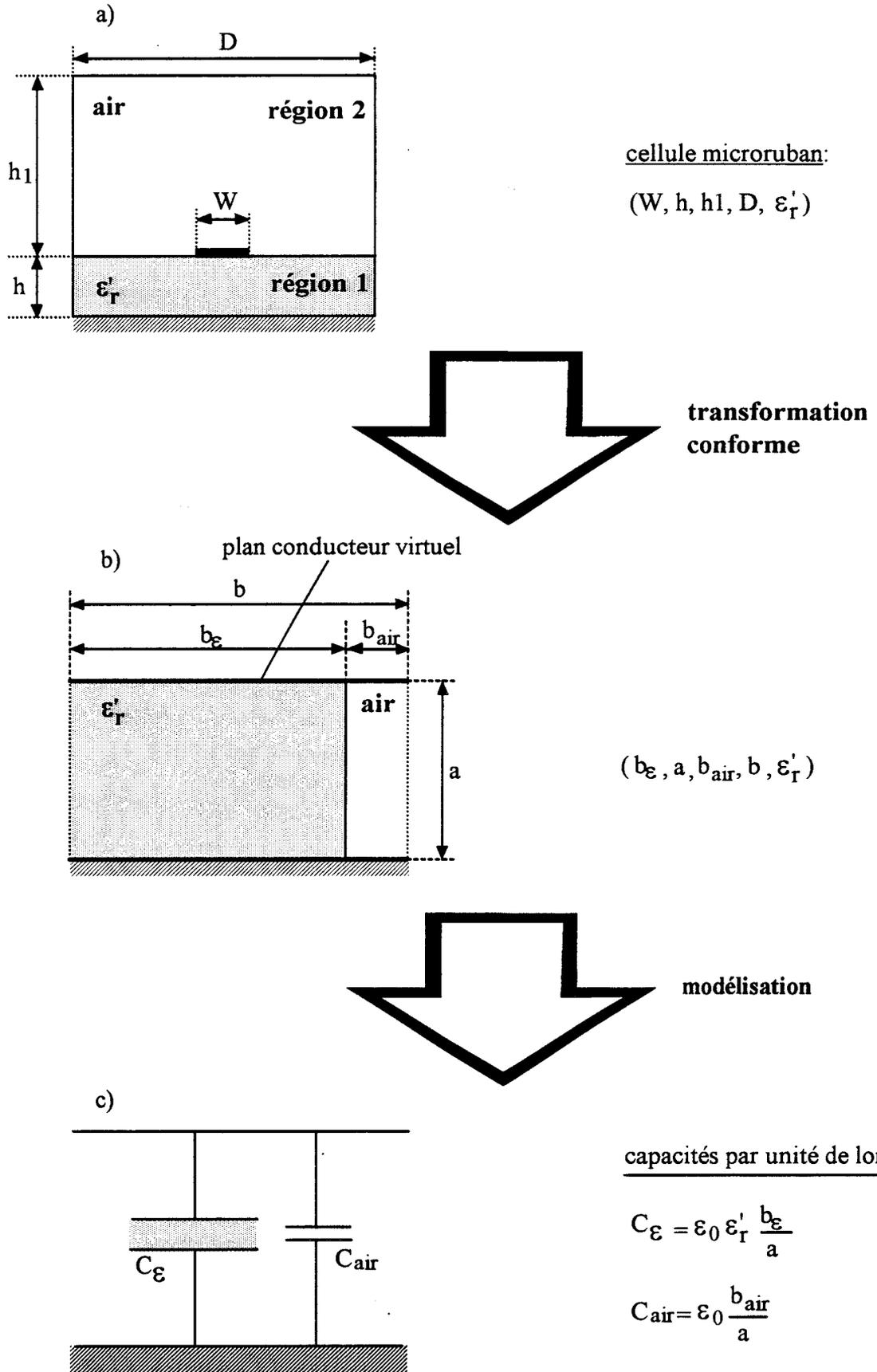


figure 2-10: modélisation de la cellule microruban à l'aide de capacités planes en utilisant la transformée conforme.

## **2-6 Choix du type de cellule en fonction du matériau à caractériser**

Dans ce paragraphe, nous chiffrons les écarts entre les relations analytiques et la méthode numérique permettant de traiter théoriquement la propagation et nous déterminons la cellule la mieux adaptée pour la caractérisation d'un matériau donné.

Pour cette dernière étude, il est nécessaire de connaître la concentration de l'onde électromagnétique dans le matériau. Cette information peut-être obtenue par différentes méthodes:

- en traçant la carte des champs,
- en calculant le rapport du flux de puissance propagé dans le matériau sur le flux de puissance globale,
- à partir de grandeurs normalisées appelées facteurs de remplissage.

Pour réaliser cette étude, nous avons utilisé la dernière méthode. Bien qu'elle soit moins précise que les deux autres, elle est beaucoup plus rapide.

### **2-6-1 Densité de propagation dans le matériau: facteur de remplissage**

Pour étudier la concentration de l'énergie dans le matériau, nous introduisons le "facteur de remplissage" noté " $q_d$ ". Ce facteur a été suggéré par A. WHEELER [2-15] lors de son étude quasi-statique de la ligne microruban par transformation conforme (figure 2-10). Il représente le rapport entre la portion de la section droite du plan transformé occupée par l'image du diélectrique et la surface totale de la section droite transformée. Il s'exprime:

$$q_d = \frac{b_\varepsilon}{b_\varepsilon + b_{\text{air}}} \quad (2-23)$$

En calculant les capacités actives présentes dans les deux zones, on obtient la relation suivante qui relie la permittivité du matériau " $\varepsilon_r'$ " à la grandeur " $\varepsilon_{\text{reff}}'$ " intervenant dans la relation de

propagation (cf relation (2-8)):

$$q_d = \frac{\epsilon'_{\text{reff}} - 1}{\epsilon'_r - 1} \quad \text{avec } \epsilon'_r > 1 \quad (2-24)$$

Le facteur de remplissage "q<sub>d</sub>" traduit la concentration du champ électrique dans le matériau, puisqu'il est relié au terme de propagation  $\epsilon'_{\text{reff}}$ .

Dans le cas d'un diélectrique présentant des pertes, nous introduisons une valeur effective de la tangente de l'angle de pertes "tgδ<sub>deff</sub>". Celle-ci s'exprime sous la forme:

$$\text{tg}\delta_{\text{deff}} = \frac{\epsilon''_{\text{reff}}}{\epsilon'_{\text{reff}}} = q_{\text{tg}\delta_d} \text{tg}\delta_d \quad \text{avec} \quad \text{tg}\delta_d = \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r} \quad (2-25)$$

$$\text{et} \quad q_{\text{tg}\delta_d} = \frac{1 - \epsilon'^{-1}_{\text{reff}}}{1 - \epsilon_r'^{-1}} = q_d \frac{\epsilon'^{-1}_{\text{reff}}}{\epsilon_r'^{-1}} \quad (2-26).$$

Le terme (2-26) représente le rapport de l'énergie piégée dans la région 1 par rapport à l'énergie présente dans l'ensemble de la section droite image (cf figure 2-10).

Par dualité, le facteur de remplissage de propagation pour un matériau magnétique est défini à partir de:

$$q_m(W, S, h, \mu'_r) = q_d(W, S, h, \mu_r'^{-1}) \quad (2-27)$$

Il s'exprime comme:

$$q_m = \frac{\mu'^{-1}_{\text{reff}} - 1}{\mu_r'^{-1} - 1} \quad \text{avec: } \mu'_r \neq 1 \quad (2-28)$$

Ainsi, si nous prenons le dual de "q<sub>tgδ<sub>d</sub></sub>" nous obtenons l'expression du facteur de remplissage pour la tangente de l'angle de pertes magnétique "q<sub>tgδ<sub>m</sub></sub>" qui prend la forme

suivante:

$$q_{\text{tg}\delta_m} = q_m \frac{\mu'_{\text{reff}}}{\mu'_r} = \frac{1 - \mu'_{\text{reff}}}{1 - \mu'_r} \quad (2-29)$$

$$\text{avec } \text{tg}\delta_{\text{meff}} = q_{\text{tg}\delta_m} \text{tg}\delta_m \quad \text{et} \quad \text{tg}\delta_m = \frac{\mu''_r}{\mu'_r} \quad (2-30)$$

L'étude des facteurs "q" en fonction de la topologie de la cellule et de la fréquence permet de connaître l'évolution de la constante de propagation et la concentration d'énergie dans le matériau. Elle est effectuée pour deux types de matériaux, l'un purement diélectrique, l'autre (fictif) purement magnétique.

### 2-6-2 Etude quasi-statique des facteurs de remplissage

Cette étude est effectuée pour les deux types de cellules à partir d'une part des relations analytiques et d'autre part de la méthode numérique (A.D.S). Elle est développée:

- pour différents paramètres géométriques. Avec la cellule microruban, nous faisons varier largement le rapport " $\frac{W}{h}$ " de  $10^{-2}$  à 100 pour "h" fixé à  $635 \mu\text{m}$ , correspondant à une épaisseur standard intermédiaire utilisée pour les substrats. Avec la cellule coplanaire, " $W+2S$ " est fixé à  $175 \mu\text{m}$  par le dispositif de mesure "sous pointes". Dans ces conditions, le rapport " $\frac{W}{W+2S}$ " peut varier entre une grandeur très petite et "1" lorsque  $S = 0$ , d'où le domaine d'étude  $10^{-2}$  à 0.9. Pour ce type de cellule, nous étudierons l'influence de l'épaisseur sur les facteurs de remplissage.

- pour plusieurs valeurs de permittivités ( $1.1 \leq \epsilon'_r \leq 100$ ) et perméabilités ( $0.4 \leq \mu'_r \leq 10$ ).

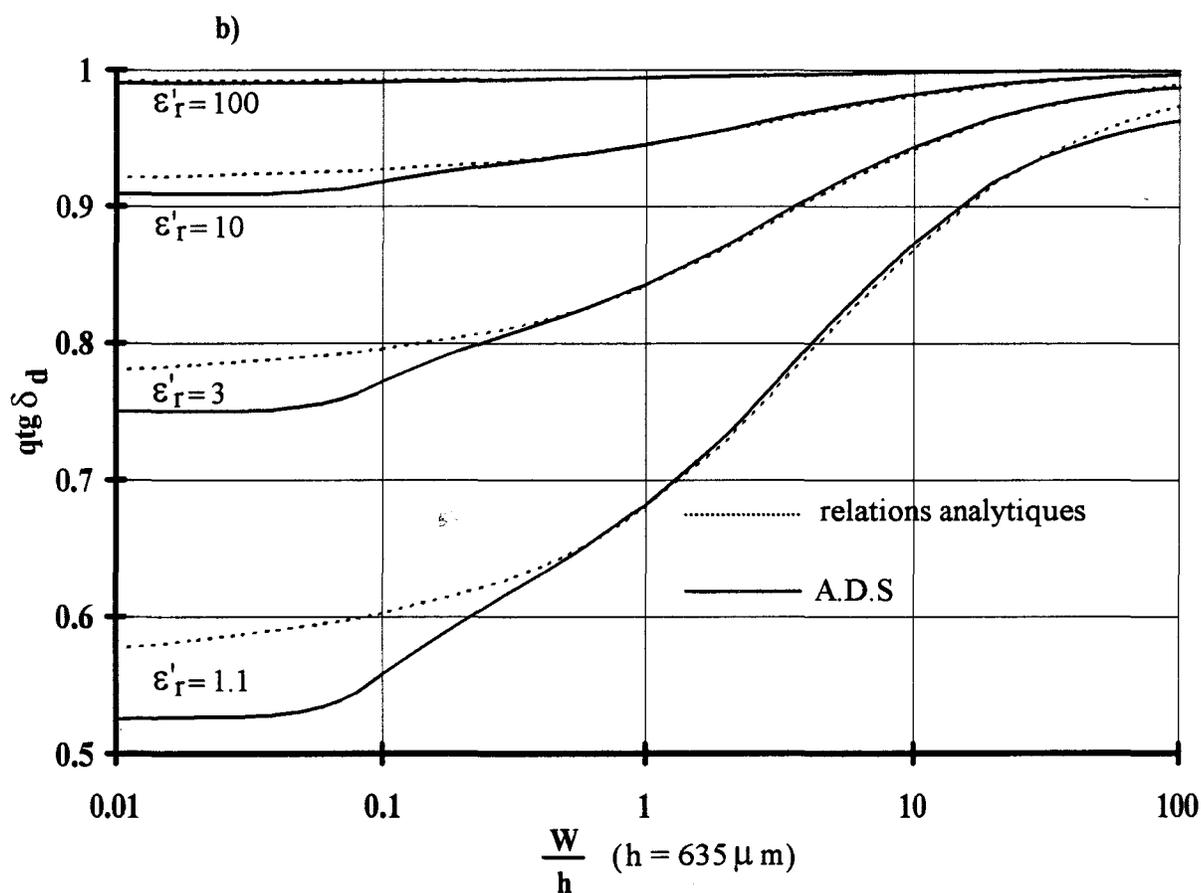
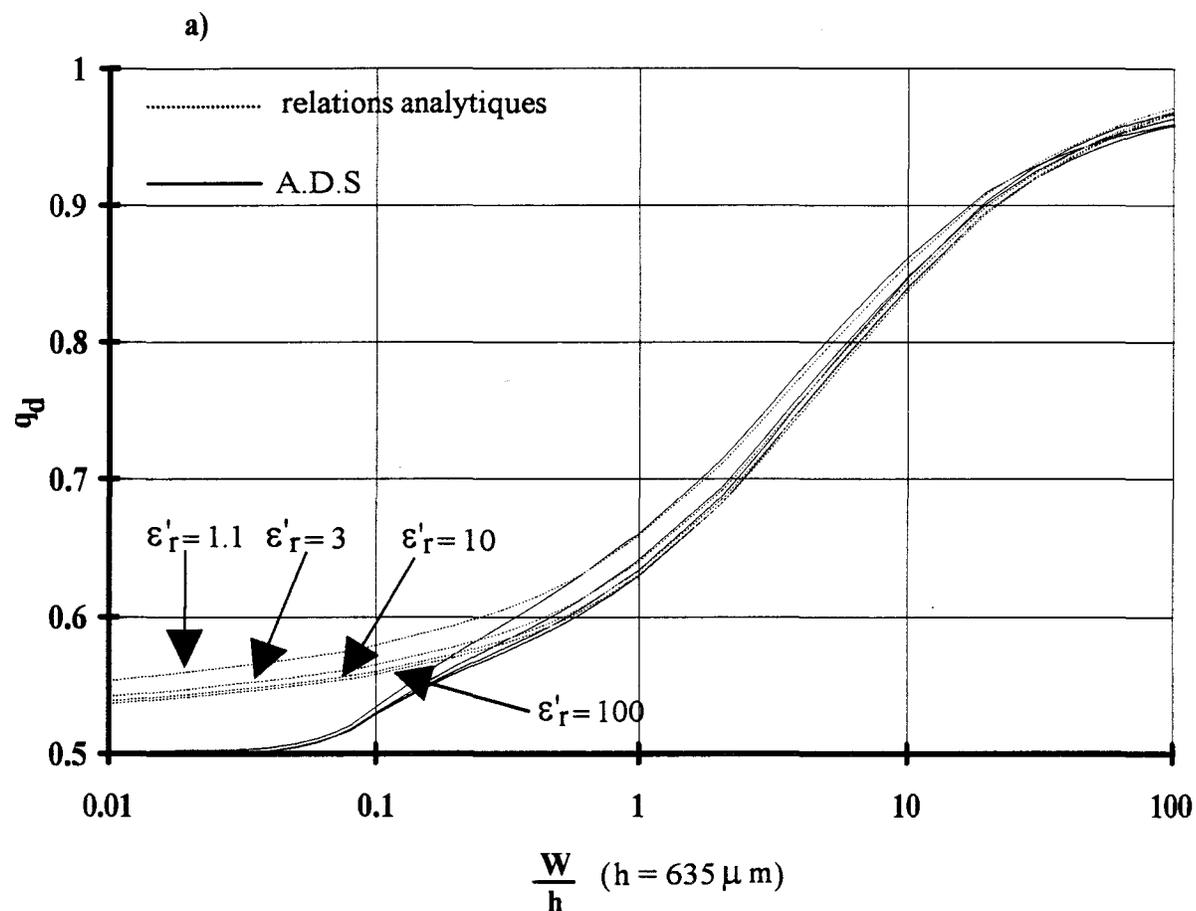


figure 2-11: évolutions de  $q_d$  et  $qtgd_d$  en fonction de la structure de la cellule microruban et de la permittivité.

**a) propagation dans la cellule microruban**

• **Cas d'un matériau diélectrique avec  $\mu_r^* = 1$ :**

Sur les figures 2-11a et 2-11b, nous avons tracé les évolutions de " $q_d$ " et " $q_{tg\delta d}$ " en fonction des paramètres géométriques de la cellule et pour différentes valeurs de la permittivité relative  $\epsilon_r'$  (1.1, 3, 10, 100). Les courbes obtenues à partir des relations analytiques (en pointillés) se confondent avec celles de la méthode numérique (en trait plein) lorsque le rapport " $\frac{W}{h}$ " est plus grand que "1".

Les courbes de la figure 2-11a confirment que l'influence de la permittivité sur le terme " $q_d$ " est faible. Ce terme est très différent suivant que " $W$ " tend vers l'infini ou vers zéro. Ainsi dans le premier cas, l'onde est totalement piégée entre les deux plans conducteurs, il en résulte que " $q_d$ " tend vers 1. Tandis que dans le second cas, la propagation se répartit de façon équivalente dans l'air et dans le diélectrique, ainsi " $q_d$ " tend vers 0.5.

Les courbes du terme " $q_{tg\delta d}$ " (figure 2-11b) tendent toutes vers "1" pour la configuration géométrique correspondant à la valeur limite  $W \rightarrow \infty$ ; ceci s'explique comme précédemment par l'impossibilité à l'onde de se propager hors du matériau. Par contre, pour des configurations telles que  $\frac{W}{h} \ll 1$ , le facteur " $q_{tg\delta d}$ " dépend directement de la permittivité du matériau. Ainsi, pour de faibles permittivités il est légèrement supérieur à 0.5 et pour des permittivités très élevées il est proche de 1. Ceci est logique puisque plus  $\epsilon_r'$  est important plus l'énergie électrique de l'onde est captée dans le matériau et produit une forte atténuation.

De manière à chiffrer la précision entre les relations analytiques et l'approche dans le domaine spectral, nous donnons dans le tableau 2-1 (cf page suivante) les erreurs relatives obtenues lors du calcul de la permittivité effective pour différentes structures de cellule et caractéristiques de matériau.

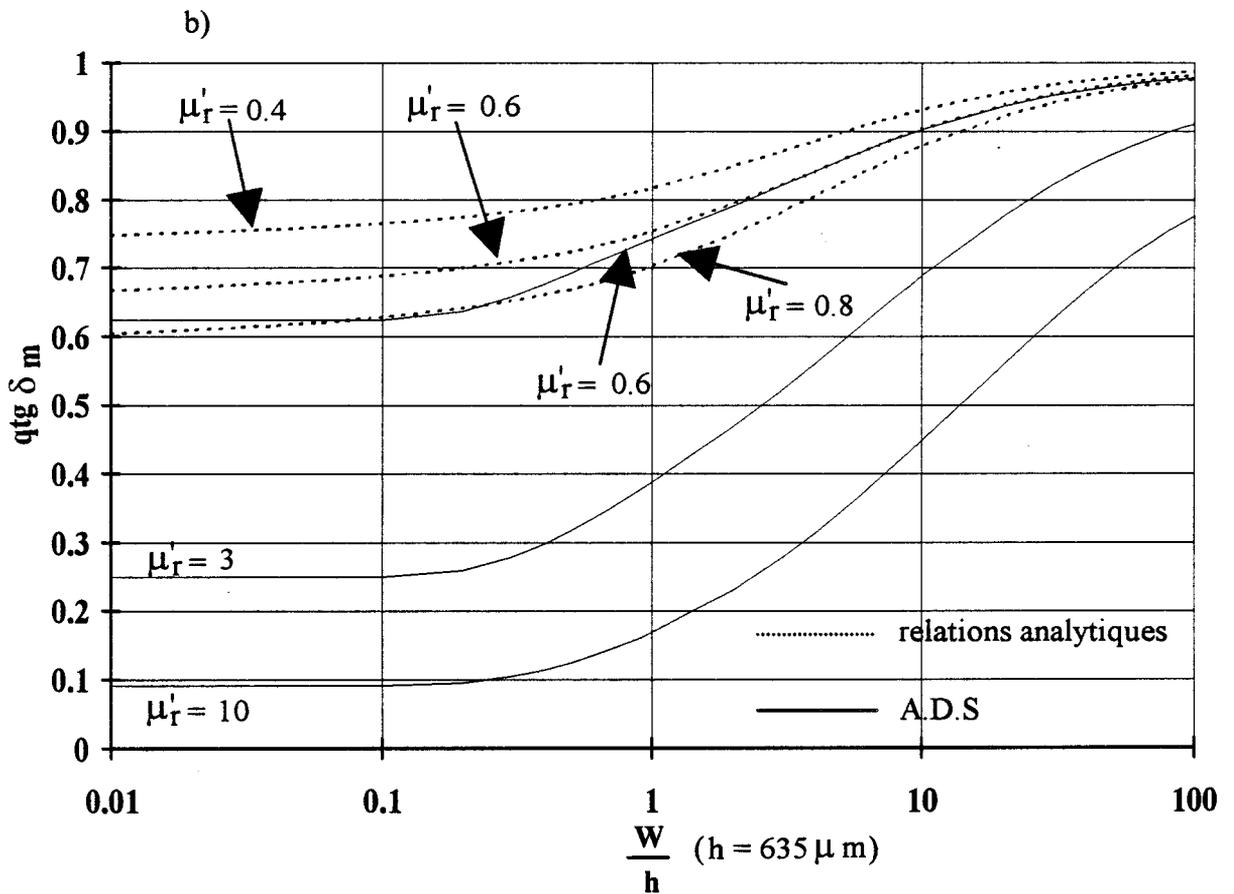
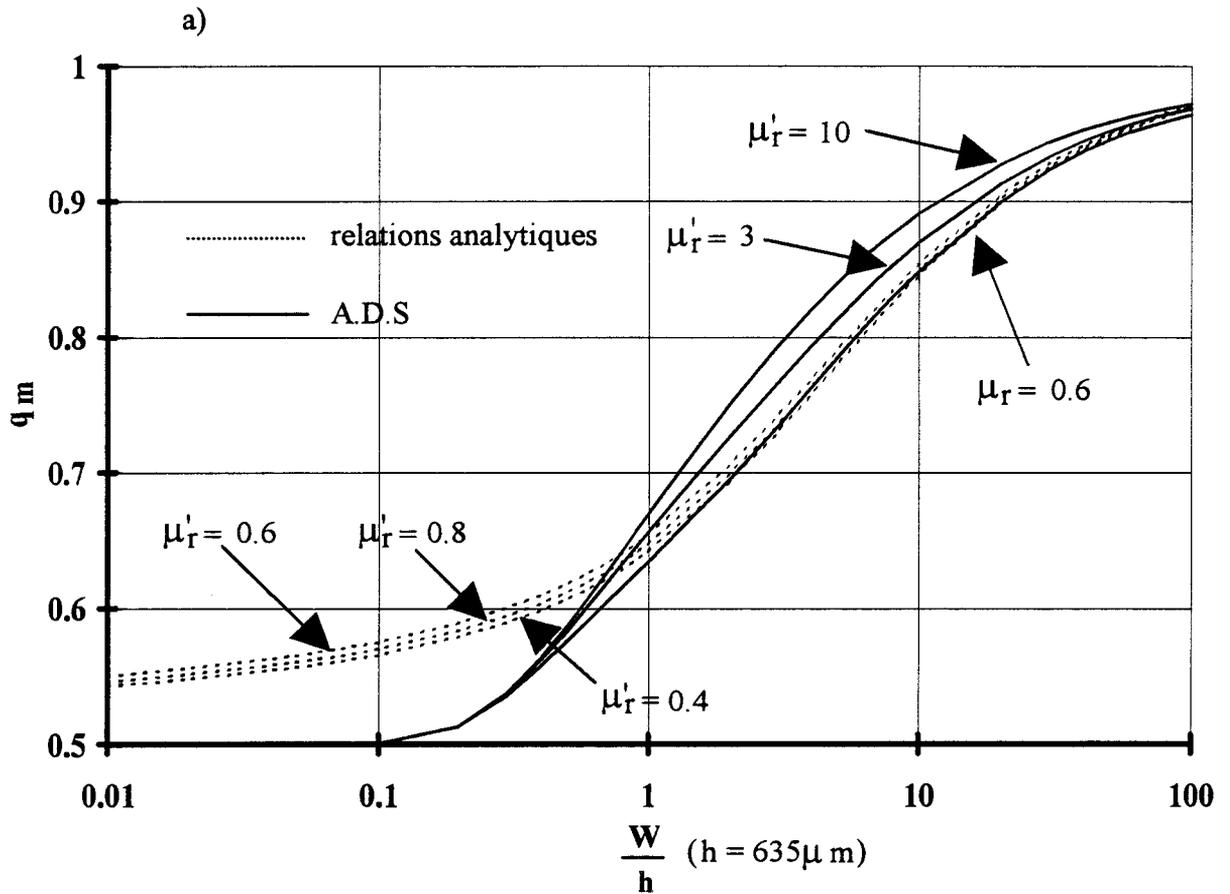


figure 2-12: évolutions de  $q m$  et  $qtg \delta m$  en fonction de la structure de la cellule microruban et de la perméabilité.

$\frac{W}{h}$	$\epsilon_r' = 1.1$	$\epsilon_r' = 3$	$\epsilon_r' = 10$	$\epsilon_r' = 100$
10 <sup>-2</sup>	0.5	4.2	6.3	7.2
10 <sup>-1</sup>	0.4	3.4	4.8	5.4
1	0.01	0.1	0.03	0.2
10	0.05	0.3	0.8	0.4
100	0.1	0.4	0.03	0.9

**tableau 2-1:** écarts relatifs entre les deux méthodes (relations analytiques et A.D.S) pour les calculs de la permittivité effective  $\epsilon_{\text{reff}}'$ .

Nous constatons que l'erreur est plus importante lorsque le rapport  $\frac{W}{h}$  est inférieure à 0.1 et augmente globalement avec la permittivité quelle que soit la topologie de la cellule. Ceci est logique, car le mode quasi-TEM supposé pour les relations analytiques correspond à la réalité lorsque le ruban est large. Il n'en est pas de même dans le cas d'un ruban étroit où seule l'étude numérique fournit les paramètres exacts.

**• Cas théorique d'un matériau magnétique avec  $\epsilon_r^* = 1$ :**

Les évolutions du facteur de remplissage magnétique " $q_m$ " (figure 2-12a) sont analogues à celles obtenues pour l'étude de " $q_d$ " (figure 2-11a). Nous confirmons également une faible influence de  $\mu_r'$  sur le terme " $q_m$ " et ceci même lorsque la perméabilité est inférieure à 1. L'onde est totalement piégée dans le matériau dans le cas d'un ruban très large, tandis que la répartition de la propagation est équivalente dans le matériau et dans l'air lorsque le ruban est très étroit puisque le facteur " $q_m$ " tend vers 0.5.

Le terme " $q_{\text{tg}\delta m}$ " est obtenue par dualité à partir de " $q_{\text{tg}\delta d}$ ". C'est pourquoi, les évolutions de " $q_{\text{tg}\delta m}$ " (figure 2-12b) pour différentes perméabilités relatives sont analogues aux évolutions de " $q_{\text{tg}\delta d}$ " pour différentes permittivités relatives (figure 2-11b). Il n'en est pas

de même lorsque la perméabilité relative est supérieure à l'unité. En effet, pour la configuration géométrique où le ruban conducteur est très large, les courbes tendent d'autant plus difficilement vers l'unité que  $\mu'_r$  est élevée. Ceci traduit que l'énergie magnétique de l'onde est moins concentrée dans le matériau. Par contre pour le cas où  $\mu'_r < 1$ , nous constatons que le terme " $q_{tg\delta m}$ " est supérieur à 0.5, augmentant vers la valeur unitaire pour une largeur de ruban très large. Ce qui signifie que l'énergie magnétique se trouve confinée entre le ruban conducteur et le plan de masse.

L'utilisation des relations analytiques permettant une étude plus rapide par rapport à la méthode numérique, il s'avère utile de chiffrer l'erreur vis-à-vis de l'A.D.S. Dans le tableau 2-2, nous donnons les perméabilités effectives obtenues suivant la topologie de la cellule pour les deux méthodes et pour une perméabilité relative de 0.6.

$\frac{W}{h}$	relations analytiques	méthode numérique	erreur sur $\mu'_{\text{reff}}$ en %
		A.D.S	
10 <sup>-2</sup>	$\mu'_{\text{reff}} = 0.73$	$\mu'_{\text{reff}} = 0.75$	2.6
10 <sup>-1</sup>	$\mu'_{\text{reff}} = 0.72$	$\mu'_{\text{reff}} = 0.75$	4
1	$\mu'_{\text{reff}} = 0.69$	$\mu'_{\text{reff}} = 0.70$	0.7
10	$\mu'_{\text{reff}} = 0.638$	$\mu'_{\text{reff}} = 0.639$	0.2
100	$\mu'_{\text{reff}} = 0.607$	$\mu'_{\text{reff}} = 0.609$	0.3

tableau 2-2: écarts entre les deux méthodes pour le calcul de la perméabilité relative effective avec  $\mu'_r = 0.6$ .

Comme pour le cas d'un matériau purement diélectrique, nous constatons que les relations approchées obtenues par dualité (cf §2-3-2-1) présentent un écart important pour de faibles largeurs de ruban par rapport à l'épaisseur de matériau.

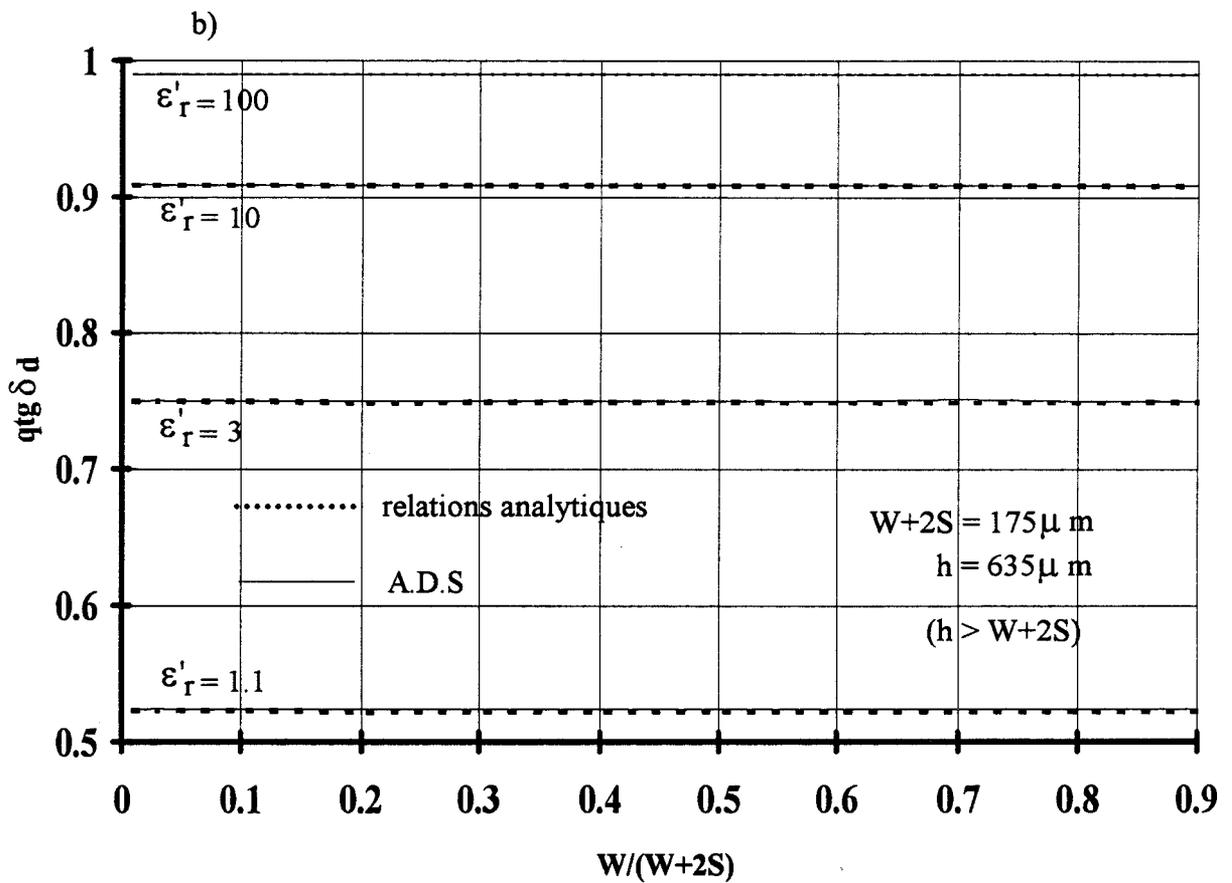
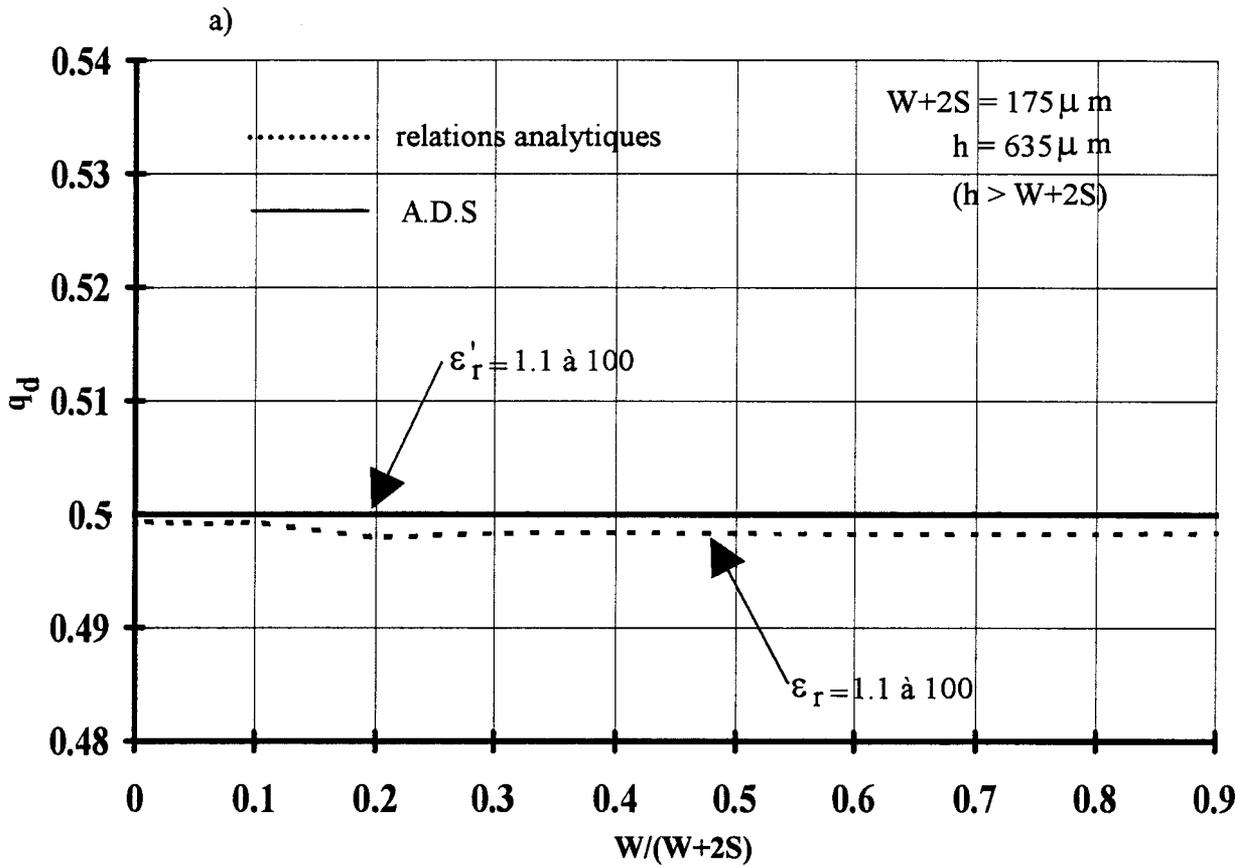


figure 2-13: évolutions de  $q_d$  et  $qtg \delta_d$  en fonction de la structure de la cellule coplanaire et de la permittivité ( $h > W+2S$ ).

**b) propagation dans la cellule coplanaire**

Les tracés sont représentés pour deux épaisseurs de matériaux:

-  $h = 635\mu\text{m}$  tel que  $h > W + 2S$ ,

-  $h = 63.5\mu\text{m}$  tel que  $h < W + 2S$ .

• **Cas d'un matériau diélectrique avec  $\mu_r^* = 1$ :**

La comparaison (figures 2-13 et 2-14) des résultats obtenus à partir des relations analytiques (en pointillées) et avec la méthode numérique A.D.S (en trait plein) montre une correspondance lorsque  $h > W+2S$  ( $h=635\mu\text{m}$ ) (figure 2-13) alors que les courbes diffèrent fortement pour une faible épaisseur de matériau (figure 2-14).

Les évolutions du facteur " $q_{\text{tg}\delta\text{d}}$ " (figures 2-13b et 2-14b) montrent que la configuration géométrique est peu influente sur " $q_{\text{tg}\delta\text{d}}$ " si, toutefois l'épaisseur du matériau est importante ( $h > W+2S$ ). Dans ce cas, les valeurs de " $q_{\text{tg}\delta\text{d}}$ " pour différents  $\epsilon_r'$  sont proches de celles obtenues pour la ligne microruban présentant un ruban étroit par rapport à l'épaisseur du diélectrique ( $\frac{W}{h}$  est inférieur à 0.1).

Les relations analytiques ne sont donc valables que pour des largeurs de rubans et de fentes inférieures à l'épaisseur du substrat. Afin de vérifier cette limite, nous comparons les résultats obtenus entre ces relations et la méthode rigoureuse "A.D.S". Les écarts relatifs correspondants sont présentés dans les tableaux 2-3 et 2-4 respectivement pour  $h > W+2S$  et  $h < W+2S$ .

$\frac{W}{W+2S}$	$\epsilon_r' = 1.1$	$\epsilon_r' = 3$	$\epsilon_r' = 10$	$\epsilon_r' = 100$
0.01	0.01	0.1	0.1	0.15
0.1	0.01	0.1	0.15	0.2
0.9	0.02	0.2	0.3	0.5

**tableau 2-3:** écarts relatifs entre les deux méthodes (relations analytiques et A.D.S) pour les calculs de la permittivité effective  $h = 635\mu\text{m}$  et  $W+2S = 175\mu\text{m}$ .

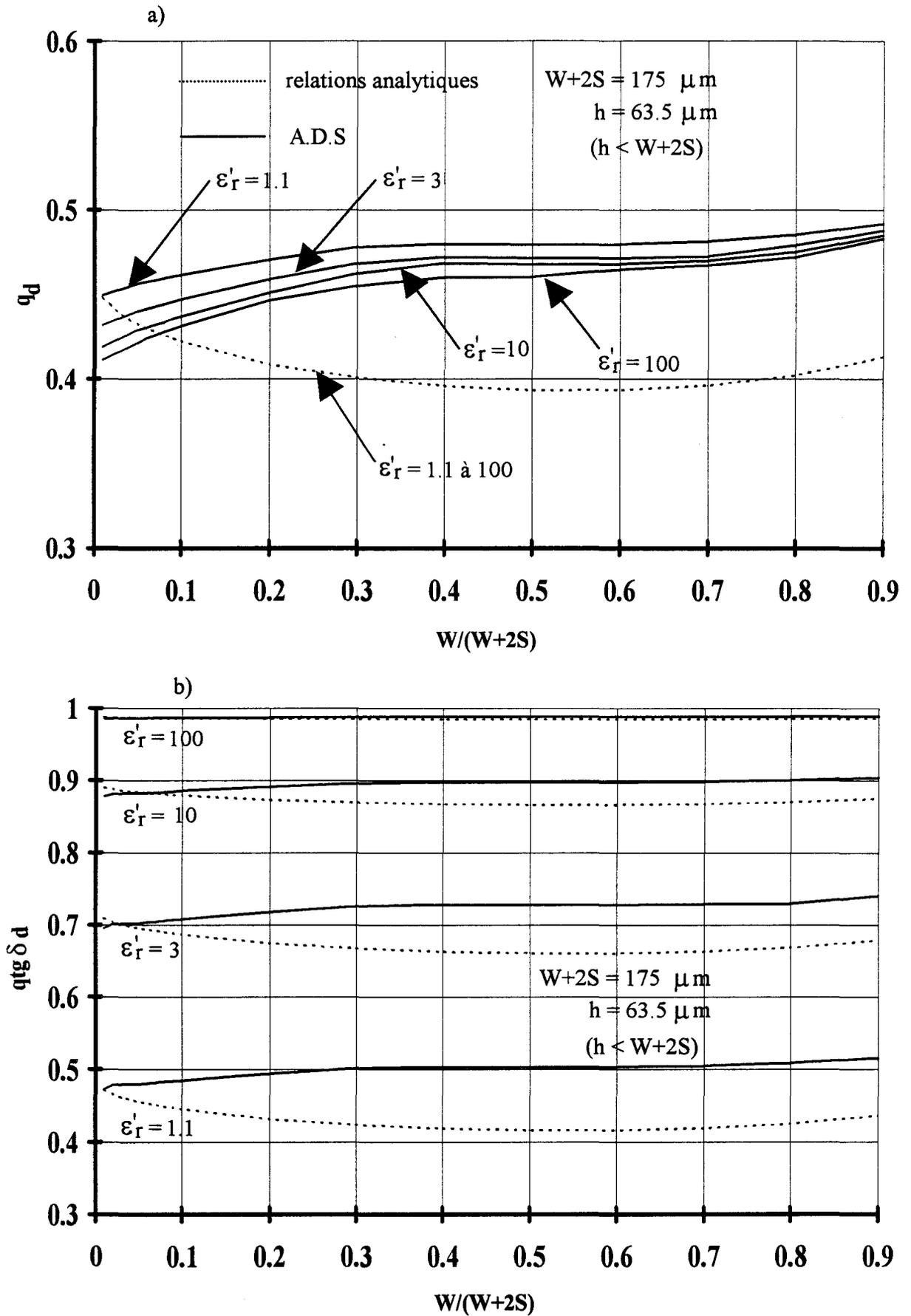


figure 2-14: évolutions de  $q_d$  et  $q_tg \delta_d$  en fonction de la structure de la cellule coplanaire et de la permittivité ( $h < W+2S$ ).

$\frac{W}{W+2S}$	$\epsilon_r' = 1.1$	$\epsilon_r' = 3$	$\epsilon_r' = 10$	$\epsilon_r' = 100$
0.01	0.1	2	6	9
0.1	0.5	3	3	2
0.9	1	8	12	14

**tableau 2-4:** écarts relatifs entre les deux méthodes (relations analytiques et A.D.S) pour les calculs de la permittivité effective  $\epsilon_{\text{reff}}'$   $h = 63.5 \mu\text{m}$  et  $W+2S = 175 \mu\text{m}$ .

Lorsque  $h > W+2S$ , l'écart augmente avec la largeur du ruban "W" ( $W+2S$  fixé) et comme la permittivité. Il reste cependant faible. Ceci justifie la validité des relations analytiques pour différentes dimensions.

Alors que pour  $h < W+2S$ , l'écart augmente aussi en fonction de la largeur du ruban "W" et de la permittivité, mais de façon beaucoup plus importante que précédemment ( $>$  à 3 %). Ceci montre que les relations analytiques ne sont plus valables; il sera nécessaire d'utiliser la méthode numérique (A.D.S) pour obtenir les paramètres exacts.

Si l'écart est plus faible que pour la cellule microruban, un inconvénient majeur apparaît pour la cellule coplanaire: la nécessité d'avoir une épaisseur non négligeable de matériau de façon à avoir un effet notable de celui-ci sur la propagation. Toutefois, même avec une épaisseur très importante, il n'est pas possible d'obtenir un facteur de remplissage  $q_d$  supérieur à 0.5. Ce cas limite correspond à une propagation autant répartie dans l'air que dans le diélectrique. Ceci se justifie par le fait que la puissance propagée par cette ligne est essentiellement présente dans les plans des fentes. Il en résulte que la permittivité n'affecte que très faiblement le facteur de remplissage " $q_d$ ".

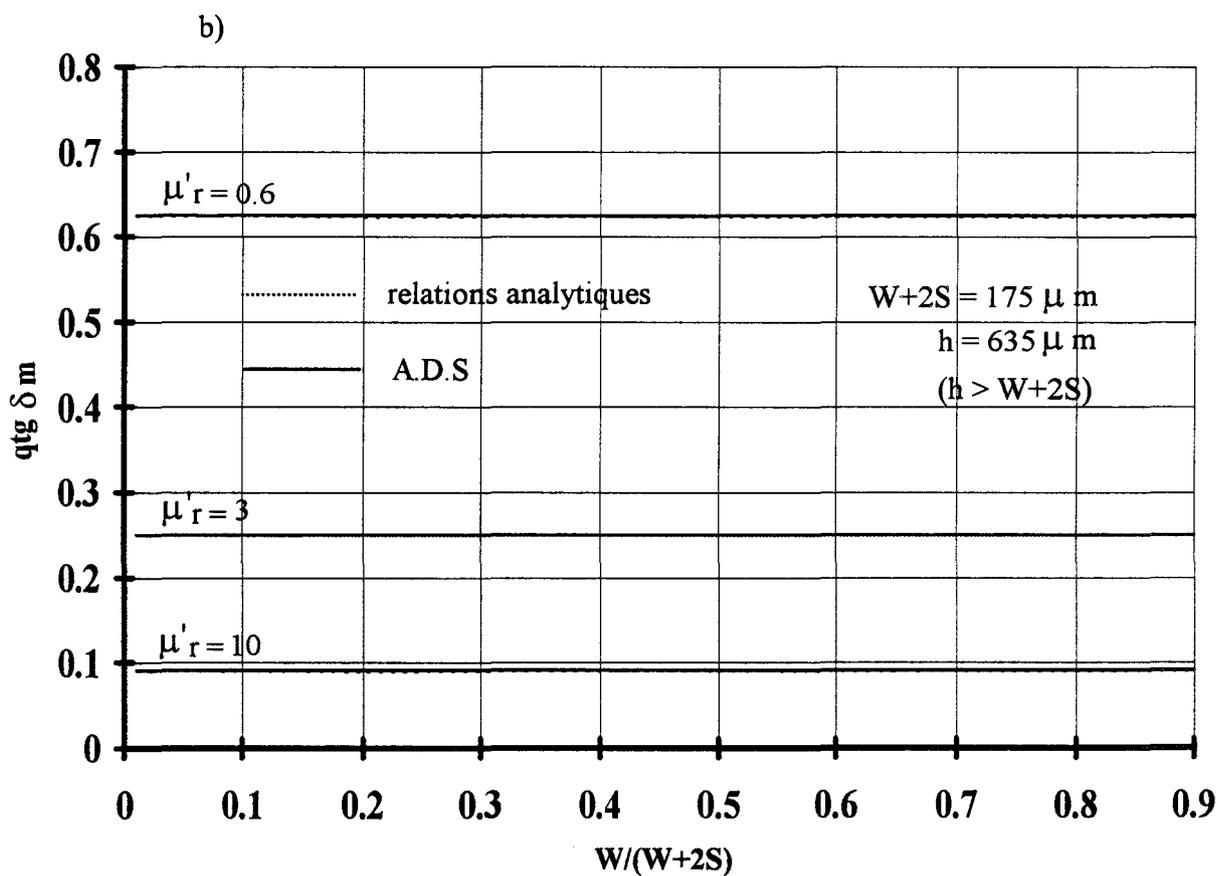
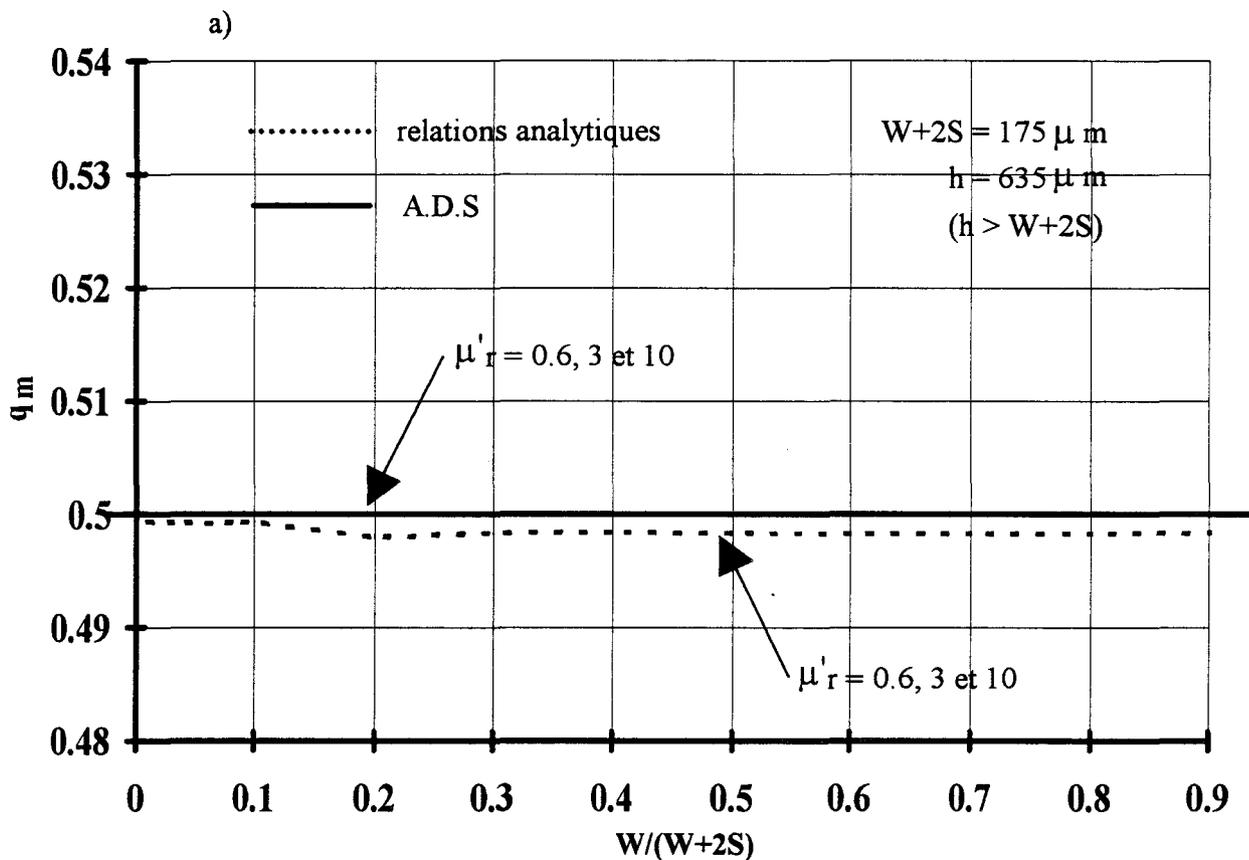


figure 2-15: évolutions de  $q_m$  et  $qtg \delta_m$  en fonction de la structure de la cellule coplanaire et de la perméabilité ( $h > W+2S$ ).

• **Cas théorique d'un matériau magnétique avec  $\epsilon_r^* = 1$ :**

Rappelons que le logiciel "A.D.S" réalisé au laboratoire par F. HURET [2-1] pour simuler les lignes coplanaires sur un substrat purement diélectrique, a été adapté aux matériaux magnétiques. Comme pour la cellule microruban, nous nous limitons au cas d'un matériau magnétique homogène et isotrope.

Les évolutions des termes " $q_m$ " et " $q_{tg\delta m}$ " sont tracées sur les figures 2-15 et 2-16 pour trois valeurs de perméabilités ( $\mu_r' = 0.6, 3, 10$ ) et pour deux épaisseurs de matériaux respectivement  $635\mu m$  et  $63.5\mu m$ .

Nous constatons, comme pour le cas d'un matériau purement diélectrique, que les courbes obtenues à partir des relations analytiques (en pointillées) se confondent avec celles de la méthode numérique (A.D.S en trait plein) lorsque  $h > W+2S$  ( $h = 635\mu m$ ) et ceci quelle que soit la valeur de la perméabilité.

Les évolutions de " $q_m$ " représentées figures 2-15a et 2-16a sont identiques à celles de " $q_d$ " (figures 2-13a et 2-14a respectivement) et ceci pour des perméabilités variant de 0.6 à 10.

La représentation du facteur " $q_{tg\delta m}$ " pour  $h = 635\mu m$  et  $h = 63.5\mu m$  figures 2-15b et 2-16b diffère de celle du cas diélectrique. Les résultats sont similaires à ceux de l'étude effectuée pour la cellule microruban avec un matériau magnétique.

Lorsque  $h > W+2S$  ( $h = 635\mu m$ ) et  $\mu_r' > 1$ , l'énergie magnétique de l'onde est plus concentrée dans l'air que dans le matériau indépendamment de la largeur du ruban " $W$ ". Par contre, pour des perméabilités inférieures à 1, une grande partie de l'énergie est confinée dans le matériau. L'ensemble de ces constatations correspond aux résultats obtenus sur la ligne microruban lorsque  $\frac{W}{h} \rightarrow 0$ .

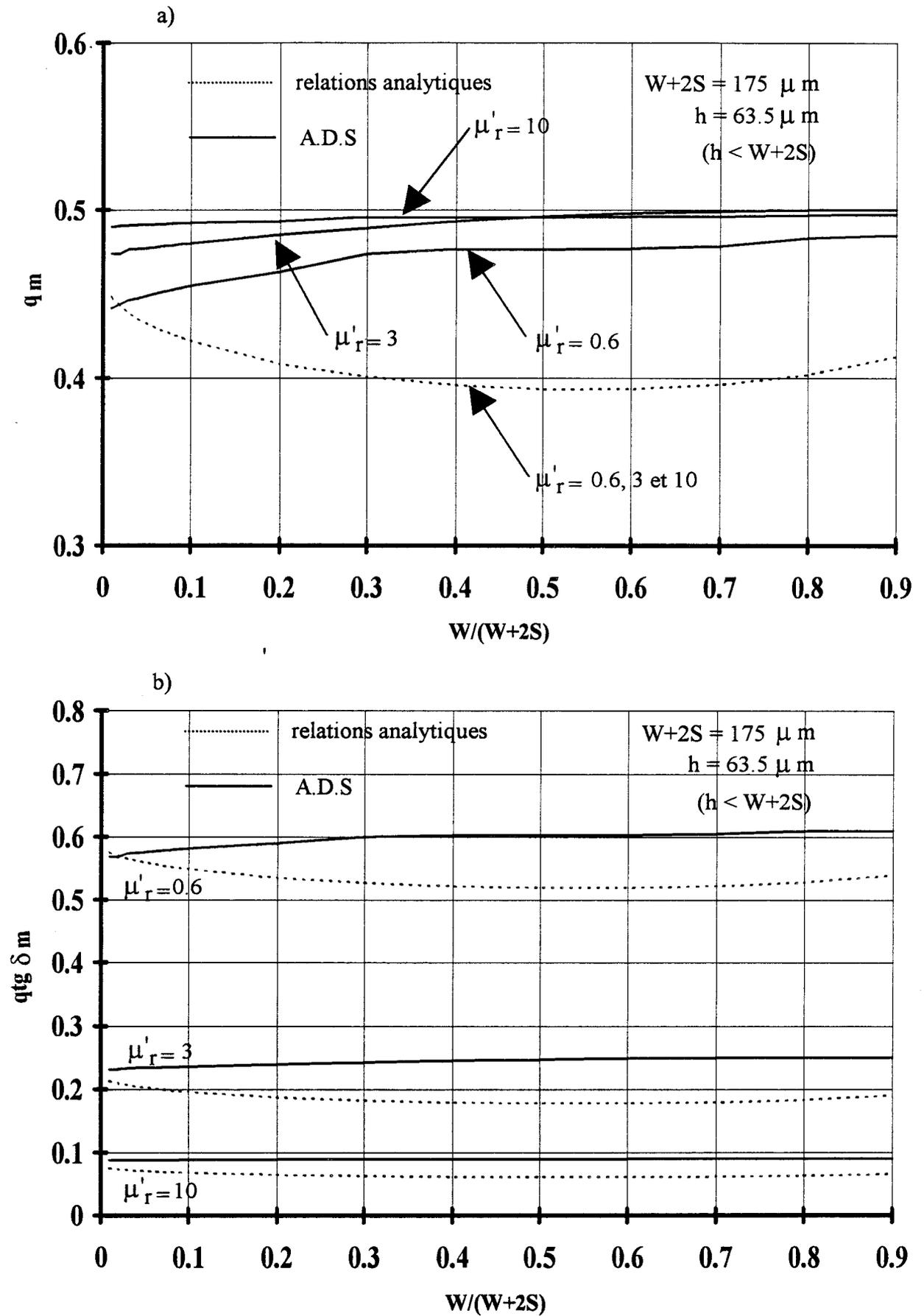


figure 2-16: évolutions de  $q_m$  et  $qtg \delta_m$  en fonction de la structure de la cellule coplanaire et de la perméabilité ( $h < W+2S$ ).

Dans le cas où  $h < W+2S$  ( $h = 63.5\mu\text{m}$ ), nous constatons que les évolutions de " $q_{\text{tg}\delta\text{m}}$ " sont plus faibles et tendent vers ceux du cas précédent ( $h > W+2S$ ) pour  $\frac{W}{W+2S} \rightarrow 1$ .

Dans le tableau 2-5, nous donnons les écarts relatifs entre les relations analytiques et la méthode numérique (A.D.S) sur la perméabilité relative effective, pour différentes valeurs de perméabilités et une épaisseur de matériau  $h = 635\mu\text{m}$  correspondant au domaine de validité des relations analytiques.

$\frac{W}{W+2S}$	$\mu_r' = 0.6$	$\mu_r' = 3$	$\mu_r' = 10$
0.01	0.03	0.07	0.1
0.1	0.05	0.1	0.15
0.9	0.1	0.2	0.3

tableau 2-5: écarts entre les deux méthodes pour le calcul de la perméabilité relative effective pour  $h = 635\mu\text{m}$  et  $W+2S = 175\mu\text{m}$ .

Nous constatons que les écarts restent faibles quels que soient la topologie de la cellule ( $h > W+2S$ ) et la valeur de perméabilité (inférieure ou supérieure à l'unité).

### **2-6-3 Evolution fréquentielle des facteurs de remplissage**

Le mode fondamental qui se propage à travers ces cellules n'étant rigoureusement pas T.E.M, la constante de propagation évolue en fonction de la fréquence. Aussi, les caractéristiques sont fournies par la méthode numérique (A.D.S).

Notre objectif étant de caractériser des matériaux jusqu'à 40 GHz, nous comparons les évolutions des différents termes "q" pour deux points de fréquences 10 GHz et 30 GHz par rapport à l'étude quasi-statique. Les courbes sont tracées en fonction de la structure de la cellule. Afin de ne pas alourdir les figures, notre choix sur les caractéristiques du matériau s'est

légende: ——— quasi-statique  
 .....  $f = 10 \text{ GHz}$  ( $h = 635 \mu\text{m}$ )  
 - - - - -  $f = 30 \text{ GHz}$

par la méthode numérique "A.D.S" (Approche dans le Domaine Spectral).

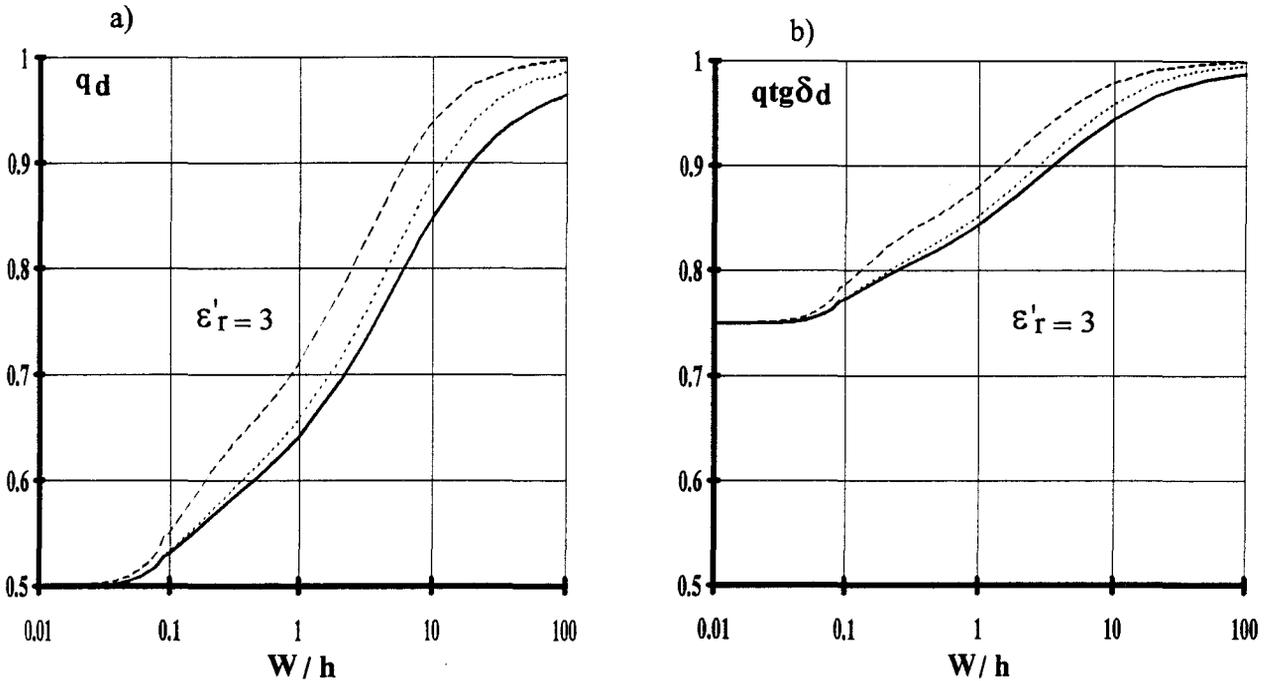


figure 2-17: évolutions de  $q_d$  et  $qtg\delta_d$  ( $\epsilon_r = 3$ ) en fonction de la structure de la cellule microruban et de la fréquence.

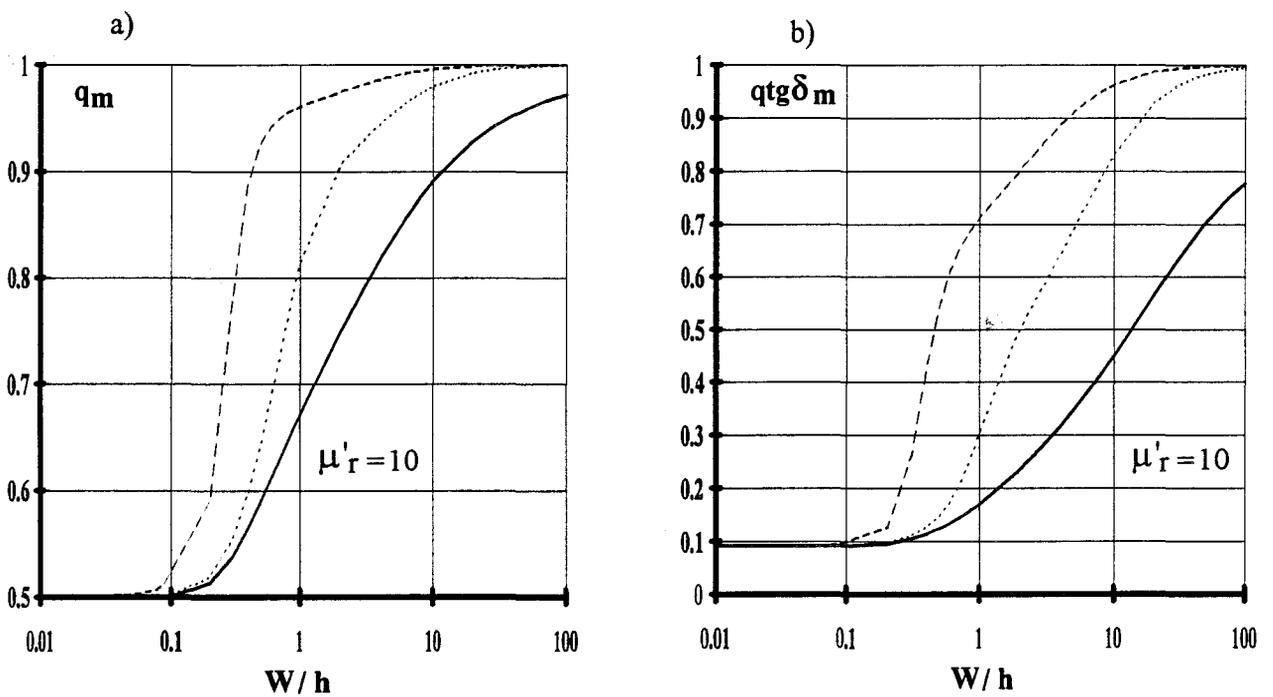


figure 2-18: évolutions de  $q_m$  et  $qtg\delta_m$  ( $\mu_r = 10$ ) en fonction de la structure de la cellule microruban et de la fréquence.

limité à une valeur de permittivité égale à 3 et de perméabilité égale à 10, puisque ces valeurs correspondent à une faible concentration d'énergie dans la cellule considérée. Les variations par rapport à l'étude quasi-statique seront donc plus accentuées. L'épaisseur du matériau reste fixée à  $635\mu\text{m}$ , puisqu'il s'agit d'une valeur normalisée par des fabricants de matériaux pour des applications hyperfréquences et  $63.5\mu\text{m}$  pour une étude complémentaire de la cellule coplanaire.

### **a) Cellule microruban**

L'influence de la fréquence sur les évolutions de " $q_d$ " et " $q_{tg\delta d}$ " tracées figure 2-17, confirme que la concentration d'énergie dans un matériau purement diélectrique croît avec la fréquence. Néanmoins pour des faibles largeurs de ruban  $\frac{W}{h} < 0.03$ , l'évolution fréquentielle est plus faible puisque l'influence du ruban est moindre.

Les facteurs " $q_m$ " et " $q_{tg\delta m}$ " sont tracés figure 2-18. Si la fréquence n'a pas d'influence notable lorsque la largeur du ruban est petite, les évolutions fréquentielles des caractéristiques de structures à large ruban  $\frac{W}{h} > 0.1$  tendent rapidement vers la limite 1. Ceci montre la forte concentration d'énergie dans le matériau.

### **b) Cellule coplanaire**

Dans le cas d'un matériau purement diélectrique (figure 2-19) ou d'un matériau supposé purement magnétique (figure 2-20), les variations des différents facteurs " $q$ " sont très faibles suivant la fréquence. Par conséquent, la constante de propagation varie peu et contrairement à la cellule microruban, l'énergie concentrée dans le matériau n'augmente que très faiblement en fonction de la fréquence.

Dans le cas où  $h = 635\mu\text{m}$ , nous pouvons déduire que la répartition spatiale de l'énergie est équilibrée entre le matériau et l'air. Ceci résulte des effets de pointes entre le

légende: ———— quasi-statique  
 ..... f = 10 GHz (W+2S = 175 μ m)  
 - - - - - f = 30 GHz

par la méthode numérique "A.D.S" (Approche dans le Domaine Spectral).

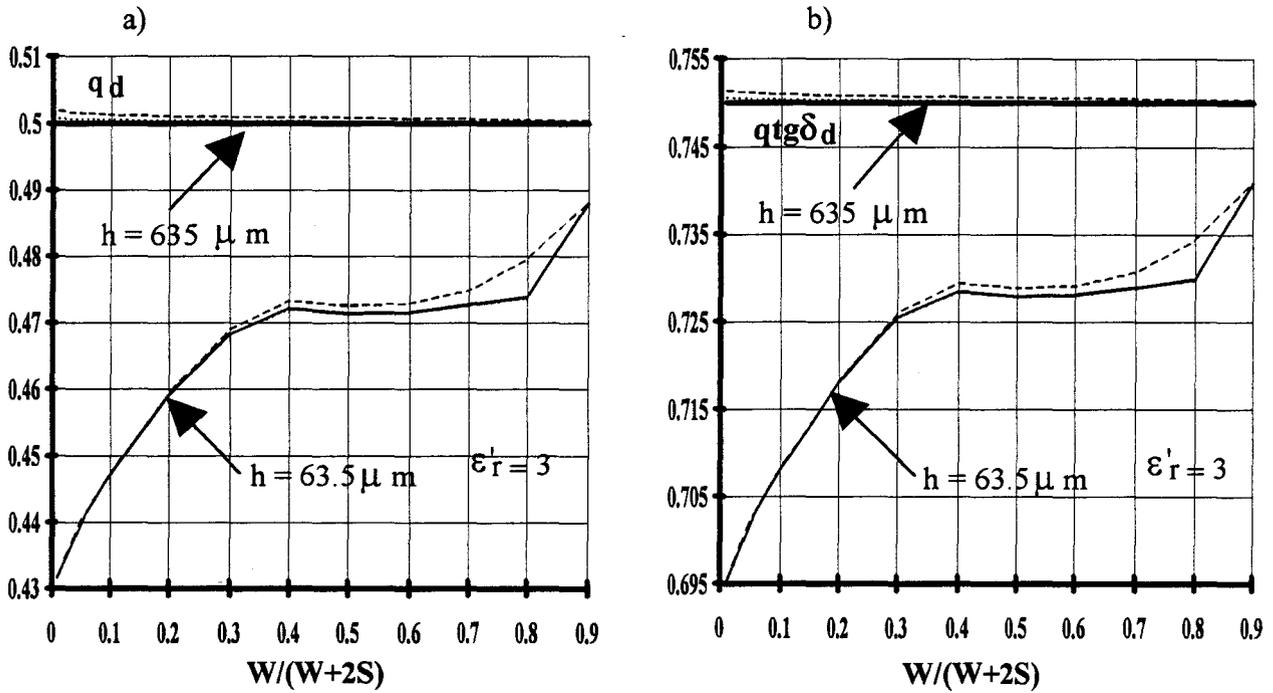


figure 2-19: évolutions de  $q_d$  et  $qtgd_d$  ( $\epsilon_r = 3$ ) en fonction de la structure de la cellule coplanaire et de la fréquence.

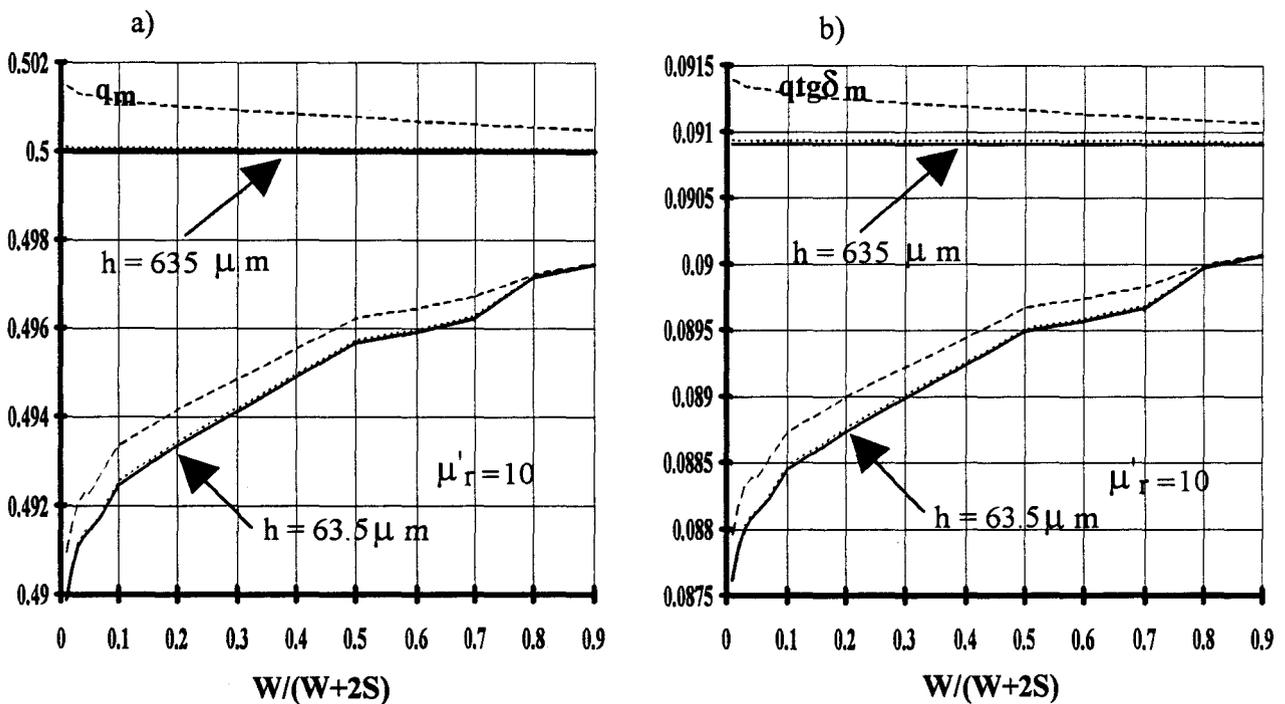


figure 2-20: évolutions de  $q_m$  et  $qtgd_m$  ( $\mu_r = 10$ ) en fonction de la structure de la cellule coplanaire et de la fréquence.

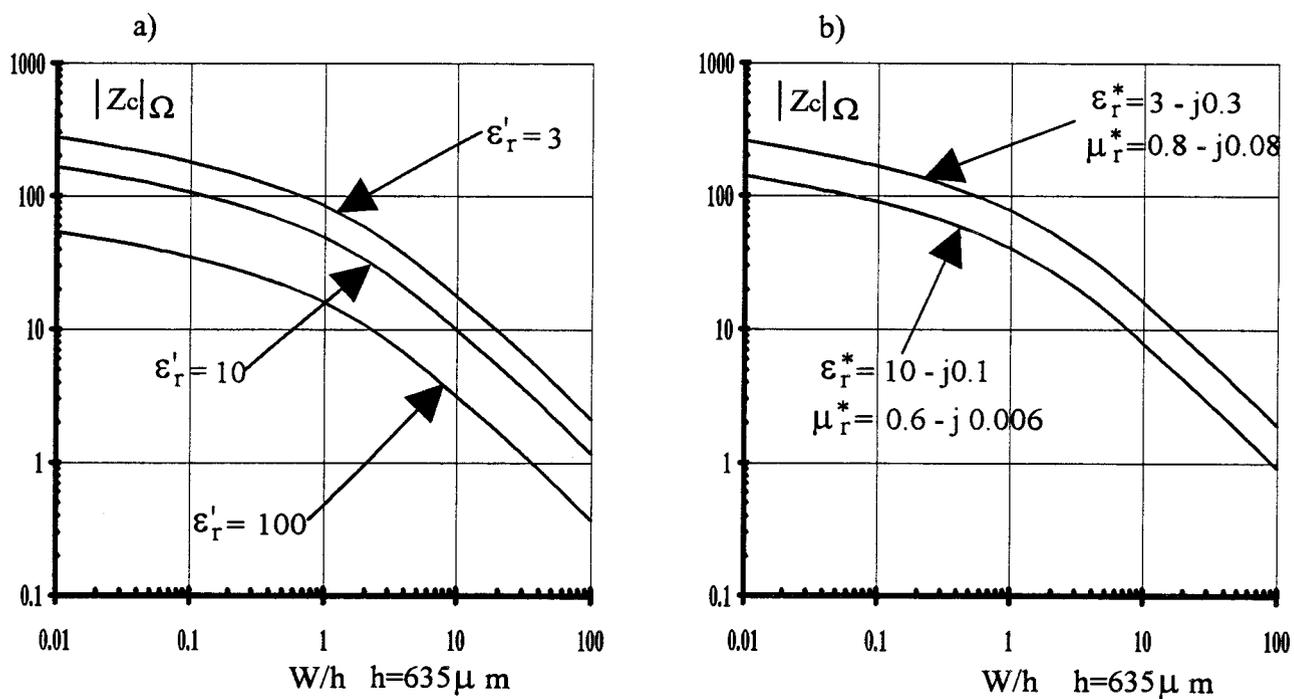


figure 2-21: variation de l'impédance caractéristique d'une cellule microruban en fonction de la structure ( $W/h$ ) et la nature du matériau.

conducteur central "W" et les deux plans de masse. Par contre lorsque  $h < W+2S$ , l'énergie est plus localisée dans l'air.

#### 2-6-4 Etude quasi-statique de l'impédance caractéristique

Dans ce paragraphe, nous comparons les valeurs des impédances caractéristiques déduites des relations analytiques (§ 2-4-1 avec  $Z_c = \left| Z_0' \sqrt{\frac{\mu_{\text{reff}}^*}{\epsilon_{\text{reff}}^*}} \right|$ ) à celles obtenues par la méthode numérique (A.D.S). Ces comparaisons sont effectuées pour les cellules microruban et coplanaire pour différents types de matériaux en considérant la propagation quasi-TEM.

La comparaison des résultats obtenus par les deux méthodes pour le calcul de l'impédance caractéristique permet non seulement de vérifier les résultats, mais aussi d'optimiser rapidement la structure de la cellule de façon à effectuer des mesures les plus précises possible. Cette optimisation est décrite au paragraphe 3-4-2.

##### a) cellule microruban

Nous avons tracé les impédances caractéristiques en fonction de la structure de la cellule, pour des matériaux purement diélectriques et sans pertes (figure 2-21a) et suivant différentes valeurs de permittivités et perméabilités (figure 2-21b). Les résultats obtenus par la méthode numérique "A.D.S", la fréquence étant inférieure à 1 GHz, et par les relations analytiques (§ 2-4-1 avec  $Z_c = \left| Z_0' \sqrt{\frac{\mu_{\text{reff}}^*}{\epsilon_{\text{reff}}^*}} \right|$ ) sont confondus. L'écart est inférieur à 0.5%.

La structure affecte fortement l'impédance caractéristique. Cette dernière diminue lorsque le rapport largeur du ruban "W" épaisseur du matériau "h" augmente. Ceci est la preuve d'une meilleure concentration de l'énergie dans le matériau. Un effet identique est obtenu en utilisant un matériau de permittivité plus importante.

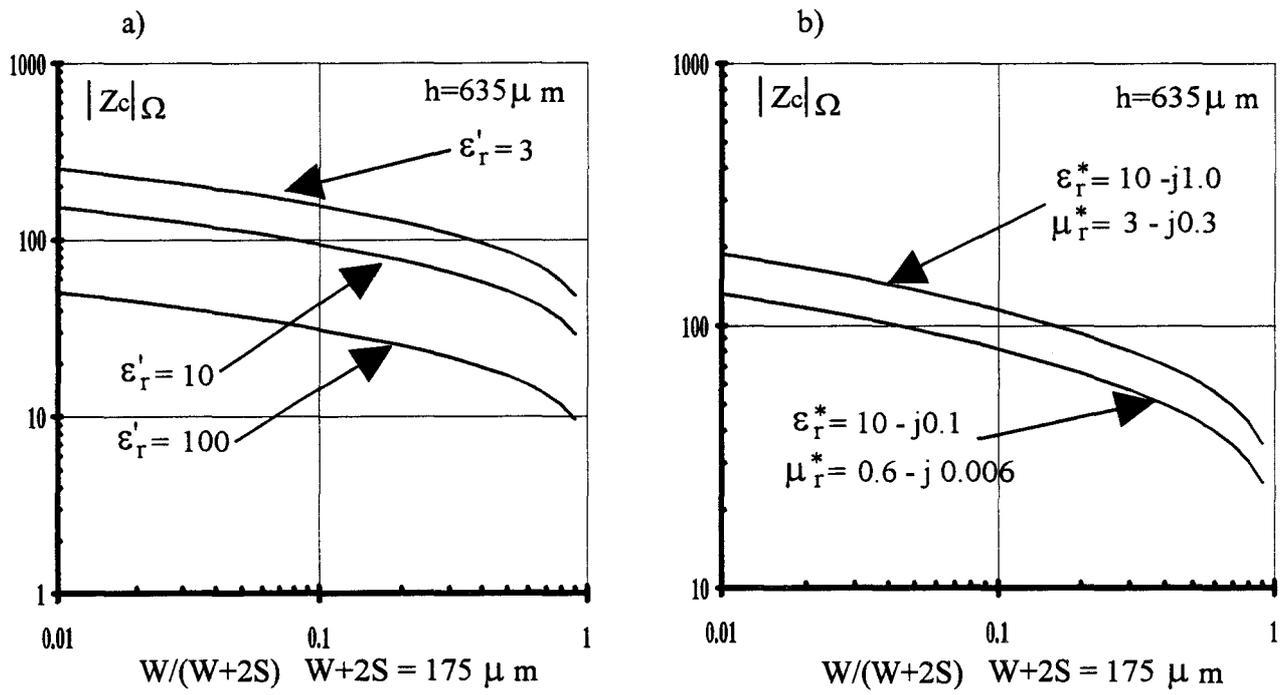


figure 2-22: variation de l'impédance caractéristique d'une cellule coplanaire en fonction de la structure ( $W/W+2S$ ) et la nature du matériau.

### **b) cellule coplanaire**

Comme pour la cellule microruban, la figure 2-22 montre l'évolution de l'impédance caractéristique en fonction de la largeur du ruban "W" tracée pour différents types de matériaux en quasi-statique et à partir des relations analytiques (§ 2-4-1 avec  $Z_c = \left| Z_0 \sqrt{\frac{\mu_{\text{reff}}^*}{\epsilon_{\text{reff}}^*}} \right|$ ). Dans le cas de cette cellule, les résultats obtenus par les deux méthodes ne

diffèrent que de 2 %.

Seule l'approche dans le domaine spectral est valable pour des matériaux d'épaisseur inférieure à "W+2S". En effet, cette méthode ne fait aucune hypothèse sur l'épaisseur contrairement aux relations analytiques qui considèrent cette grandeur infinie.

Sur la figure 2-22a, nous notons que dans le cas de matériaux présentant de faibles permittivités, il sera difficile ( $\epsilon_r' = 3$ ) voire impossible ( $\epsilon_r' < 3$ ) d'avoir une impédance caractéristique de 50  $\Omega$  avec ce type de cellule.

### **2-6-5 Evolution fréquentielle de l'impédance caractéristique**

La propagation d'une onde à travers ces cellules étant hybride, l'impédance caractéristique évolue en fonction de la fréquence. Il est important d'étudier cette évolution pour une structure donnée, puisque notre objectif est la caractérisation de matériaux dans une large bande de fréquences (45 MHz - 40 GHz).

Ainsi, dans le but de faire un choix entre les deux types de cellules et de définir le domaine de validité de l'approximation T.E.M, il est intéressant de comparer les évolutions fréquentielles de ces deux cellules pour une même impédance caractéristique statique. Aussi, nous avons optimisé les structures de ces cellules, afin d'avoir une impédance caractéristique statique proche de 50 ohms, pour les différents matériaux étudiés. De façon à observer l'influence de la fréquence sur l'impédance caractéristique, nous considérons les caractéristiques électromagnétiques  $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$  des matériaux constantes. Cette étude est effectuée jusqu'à 100 GHz.

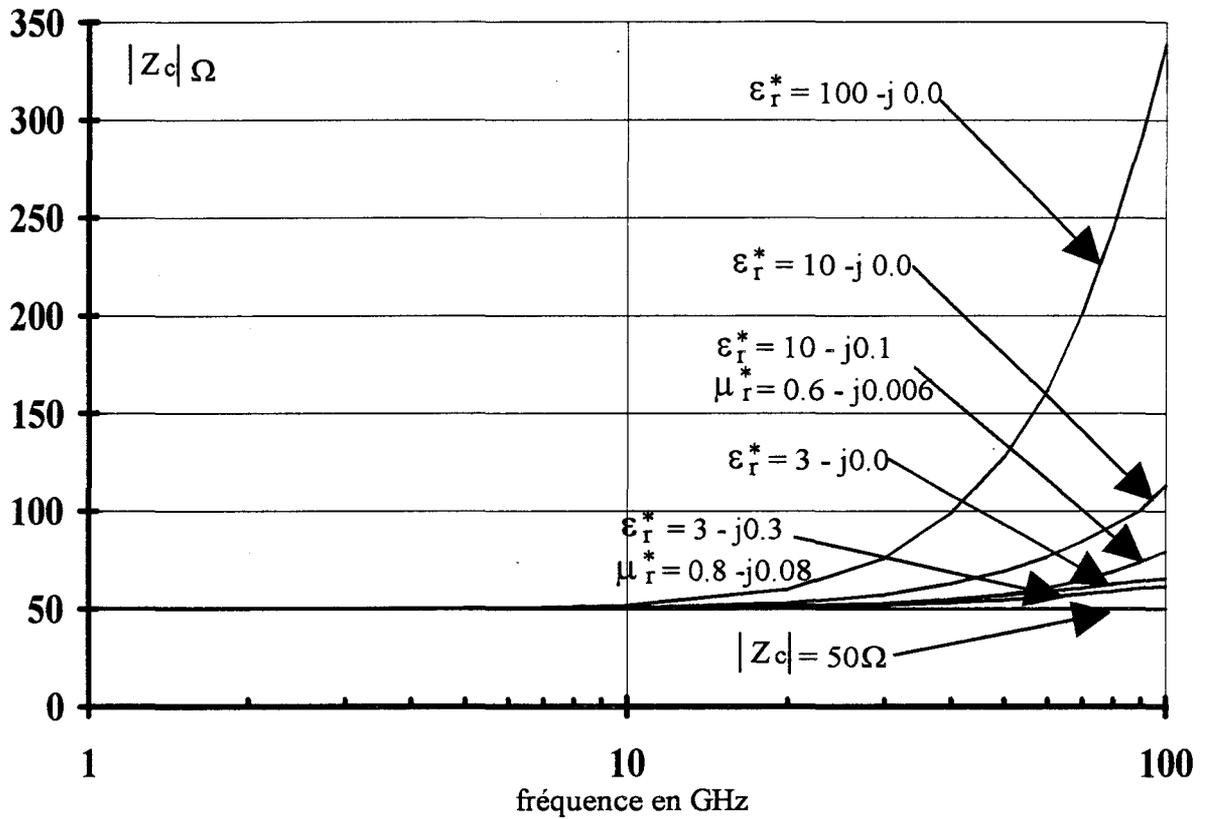


figure 2-23: évolution de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence d'une cellule microruban pour différentes caractéristiques de matériaux.

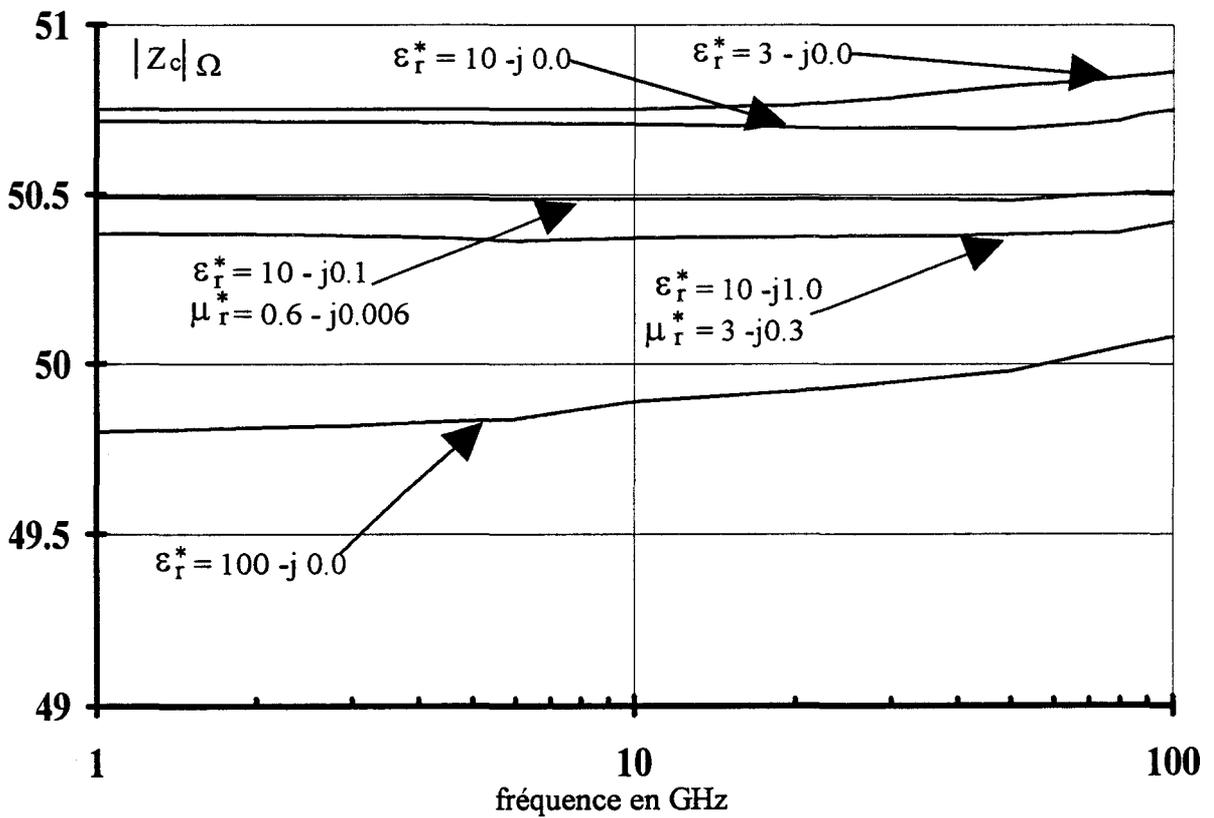


figure 2-24: évolution de l'impédance caractéristique en fonction de la fréquence d'une cellule coplanaire pour différentes caractéristiques de matériaux.

Les figures 2-23 et 2-24 relatives aux cellules microruban et coplanaire, permettent de mettre en évidence la variation fréquentielle de l'impédance caractéristique (pour le mode fondamental) plus importante pour la ligne microruban que pour la ligne coplanaire. Ceci a déjà été constaté également lors de l'étude fréquentielle de la grandeur de propagation (cf § 2-5-3). Ainsi pour la cellule coplanaire (figure 2-24), la variation de l'impédance caractéristique, des permittivité et perméabilité relatives effectives en fonction de la fréquence étant très faible, nous pouvons considérer que l'approximation TEM est valable dans la bande de fréquences 0 - 40 GHz.

### 2-6-6 Conclusion

L'étude que nous avons réalisée sur la propagation du mode fondamental dans les cellules microruban et coplanaire, a permis de (cf tableau 2-6):

- de montrer que la concentration d'énergie dans le matériau dépend de la topologie de la cellule.

Pour la cellule coplanaire, nous conseillons de réaliser des cellules dont l'épaisseur "h" est supérieure à "W+2S", de manière à avoir une propagation de l'onde se répartissant au moins autant dans le matériau que dans l'air. Ces cellules sont plus adaptées à la caractérisation de matériaux purement diélectrique de fortes permittivités ( $\epsilon_r' > 3$ ) et à des matériaux diamagnétiques ( $\mu_r' < 1$ ).

Par contre, la cellule microruban permet suivant le nature du matériau à caractériser (purement diélectrique ou magnétique) de choisir une topologie adéquate de manière à avoir le plus de concentration d'énergie dans le matériau. Aussi, nous préférons utiliser cette cellule à la cellule coplanaire pour des matériaux purement diélectrique de permittivité inférieure à 10. Ceci se justifie du fait d'une meilleure concentration d'énergie (d'autant plus importante que la fréquence augmente), par l'apparition des premiers modes supérieures dans la

## Chapitre 2

Type de cellule	Traitement mathématique de la propagation	Matériaux susceptibles d'être caractérisés (concentration d'énergie dans le matériau)
cellule coplanaire	relations analytiques  pour $h > W + 2S$	matériaux à fortes pertes: - purement diélectrique: $\epsilon'_r > 3$ - diamagnétique $h > W + 2S$
cellule microruban	méthode numérique "A.D.S"	matériaux: - purement diélectrique: $\epsilon'_r < 10$ - magnétique

tableau 2-6: matériaux susceptibles d'être caractérisés en fonction du type de cellule et traitement numérique associé.

gamme de fréquences 0.05 - 40 GHz pour des permittivités importantes ( $\epsilon_r' > 10$ ) et des largeurs de ruban  $W > h$ . Des précautions de mesures (limitation de la gamme de fréquences) sont à prendre pour caractériser des matériaux magnétiques lorsque  $W > h$ .

- de vérifier la concordance en quasi-statique entre les résultats fournis par les relations analytiques et ceux obtenus par la méthode numérique "A.D.S" sur les permittivités effectives, perméabilités effectives ( $\mu_r' < 1$ ) et les impédances caractéristiques. Une étude fréquentielle a permis de montrer:

- pour la cellule coplanaire, lorsque  $h > W + 2S$ , que la permittivité effective et l'impédance caractéristique présentent une faible dispersion. Ainsi, les relations analytiques seront préférées à la méthode numérique (A.D.S) pour leur rapidité de traitement.

- pour la cellule microruban que seule la méthode numérique "A.D.S" permet de tenir compte des dispersions des permittivité et perméabilité effectives ainsi que de l'impédance caractéristique.

## **2-7 Les pertes**

L'atténuation d'une onde à travers une cellule de type microruban ou coplanaire est due aux pertes diélectriques du matériau à caractériser, aux pertes par effet joule des rubans conducteurs et au rayonnement des discontinuités que présente la cellule.

De manière à caractériser les pertes des matériaux, il est nécessaire d'en estimer l'importance relative par rapport aux pertes métalliques et de rayonnement. Une étude théorique, rigoureuse des pertes est difficilement réalisable. Aussi, nous utilisons l'approche analytique décrite dans la littérature [2-24][2-25]. De façon à connaître l'atténuation

correspondant d'une part aux pertes diélectriques et d'autre part aux pertes magnétiques, nous simulons séparément deux types de matériaux fictifs, l'un est purement diélectrique et l'autre purement magnétique, respectivement de mêmes permittivité et perméabilité complexes que le matériau étudié.

Pour le mode fondamental considéré en caractérisation des matériaux, nous étudions l'évolution des différentes atténuations en fonction de la géométrie de la cellule et des propriétés du matériau.

### 2-7-1 Les pertes métalliques

Les pertes métalliques sont dues à la conductivité finie des rubans conducteurs. Les relations analytiques font intervenir la pénétration des champs et des courants dans les conducteurs métalliques. Elles diffèrent suivant la configuration de la cellule. Elles sont valables pour des épaisseurs de conducteur supérieures à trois fois l'épaisseur de peau " $\delta$ " (ceci est vérifié pour nos cellules de mesures à partir de 1 GHz) et inférieures à l'épaisseur du matériau ( $\frac{t}{h} < 0.01$ ).

#### a) Cellule microruban

Les travaux effectués par H.A WHEELER [2-24] puis repris par R.A. PUCCEL [2-25] permettent, à partir de relations analytiques, de déterminer l'atténuation " $\alpha_c$ " de la cellule microruban:

$$\alpha_c \approx 8.686 \frac{R_f}{Z_0 h} \sqrt{\frac{\epsilon'_{\text{reff}}}{\mu'_{\text{reff}}}} A_p \text{ en dB/cm} \quad (2-31)$$

avec  $h$  exprimé en cm,  $R_f = \sqrt{\pi f \rho \mu_0 \mu'_r}$  résistance spécifique de surface du conducteur en ohm ( $\Omega$ ) ( $\rho$  est la résistivité du conducteur en  $\Omega\text{cm}$ ) et  $A_p$  dépend de la géométrie de la ligne

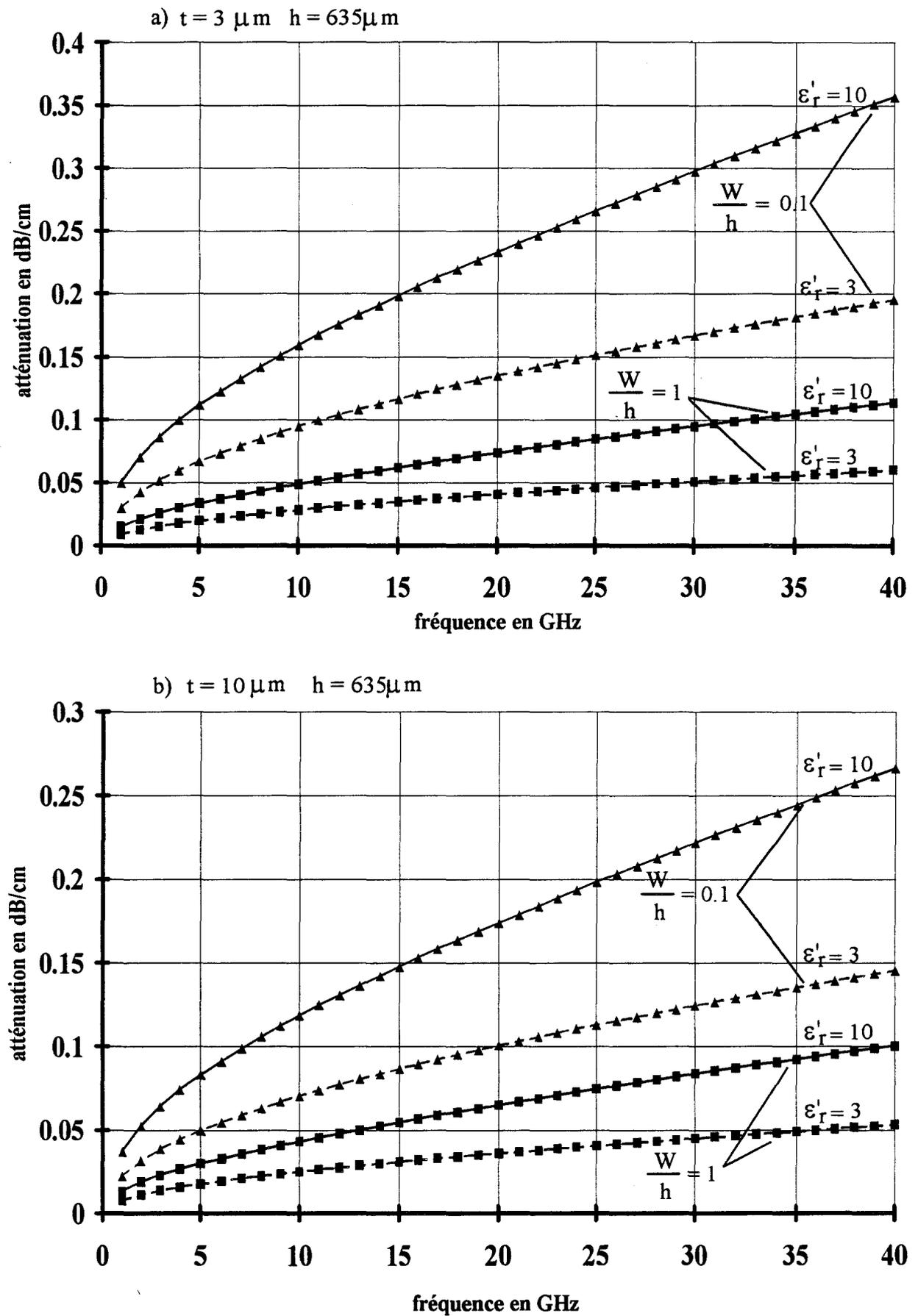


figure 2-25: pertes métalliques de la cellule microruban en fonction de la fréquence, de la structure et des caractéristiques du matériau (purement diélectrique).

telle que [2-25]:

$$\bullet 0 < \frac{W}{h} < \frac{1}{2\pi}:$$

$$A_p = \frac{1}{2\pi} \left[ 1 - \left( \frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] \left[ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left( \frac{t}{W} + \ln \left( \frac{4\pi W}{t} \right) \right) \right] \quad (2-32)$$

$$W_e = \frac{t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{4\pi W}{t} \right) \right] \quad (2-33)$$

$$\bullet \frac{1}{2\pi} \leq \frac{W}{h} \leq 2:$$

$$A_p = \frac{1}{2\pi} \left[ 1 - \left( \frac{W_e}{4h} \right)^2 \right] \left[ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left( \ln \left( \frac{2h}{t} \right) - \frac{t}{h} \right) \right] \quad (2-34)$$

$$W_e = \frac{t}{\pi} \left[ 1 + \ln \left( \frac{2h}{t} \right) \right] \quad (2-35)$$

$$\bullet 2 < \frac{W}{h} < \infty:$$

$$A_p = \frac{\frac{W_e}{h} + \frac{W_e}{\pi h \left( \frac{W_e}{2h} + 0.94 \right)}}{\left[ \frac{W_e}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left( 5.44 \pi \left( \frac{W_e}{2h} + 0.94 \right) \right) \right]^2} \left[ 1 + \frac{h}{W_e} + \frac{h}{\pi W_e} \left( \ln \left( \frac{2h}{t} \right) - \frac{t}{h} \right) \right] \quad (2-36)$$

et  $W_e$  est identique à la relation (2-35).

Les évolutions des pertes métalliques d'une ligne microruban sont représentées sur la figure 2-25 dans le cas où le matériau est purement diélectrique et sur la figure 2-26 pour un matériau fictif purement magnétique. Les simulations sont effectuées pour une épaisseur de

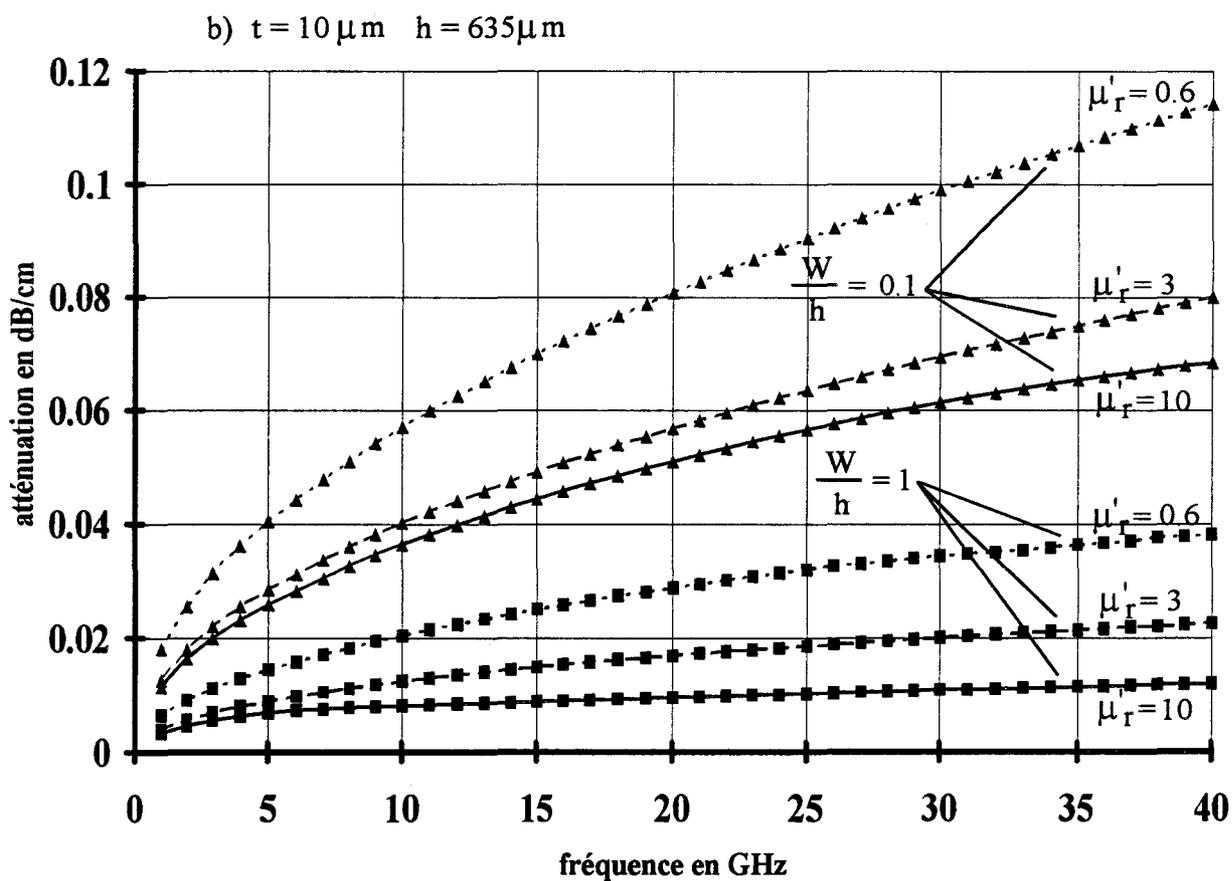
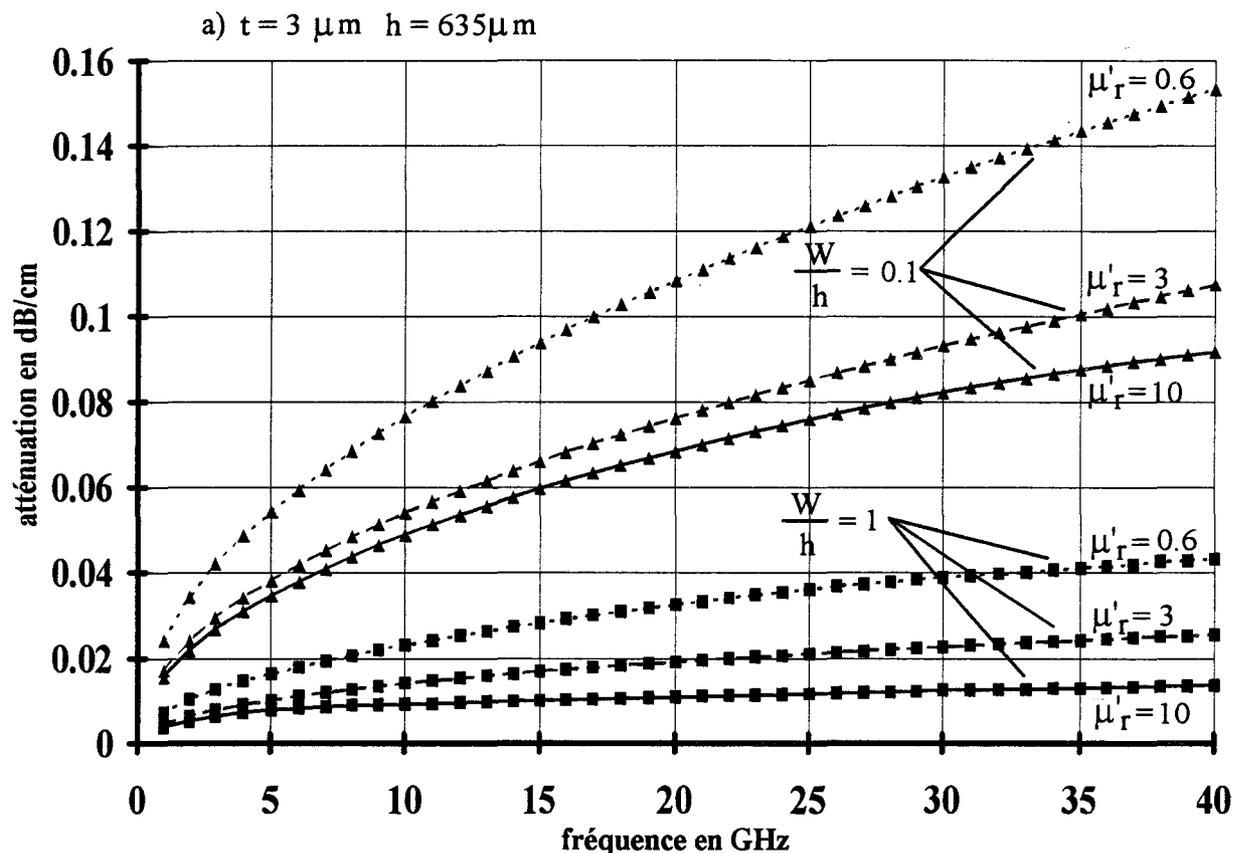


figure 2-26: pertes métalliques de la cellule microruban en fonction de la fréquence, de la structure et des caractéristiques du matériau (purement magnétique).

matériau fixée à  $635\mu\text{m}$  (correspondant à une épaisseur standard de matériau commercialisé par les constructeurs) et différentes largeurs de ruban ( $\frac{W}{h} = 0.1, \frac{W}{h} = 1$ ) correspondant aux cas de mesures, ce qui permet de réaliser une étude pour une faible et moyenne concentration d'énergie dans le matériau. Différentes épaisseurs de rubans conducteurs "t" en or sont considérées ( $t = 3\mu\text{m}, t = 10\mu\text{m}$ ), celles-ci représentent les valeurs limites que nous utiliserons lors des mesures.

A l'épaisseur de métallisation la plus petite et au ruban le plus étroit correspondent les pertes métalliques les plus importantes, que le matériau soit purement diélectrique ou purement magnétique. Ceci s'explique par la présence d'un effet de bord plus prononcé, les courants de surface étant moins bien répartis sur le conducteur.

Nous constatons que les évolutions fréquentielles des pertes métalliques croissent en fonction de la permittivité pour un matériau purement diélectrique (figures 2-25a-b) et décroissent en fonction de la perméabilité pour un matériau purement magnétique (figures 2-26a-b). Ceci se justifie puisque les permittivités et perméabilités relatives effectives interviennent respectivement au numérateur et au dénominateur de la relation 2-31.

### **b) Cellule coplanaire**

La relation analytique (2-31) permettant de calculer l'atténuation due aux pertes dans le ruban conducteur reste valable pour la cellule coplanaire. Seul le terme  $A_p$ , qui dépend de la configuration géométrique de la ligne, change. Il s'écrit [2-10]:

$$A_p = \frac{h}{1.6 \cdot K^2(k) \cdot D \left(1 - \left(\frac{W}{D}\right)^2\right)} \left[ \frac{2D}{W} \cdot \left( \pi + \ln \left( \frac{4\pi W \left(1 - \frac{W}{D}\right)}{t \left(1 + \frac{W}{D}\right)} \right) \right) + \left( \pi + \ln \left( \frac{4\pi D \left(1 - \frac{W}{D}\right)}{t \left(1 + \frac{W}{D}\right)} \right) \right) \right] \quad (2-37)$$

avec  $D = W + 2S, k = \frac{W}{W + 2S}$

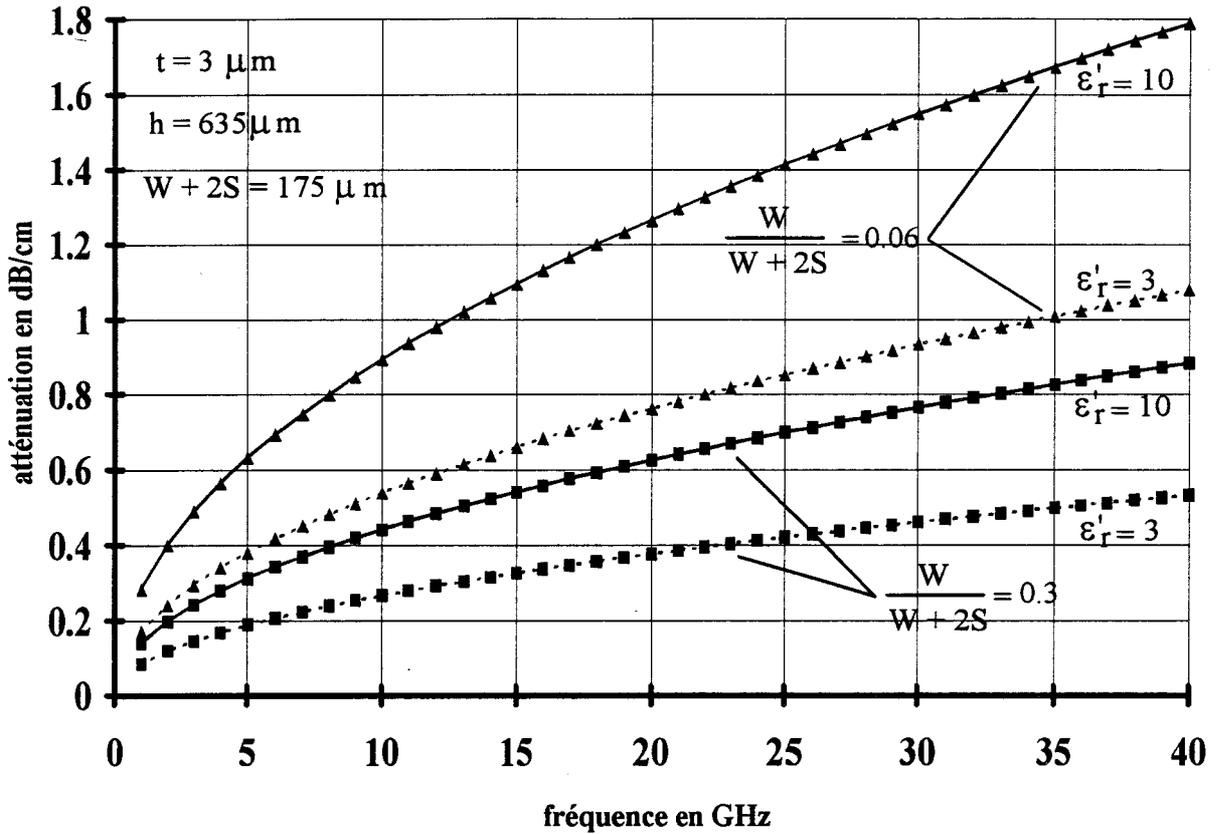


figure 2-27: pertes métalliques de la cellule coplanaire en fonction de la fréquence, de la structure et des caractéristiques du matériau (purement diélectrique).

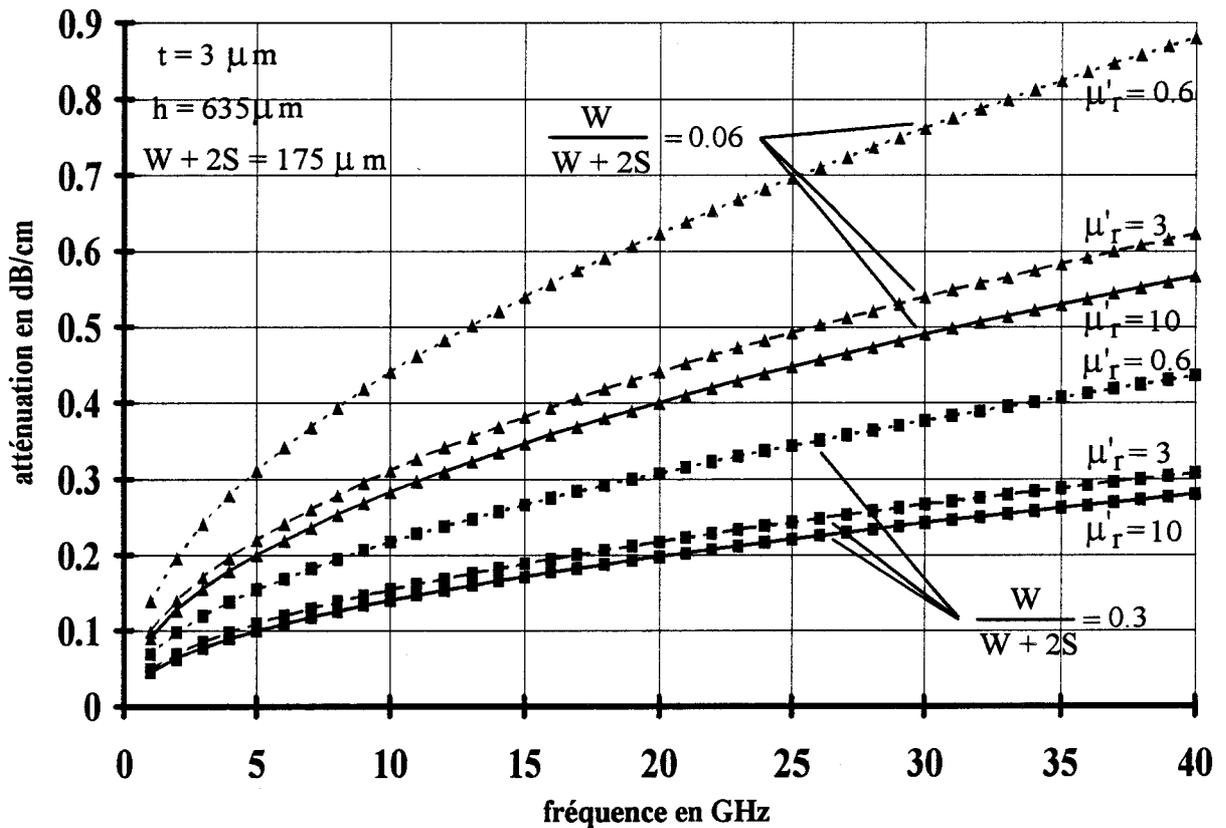


figure 2-28: pertes métalliques de la cellule coplanaire en fonction de la fréquence, de la structure et des caractéristiques du matériau (purement magnétique).

et  $K(k)$  défini comme suit par des relations analytiques:

- $0 \leq k \leq 0.71$ :

$$K(k) = \frac{\pi}{2} \left( 1 + \frac{2k^2}{8} + 9 \left( \frac{k^2}{8} \right)^2 + 50 \left( \frac{k^2}{8} \right)^3 + 306.250 \left( \frac{k^2}{8} \right)^4 + \dots \right)$$

- $0.71 < k \leq 1$ :

$$K(k) = p + (p-1) \left( \frac{k'^2}{4} \right) + 9 \left( p - \frac{7}{6} \right) \left( \frac{k'^4}{64} \right) + 25 \left( p - \left( \frac{37}{30} \right) \right) \left( \frac{k'^6}{256} \right) + \dots$$

$$\text{et } p = \ln \left( \frac{4}{k'} \right) = \ln \left( \frac{4}{\sqrt{1-k^2}} \right)$$

Les atténuations sont représentées sur les figures 2-27 et 2-28, pour deux largeurs de ruban ( $W = 52.5\mu\text{m}$  et  $10.5\mu\text{m}$ ) afin de mettre en évidence l'influence de la concentration d'énergie dans le matériau sur les pertes métalliques, une épaisseur de matériau ( $h = 635\mu\text{m}$ ) et de métallisation ( $t = 3\mu\text{m}$ ). Cette dernière correspond à une métallisation correcte pour une fréquence supérieure à 1 GHz. En effet, nous avons vérifié que la réduire provoque une augmentation importante des pertes métalliques. Les valeurs de permittivités et de perméabilités utilisées sont identiques à celles retenues lors des simulations avec la cellule microruban. La grandeur  $W + 2S$  est fixée à  $175\mu\text{m}$  correspondant à la configuration du dispositif de mesure sous pointe décrit au 3<sup>e</sup> chapitre.

Les évolutions fréquentielles des atténuations sont similaires à celles de la cellule microruban. Ainsi les pertes métalliques croissent comme la racine carré de la fréquence, elles évoluent comme la permittivité et inversement à la perméabilité.

De manière à déterminer la validité des relations analytiques, nous les comparons (figures 2-29 et 2-30) aux mesures effectuées par M. E. GOLDFARB, A. P. PLATZKER

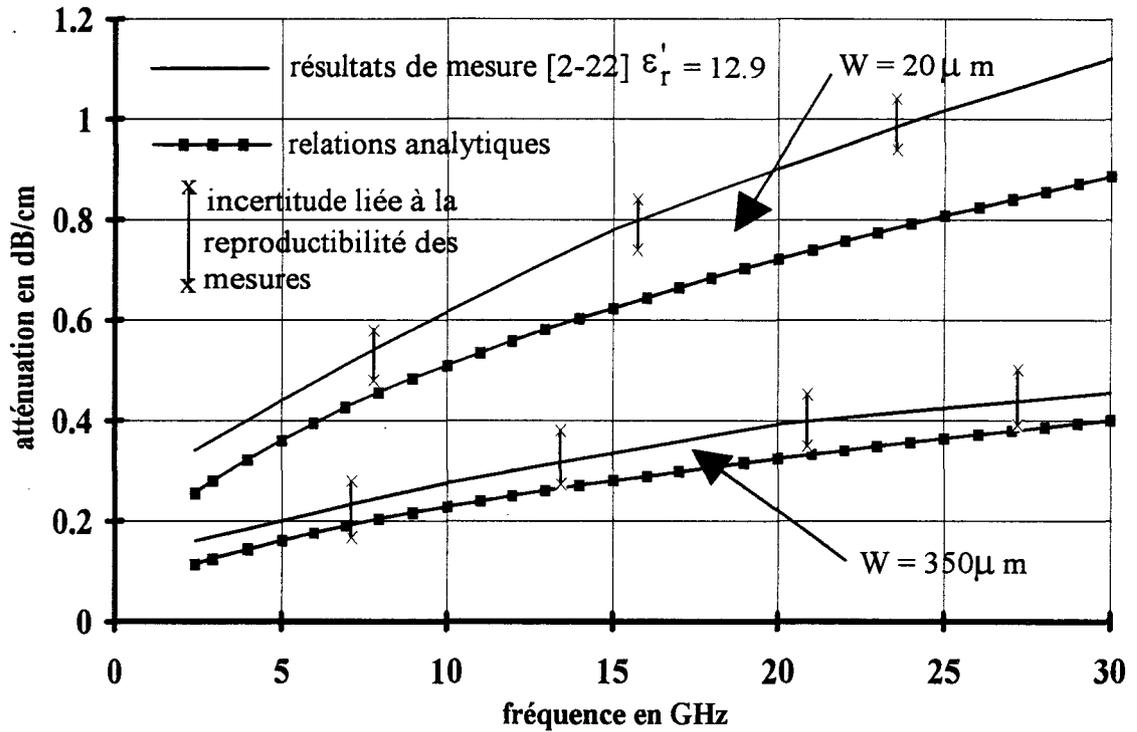


figure 2-29: évolution fréquentielle des pertes métalliques - cellule microruban (épaisseur du matériau  $100 \mu m$ , épaisseur du ruban  $3 \mu m$ ).

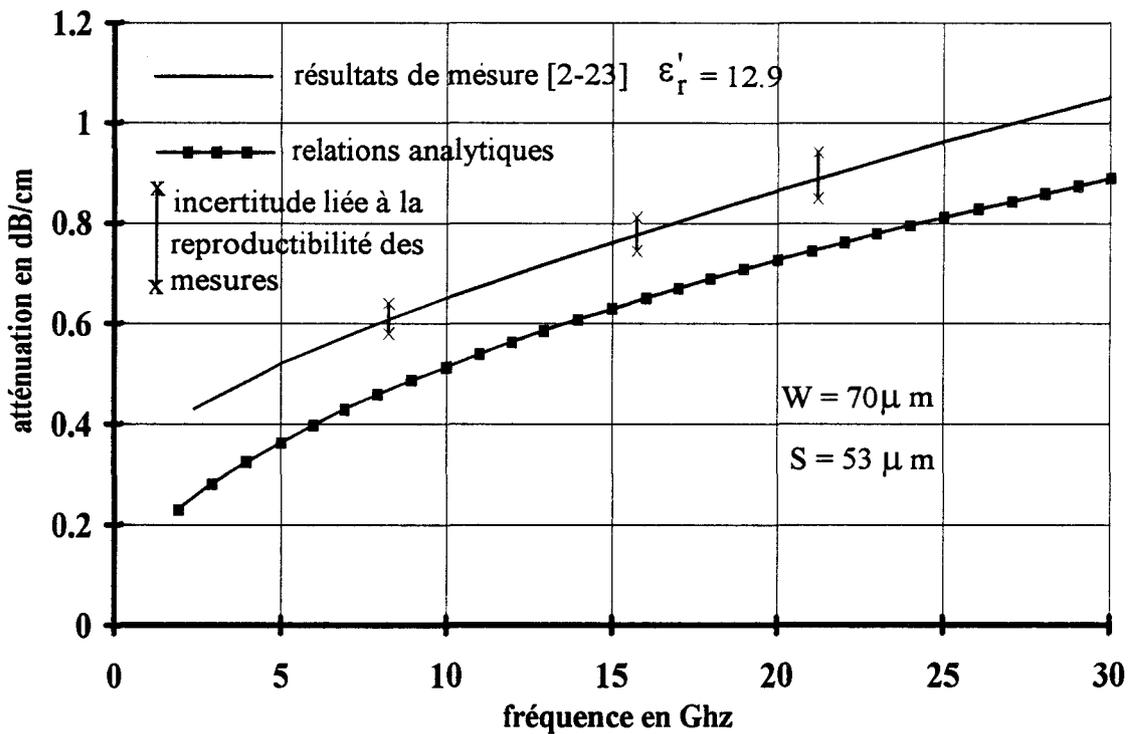


figure 2-30: évolution fréquentielle des pertes métalliques - cellule coplanaire (épaisseur du matériau  $420 \mu m$ , épaisseur du ruban  $1.5 \mu m$ ).

[2-26] en structure microruban et par M. HELAL [2-27] en structure coplanaire. Dans les deux cas le matériau est de l'Arséniure de Gallium non dopé de permittivité 12.9. L'épaisseur de métallisation respecte la condition liée à la profondeur de peau ( $t > 3\delta$ ). La comparaison des résultats montre que pour les deux types de cellules, les relations analytiques sous-estiment les pertes dues à la nature dissipatrice des rubans. Cet écart est lié également à la couche d'accrochage (titane) utilisée entre le ruban conducteur (or) et le matériau (GaAs), puisqu'elle présente une conductivité moins bonne que l'or. Dans les relations analytiques, nous n'avons pas pris en compte l'épaisseur de cette couche d'accrochage.

Obtenir des pertes métalliques les plus faibles possible constitue un critère de choix du type de cellule à utiliser. Dans ce but, nous comparons les pertes métalliques de cellules microruban et coplanaire de même impédance caractéristique (statique)  $50 \Omega$ . Trois types de matériaux sont étudiés, leurs caractéristiques électromagnétiques sont:

- matériau purement diélectrique "A":  $\epsilon_r' = 10 \quad \epsilon_r'' = 0.5 \quad \mu_r' = 1 \quad \mu_r'' = 0$
- matériau paramagnétique "B":  $\epsilon_r' = 10 \quad \epsilon_r'' = 0.1 \quad \mu_r' = 3 \quad \mu_r'' = 0.2$
- matériau diamagnétique "C":  $\epsilon_r' = 10 \quad \epsilon_r'' = 0.1 \quad \mu_r' = 0.5 \quad \mu_r'' = 0.033$ .

Les dimensions géométriques des cellules diffèrent suivant le matériau de manière à conserver l'impédance caractéristique statique  $50 \Omega$ . Les valeurs obtenues pour la ligne coplanaire (figure 2-31) sont nettement plus élevées que celles relevées pour la ligne microruban. Ceci est dû surtout à la concentration du champ électromagnétique de la ligne coplanaire localisée dans le plan des conducteurs (effet de pointe), alors que pour la ligne microruban, le champ est réparti entre le plan de masse et le ruban conducteur de façon quasi-uniforme sur toute la largeur de ce dernier.

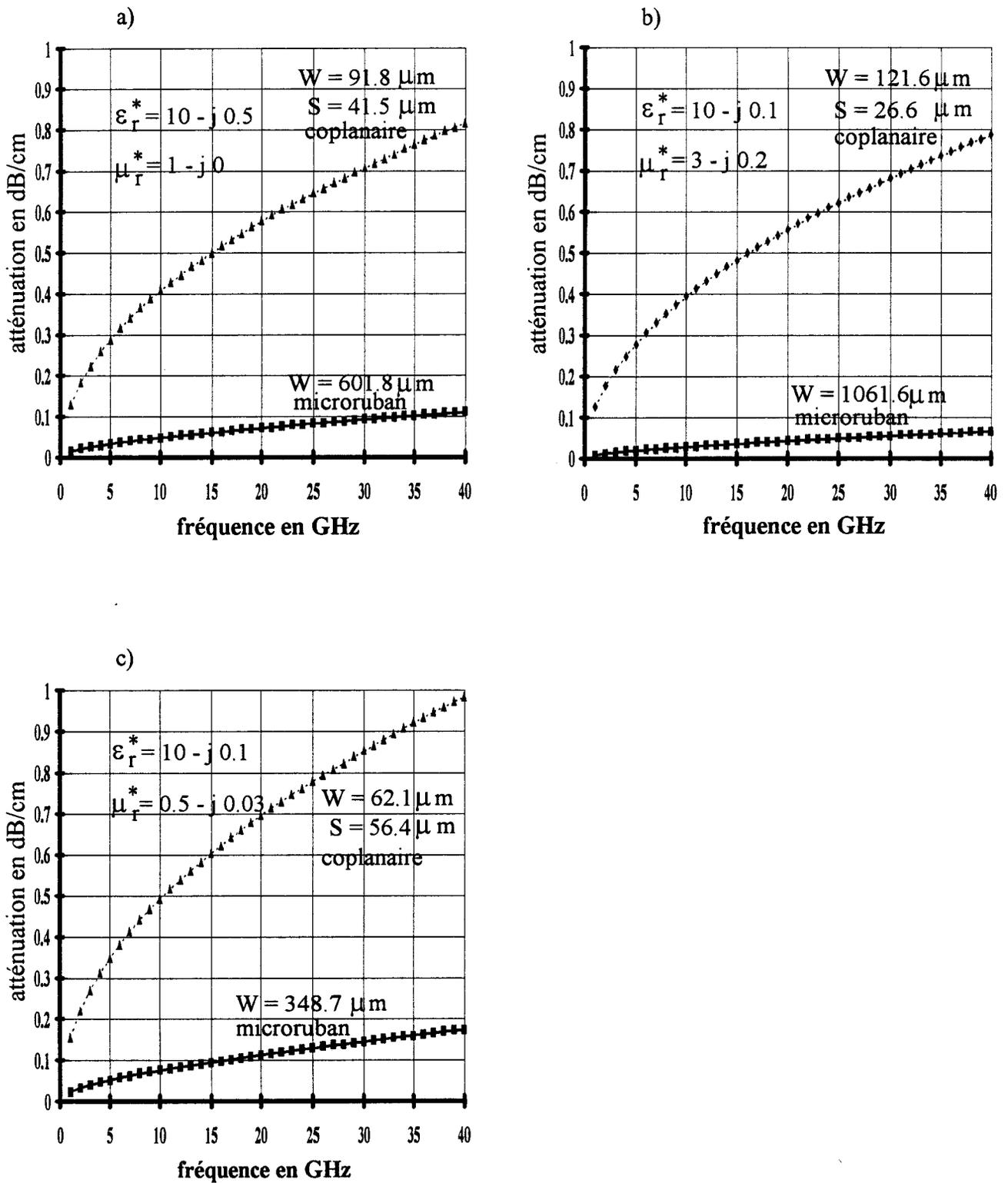


figure 2-31: comparaison des pertes métalliques entre la cellule microruban et coplanaire pour une impédance caractéristique statique de  $50 \Omega$  (h fixée à  $635 \mu\text{m}$ ).

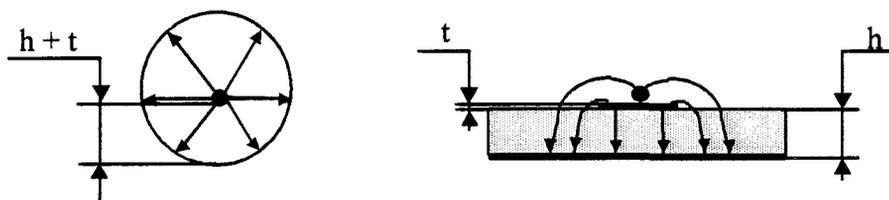


figure 2-32: représentations des lignes de champs électrique entre la transition coaxiale et microruban.

En conclusion, nous préférons la cellule microruban à la cellule coplanaire parce que l'atténuation due aux pertes métalliques est moins importante. Toutefois, ceci se justifie puisque le dispositif de mesure sous pointes de la cellule coplanaire contraint d'avoir " $W + 2S = 175 \mu\text{m}$ ", ce qui limite la largeur du ruban conducteur lors du calcul de l'impédance caractéristique.

### 2-7-2 Les pertes par rayonnement

Les cellules échantillons doivent être connectées à des dispositifs de mesure au moyen de transitions. Ces transitions se présentent sous la forme d'une structure coaxiale lors de l'utilisation d'une cellule microruban ou sous la forme d'une ligne coplanaire lors de l'utilisation de la cellule coplanaire (cf § 3-2). Bien que les lignes de champs du guide coaxial épousent bien celles de la cellule microruban de manière à exciter au mieux le mode fondamental de cette cellule (figure 2-32), ces transitions sont la cause de pertes d'énergie par rayonnement d'autant plus importantes que la désadaptation est grande. L'importance de ces pertes par rayonnement est encore plus prononcée dans la configuration de type dipôle, puisqu'au rayonnement causé par les connexions s'ajoute celui de l'extrémité qu'elle soit ouverte ou court-circuitée. Ce rayonnement est très important, le module du coefficient de réflexion étant proche de l'unité.

L. LEWIN [2-28] a défini la puissance rayonnée des diverses discontinuités par la relation suivante:

$$\frac{P_{\text{ray}}}{P_{\text{inc}}} \cong 2\pi\eta_0 \left(\frac{h}{\lambda_0}\right)^2 \frac{F(\epsilon'_{\text{reff}})}{Z_c} \quad (2-38)$$

telle que:  $P_{\text{inc}} = \text{puissance moyenne arrivant sur la discontinuité} = \frac{U_{\text{inc}}^2}{2Z_c}$ .

$Z_c$  est l'impédance caractéristique de la cellule.

$h$  est l'épaisseur du matériau.

$\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide et  $\eta_0 = 377 \Omega$ .

$F(\epsilon'_{\text{reff}})$ : facteur de rayonnement variant suivant le type de discontinuité.

L'atténuation est obtenue par:  $\alpha(\text{dB}) = -10 \log_{10} (1 - P_{\text{ray}})$ .

La relation de la puissance rayonnée (2-38), valable uniquement pour des largeurs de ruban conducteur "W" et des épaisseurs de matériaux "h" inférieures à  $\lambda_0$ , concerne la totalité des configurations que nous utilisons. Les termes  $F(\epsilon'_{\text{reff}})$  s'expriment différemment suivant la discontinuité étudiée [2-10]:

**a) transition coaxiale-microruban**

$$F(\epsilon'_{\text{reff}}) = \frac{480}{9} \frac{(r_e - r_i)^2 r_i^2}{\pi \eta_0^2 h^4} \frac{Z_m^3}{Z_c} \quad (2-39)$$

$r_e$  = rayon extérieur du guide coaxial

$r_i$  = rayon intérieur du guide coaxial.

$Z_m$  = impédance caractéristique du guide coaxial (50  $\Omega$ ).

**b) cellule microruban ouverte à son extrémité**

$$F(\epsilon'_{\text{reff}}) = \frac{\epsilon'_{\text{reff}} + 1}{\epsilon'_{\text{reff}}} - \frac{(\epsilon'_{\text{reff}} - 1)^2}{2 \epsilon'_{\text{reff}} \sqrt{\epsilon'_{\text{reff}}}} \ln \left( \frac{\sqrt{\epsilon'_{\text{reff}} + 1}}{\sqrt{\epsilon'_{\text{reff}} - 1}} \right) \quad (2-40)$$

**c) cellule microruban court-circuité à son extrémité**

$$F(\epsilon'_{\text{reff}}) = 3 - \frac{1}{\epsilon'_{\text{reff}}} - \left( 3 + \frac{1}{\epsilon'_{\text{reff}}} \right) \frac{\epsilon'_{\text{reff}} - 1}{2 \sqrt{\epsilon'_{\text{reff}}}} \ln \left( \frac{\sqrt{\epsilon'_{\text{reff}} + 1}}{\sqrt{\epsilon'_{\text{reff}} - 1}} \right) \quad (2-41)$$

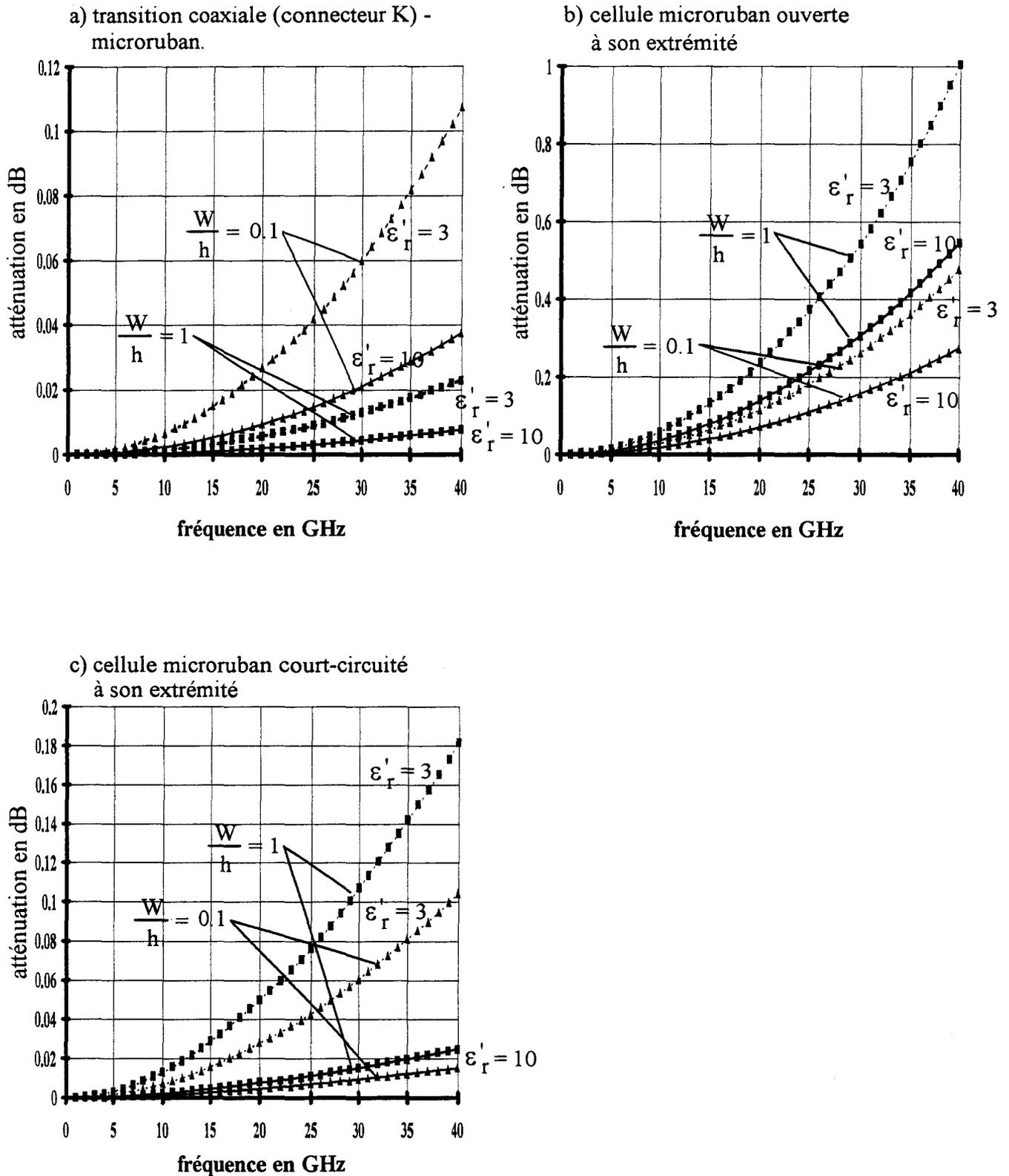


figure 2-33: estimation des atténuations dues au rayonnement de diverses discontinuités ( $h = 635 \mu\text{m}$ ).

Une estimation du rayonnement des différentes discontinuités d'une ligne microruban décrites ci-dessus est représentée suivant la fréquence sur la figure 2-33. Elle a été effectuée pour deux valeurs de permittivité et de largeur de ruban. L'épaisseur de matériau "h" est fixée  $635\mu\text{m}$ .

Les évolutions des atténuations, dues à la transition coaxiale (connecteur de type K)-microruban (figure 2-33a), montrent que le rayonnement augmente lorsque la largeur du ruban conducteur ou la permittivité diminue. Ce qui se justifie par une moins bonne concentration du champ électromagnétique entre les conducteurs. Pour les autres cas de discontinuités, tels que la cellule microruban ouverte à son extrémité (figure 2-33b) et la cellule microruban court-circuité à son extrémité (figure 2-33c), l'atténuation est plus importante pour de grandes largeurs de ruban. Il apparaît que le rayonnement de la cellule microruban ouverte à son extrémité est plus conséquent vis-à-vis des deux autres discontinuités présentées. Ceci est logique, puisque l'onde n'est plus guidée dans le plan de la discontinuité et le coefficient de réflexion est très mal défini. Plus le matériau présente une forte valeur de permittivité, moins le rayonnement sera conséquent puisque la discontinuité peut alors être assimilée à un mur diélectrique dont le module du coefficient de réflexion est quasi égal à l'unité, comme pour le court-circuit.

### 2-7-3 Les pertes dues au matériaux

Pour pouvoir caractériser un matériau, il faut que la contribution de celui-ci à l'atténuation de la cellule ne soit pas masquée par les pertes du ruban conducteur et les pertes par rayonnement.

Afin de définir le domaine de validité de nos mesures, nous devons chiffrer les différents types de pertes. Pour cela, il faut préalablement estimer les pertes dans le matériau. Celles-ci contribuent à l'atténuation par la relation suivante [2-29]:

$$\alpha_{d+m} \cong 0.91 f \sqrt{\epsilon'_{\text{reff}} \mu'_{\text{reff}}} (q_{\text{tg}\delta d} \text{tg}\delta_d + q_{\text{tg}\delta m} \text{tg}\delta_m) \quad (2-42)$$

avec  $f$  la fréquence

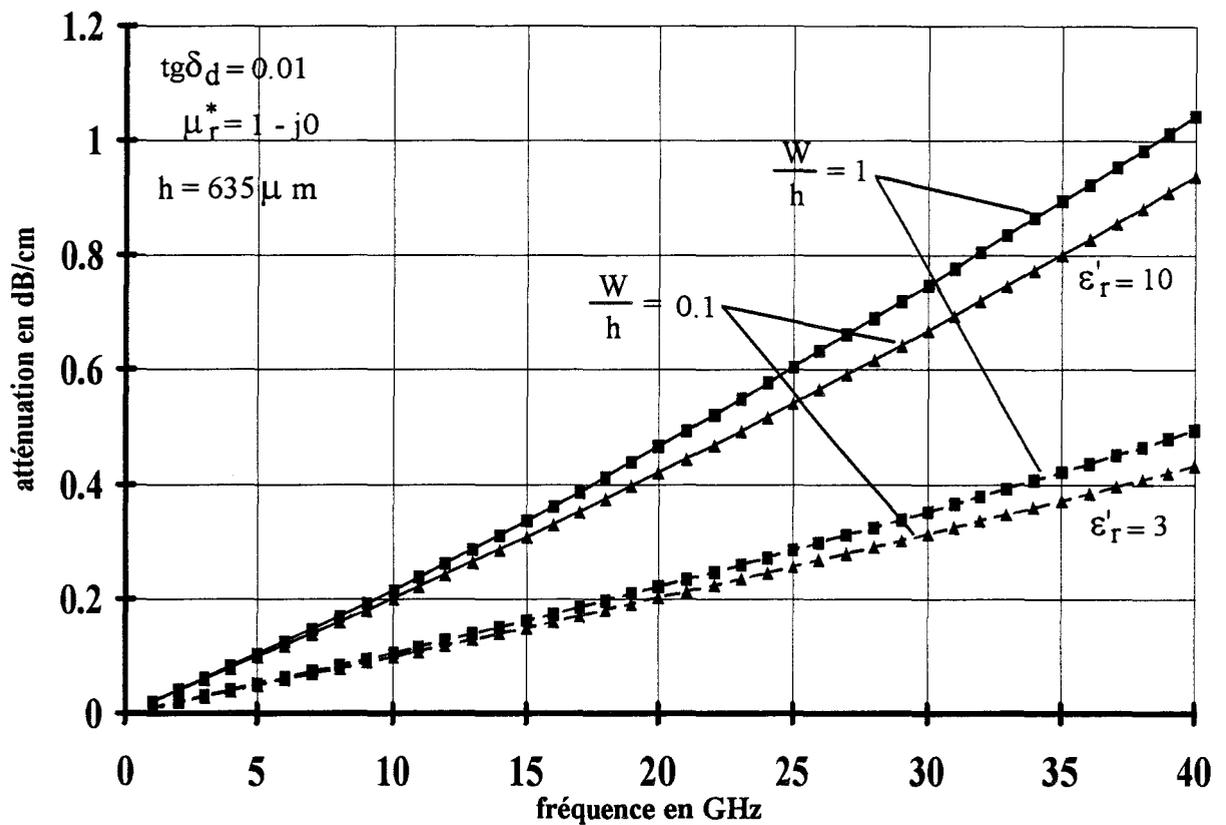


figure 2-34: pertes diélectriques en fonction de la fréquence, de la structure de la cellule microruban et des caractéristiques du matériau (purement diélectrique).

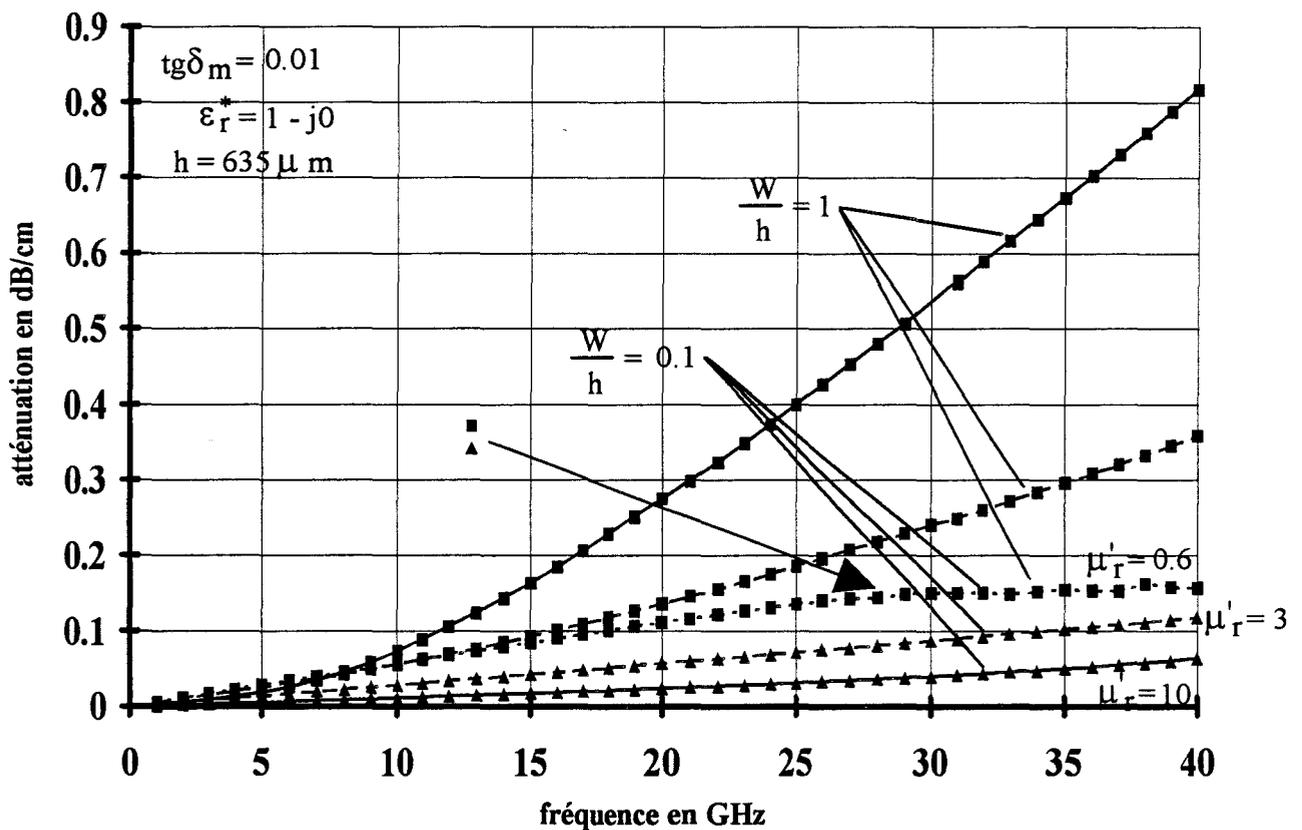


figure 2-35: pertes magnétiques en fonction de la fréquence, de la structure de la cellule microruban et des caractéristiques du matériau (purement magnétique).

qui prend en compte simultanément les pertes diélectriques (indice "d") et magnétique (indice "m"). Cette relation ne dépend du type de cellule que par l'intermédiaire des facteurs de remplissage " $q_{tg\delta d}$ " et " $q_{tg\delta m}$ ".

Les pertes matériaux des cellules microruban et coplanaire pour un matériau purement diélectrique sont représentées sur les figures 2-34 et 2-36. Elles augmentent avec la fréquence, la permittivité et la largeur du ruban (dans le cas de la cellule microruban) puisque toutes ces grandeurs contribuent à emmagasiner l'énergie dans le matériau (cf figures 2-11, 2-13). Il en est de même pour la conductivité puisque dans ce cas, l'énergie est dissipée dans le matériau.

Pour le cas d'un matériau purement magnétique, les évolutions des pertes de la cellule microruban et coplanaire sont représentées respectivement sur les figures 2-35 et 2-37. L'énergie étant moins concentrée dans le matériau lorsque la perméabilité est importante ( $\mu_r' > 1$ , cf figure 2-12 et 2-15), il en résulte une diminution des pertes lorsque ce paramètre augmente.

Notons que les lignes coplanaires dont les rubans sont de largeurs différentes, présentent des atténuations sensiblement identiques à condition qu'elles soient réalisées sur un même matériau. En effet, les facteurs " $q_{tg\delta d}$ " (figure 2-13) et " $q_{tg\delta m}$ " (figure 2-15) restent invariants suivant les dimensions de la cellule. Pour prouver ceci, les calculs conduisant aux courbes 2-36 et 2-37 ont été effectués pour deux largeurs de rubans telles que  $\frac{W}{W+2S} = 0.3$  et  $\frac{W}{W+2S} = 0.06$ . Les tracés sont confondus.

La figure 2-38 représente une simulation des pertes des différents matériaux (A, B et C) pour les deux types de cellules ayant la même impédance caractéristique  $50 \Omega$ . Nous constatons que l'atténuation obtenue par la cellule de type microruban est plus importante que celle obtenue à partir de la cellule coplanaire et ceci quel que soit le type de matériau. Nous

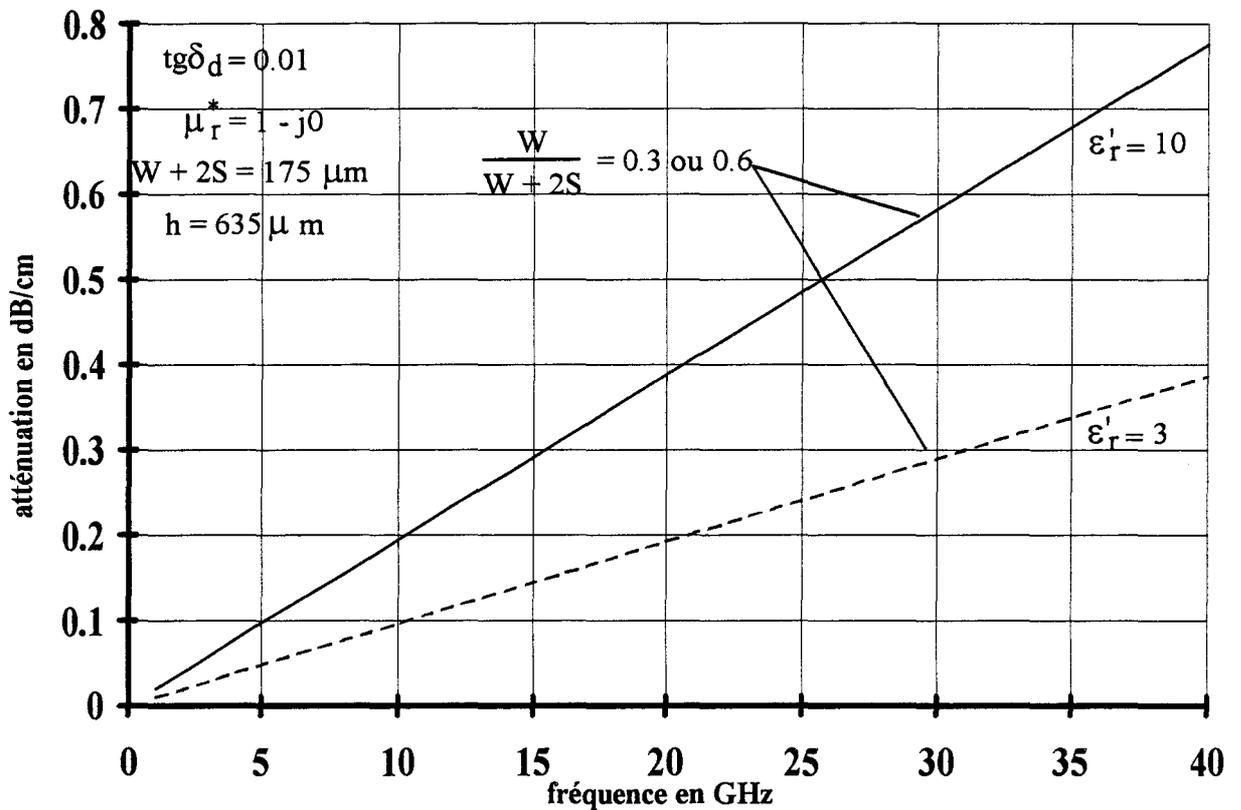


figure 2-36: pertes diélectriques en fonction de la fréquence, de la structure de la cellule coplanaire et des caractéristiques du matériau (purement diélectrique).

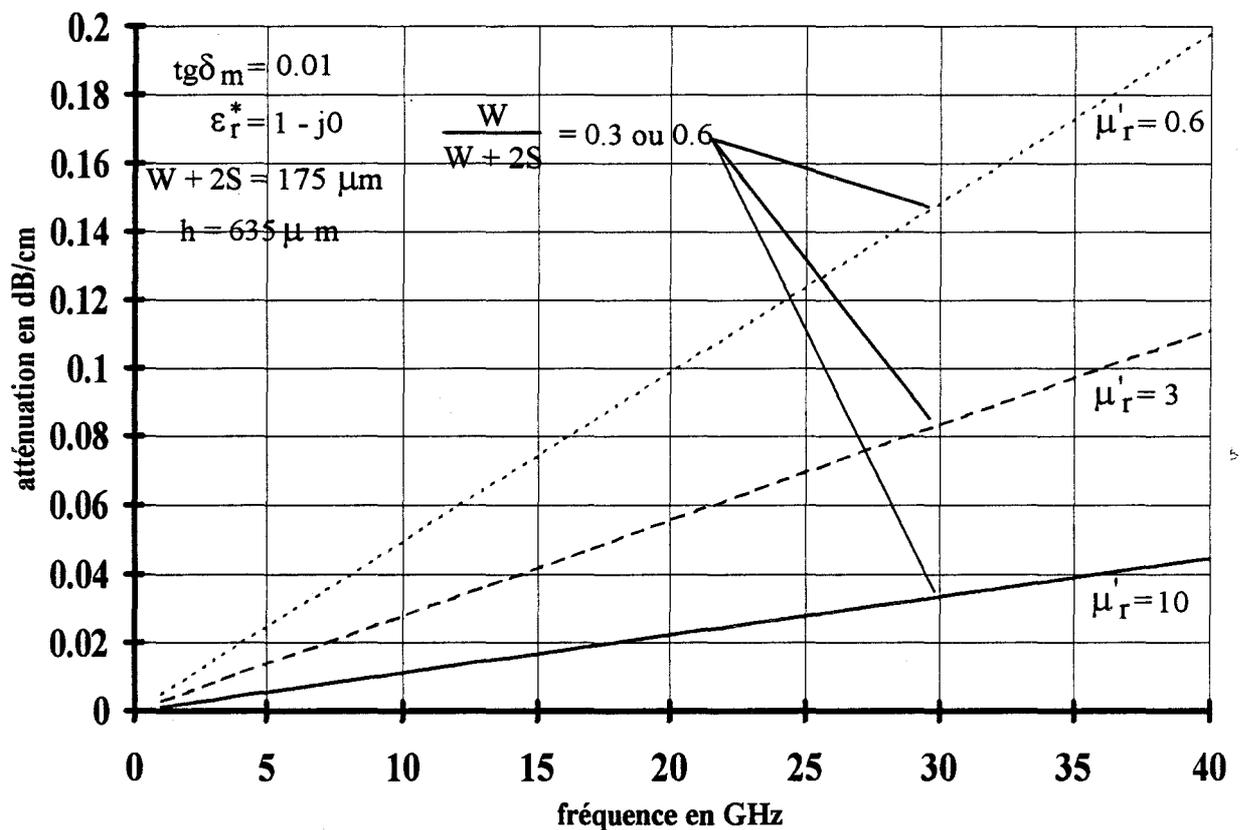


figure 2-37: pertes magnétiques en fonction de la fréquence, de la structure de la cellule coplanaire et des caractéristiques du matériau (purement magnétique).

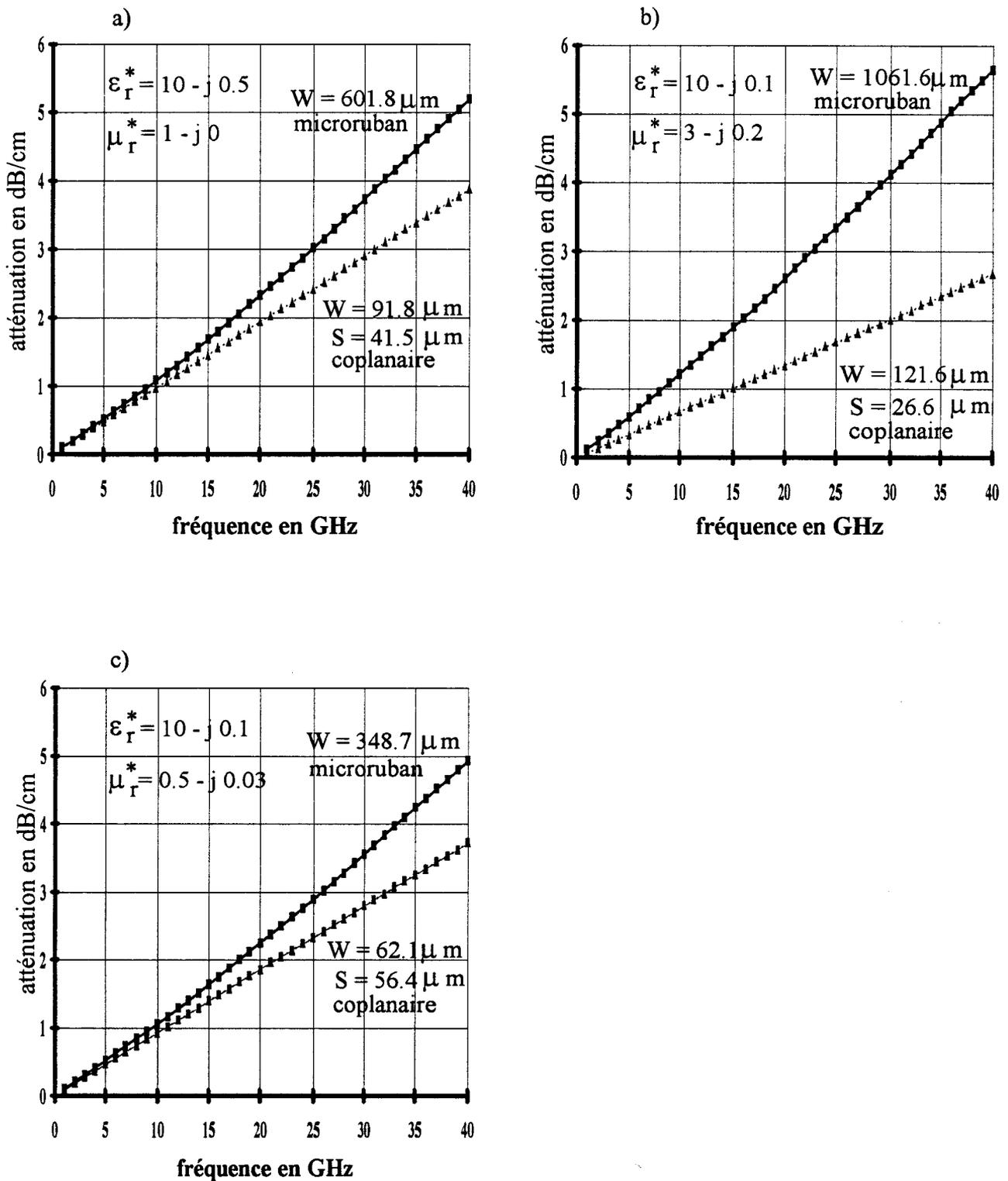


figure 2-38: comparaison des pertes matériaux entre la cellule microruban et coplanaire pour une impédance caractéristique de  $50 \Omega$  ( $h = 635 \mu\text{m}$ ).

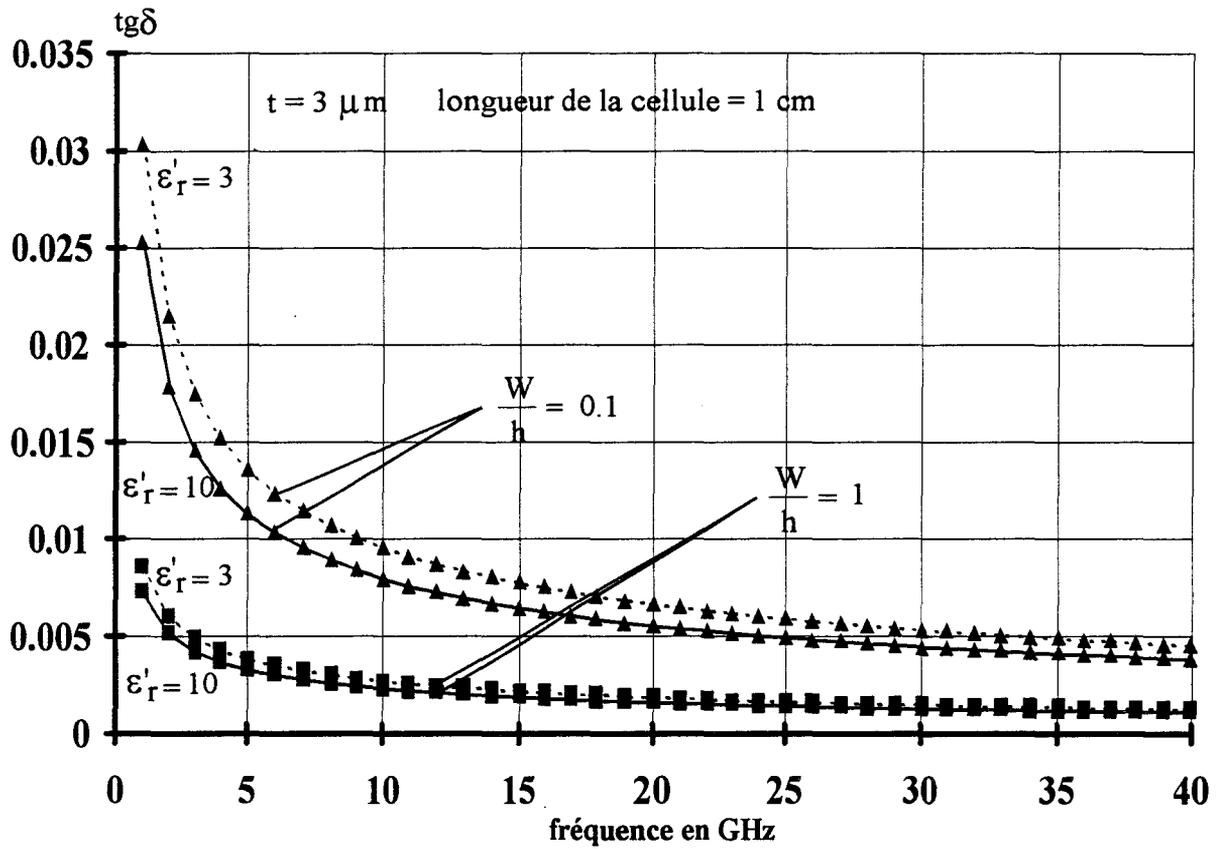


figure 2-39: évolution fréquentielle du  $\text{tg}\delta$  correspondant aux pertes métalliques et de rayonnement d'une cellule microruban ( $h = 635 \mu\text{m}$ ).

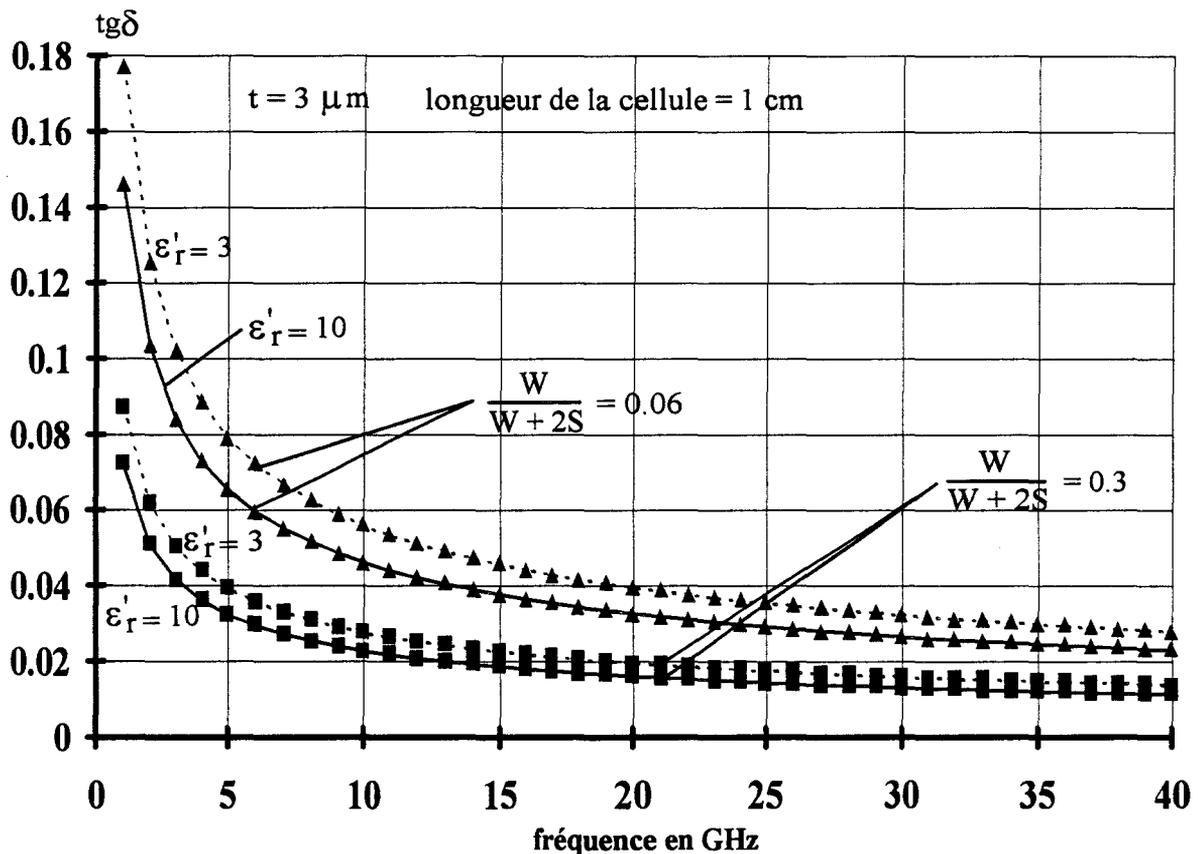


figure 2-40: évolution fréquentielle du  $\text{tg}\delta$  correspondant aux pertes métalliques d'une cellule coplanaire ( $h = 635 \mu\text{m}$ ,  $W + 2S = 175 \mu\text{m}$ ).

confirmons ainsi que l'énergie concentrée dans le matériau est plus conséquente dans une structure de type microruban que pour une structure coplanaire.

Pour connaître la valeur minimale de la tangente de l'angle de pertes à partir de laquelle les caractérisations seront valables, nous recherchons la valeur de "tgδ" correspondant aux pertes dues aux rubans conducteurs et au rayonnement. L'évolution fréquentielle de cette valeur dans le cas d'une configuration quadripôle de la cellule microruban est représentée figure 2-39. Une étude identique est effectuée pour la cellule coplanaire sur la figure 2-40. L'épaisseur de métallisation des conducteurs est fixée à 3 μm d'or.

L'ensemble des évolutions est en  $\frac{1}{\sqrt{f}}$ . L'examen de ces courbes confirme les analyses précédentes relatives aux dimensions géométriques et aux valeurs de permittivités. La précision des mesures peut-être définie comme:

$$P(\%) = \frac{\text{Pertes globales} - \text{Pertes matériaux}}{\text{Pertes globales}} \times 100$$

En pratique, nous recherchons une précision des mesures de pertes meilleure que 10 %. Nous ne pourrions caractériser avec cette précision que des matériaux dont les pertes sont supérieures à dix fois la valeur lue sur la courbe pour la fréquence et la cellule considérées.

#### • Remarque

La mesure de matériau présentant des pertes importantes nécessite de prendre certaines précautions. En effet, il faut que l'épaisseur de peau "δ" du matériau (purement diélectrique) à caractériser soit grande vis-à-vis de l'épaisseur du matériau:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\sigma \omega \mu_0}} \gg h \quad (2-43)$$

avec:  $\sigma = \omega \epsilon_0 \epsilon_r''$

Type de cellule	Traitement mathématique de la propagation	Matériaux susceptibles d'être caractérisés (concentration d'énergie dans le matériau)	conditions pour minimiser les pertes indésirables	
cellule coplanaire	relations analytiques  pour $h > W + 2S$	matériaux à fortes pertes: $tg\delta > 0.1$ - purement diélectrique: $\epsilon'_r > 10$ - diamagnétique  $h > W + 2S$	$W > S$	configuration quadripôle au lieu de la configuration dipôle ( $< 100$ GHz)
cellule microruban	méthode numérique "A.D.S"	matériaux: - purement diélectrique à faibles pertes: $\epsilon'_r < 10$ $tg\delta < 0.1$ - magnétique	$W > h$	

tableau 2-7: matériaux susceptibles d'être caractérisés en fonction du type de cellule et leur topologie.

Nous obtenons une fréquence limite:

$$f_{\text{lim}} = \frac{1}{2\pi} \frac{c}{3h} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r''}} \quad (2-44)$$

telle que  $\delta = 3h$  vérifie la relation (2-43); au delà de laquelle la propagation de l'onde présente des pertes importantes et une forte dispersion.

#### 2-7-4 Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons étudié indépendamment à l'aide de relations analytiques, chaque type de pertes (métalliques, rayonnement, matériaux) pour différentes structures de cellules et différentes caractéristiques de matériaux.

Ainsi, les simulations ont montré que la configuration quadripôle est plus adaptée, dans une large gamme de fréquences ( 0.05 - 40 GHz), que la configuration dipôle (CC, CO); puisque les pertes par rayonnement sont quasi-négligeable et ce d'autant plus que la largeur du ruban est grande vis-à-vis de l'épaisseur du matériau. Une telle configuration et structure permet de minimiser les pertes métalliques et augmenter l'atténuation due aux pertes matériaux.

Lors des mesures, chaque fois qu'il sera possible, nous utiliserons la cellule coplanaire pour des matériaux présentant des permittivités et des pertes importantes ( $\epsilon_r' > 10$  et  $\text{tg}\delta > 0.1$ ). Par contre, la cellule microruban sera utilisée pour des caractéristiques  $\epsilon_r' < 10$  et  $\text{tg}\delta < 0.1$ .

Ces conclusions sont résumées dans le tableau ci-contre qui complète le tableau 2-6.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## **Chapitre 2**

[2-1] F. HURET:

" Etude comparative de l'approche dans le domaine spectral et de la méthode des équations intégrales singulières pour la simulation des lignes planaires en technologie monolithique microonde. "

Thèse d'Université en électronique, Lille le 19 Décembre 1991.

[2-2] W. B. WEIR:

"Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies."

Proc IEEE, vol. 62, January 1974, pp 33 - 36.

[2-3] N. D. BELHADJ-TAHAR, A. FOURIER-LAMER, H. DE CHANTERAC:

"Broad-band simultaneous measurement of complex permittivity and permeability using a coaxial discontinuity."

IEEE Transactions on MTT, vol. 38, n°1, January 1990, pp 1 - 7.

[2-4] W. BARRY:

" A broad-band, automated, stripline technique for the simultaneous measurement of complex permittivity and permeability."

IEEE Transactions on MTT, vol. 34, n°1, January 1986, pp 80 - 84.

[2-5] P. QUEFFELEC, Ph. GELIN, J. GIERALTOWSKI, J LOAEC:

"A microstrip device for the broad-band simultaneous measurement of complex permeability and permittivity."

IEEE Transactions on Magnetics, vol. 30, n°2, March 1994.

[2-6] C. P. WEN:

" Coplanar waveguide: a surface strip transmission line suitable for non-reciprocal gyromagnetic applications".

IEEE MTT-17, Dec. 1969, pp 1087-1091.

[2-7] L. FAUCON:

" L'approche spectrale des guides planaires paramètres électromagnétiques des lignes microfente et coplanaire."

Thèse d'Université en électronique, Lille le 28 Septembre 1978.

[2-8] A. VAN DE CAPPELLE, P. LUYPAERT:

" Fundamental and higher order modes in open microstrip lines."

Electornics Letters, vol 9 (1973), n°15, pp 345-346.

[2-9] A. FARRAR, A. ADAMS:

" Computation of propagation constants for the fundamental and higher order modes in microstrip."

IEEE MTT-24, Juillet 1976, n°7, pp 456-460.

[2-10] R. K. HOFFMANN:

" Handbook of microwave integrated circuits."

Artech House - 1987.

[2-11] R. ANGOT:

" Compléments de mathématiques."

Masson - 1972.

[2-12] R. A. PUCCEL, D. J. MASSE:

" Microstrip propagation on magnetic substrates - Part I: Design theory."

IEEE MTT-20, n° 5, May 1972, pp 304 - 308.

[2-13] D. J. MASSE, R. A. PUCCEL:

" Microstrip propagation on magnetic substrat - Part II: Experiment."

IEEE MTT-20, n°5, May 1972, pp 309 - 313.

[2-14] T. KANEKI:

" Analysis of linear microstrip using an arbitrary ferromagnetic substance as the substrate."

Electron. Letter, vol. 5, Sept. 18, 1969, pp 465 - 466.

[2-15] A. WHEELER:

" Transmission-line properties of parallel strip separated by a dielectric sheet."

IEEE MTT-13, March 1965, pp 172 - 186.

[2-16] E. HAMMERSTAD, O. JENSEN:

" Accurate models for microstrip computer aided design."

IEEE MTT - S Int. Microwave Symp. Digest (1980), pp 407 - 409.

[2-17] V. SCHULZ, R. PREGLA:

" A new technique for the analysis of the dispersion characteristics of planar waveguides."

AEÜ, 1980, pp 169 - 173.

[2-18] E. PALECZNY:

" Modélisation des pertes métalliques par la méthode du raccordement de modes: application au lignes planaires utilisées en technologie monolithique microonde."

Thèse d'Université en électronique, Lille le 11 Septembre 1992.

[2-19] H. C. MARTIN, G. F. GAREY:

" Introduction to finite element analysis: theory and application."

New York: McGraw-Hill, 1973.

[2-20] D. KINOSWSKI:

" Etude comparative de l'approche dans le domaine spectral et d'une formulation par éléments finis pour la simulation de dispositifs microondes et optroniques".

Thèse d'Université, Lille le 18 Décembre 1992.

[2-21] R. PREGLA, W. PASCHER:

" The method of lines in numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures."

(T. Itoh Ed.), Wiley-Interscience publication, pp 381-446, 1989.

[2-22] Y. DELPLANQUE:

Thèse d'Université à paraître. Lille 1995.

[2-23] T. ITOH:

"Spectral domain immittance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines."

IEEE MTT-28, n°. 7, July 1980, pp 733-736.

[2-24] H. A. WHEELER:

" Formulas for the skin effect."

Proc IRE, vol. 30, Sept 1942, pp 342-350.

[2-25] R. A. PUCCEL, D. J. MASSE, C. P. HARTWIG:

" Losses in microstrip."

IEEE MTT-16, June 1968, pp 342-350.

[2-26] M. E. GOLDFARB, A. P. PLATZKER:

" Losses in GaAs microstrip."

IEEE MTT-12, December 1990, pp 1957-1963.

[2-27] M. HELAL:

" Contribution à l'étude des pertes métalliques des lignes planaires utilisées en technologie monolithique microonde."

DEA, Lille, Juillet 1992.

[2-28] L. LEWIN:

" Spurious radiation from microstrip."

Proc. IEE, vol. 125, n° 7, July 1978.

[2-29] E. J. DENLINGER:

" Losses of microstrip lines."

IEEE MTT-28, n° 6, June 1980, pp 513-522.

## **Chapitre 3:**

**Mise en oeuvre expérimentale.**

**Méthodes de dépouillement des mesures et précision.**

## **Chapitre 3:**

**Mise en oeuvre expérimentale.**

**Méthodes de dépouillement des mesures et précision.**

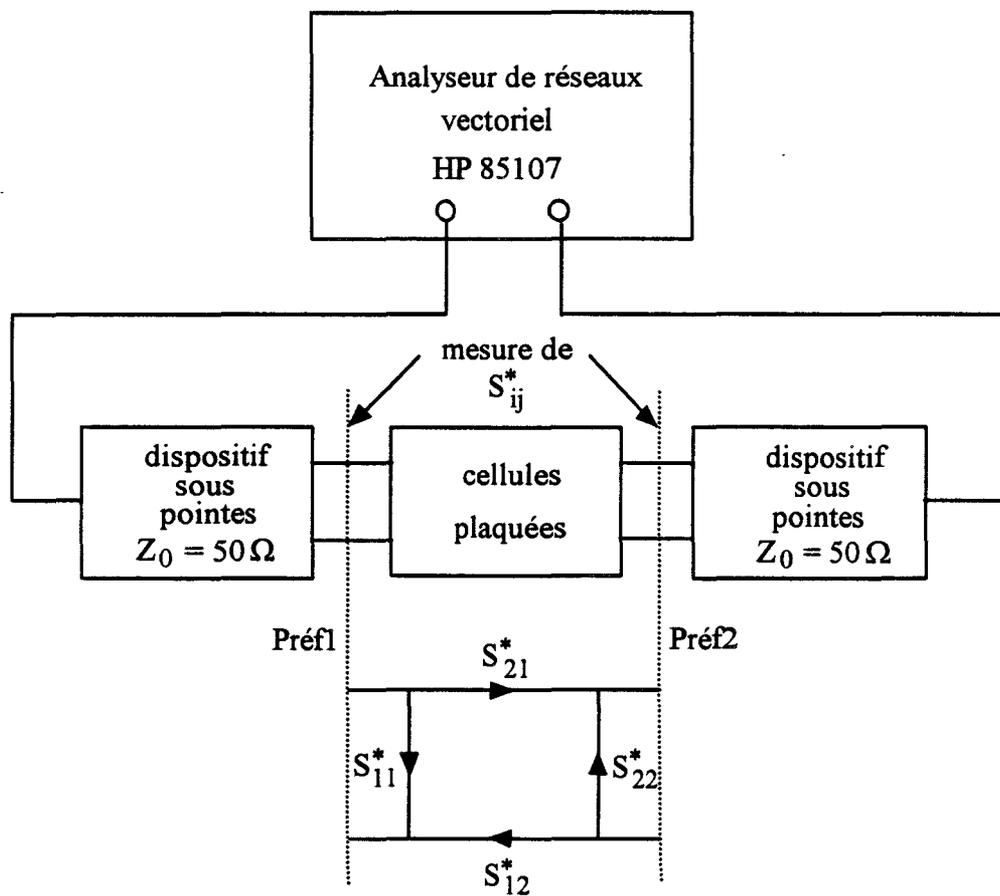


figure 3-1: synoptique du banc de mesure.

### **3-1 Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons réalisé une étude électromagnétique des cellules microruban et coplanaire. Nous avons défini efficacement pour chacune d'elles, d'une part les matériaux susceptibles d'être caractérisés et d'autre part la topologie à adopter (cf tableau 2-7).

Dans ce chapitre, nous présentons les dispositifs de mesures sous pointes et leurs performances. Puis, nous développons des méthodes d'exploitation de la matrice Scattering  $[S^*_{ij}]$  de manière à déterminer les caractéristiques électromagnétiques du matériau à mesurer ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) par un traitement analytique ou numérique. Pour cela, nous envisageons deux configurations de cellule: dipôle et quadripôle.

Ces méthodes tiennent compte des plans de références de la mesure, définis au niveau des pointes des dispositifs (figure 3-1). Un calibrage "analyseur de réseaux - dispositif sous pointes" réalisé au préalable, permet d'obtenir les paramètres Scattering " $S^*_{ij}$ " de la cellule sous test. Une étude de précision de mesures est effectuée sur des topologies de cellules optimisées pour diverses caractéristiques de matériaux.

### **3-2 Présentation des dispositifs sous pointes et leurs performances**

#### **3-2-1 Dispositifs sous pointes "WILTRON" (cellule microruban)**

Le dispositif de mesures "sous pointes" 3680 Wiltron (figure 3-2) permet de faire des mesures de cellules microrubans de dimensions différentes et d'obtenir rapidement la matrice Scattering dans la gamme de fréquences 0.045 - 40 GHz. Pour obtenir une connexion optimale, le conducteur central des connecteurs de type "K" joue le rôle de "pointe".

La reproductibilité des mesures est liée à l'application d'une même pression des "pointes" sur la ligne microruban. Les contraintes géométriques à respecter concernent les dimensions de la cellule microruban; ces dimensions doivent être comprises entre les valeurs

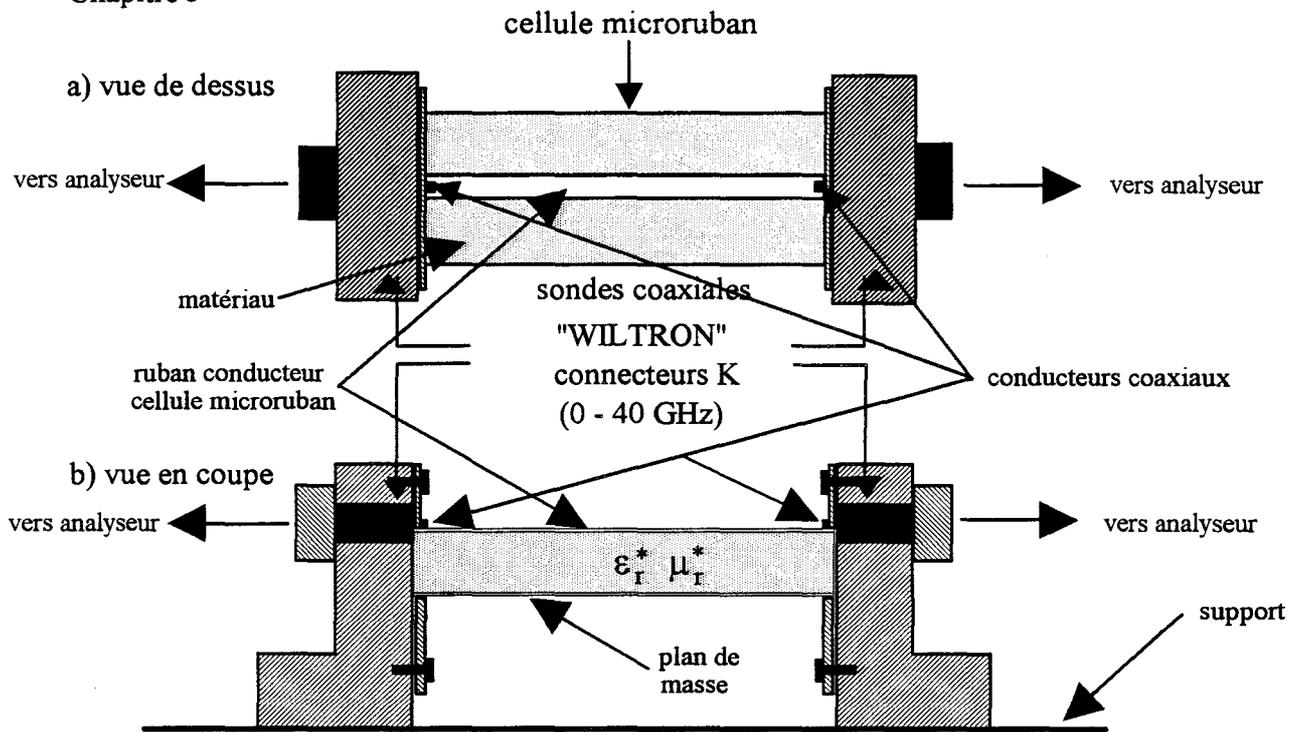


figure 3-2: connexion de la cellule microruban avec le dispositif sous pointes "WILTRON".

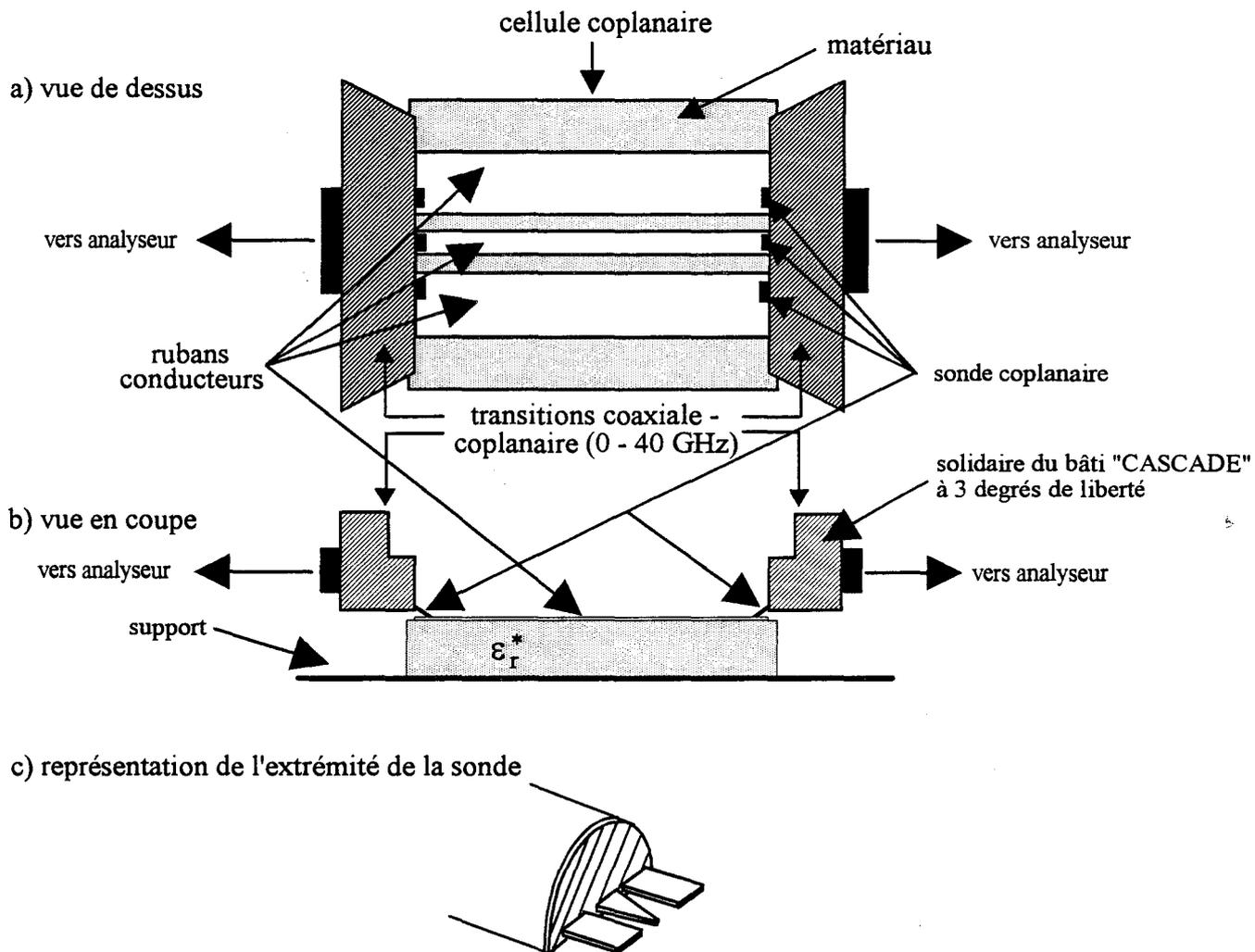


figure 3-3: connexion de la cellule coplanaire avec le dispositif sous pointes "CASCADE".

limites suivantes:

- pour la largeur du ruban conducteur  $0.1 \leq W \leq 1$  mm, imposée par les dimensions du connecteur K.

- pour l'épaisseur du substrat  $0.12 \leq h \leq 1.9$  mm.

- pour la longueur de la cellule microruban  $5 \leq d \leq 50$  mm.

### **3-2-2 Dispositif sous pointes "CASCADE" (cellule coplanaire)**

Pour des cellules coplanaire, le dispositif sous "pointes" disponible au laboratoire est de type CASCADE (figure 3-3).

La sonde est constituée d'une transition "coaxiale (APC2.4 mm) - ligne coplanaire". Celle-ci est réalisée sur alumine. Ses dimensions sont les suivantes:

- largeur entre les deux plans de masse:  $D = 0.175$  mm,

- largeur du ruban central:  $W = 0.050$  mm,

Ces dimensions imposent celles de la cellule coplanaire à réaliser:

- largeur entre les deux plans de masse:  $D = 0.175$  mm,

- ruban central:  $0.01 < W < 0.160$  mm,

- longueur de la cellule coplanaire:  $1 < d < 60$  mm.

Comme pour la cellule microruban, la reproductibilité des mesures est liée à l'application d'une même pression de la sonde coplanaire sur l'échantillon.

Les pointes se présentant comme des lignes coplanaires, trois points de contacts simultanés sont nécessaires. Ceci limite l'utilisation de ce dispositif aux matériaux rigides.

### 3-2-3 Performances des dispositifs sous pointes

Nous résumons, tableau 3-1, les performances des sondes utilisées lors des mesures.

	microruban	coplanaire
Type	WILTRON (3680 K)	CASCADE (Picoprobe)
gamme de fréquences	0 - 40 GHz	0 à 40 GHz
connecteur	K	APC 2.4 mm
facteur de réflexion		
0.05 à 20 GHz	> 25 dB	> 25 dB
20 à 40 GHz	> 18 dB	> 20 dB
facteur de transmission		
0.05 à 20 GHz	< 3 dB	< 3 dB
20 à 40 GHz	< 2 dB	< 2 dB
reproductibilité		
0.05 à 20 GHz	± 0.05 dB	± 0.012 dB
20 à 40 GHz	± 0.2 dB	± 0.072 dB

tableau 3-1: performances des dispositifs sous pointes

Les deux dispositifs de mesures présentent des performances quasi-identiques, excepté pour la reproductibilité des mesures du dispositif sous pointes "WILTRON". Ceci est dû au

positionnement des pointes sur l'échantillon. En effet, le système "CASCADE" est plus élaboré pour la mise en contact des sondes sur l'échantillon que le dispositif "WILTRON". Il utilise des vis micrométriques ainsi qu'une binoculaire, tandis que les deux extrémités de la cellule microruban sont placées en même temps en contact avec les pointes du dispositif dont les positions sont fixées.

### **3-3 Méthodes de dépouillement**

A l'aide des dispositifs de mesures sous pointes et de l'analyseur de réseaux vectoriels HP 85107 (figure 3-1), il est possible de réaliser des mesures des cellules plaquées en configuration quadripôle ou dipôle.

Deux types de cellules ont été retenus et développés:

- l'une en configuration dipôle à constantes localisées dont on mesure le coefficient de réflexion complexe  $S_{11}^*$ . La méthode de dépouillement est limitée en fréquence. Elle consiste à déterminer le schéma équivalent d'un dipôle capacitif et à en déduire la permittivité complexe " $\epsilon_r^*$ ". L'intérêt de ce type de cellule vis-à-vis des cellules microruban et coplanaire, est la faible influence des pertes métalliques.

- l'autre en configuration quadripôle à constantes réparties. Le dépouillement de la matrice  $[S_{ij}^*]$ , mesurée dans les plans d'entrées d'une cellule planaire, permet de déterminer non seulement les caractéristiques électriques mais aussi les caractéristiques magnétiques d'un matériau. Suivant le type de cellule coplanaire ou microruban, un traitement analytique ou numérique est appliqué afin d'extraire  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  de la mesure. Un cas particulier de dépouillement est présenté pour obtenir uniquement les caractéristiques électriques d'un matériau purement diélectrique.

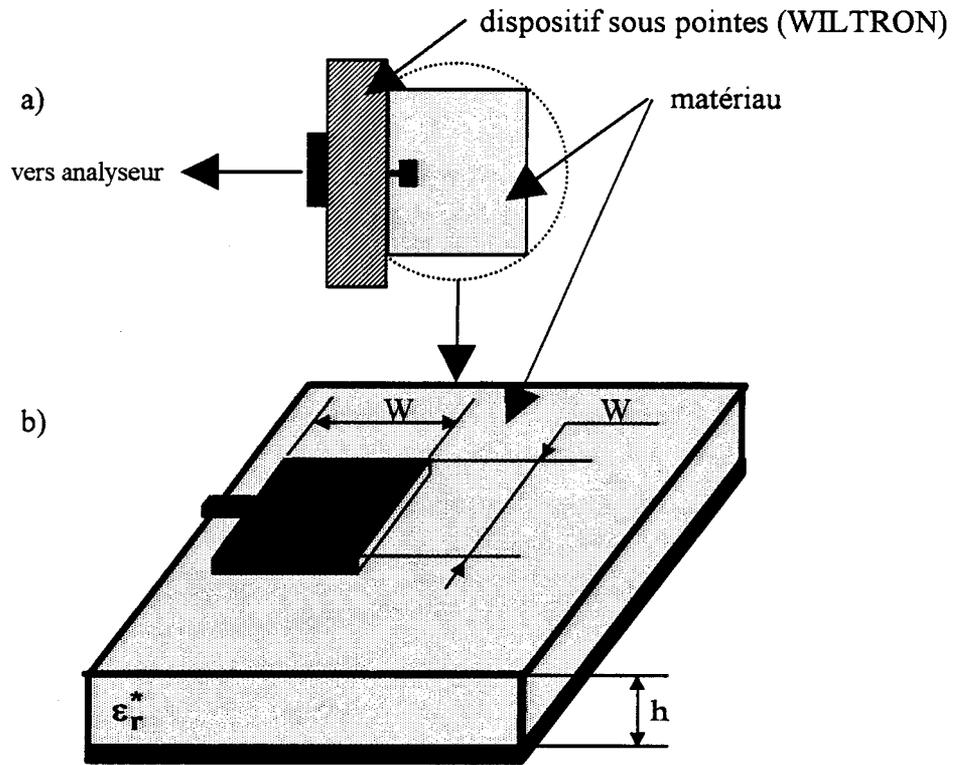


figure 3-4: cellule à constante localisée de type capacitif

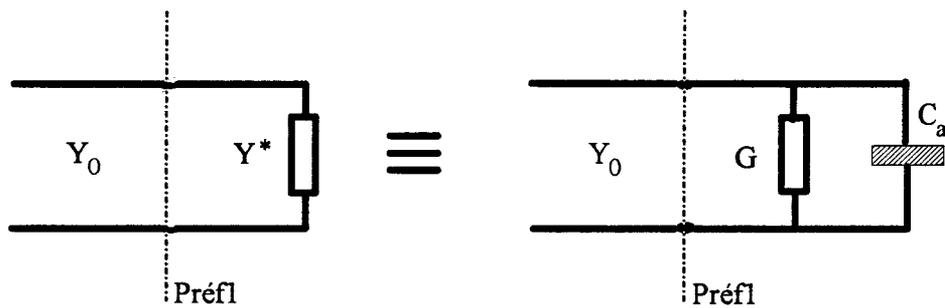


figure 3-5: schéma équivalent d'un dipôle capacitif

### 3-3-1 Cellule capacitive (dipôle)

La technologie planaire permet la réalisation de cellules (figure 3-4) dont les dimensions restent petites vis-à-vis de la longueur d'onde ( $\lambda_0$ ), à condition de travailler à des fréquences inférieures à  $c / (20d\sqrt{\epsilon_r})$ . Le dipôle capacitif correspondant est modélisé par le schéma équivalent de la figure 3-5, dont les éléments sont:

- la capacité active  $C_a$  entre les deux armatures:  $C_a = \epsilon_r' \epsilon_0 \frac{S}{h}$ ,

- la conductance  $G$  du matériau:  $G = C_a \omega \operatorname{tg}(\delta)$ ,

avec "S" surface géométrique de l'électrode et "h" l'épaisseur du matériau.

La connexion entre cette cellule et le dispositif sous pointes est réalisée par un ruban de très petite largeur par rapport à "W". Ce ruban doit être le plus court possible. Ainsi, la capacité parasite qu'il introduit reste négligeable.

La mesure réalisée à l'analyseur de réseaux fournit le coefficient de réflexion complexe  $S_{11}^*(f)$  dans le plan d'entrée de l'échantillon (Préfl) (figure 3-5). Le calcul de la permittivité complexe est similaire à celui utilisé avec la cellule pastille (cf § 1-3-1).

L'admittance d'entrée " $Y_e^*$ " est déterminée à partir du coefficient de réflexion; elle se décompose en parties réelle et imaginaire de la façon suivante:

$$Y_e^* = \left( \frac{1 - S_{11}^*}{1 + S_{11}^*} \right) Y_0 = G + jC_a \omega \quad (3-1)$$

où  $Y_0$  indique l'admittance du dispositif de mesure, c'est à dire:  $Y_0 = \frac{1}{Z_0}$  ( $Z_0 = 50 \Omega$ ).

Chapitre 3

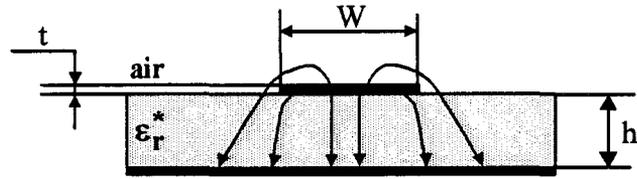


figure 3-6: allure des lignes de champs électriques.

Le calcul des paramètres électriques du matériau se déduit de la relation (3-1) par:

$$\epsilon_r' = \frac{h}{\epsilon_0 \omega S} \Im(Y_e^*) \quad (3-2)$$

$$\text{tg}\delta = \frac{1}{C_a \omega} \Re(Y_e^*) \quad (3-3)$$

Comme le montre la figure 3-6, les lignes de champs électriques se répartissent principalement dans le matériau, mais aussi dans l'air. Le calcul de la permittivité  $\epsilon_r'$  à partir de la relation (3-2) introduisant la capacité géométrique ne tient compte que de la surface géométrique "S" de l'électrode. L'effet de bord n'étant pas introduit, la valeur de  $\epsilon_r'$  se trouve donc faussement majorée.

De manière à estimer cette erreur et à l'introduire dans le dépouillement des mesures, nous proposons deux méthodes:

- une méthode numérique rigoureuse: les "différences finies" [3-1],
- des relations analytiques [3-2] qui évaluent l'effet de bord.

Ces relations analytiques majorent la largeur du ruban qui s'écrit:

$$W_{\text{eff}} = W + \Delta W \quad (3-4)$$

où "W" représente comme précédemment la largeur géométrique et " $\Delta W$ " l'accroissement du à l'effet de bord [3-2]:

$$\Delta W = \frac{t}{\pi} \ln \left[ \frac{10.873}{\sqrt{\left(\frac{t}{h}\right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{(W/t)+1}\right)}} \right] \quad (3-5)$$

avec "t" épaisseur de métallisation.

Chapitre 3

- avec: -  $C_c$  = capacité calculée (différences finies)  
 -  $C_a$  = capacité calculée à partir de relations analytiques

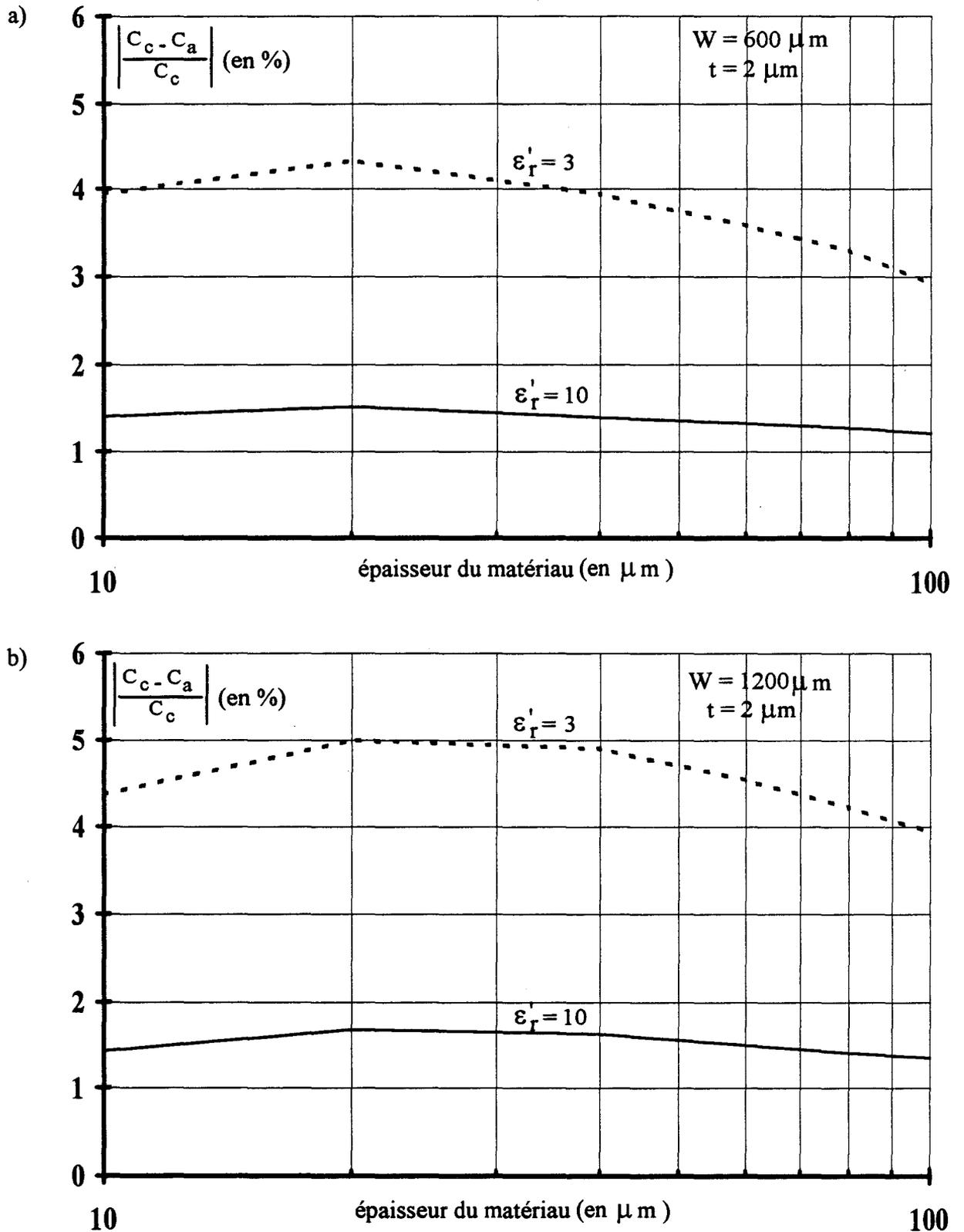


figure 3-7: erreurs sur les calculs des capacités plans ( $W = 600 \mu\text{m}$ ,  $W = 1200 \mu\text{m}$ ) entre la capacité calculée (différences finies) et la capacité approchée par les relations analytiques.

Les calculs de " $\varepsilon_r'$ " et de " $\text{tg}\delta$ " se déduisent des relations suivantes:

$$\varepsilon_r' = \frac{h}{\varepsilon_0 \omega W_{\text{eff}}^2} \Im(Y_e^*) \quad (3-6)$$

$$\text{tg}\delta = \frac{1}{C_a \omega} \Re(Y_e^*) \quad (3-7)$$

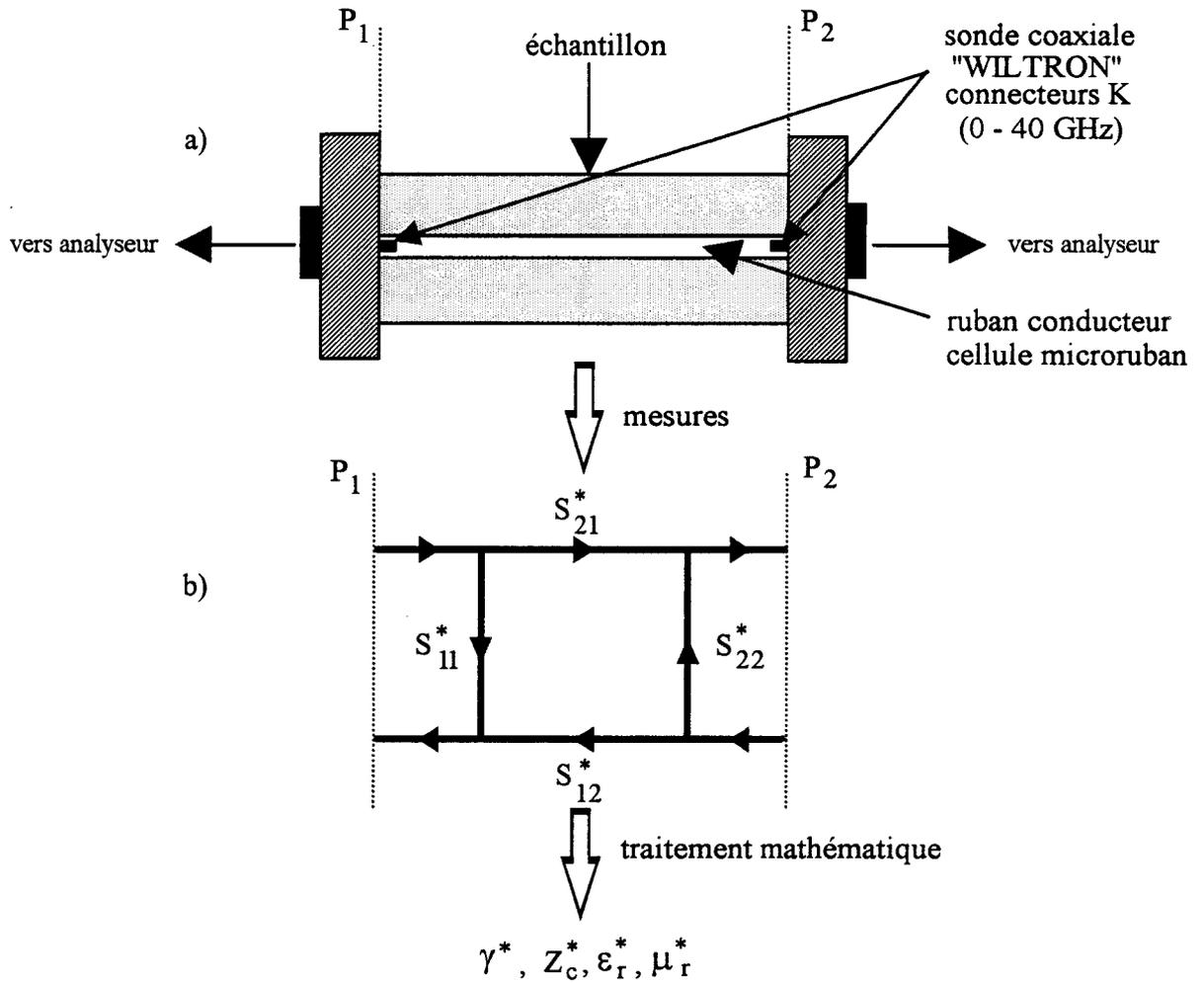
Afin d'estimer la validité de celles-ci, nous comparons les résultats obtenus avec ces relations à ceux déterminés par les différences finies. L'erreur relative résultant de cette comparaison est présentée sur la figure 3-7 pour deux largeurs d'électrodes ( $W = 600 \mu\text{m}$  et  $W = 1200 \mu\text{m}$ ) et pour deux valeurs de permittivités de matériau 3 et 10. L'épaisseur de métallisation est fixée à  $t = 2 \mu\text{m}$ . Ces résultats font apparaître une erreur inférieure à 5 % sur la capacité, alors qu'elle pouvait atteindre 20 % lors d'une comparaison avec la capacité géométrique pour  $\varepsilon_r' = 3$  et une largeur de ruban  $W = 1200 \mu\text{m}$ .

Pour des raisons de rapidité d'exploitation des mesures, nous retenons l'utilisation de ces relations analytiques et non de la méthode numérique. De plus dans l'étude précédemment réalisée, nous pouvons introduire un facteur correcteur pour améliorer les calculs tenant compte de l'effet de bord.

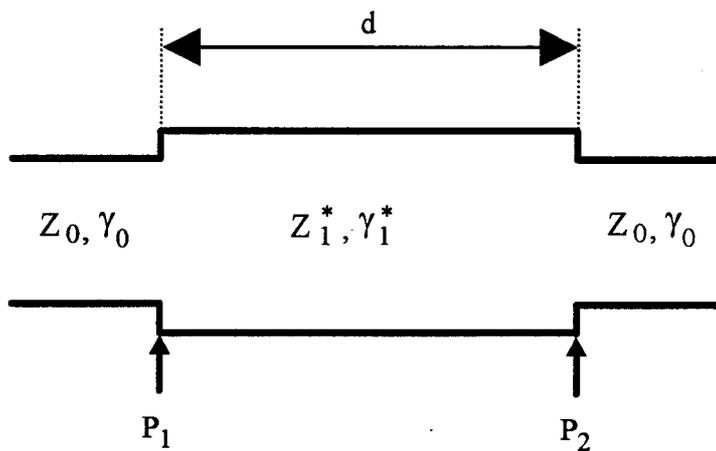
### 3-3-2 Cellules microruban et coplanaire (quadripôle)

#### a) Introduction

Les traitements électromagnétiques de ces cellules s'effectuent globalement, puisque les rubans conducteurs sont déposés sur le matériau à caractériser sur toute la longueur de celui-ci. L'influence des caractéristiques  $\varepsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  du substrat est donc primordiale. Ces méthodes diffèrent de celles de W. BARRY [3-3] et de P. QUEFFELEC [3-4] où le matériau sous test est placé sur une microruban existante. Cette étude correspond à l'analyse de la perturbation du



**figure 3-8:** schéma de principe de la mesure en quadripôle d'une cellule microruban.



**figure 3-9:** impédances caractéristiques et constantes de propagation de la cellule chargée.

champ électromagnétique dans la portion perturbée par le matériau apporté. L'avantage des méthodes de W. BARRY et P. QUEFFELEC réside dans le fait qu'il est possible de rapporter successivement plusieurs matériaux sur la cellule microruban initialement conçue.

### **b) Schéma de principe**

Le schéma de principe, dans le cas d'une cellule microruban figure 3-8, consiste à mesurer la matrice Scattering  $S^*_{ij}$  dans les plans d'entrée ( $P_1, P_2$ ) de la cellule par l'intermédiaire d'un dispositif de mesures sous pointes relié à un analyseur de réseaux vectoriel. Un traitement mathématique de cette matrice permet de déterminer la constante de propagation  $\gamma^*$  et l'impédance caractéristique  $Z^*_c$  afin de remonter aux paramètres électromagnétiques du matériau ( $\epsilon_r^*, \mu_r^*$ ). Ce principe de mesure est identique pour la cellule coplanaire.

Sur la figure 3-9, les paramètres du dispositifs sous pointes sont affectés de l'indice "0" (impédance caractéristique  $Z_0=50 \Omega$ , constante de propagation  $\gamma_0$ ), alors que ceux de la cellule de mesure sont affectés de l'indice "1" ( $\gamma_1^*$  et  $Z_1^*$ ). Nous présentons deux méthodes de dépouillement de la matrice Scattering  $S^*_{ij}$  obtenue aux bornes du dispositif sous pointes dans le cas d'une propagation du mode fondamental:

- la première méthode, faisant intervenir les relations analytiques (§ 2-4-1), est utilisée lorsque le mode de propagation présente une faible dispersion. Ceci est vérifié pour la cellule coplanaire dans la gamme de fréquences 0 - 40 GHz lorsque  $h > W + 2S$  (§ 2-5-3). Pour la cellule microruban, cette méthode n'est valable qu'en quasi-statique (0 à quelques GHz) pour des matériaux purement diélectriques ou des matériaux paramagnétiques (présentant une perméabilité inférieure à l'unité). Pour cette raison, nous utilisons la méthode présentée ci-dessous.

- la seconde méthode, plus rigoureuse, est développée pour tenir compte de la dispersion du mode fondamental. Elle consiste à calculer les paramètres électromagnétiques à

l'aide d'une méthode itérative utilisant l'A.D.S (Approche dans le Domaine Spectral). Dans ce travail, cette méthode est appliquée à la cellule microruban. Elle est valable également pour la cellule coplanaire.

**c) Méthode de dépouillement de la cellule coplanaire à partir de relations analytiques**

La méthode de dépouillement consiste à étudier les réflexions multiples (cf annexe 2) se produisant sur les interfaces "1" et "2" d'un échantillon de longueur "d" (figure 3-9). Elles relient les grandeurs  $\Gamma^*$  (première réflexion sur le plan "1") et  $T^*$  (première transmission du plan "1" vers le plan "2") aux paramètres  $S_{11}^*$  et  $S_{21}^*$  mesurés au niveau des points du dispositif. Les caractéristiques électromagnétiques effectives ( $\epsilon_{\text{reff}}^*$ ,  $\mu_{\text{reff}}^*$ ) sont obtenues à partir des relations suivantes [3-5][3-6]:

$$\epsilon_{\text{reff}}^* = \epsilon'_{\text{reff}} - j\epsilon''_{\text{reff}} = j \frac{c}{\omega d} \left( \frac{1 - \Gamma^*}{1 + \Gamma^*} \right) \left( \frac{Z'_0}{Z_0} \right) \text{Ln}(T^*) \quad (3-8)$$

$$\mu_{\text{reff}}^* = \mu'_{\text{reff}} - j\mu''_{\text{reff}} = -j \frac{c}{\omega d} \left( \frac{1 + \Gamma^*}{1 - \Gamma^*} \right) \left( \frac{Z_0}{Z'_0} \right) \text{Ln}(T^*) \quad (3-9)$$

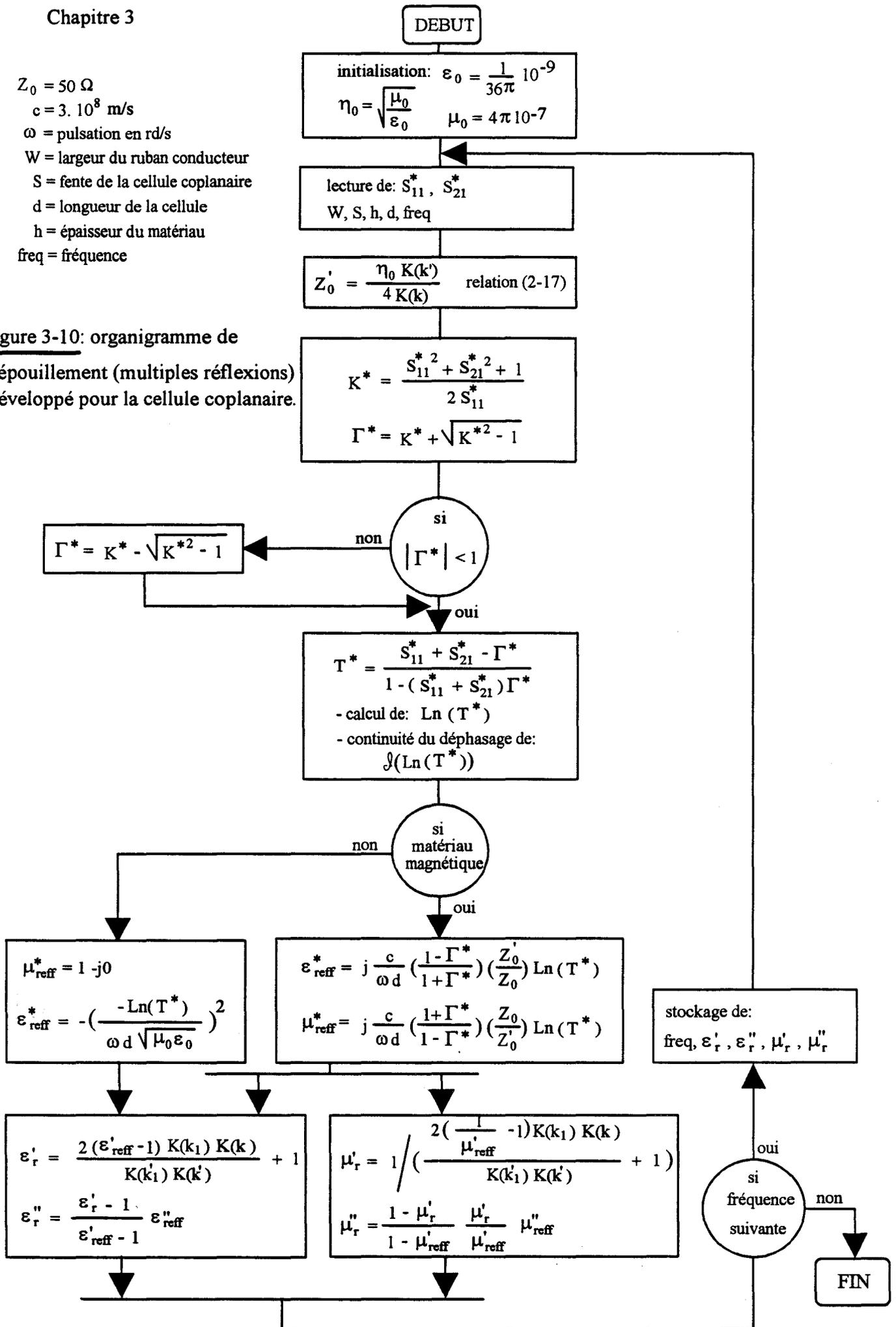
avec:  $-\Gamma^* = K^* \pm \sqrt{K^{*2} - 1}$  et  $K^* = \frac{S_{11}^{*2} + S_{21}^{*2} + 1}{2S_{11}^*}$

$$-T^* = e^{-\gamma_i d} = \frac{S_{11}^* + S_{21}^* - \Gamma^*}{1 - (S_{11}^* + S_{21}^*)\Gamma^*}$$

-  $Z_0$  l'impédance caractéristique du dispositif de mesure sous pointes (50  $\Omega$ ) et  $Z'_0$  l'impédance géométrique de la cellule microruban ou coplanaire (§ 2-4-2).

$Z_0 = 50 \Omega$   
 $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$   
 $\omega$  = pulsation en rd/s  
 $W$  = largeur du ruban conducteur  
 $S$  = fente de la cellule coplanaire  
 $d$  = longueur de la cellule  
 $h$  = épaisseur du matériau  
 $\text{freq}$  = fréquence

figure 3-10: organigramme de dépouillement (multiples réflexions) développé pour la cellule coplanaire.



L'organigramme du logiciel pour le dépouillement des paramètres Scattering est présenté figure 3-10. On y distingue trois parties importantes:

- l'introduction de la structure de la cellule ( $W$ ,  $S$ ,  $h$ , longueur) et la lecture des paramètres de mesure: fréquence, matrice  $[S^*_{ij}]$ ,

- les calculs des grandeurs  $\Gamma^*$  et  $T^*$  à partir de la méthode des multiples réflexions,

- un test sur la nature du matériau: purement diélectrique ou magnétique. Si le matériau est purement diélectrique, nous imposons  $\mu^*_{\text{reff}} = 1 - j 0$  et nous en déduisons  $\epsilon^*_{\text{reff}}$ . Le passage entre les valeurs des permittivités, perméabilités effectives aux permittivités, perméabilités relatives est réalisé à partir de relations analytiques (§ 2-4-1).

Le programme est écrit en HP BASIC. Il permet l'acquisition des mesures dans toute la gamme de fréquences de l'analyseur de réseaux, de dépouiller la matrice  $[S^*_{ij}]$  de manière à obtenir rapidement les caractéristiques électromagnétiques du matériau (5 minutes environ pour 800 points de mesure) et de présenter les résultats sur table traçante.

#### **d) Méthode de dépouillement de la cellule microruban à partir d'une méthode numérique et itérative**

La méthode consiste à déterminer par calcul les caractéristiques du matériau ( $\epsilon^*_r$  et  $\mu^*_r$ ), à partir des paramètres Scattering  $S^*_{ij}$  mesurés sur la cellule. Comme dans le paragraphe précédent, nous recherchons les coefficients de la première réflexion ( $\Gamma^*$ ) et de la première transmission ( $T^*$ ) par la méthode des multiples réflexions. Nous en déduisons par relations analytiques une valeur approchée de  $\epsilon^*_r$  et de  $\mu^*_r$ . Une méthode itérative [3-4][3-7] utilisant l'approche dans le domaine spectral (A.D.S), permet, par incréments successives des différentes inconnues ( $\epsilon'_r$ ,  $\epsilon''_r$ ,  $\mu'_r$ ,  $\mu''_r$ ), de retrouver les paramètres  $S^*_{ij}$  mesurés initialement.

$S_{ijm}^*$  = paramètres scattering mesurés.  
 $S_{ijx}^*$  = paramètres scattering simulés ( $x = 0, 1, 2, 3, 4$ ).  
 $\Delta$  = pas d'itération.  
 $\epsilon_{r0}^*, \mu_{r0}^*$  = valeurs initiales.

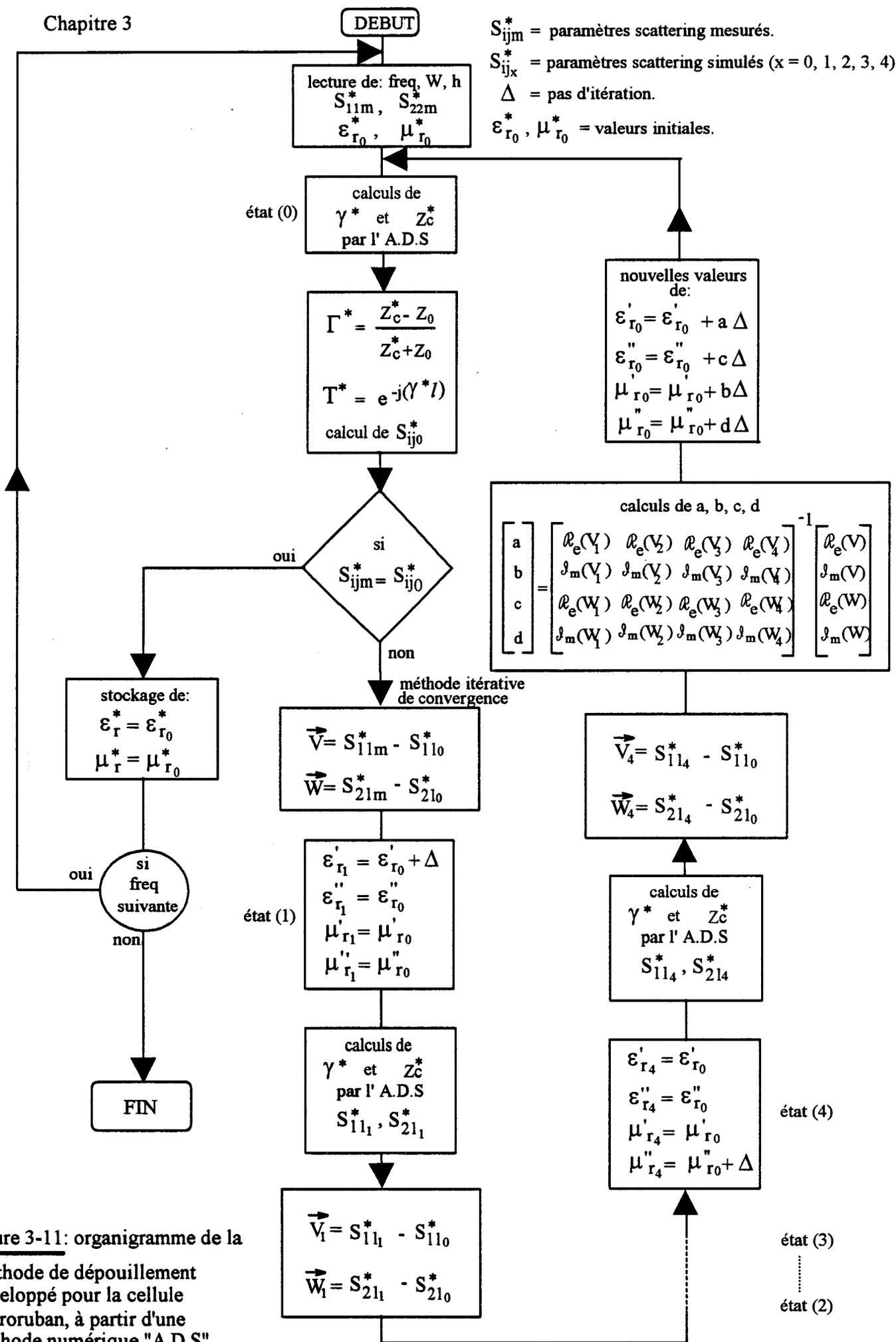


figure 3-11: organigramme de la méthode de dépouillement développée pour la cellule microruban, à partir d'une méthode numérique "A.D.S" et de convergence.

A chaque incrémentation, la structure de la cellule microruban étant connue, la constante de propagation et l'impédance caractéristique sont calculées. L'objectif de la méthode itérative consiste à faire converger les valeurs  $S^*_{11}$  et  $S^*_{21}$  calculées vers celles mesurées.

Cette méthode de dépouillement est résumée sur l'organigramme figure 3-11 et la méthode de convergence est exposée en annexe 3. Le logiciel correspondant a été écrit en fortran. Le nombre d'itérations nécessaire pour obtenir une convergence est au minimum de quatre et le temps de calcul sur station (HP 9000 modèle 715/50) correspond à quinze minutes.

### 3-3-3 Cas particulier

Les cellules microruban et coplanaire peuvent être utilisées en configuration dipôle, pour caractériser des matériaux purement diélectriques.

Sur la figure 3-12, nous montrons trois variantes possibles "CO", "CC" et "CA" de la configuration dipôle d'une ligne microruban dont le schéma équivalent est présenté figure 3-13. Une des extrémités de la ligne est connectée au dispositif de mesure, l'autre est terminée par une charge d'admittance " $Y^*_L$ ". Des configurations similaires peuvent être employées pour la cellule coplanaire.

Seule la configuration "CA" est utilisée, puisque les configurations "CO" et "CC" présentent des pertes par rayonnement importantes en fonction de la fréquence (§ 2-6-2). La charge adaptée localisée sur la cellule est remplacée par une sonde du dispositif sous pointes ( $Z_C = 50 \Omega$ ). Ainsi, la cellule présente une configuration quadripôle.

Une méthode peut être développée pour caractériser un matériau de nature purement diélectrique en fixant  $\mu^*_{\text{reff}} = 1 - j 0$  dans la méthode de dépouillement de l'étude des multiples

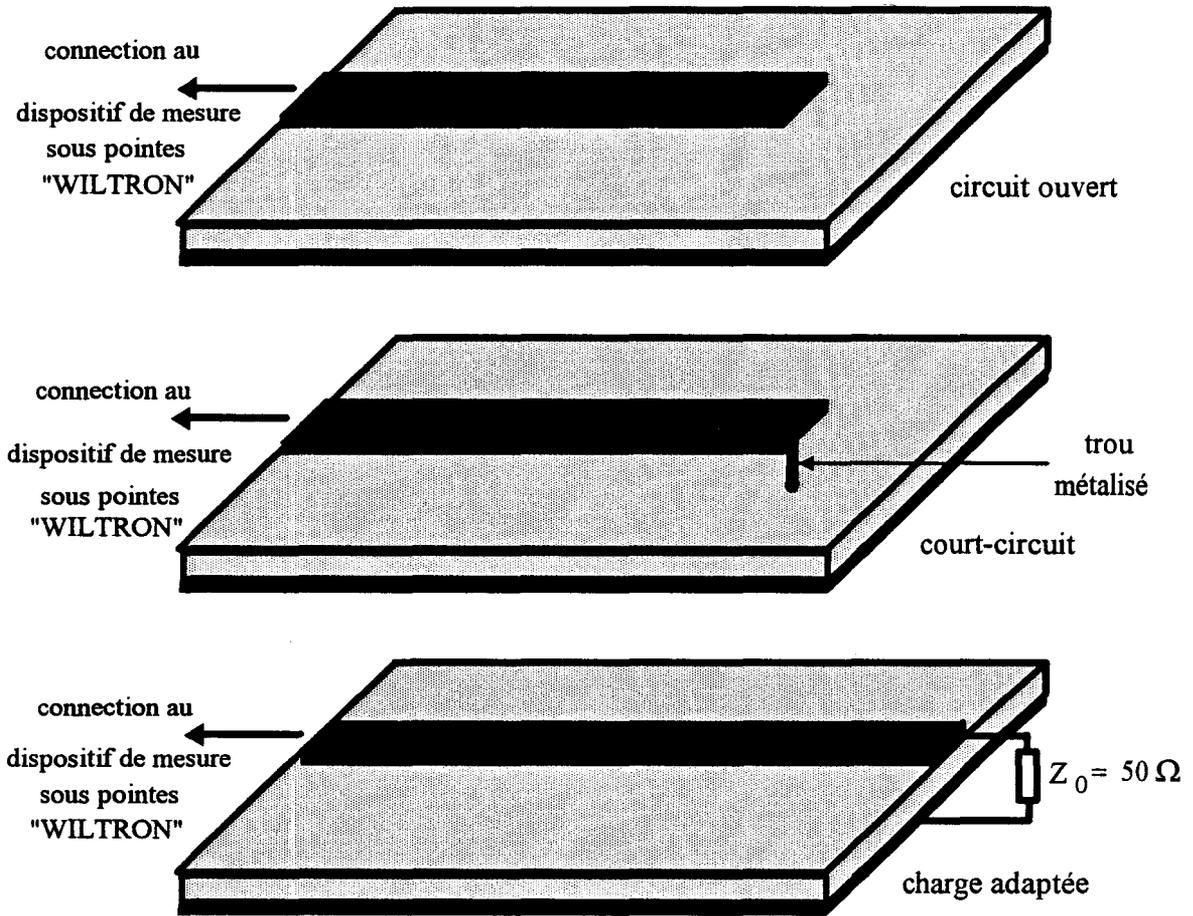


figure 3-12: configurations possibles de la cellule microruban

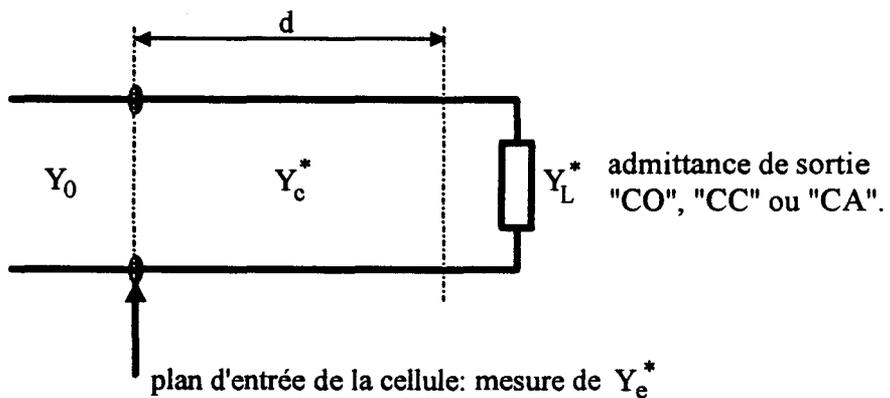


figure 3-13: schéma équivalent d'une cellule à constante répartie

réflexions. Nous obtenons deux équations:

$$\epsilon_{\text{reff}}^* = \left( \frac{1 - \Gamma^*}{1 + \Gamma^*} \right)^2 \times \left( \frac{Z_0'}{Z_0} \right)^2 \quad (3-10)$$

$$\epsilon_{\text{reff}}^* = \left( \frac{\text{Ln}(\Gamma^*)}{\omega d \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \right)^2 \quad (3-11)$$

Par analogie avec la méthode de A. BOUGHRIET [3-8], sur des mesures en guides d'ondes rectangulaires, nous utilisons la relation (3-11). Pour des échantillons de grandes longueurs, l'intérêt de cette relation est la suppression des résultats, sur  $\epsilon_r'$  et  $\epsilon_r''$ , divergents aux fréquences pour lesquelles la longueur de l'échantillon est un multiple de la moitié de la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$ . En effet, à ces fréquences, le module de  $S_{11}^*$  mesuré devient faible, d'autant plus que le matériau est sans pertes, et la détermination de sa phase est imprécise [3-9].

A partir des permittivités complexes effectives, les permittivités relatives sont obtenues par la méthode numérique "A.D.S" pour la cellule microruban et par les relations analytiques (§ 2-4-1) pour la cellule coplanaire.

### **3-4 Précision des mesures**

Chiffrer la précision de chaque mesure nécessite de prendre en compte de nombreux facteurs telles que:

- les incertitudes sur les dimensions géométriques des cellules étudiées,

- les erreurs liées à l'importance relative des pertes conducteurs et de rayonnement (§ 2-6-3) par rapport à celles du matériau à caractériser,
- les erreurs de reproductibilité (§ 3-2-3) liées à la pose des sondes,
- les erreurs inhérentes à l'analyseur de réseaux.

Pour ces dernières, nous présentons les incertitudes sur les  $S_{ij}^*$  après calibrage des dispositifs sous pointes "WILTRON" et "CASCADE". Puis, nous mettons en évidence que la valeur de l'impédance caractéristique statique et la longueur de la cellule sont primordiales pour effectuer des mesures précises. Suivant trois matériaux appartenant chacun aux groupes principaux rencontrés:

- un matériau "A" purement diélectrique sans pertes:  $\epsilon_r^* = 3 - j0.003$ ,  $\mu_r^* = 1 - j10^{-4}$
- un matériau "B" purement diélectrique avec pertes:  $\epsilon_r^* = 10 - j 1$ ,  $\mu_r^* = 1 - j10^{-4}$
- un matériau "C" magnétique présentant des pertes:  $\epsilon_r^* = 3 - j 0.3$ ,  $\mu_r^* = 10 - j5$

nous traçons les erreurs maximales sur les caractéristiques électromagnétiques dans la gamme de fréquences 0.045 - 40 GHz.

### 3-4-1 Incertitudes après calibrage sur $S_{ij}^*$

#### a) Calibrages des dispositifs sous pointes

Avant toute mesure sur la cellule et quelle que soit la configuration adoptée (quadripôle ou dipôle), il est impératif de définir les plans de références au niveau des pointes des dispositifs. Ceci est réalisé à l'aide d'un calibrage "analyseur (HP 85107) - dispositif sous

Chapitre 3

type de cellule	microruban	coplanaire	capacitive
dispositif sous pointes	WILTRON (réf: 3680K) (dc - 40 GHz)	CASCADE Sondes PICOPROBES (réf: 40A - GSC - 125 - C) (dc - 40 GHz)	
calibrage	L.R.M + L.R.L	L.R.M	CC - CO - CA
gamme de fréquences	0.045 - 40 GHz	0.045 - 40 GHz	0.045 - 2 GHz
lignes étalons:	WILTRON (réf: 38804 - 15M)	CASCADE MICROTECH (réf: LRM ISS - PN 101190)	
"CO"	$C = 7 \cdot 10^{-15} \text{ f}$	$C = 5 \cdot 10^{-15} \text{ f}$	
"CC"	R = 0	R = 0	
"CA"	R = 50 Ω	R = 50 Ω	
<u>DELAYS:</u>			
0.045 - 2 GHz	Terminaison: R = 50 Ω	Terminaison: R = 50 Ω	
2 - 6 GHz	1.7 cm	Terminaison: R = 50 Ω	
6 - 18 GHz	1.2 cm	Terminaison: R = 50 Ω	
18 - 40 GHz	1.07 cm	Terminaison: R = 50 Ω	
0.045 - 40 GHz	1 cm		

tableau 3-2: dispositifs et calibrages utilisés suivant les différentes cellules.

pointes", qui diffère selon la gamme de fréquences et le type de cellule utilisé (microruban, coplanaire, dipôle capacitif).

Le tableau 3-2 résume les principaux calibrages utilisés. Pour chacun d'eux, entre autres, nous précisons les caractéristiques des lignes étalons utilisées dans la gamme de fréquences 0.045 - 40 GHz.

Afin d'obtenir les performances optimales lors des mesures en cellule microruban avec le dispositif WILTRON, nous avons associé le calibrage L.R.M (§ 1-2-4) utilisé dans la gamme de fréquences 0.045 - 2 GHz, pour laquelle la charge étalon microruban (50  $\Omega$ ) est correctement adaptée, au calibrage L.R.L (§ 1-2-4) dans la bande de fréquences 2 - 40 GHz.

L'impédance caractéristique de la cellule coplanaire variant très peu dans la gamme de fréquences 0.045 - 40 GHz, il est possible d'utiliser le seul calibrage L.R.M à l'aide d'une charge étalon coplanaire 50  $\Omega$  dans toute cette gamme de fréquences.

### **b) Incertitudes sur les paramètres $S^*_{ij}$**

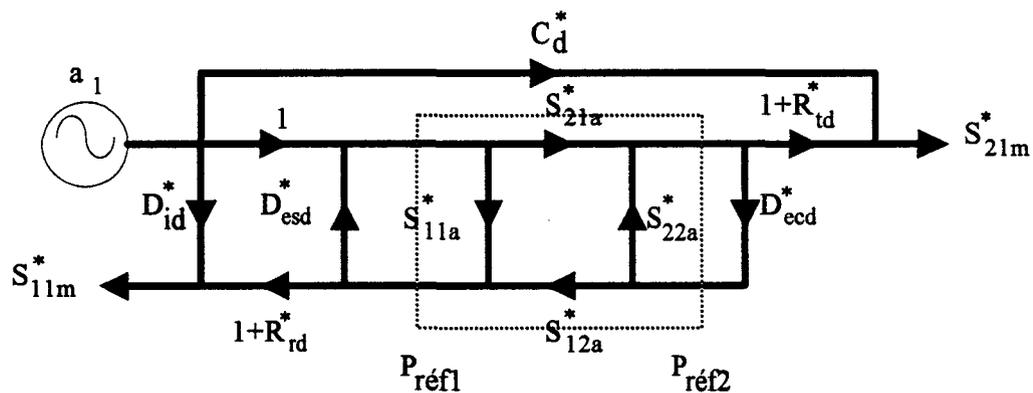
Après avoir effectué un calibrage de l'ensemble "analyseur - dispositifs sous pointes", il subsiste des erreurs résiduelles (§ 1-2-3). De manière à connaître les performances de l'étalonnage d'un quadripôle (12 termes d'erreurs figure 3-14), nous calculons les erreurs liées aux mesures en réflexion ( $D^*_{id}$ ,  $D^*_{esd}$ ,  $R^*_{rd}$ ) et celles dues aux mesures en transmission ( $C^*_d$ ,  $R^*_{id}$ ,  $D^*_{ecd}$ ) dans le cas d'une mesure directe.

Les incertitudes maximales en module et phase pour les mesures de réflexion ( $\Delta|S^*_{11}|$ ,  $\Delta\Phi_{11}$ ) et de transmission ( $\Delta|S^*_{21}|$ ,  $\Delta\Phi_{21}$ ) sont calculées à partir du modèle de B. DONEKER [3-9] par les relations suivantes pour la mesure directe:

$$\Delta|S^*_{11}| = \left| D^*_{id} + R^*_{rd} S^*_{11} + D^*_{esd} S^{*2}_{11} + D^*_{ecd} S^{*2}_{21} \right| \quad (3-12)$$

$$\Delta\Phi_{11} = \sin^{-1} \left( \frac{\Delta|S^*_{11}|}{|S^*_{11}|} \right) \quad (3-13)$$

a : mesure directe



b : mesure inverse

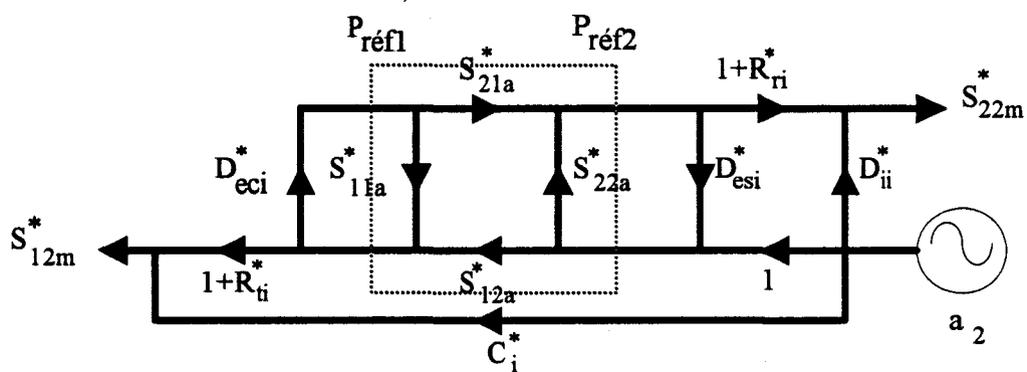


figure 3-14: modèle 12 termes d'erreurs pour les mesures de quadripôles

légende: — 0.05 à 2 GHz  
 ..... 2 à 10 GHz  
 - - - - 10 à 30 GHz

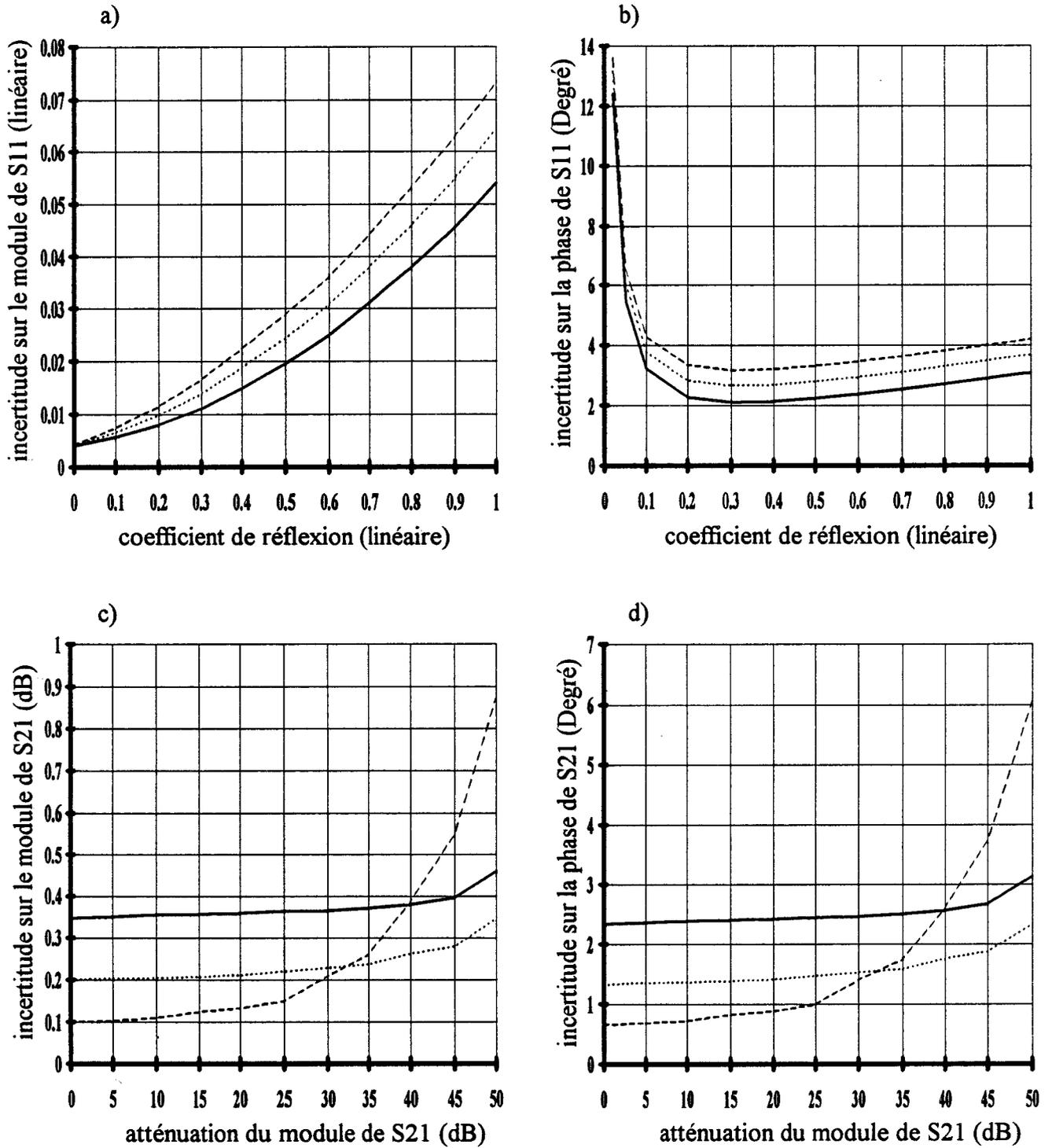


figure 3-15: incertitudes maximales sur S11 et S21 en module et phase du dispositif WILTRON (cellule microruban) sur HP 85107.

$$\Delta |S_{21}^*| = \left| C_d^* + R_{td}^* S_{21}^* + D_{esd}^* S_{11}^* S_{21}^* + D_{ecd}^* S_{11}^* S_{21}^* \right| \quad (3-14)$$

$$\Delta \Phi_{21} = \sin^{-1} \left( \frac{\Delta |S_{21}^*|}{|S_{21}^*|} \right) \quad (3-15)$$

Des calculs similaires doivent être effectués à partir des six autres termes d'erreurs symbolisés par l'indice "i" (figure 3-14) dans le cas d'une mesure inverse, pour déterminer les incertitudes maximales en module et phase pour les mesures en réflexion ( $\Delta |S_{22}^*|$ ,  $\Delta \Phi_{22}$ ) et en transmission ( $\Delta |S_{12}^*|$ ,  $\Delta \Phi_{12}$ ).

Sur les figures 3-15 et 3-16, nous avons reproduit les incertitudes maximales de l'ensemble "analyseur - dispositifs sous pointes" respectivement pour les cellules microruban et coplanaire. Nous constatons que les performances entre les deux dispositifs sont assez proches l'une de l'autre. Une étude des incertitudes en module et en phase de  $S_{11}^*$  et  $S_{21}^*$  est présentée ci-dessous:

• **Incertitudes en module et phase de  $S_{11}^*$**

A partir des figures 3-15 et 3-16 (relatives aux cellules microruban et coplanaire), nous montrons que l'erreur sur le module du coefficient de réflexion croît avec la fréquence et avec  $S_{11}$ . Si l'erreur sur la phase de ce terme est plus importante lorsque la fréquence est élevée, elle est quasi indépendante du coefficient de réflexion à condition que celui-ci soit supérieur à 0.1. En dessous de cette valeur, l'erreur est importante puisqu'il est difficile de déterminer numériquement un complexe lorsque son module est petit.

Pour des coefficients de réflexion supérieurs à 0.1, les incertitudes sont inférieures à:

- 8 % pour la cellule microruban et 5 % pour la cellule coplanaire, en ce qui concerne l'incertitude relative sur le module de  $S_{11}^*$ ,

légende: — 0.05 à 2 GHz  
 ..... 2 à 10 GHz  
 - - - 10 à 30 GHz

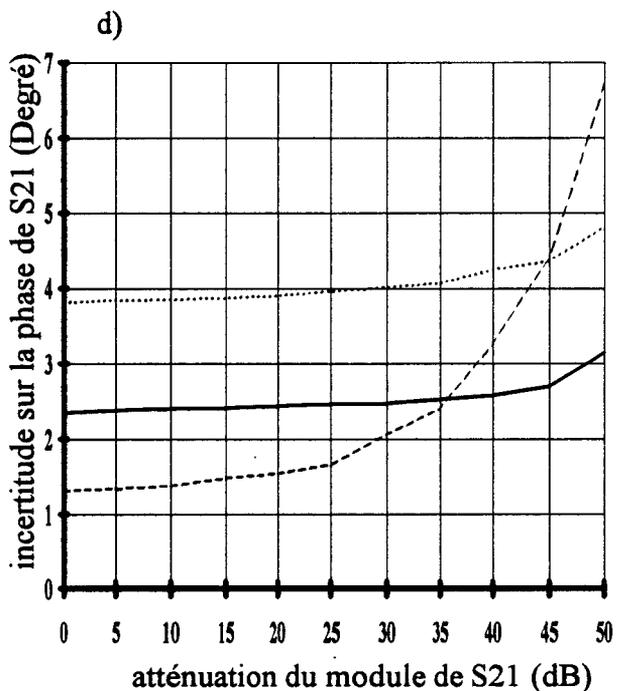
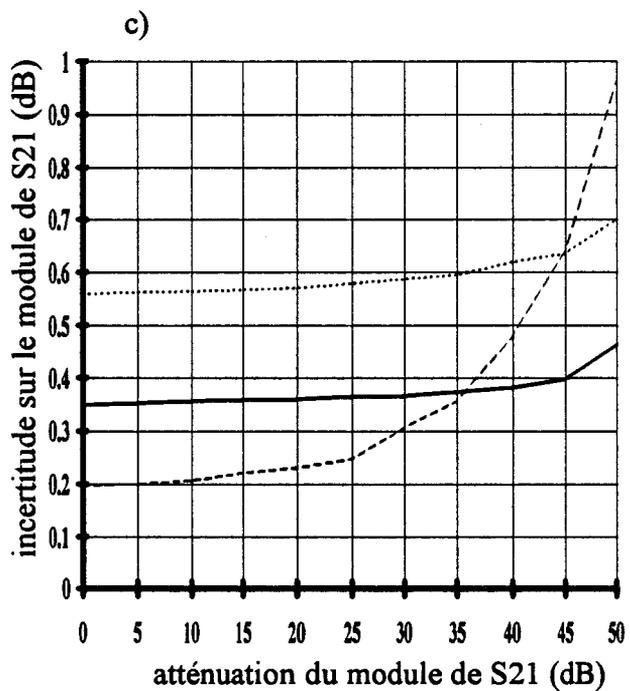
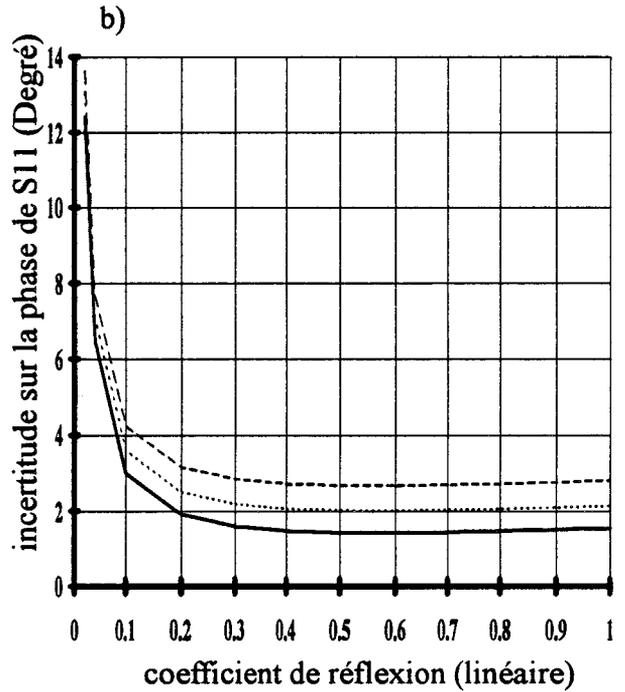
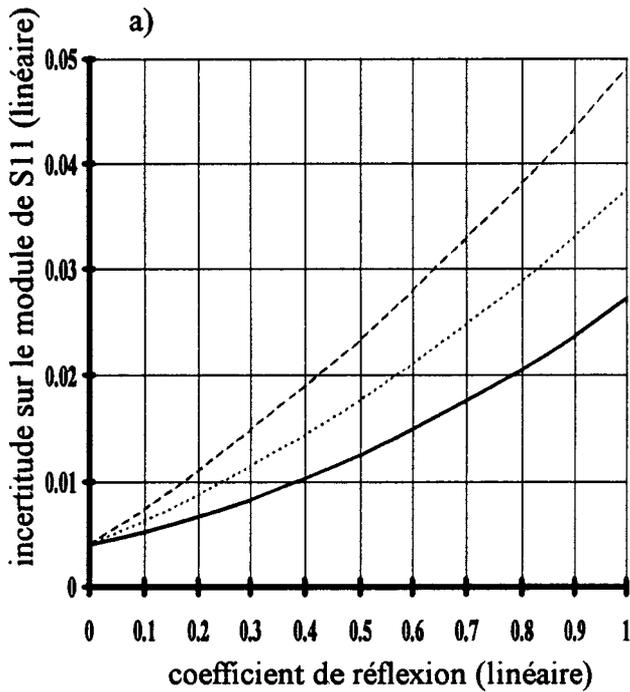


figure 3-16: incertitudes maximales sur S11 et S21 en module et phase du dispositif CASCADE (cellule coplanaire) sur HP 85107.

- et 4° pour les deux cellules, en ce qui concerne l'incertitude absolue sur la phase.

• **Incertitudes en module et phase de  $S^*_{21}$**

Pour des atténuations comprises entre 0 dB et 40 dB, les erreurs absolues en modules et phase (figures 15 et 16 indices c et d) restent inférieures à:

- 0.4 dB pour la cellule microruban, 0.6 dB pour la cellule coplanaire,

- 3° et 4° respectivement pour la cellule microruban et coplanaire.

Les erreurs absolues étant quasi-constantes entre 0 et 40 dB, il en résulte que les erreurs relatives en module et phase sont plus importantes respectivement pour une transmission totale et pour des atténuations inférieures à 40 dB.

**3-4-2 Influence de l'impédance caractéristique et de la longueur de la cellule sur  $S^*_{ij}$**

Les méthodes de dépouillement des mesures, en configuration quadripôle des cellules coplanaire et microruban décrites au § 3-3-2, reposent sur les calculs des coefficients de la première réflexion " $\Gamma^*$ " et de la première transmission " $T^*$ " par la méthode des multiples réflexions (cf annexe 2). Ils sont reliés aux paramètres  $S^*_{11}$  et  $S^*_{21}$  par les relations (A2-1 et A2-2 de l'annexe 2). Comme l'expriment les expressions suivantes, ils dépendent de

légende:

———— matériau A:  $\epsilon_r^* = 3 - j 0.003$

----- matériau B:  $\epsilon_r^* = 10 - j 1$

..... matériau C:  $\epsilon_r^* = 3 - j 0.3$

$\mu_r^* = 10 - j 5$

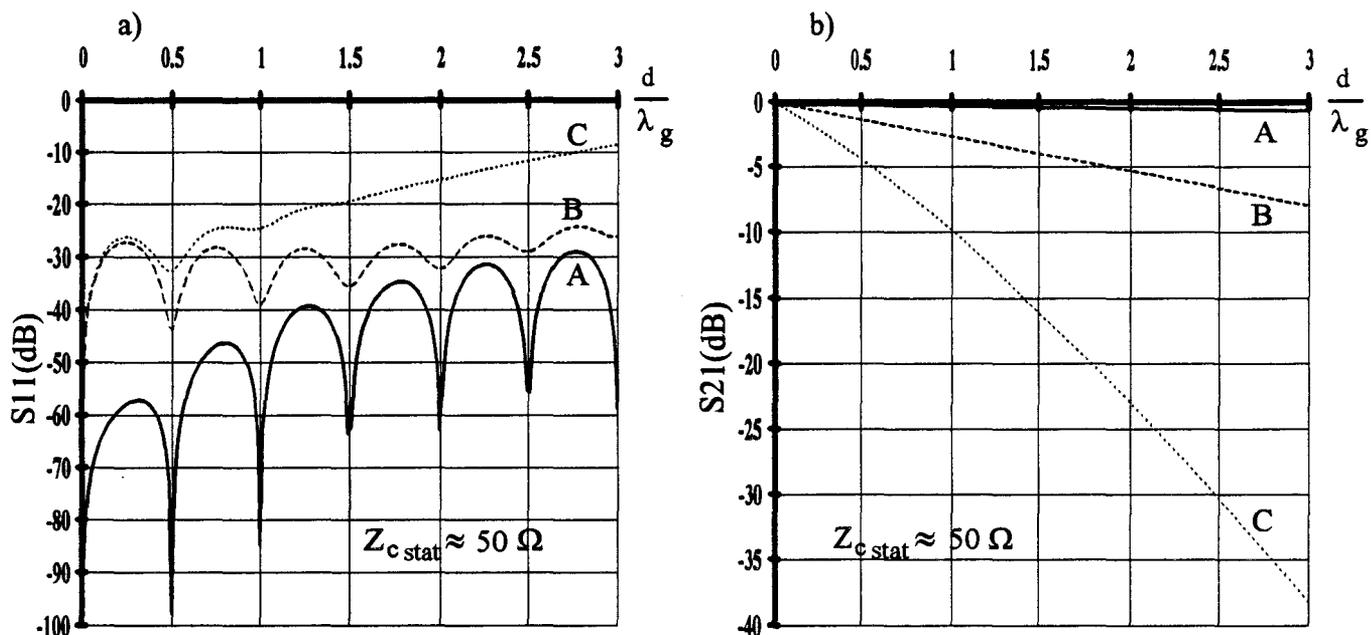


figure 3-17: évolutions des modules de S11 (dB)- a) et S21 (dB) -b) en fonction de  $L/\lambda_g$  pour les matériaux A, B et C. L'impédance caractéristique statique de la cellule microruban est de  $50 \Omega$  ( $h = 635 \mu\text{m}$ ,  $t = 5 \mu\text{m}$ ).

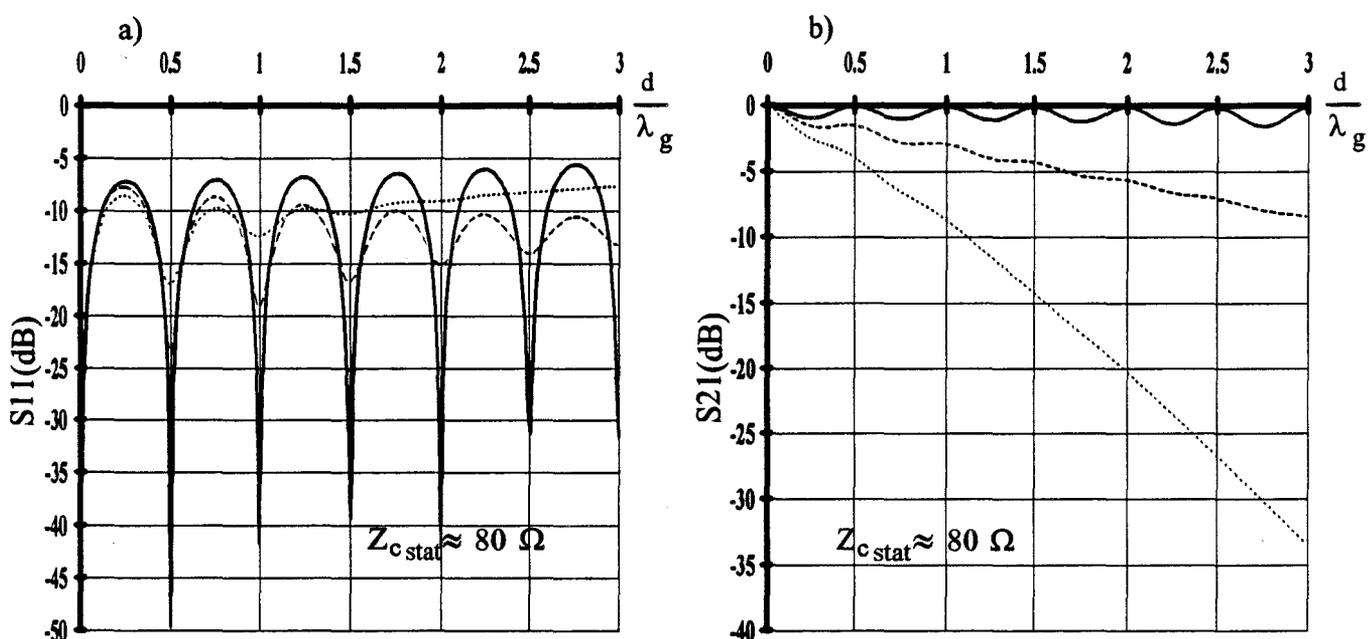


figure 3-18: évolutions des modules de S11 (dB)- a) et S21 (dB) -b) en fonction de  $L/\lambda_g$  pour les matériaux A, B et C. L'impédance caractéristique statique de la cellule microruban est de  $80 \Omega$  ( $h = 635 \mu\text{m}$ ,  $t = 5 \mu\text{m}$ ).

l'impédance caractéristique et de la longueur de la cellule:

$$\Gamma^* = \frac{Z_c^* - Z_0}{Z_c^* + Z_0} \quad (3-16)$$

$$T^* = e^{-\gamma^* d} \quad (3-17)$$

- avec: -  $Z_c^*$  l'impédance caractéristique de la cellule et  $Z_0 = 50 \Omega$ ,  
 -  $\gamma^*$  constante de propagation,  
 -  $d$  longueur de la cellule.

De manière à montrer l'influence de l'impédance caractéristique et de la longueur de la cellule sur les  $S_{ij}^*$ , nous avons simulé (figures 3-17 et 3-18) les variations de  $|S_{11}^*|$  et  $|S_{21}^*|$  en fonction de  $\frac{d}{\lambda_g}$ , pour deux impédances caractéristiques statiques  $50 \Omega$  et  $80 \Omega$  d'une cellule microruban, suivant les différents types de matériaux présentés précédemment (A, B et C).

L'analyse de ces simulations permet de montrer:

a) qu'une légère désadaptation de la cellule ( $Z_{cstat} = 80 \Omega$ ) améliore la précision sur  $S_{11}^*$ . En effet, lorsque l'impédance caractéristique vaut  $50 \Omega$ , le coefficient de réflexion est faible ( $< -20$  dB pour les matériaux A et B). Dans ce cas, les erreurs en module et phase (figure 3-15a-b) sont importantes et la caractérisation de matériaux en réflexion - transmission est peu précise. Afin de minimiser les erreurs, il est nécessaire que le coefficient de réflexion soit supérieur à 0.1 ( $> -20$  dB § 3-4-1). Cette valeur correspond à une impédance caractéristique supérieure à  $60 \Omega$ .

Toutefois, même lorsque la cellule est désadaptée, des erreurs importantes subsistent lorsque:  $\frac{d}{\lambda_g} = \frac{n}{2}$  ( $n = 1, 2, \dots$ ) puisque le module de  $S_{11}^*$  présente des valeurs minimales.

Nous observons pour les matériaux présentant des pertes (B, C), que l'amplitude de ces minima diminue lorsque  $\frac{d}{\lambda_g}$  croît. Ainsi, l'erreur sur  $S^*_{11}$  est considérablement réduite.

b) qu'il est nécessaire d'optimiser la longueur de la cellule de manière à minimiser les erreurs en module et phase sur  $S^*_{21}$ , mais également sur  $S^*_{11}$ . A titre d'exemple, pour une cellule réalisée avec le matériau B, une atténuation de 5 dB est obtenue pour une longueur correspondant à deux longueurs d'ondes guidées et les erreurs en module et phase sur  $S^*_{21}$  sont inférieures respectivement à 8 % et 3° (§ 3-4-1). Le choix d'une longueur de cellule plus petite entraîne des erreurs importantes sur le module du coefficient de transmission. Toutefois, l'optimisation n'est possible que dans une gamme de fréquences déterminée, pour laquelle l'atténuation est comprise entre 5 et 40 dB.

Pour réaliser des mesures précises et couvrir une large bande de fréquences, l'impédance caractéristique de la cellule doit être désadaptée et plusieurs cellules de différentes longueurs sont nécessaires. Une étude similaire de la cellule coplanaire a permis de vérifier ces conclusions.

### 3-4-3 Précision sur $\epsilon_r^*$ et $\mu_r^*$

Les précisions sur les calculs de  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  dépendent des erreurs de mesure sur les paramètres complexes " $S^*_{ij}$ " selon la relation suivante:

$$\frac{\Delta S^*_{ij}}{S^*_{ij}} = \frac{\Delta |S^*_{ij}|}{|S^*_{ij}|} + j\Delta\phi(S^*_{ij}) \quad (3-18)$$

Les méthodes de dépouillement décrites au § 3-3 sont appliquées au traitement des mesures pour une configuration de cellules microruban ou coplanaire de type quadripôle et

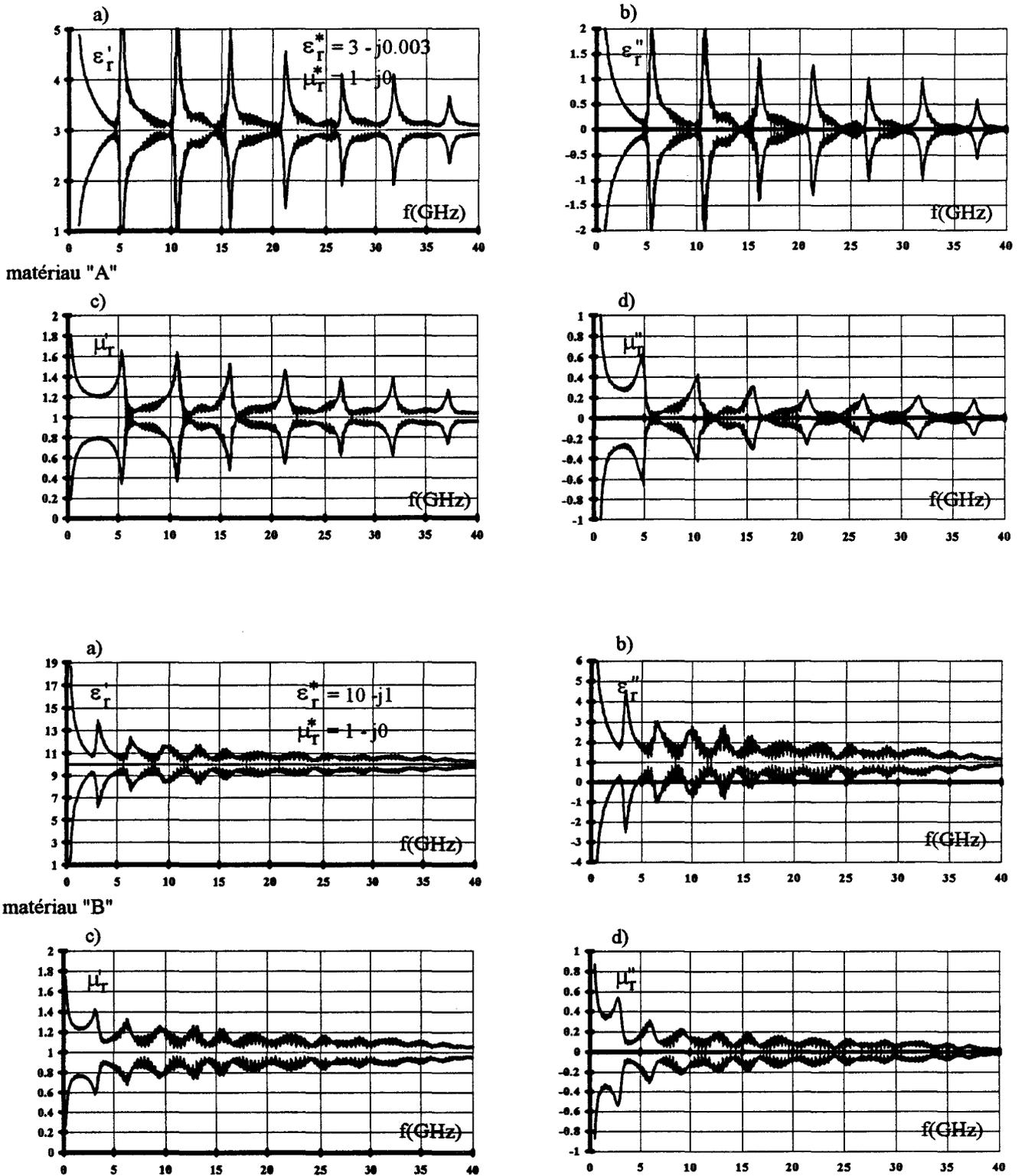


figure 3-19: incertitudes sur les caractéristiques électriques et magnétiques des matériaux "A" et "B" pour une cellule coplanaire ( $Z_{stat} = 80 \Omega$ ,  $L=2$  cm,  $W+2S=175 \mu\text{m}$ ,  $h=635 \mu\text{m}$ ).

pour une cellule capacitive. Nous montrons ainsi l'influence des paramètres " $S^*_{ij}$ " sur les permittivités et perméabilités en fonction de la fréquence.

### a) Cas général: matériaux magnétiques

Sur les figures 3-19 et 3-20, nous avons tracé respectivement pour les cellules coplanaire et microruban, les enveloppes correspondantes aux erreurs maximales sur les caractéristiques électriques ( $\epsilon'_r, \epsilon''_r$ ) et magnétiques ( $\mu'_r, \mu''_r$ ) des matériaux A, B et C dans la gamme de fréquences (0.05 - 40 GHz).

Quel que soit le matériau étudié, nous observons des "pics" aux fréquences correspondant à  $\frac{n}{2} \frac{d}{\lambda_g}$  ( $n = 1, 2, \dots$ ). Ceux-ci sont liés à des erreurs importantes lorsque  $|S^*_{11}|$  a une valeur faible ( $< -20$  dB) et dans ce cas la caractérisation de matériaux en réflexion - transmission est peu précise. A l'exception de ces fréquences, nous constatons que la précision obtenue sur les paramètres électromagnétiques est meilleure pour la cellule microruban que pour la cellule coplanaire. Toutefois, pour les deux cellules, lorsque la fréquence augmente les enveloppes d'erreurs tendent vers les valeurs initialement introduites.

La comparaison des résultats obtenus par les cellules réalisées avec les matériaux "A" et "B", montre une meilleure précision sur la détermination des paramètres électromagnétiques lorsqu'il y a présence de pertes (matériau B). Ceci provient d'erreurs importantes commises sur le module de  $S^*_{21}$  lorsque la transmission est quasi-totale, comme c'est le cas pour le matériau "A" (§ 3-4-1).

Seules les enveloppes d'erreurs sur le matériau magnétique "C" sont présentées pour la cellule microruban, puisque la cellule coplanaire n'est pas adaptée pour ce type de matériau (§ 2-5-6). En effet, les calculs ont donné des erreurs importantes pouvant atteindre 50 % et 100 % respectivement pour  $\mu'_r$  et  $\mu''_r$ . Ce n'est pas le cas pour la cellule microruban; les erreurs sur  $\mu'_r$  n'atteignent pas les 20 % et l'enveloppe d'incertitude de  $\mu''_r$  décroît lorsque la fréquence augmente. L'erreur sur ce terme est inférieure à 10 % pour des fréquences supérieures à 20 GHz.

Chapitre 3

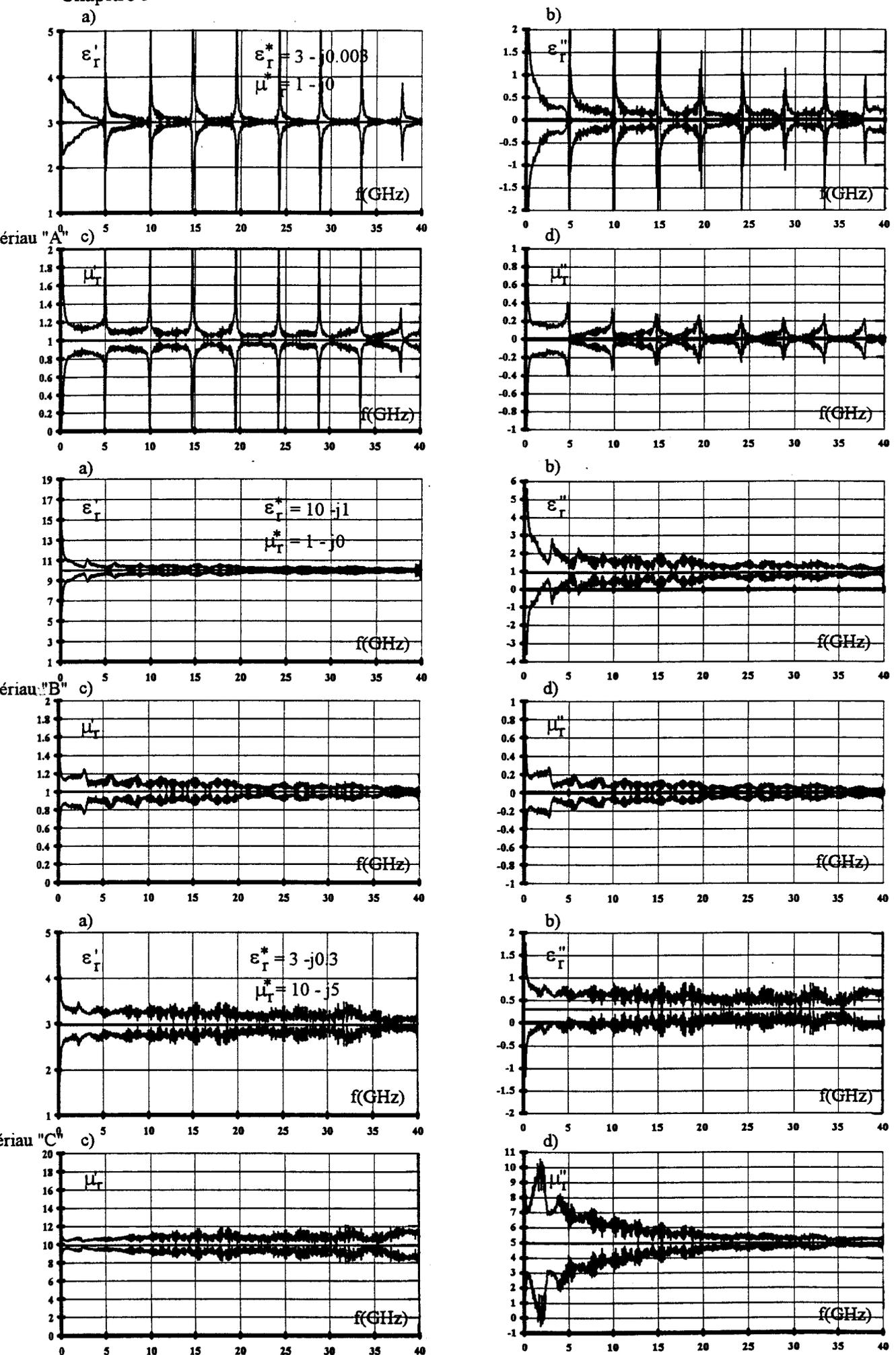


figure 3-20: incertitudes sur les caractéristiques électriques et magnétiques des matériaux "A", "B" et "C" pour une cellule microruban ( $Z_{cstat} = 80 \Omega$ ,  $L=2$  cm,  $h=635 \mu\text{m}$ ).

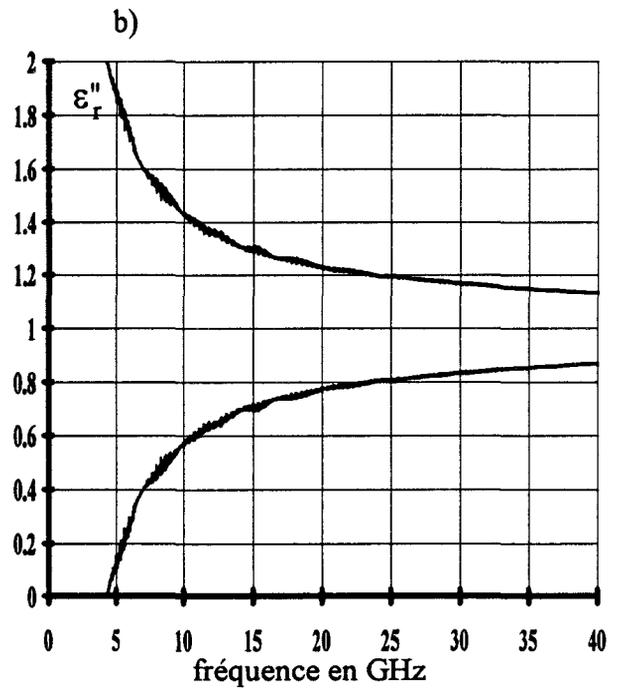
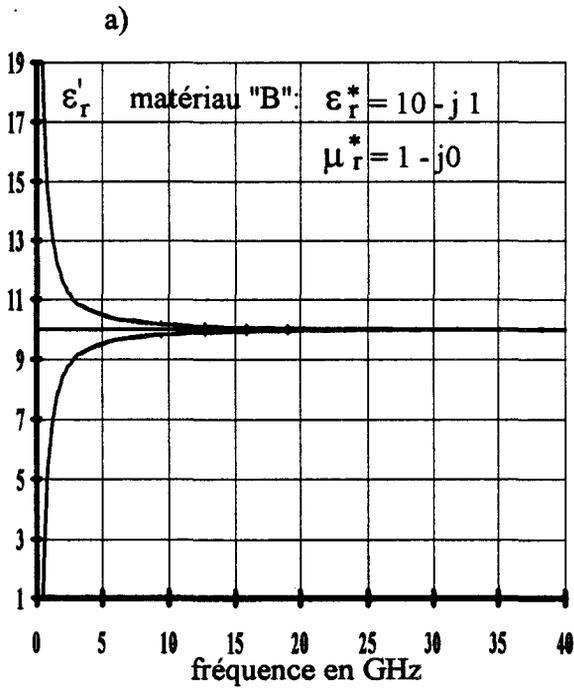
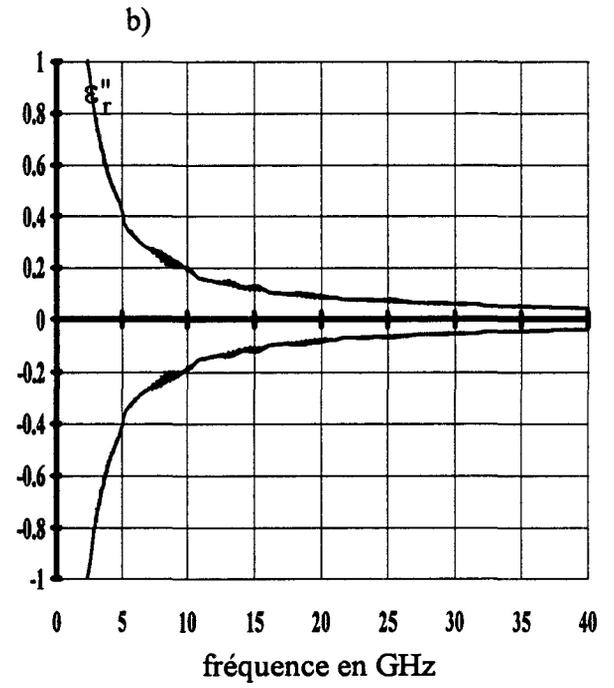
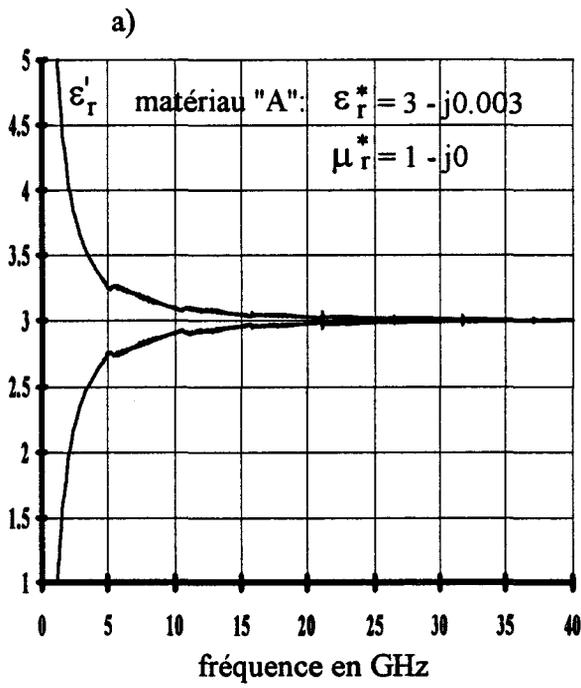


figure 3-21: incertitudes sur les caractéristiques électriques des matériaux "A" et "B" en imposant la perméabilité à "1" dans la méthode multiples réflexions (cellule coplanaire).  
 ( $Z_{cstat} = 80 \Omega$ ,  $L = 2 \text{ cm}$ ,  $W + 2S = 175 \mu\text{m}$ ,  $h = 635 \mu\text{m}$ ).

### **b) Cas particulier: matériaux purement diélectriques**

Les matériaux purement diélectriques présentent sur les matériaux magnétiques, l'avantage du choix de l'équation permettant, en imposant  $\mu_r' = 1$ , de calculer  $\epsilon_{\text{reff}}^*$ . Comme indiqué au § 3-3-3, le choix de l'équation de  $\epsilon_{\text{reff}}^*$  faisant intervenir  $T^*$  a pour conséquence de réduire fortement les erreurs aux valeurs de fréquences correspondant à  $\frac{n}{2} \frac{d}{\lambda_g}$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ).

En effet, les figures 3-21 et 3-22 présentent des enveloppes d'incertitudes avec une allure monotone. Elles correspondent à des incertitudes décroissantes lorsque la fréquence augmente.

Toutefois, des mesures correctes (meilleures que 10 %) ne peuvent être réalisées qu'à partir d'une fréquence minimale dépendant du matériau à étudier, du type et de la longueur de la cellule, pour laquelle l'erreur relative sur le terme de transmission  $T^*$  est faible. La comparaison de ces figures, montre qu'une meilleure précision est obtenue pour une fréquence plus basse lors de l'utilisation de la cellule microruban que dans le cas de la cellule coplanaire.

La précision sur  $\epsilon_r''$  est meilleure pour les résultats obtenus avec la cellule microruban. Ceci est dû à l'influence des pertes métalliques plus importantes pour la cellule coplanaire que pour la cellule microruban.

### **c) Cas de la cellule capacitive**

Les résultats sont présentés sur la figure 3-23. Ils concernent les caractéristiques électriques ( $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$ ) des matériaux A et B. Les largeurs des électrodes ont été choisies de manière à ce que les deux dipôles capacitifs soient localisés dans la bande de fréquences 0.05 - 2 GHz. Leurs dimensions "W" sont respectivement égales à 1200  $\mu\text{m}$  et 600  $\mu\text{m}$  pour les matériaux "A" et "B". L'épaisseur est identique pour les deux substrats, elle est égale à 10  $\mu\text{m}$ .

La figure 3-23 montre que ce type de cellule présente un grand intérêt pour la caractérisation de matériaux purement diélectriques. Elle permet de réaliser des mesures plus précises que la configuration quadripôle des cellules microruban et coplanaire en basses

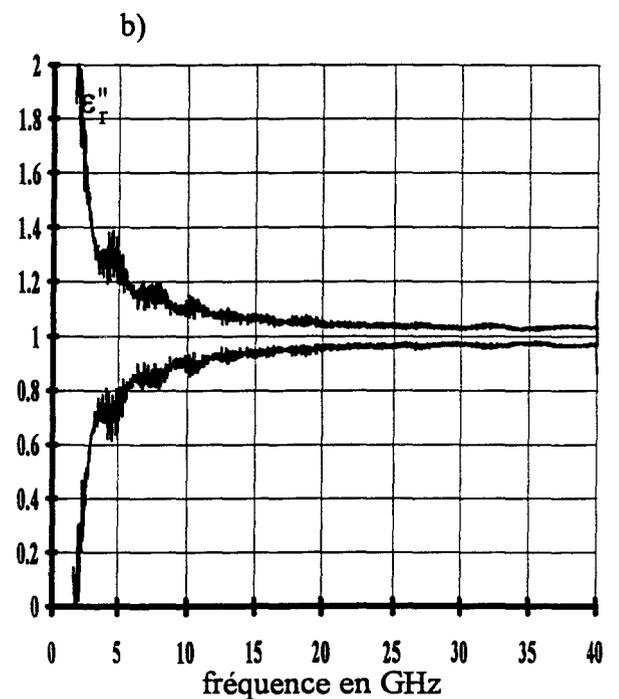
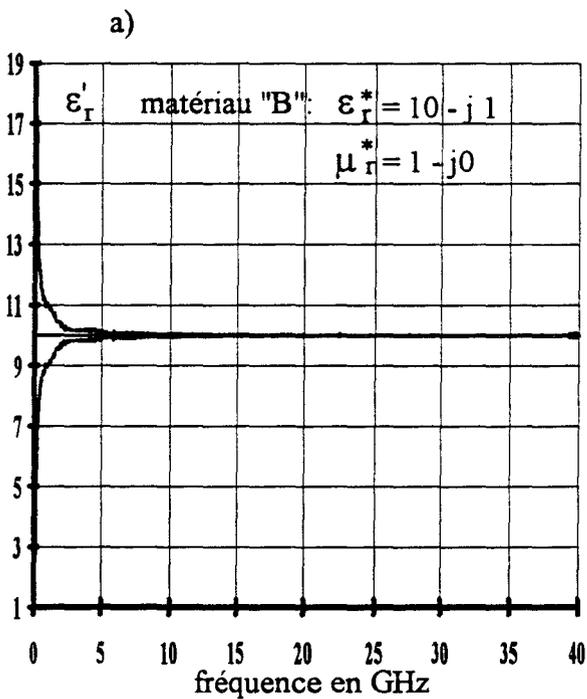
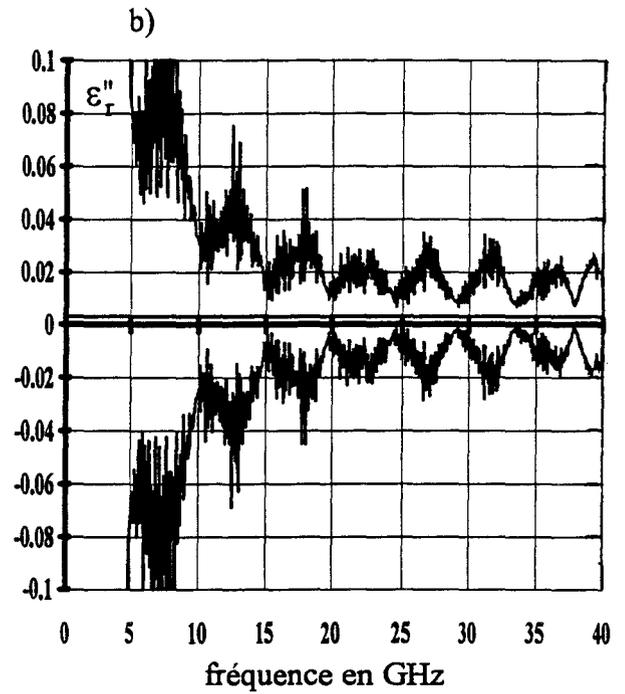
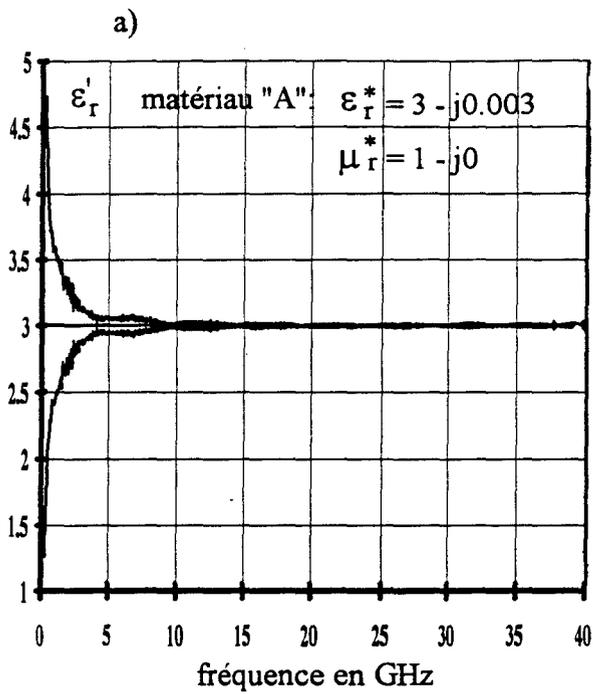


figure 3-22: incertitudes sur les caractéristiques électriques des matériaux "A" et "B" en imposant la perméabilité à "1" dans la méthode multiples réflexions (cellule microruban).  
 ( $Z_{cstat} = 80 \Omega$ ,  $L = 2\text{cm}$ ,  $h = 635 \mu\text{m}$ )

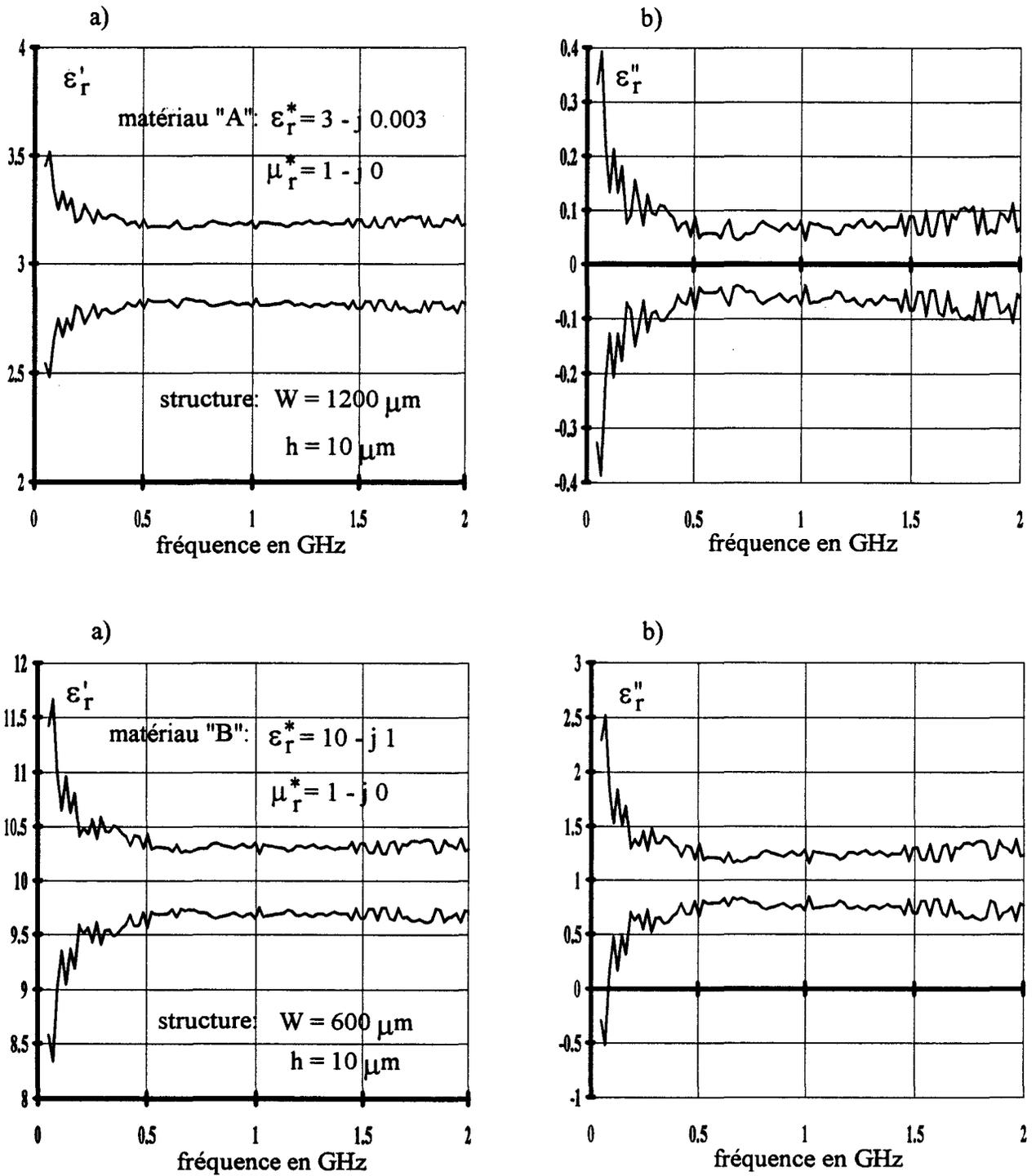


figure 3-23: incertitudes sur les caractéristiques électriques des matériaux "A" et "B" sur deux structures de cellule capacitive ( $h = 10 \mu\text{m}$ ).

fréquences (0.045 - 2 GHz). En effet, la mesure du coefficient de réflexion pour ce type de dipôle étant plus important ( $> -20$  dB dû à une désadaptation), il s'ensuit que les erreurs sur le module et la phase de  $S^*_{11}$  sont moins importantes que celles en configuration quadripôle.

### **3-5 Conclusion**

Ce chapitre présente deux dispositifs sous pointes utilisées pour les mesures en cellules microruban et coplanaire. Les performances de ces deux dispositifs sont équivalentes, excepté pour la reproductibilité des mesures dans le cas de mesures avec la cellule microruban.

Deux configurations de cellules, l'une en configuration dipôle à constantes localisées et l'autre en configuration quadripôles à constantes réparties ont été développées. Cette dernière configuration présente par rapport à la précédente, l'avantage de pouvoir déterminer l'ensemble des paramètres électromagnétiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ). Le calcul de ces grandeurs nécessite un traitement mathématique rigoureux (A.D.S: Approche dans le Domaine Spectral) associé à une méthode itérative. Cependant, la faible dispersion du mode fondamental de la cellule coplanaire permet de remplacer le traitement numérique par des relations analytiques approchées et ce avec une bonne précision.

Les calibrages des dispositifs sous pointes sont présentés, ainsi que les incertitudes maximales sur les coefficients de réflexion  $S^*_{11}$  et de transmission  $S^*_{21}$ .

Nous étudions l'influence de l'impédance caractéristique et de la longueur de la cellule (coplanaire et microruban) sur la matrice  $[S^*_{ij}]$ . Ceci a permis de mettre en évidence qu'une légère désadaptation ( $Z_c \neq 50 \Omega$ ) améliore la précision sur  $S^*_{11}$  et qu'une optimisation de la longueur de la cellule minimise les erreurs sur  $S^*_{21}$ .

Pour des cellules optimisées et pour les différentes méthodes de dépouillement, nous avons simulé les erreurs maximales sur  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  pour divers caractéristiques de matériaux. Dans le cas de matériaux purement diélectriques, les simulations ont montré que la cellule dipôle présente une meilleure précision sur  $\epsilon_r^*$  dans les basses fréquences ( $< 2$  GHz) par rapport à la configuration quadripôle des cellules microruban et coplanaire. Pour des

fréquences supérieures, nous mettons en évidence que la précision sur les caractéristiques électriques ( $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$ ) d'un matériau non magnétique est améliorée, lorsqu'on supprime l'indétermination sur le caractère magnétique dans les calculs en imposant  $\mu_r' = 1$ .

# **BIBLIOGRAPHIE**

## **Chapitre 3**

- [3-1] J. P. PELLETIER:  
"Techniques numériques appliquées au calcul scientifique."  
MASSON, 1971.
- [3-2] R. K. HOFFMANN:  
"Handbook of microwave integrated circuits."  
Artech House, 1987.
- [3-3] W. BARRY:  
"A broad-band, automated, stripline technique for the simultaneous measurement of complex permittivity and permeability".  
IEEE Transactions on MTT, vol 34, n°1, January 1986, pp 80 - 84.
- [3-4] P. QUEFFELEC, Ph. GELIN, J. GIERALTOWSKI, J. LOAEC:  
"A microstrip device for the broad-band simultaneous measurement of complex permeability and permittivity".  
IEEE Transactions on Magnetics, vol 30, n°2, March 1994.
- [3-5] W. B. WEIR:  
"Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies."  
Proceeding of IEEE, vol. 62, n°1, January 1974, pp 33-36.
- [3-6] J. HINOJOSA, L. FAUCON, C. LEGRAND, A. BOUGHRIET, A. CHAPOTON:  
"Mesures en propagation guidée des paramètres électromagnétiques de matériaux dans la gamme de fréquences 45 MHz-40 GHz."  
Journées d'études Caractérisation Microonde des Matériaux (J.C.M.M),  
Arcachon du 7 au 9 Octobre 1992.

[3-7] N. BELHADJ - TAHAR, A. FOURIER - LAMER, H. DE CHANTERAC:

"Broad-band simultaneous measurement of complex permittivity and permeability using a coaxial discontinuity."

IEEE Transactions on MTT, vol. 38, n°1, January 1990, pp 1 - 7.

[3-8] A. BOUGHRIET, C. LEGRAND, A. CHAPOTON:

"Sur une méthode transmission - réflexion à traitement non itératif pour la détermination de la permittivité complexe de matériaux diélectriques".

Journées d'études Caractérisation Microonde des Matériaux (J.C.M.M),

Brest du 19 au 21 Octobre 1994.

[3-9] B. DONEKER:

" Accuracy predictions for new generation network analyser."

Microwave Journal, June 1984, pp 127-141.

## **Chapitre 4:**

**Technologies de réalisation des cellules.**

**Validation des méthodes de mesure.**

**Application à l'étude de nouveaux matériaux.**

## **4-1 Introduction**

Dans le chapitre précédent, nous avons décrit les méthodes de dépouillement de la matrice Scattering [ $S^*_{ij}$ ] pour obtenir les caractéristiques électromagnétiques d'un matériau.

Dans ce chapitre, nous validons ces méthodes en caractérisant les échantillons "étalons" déterminés au premier chapitre: échantillons purement diélectriques (sans pertes et avec pertes) et un échantillon magnétique.

Dans une dernière partie de ce chapitre, nous appliquons les techniques mises au point dans ce travail, en vue d'une étude (caractérisation et première interprétation des résultats) de différents matériaux dans le cadre de différentes collaborations. Il s'agit de matériaux diélectrique sans pertes, d'un polymère conducteur et des premiers polymères ferromagnétiques synthétisés au Département Génie des Matériaux d'ALCATEL ALSTHOM Recherche à Marcoussis.

Au préalable, nous présentons les technologies de réalisation des rubans conducteurs de manière à concevoir les cellules microruban et coplanaire.

## **4-2 Technologies de réalisation des cellules plaquées**

Pour réaliser les rubans conducteurs, nous développons deux technologies:

- l'une, "couche mince", limitée à l'élaboration de cellules coplanaire et microruban sur des matériaux inorganiques (ex: céramique, AsGa, ...).

- l'autre, "couche épaisse", plus générale puisqu'elle permet de réaliser des rubans conducteurs sur tout type de matériaux (polymère, ...). Nous l'utilisons pour concevoir des cellules microrubans.

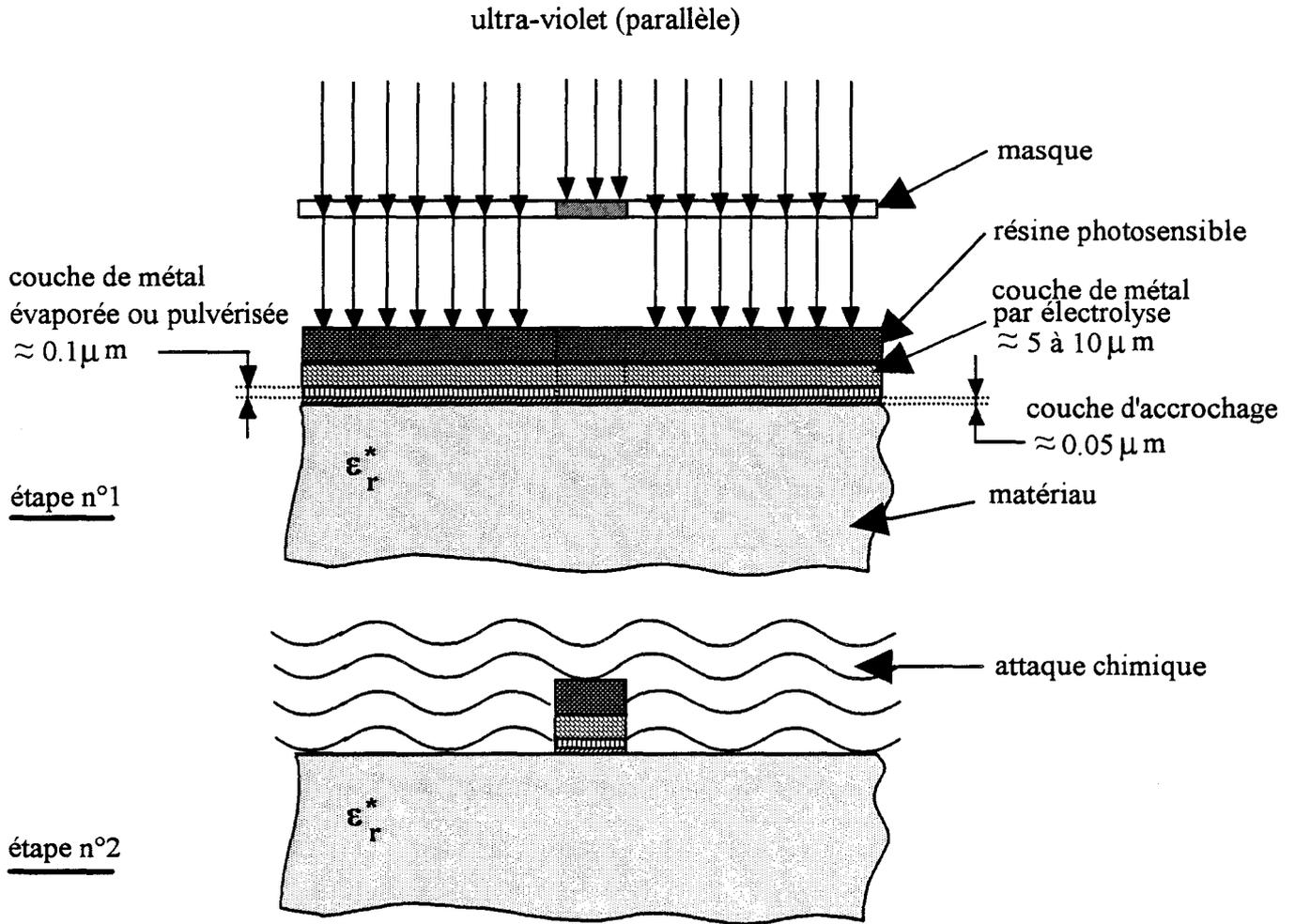


figure 4-1: photolithographie (1) suivie d'une attaque chimique (2).

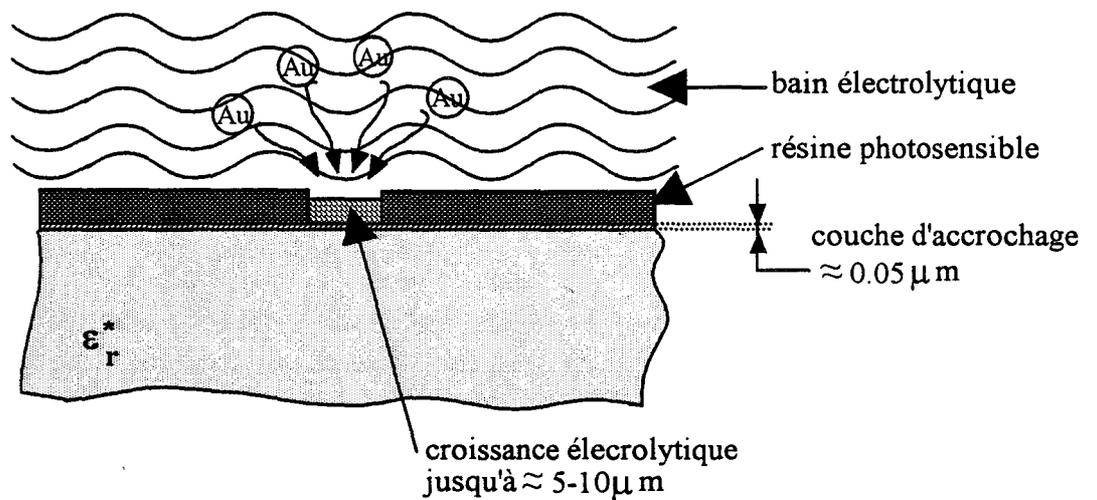


figure 4-2: croissance par électrolyse

Les plans de masse métalliques sont réalisés par les mêmes techniques. Pour cette raison, nous n'en parlons plus par la suite.

#### 4-2-1 Technologie couche mince

Cette technique fait appel à des procédés lithographiques. Elle est actuellement très utilisée en centrale de technologie au laboratoire pour réaliser des dispositifs multipôles intégrés en lignes plaquées. Deux méthodes sont possibles et sont décrites ci-dessous.

Pour les deux méthodes, un dépôt préalable d'une "couche d'accrochage" (titane, nickel, chrome,...) de quelques centaines d'angströms, est indispensable pour réaliser une bonne adhésion des rubans sur le matériau. Ces dépôts sont effectués par évaporation ou pulvérisation sous vide (entre  $10^{-6}$  et  $10^{-2}$  Torr).

1ère méthode (figure 4-1): Elle consiste à déposer une première couche métallique (d'or,...) de  $0.1\ \mu\text{m}$  sous vide. Puis, l'échantillon est placé dans un bain électrolytique afin de faire croître l'épaisseur de la couche conductrice jusqu'à 5 à  $10\ \mu\text{m}$ , et ainsi, réduire les pertes correspondantes. Le circuit est ensuite réalisé par photolithographie suivie d'attaques chimiques qui éliminent les surfaces conductrices ne faisant pas partie du circuit désiré.

2ème méthode (figure 4-2): Une variante de la première méthode, consiste à recouvrir la couche d'accrochage d'une résine photosensible de quelques microns à l'aide d'une tournette. Le circuit est ensuite réalisé par photolithographie suivi d'attaque chimique de la résine à l'emplacement où l'on souhaite déposer le matériau conducteur par électrolyse. Les résidus de résine et de couche d'accrochage sont éliminés par attaques chimiques sous ultrasons.

Pour cette méthode, le phénomène de sous gravure est plus faible puisque l'attaque chimique après photolithographie ne concerne qu'une épaisseur de  $0.05\ \mu\text{m}$  au lieu de  $5\ \mu\text{m}$  pour la méthode précédente (figure 4-3).

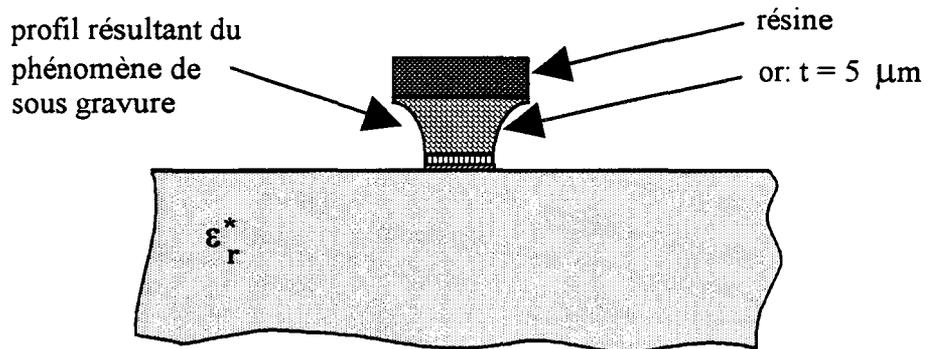


figure 4-3: sous gravure importante lorsque l'attaque chimique est réalisée sur quelques micro-mètres d'or.

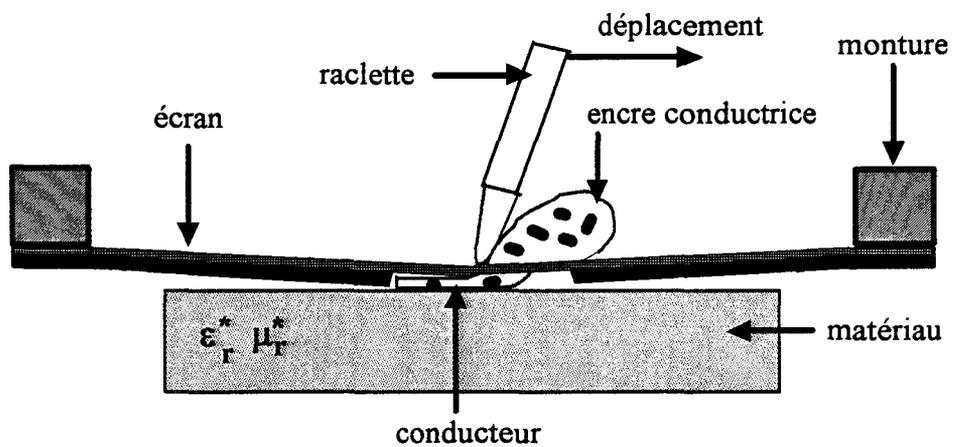


figure 4-4: réalisation d'un ruban conducteur par sérigraphie

Pour les deux méthodes, l'électrolyse est rendue indispensable par l'impossibilité d'obtenir une épaisseur supérieure à  $1\ \mu\text{m}$  par évaporation ou pulvérisation.

Les inconvénients qui limitent la gamme de matériaux, auxquels ces techniques peuvent être appliquées, sont la nécessité de réaliser un vide et l'emploi d'attaques chimiques. Ainsi, il n'est pas possible de réaliser des dépôts métalliques sur des matériaux susceptibles d'être détériorés par les produits chimiques.

Nous limitons donc ces techniques à des matériaux de type céramique et semi-conducteurs. Des technologies complémentaires sont nécessaires pour réaliser des couches conductrices sur les autres types de matériaux. L'une d'elles, la technologie couche épaisse est présentée ci-dessous.

#### 4-2-2 Technologie couche épaisse

Pour réaliser des circuits plaqués en couche épaisse, nous avons utilisé la technique de sérigraphie (figure 4-4). Le circuit est obtenu à l'aide d'un écran de sérigraphie placé sur le matériau. Cet écran est un film mince constitué d'un maillage de fils fins (environ 150 par  $\text{cm}^2$ ) comportant le motif du circuit à réaliser. L'encre conductrice est pressée au travers de l'écran par l'intermédiaire d'une raclette, afin qu'elle se dépose sur le matériau de manière à constituer le ruban. La polymérisation rend cette encre conductrice. Elle se fait à température ambiante, ou par cuisson suivant l'encre utilisée. Des épaisseurs de couches conductrices de plusieurs microns à plusieurs dizaines de microns peuvent être envisagées.

Par rapport à la technologie couche mince, cette méthode présente de nombreux avantages:

- elle ne nécessite pas d'attaque chimique, donc pas de détérioration du matériau,
  
- une utilisation en atmosphère ambiante,

- une rapidité de mise en oeuvre,
- la "couche d'accrochage" est évitée (ce qui peut poser problème cf inconvénients),
- un faible investissement dans l'équipement, d'où un coût minime.

Elle n'est cependant pas sans inconvénient:

- la dimension des mailles de l'écran de sérigraphie fixe la largeur minimale du ruban. Celle-ci est ainsi plus grande qu'avec la technologie couche mince. Réaliser des cellules coplanaires aux dimensions des pointes cascades est donc délicat,

- une fréquence plus faible d'utilisation fixée par la largeur minimale des rubans,

- des pertes conducteurs plus importantes puisque l'encre de sérigraphie présente une conductivité moins bonne que le métal pur utilisé en technologie couche mince: l'or. Ces pertes vont être mesurées dans le paragraphe suivant.

- une difficulté d'adhésion sur certains matériaux (Téflon, ...) due à l'absence de couche d'accrochage.

Les écrans dont nous disposons permettent de réaliser des lignes de type microruban de largeurs 100, 200 et 300  $\mu\text{m}$  présentant une épaisseur de métallisation d'environ 10  $\mu\text{m}$ . La composition conductrice employée, est composée de poudre d'argent noyée dans des liants organiques. Elle est référencée par la société Dupont de Nemours sous le numéro: 5007 E. Nous l'avons choisie pour son temps de polymérisation. En effet, elle devient conductrice lorsque la polymérisation est terminée, c'est-à-dire vingt quatre heures à température ambiante ou inférieure à deux heures à 60 °C. Ceci évite de chauffer le matériau à étudier.

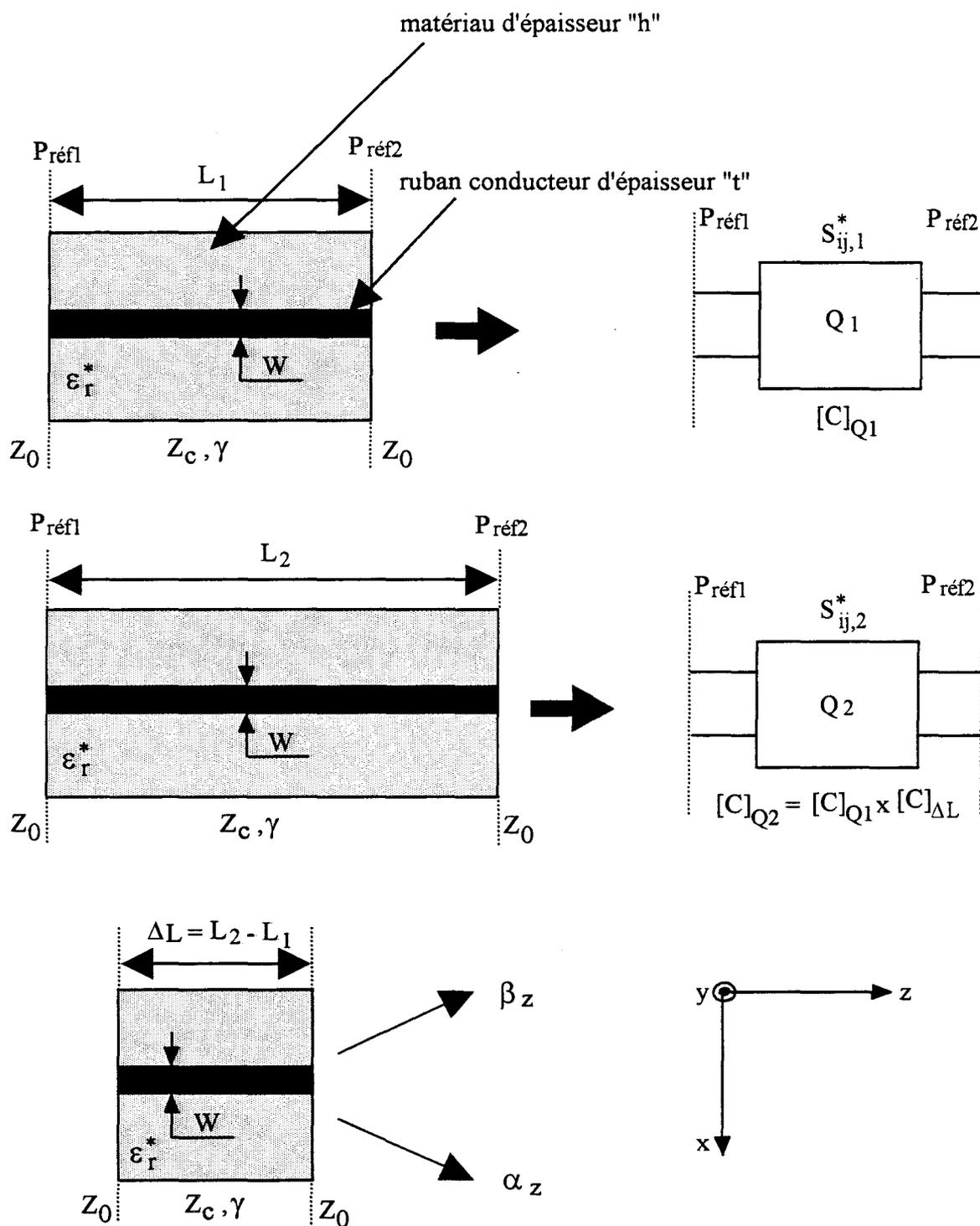


figure 4-5: méthode utilisée pour la mesure de la constante de propagation et les pertes métalliques pour une cellule microruban de longueur  $\Delta L$ .

### 4-2-3 Mesures des pertes métalliques

Nous mesurons l'atténuation d'une ligne microruban réalisée avec la technologie couche épaisse avec une encre conductrice à base d'argent et nous déterminons sa résistivité. Puis, nous comparons les tangentes d'angle de pertes correspondant à l'atténuation entre des rubans conducteurs réalisés en couche épaisse et couche mince avec un métal de cuivre.

Au préalable, nous décrivons la méthode utilisée pour déterminer l'atténuation.

#### a) Méthode utilisée

La méthode utilisée a été suggérée et étudiée par B. BIANCO et M. PARODI [4-1], puis reprise au laboratoire pour des mesures de pertes métalliques [4-2][4-3].

Cette méthode est résumée figure 4-5. Elle nécessite deux quadripôles microruban possédant la même topologie mais de longueurs différentes ( $L_1$  et  $L_2$ ). A partir des mesures de la matrice Scattering  $[S^*_{ij}]$ , la méthode consiste à déterminer la constante de propagation complexe du quadripôle de longueur  $\Delta L = L_2 - L_1$  de manière à obtenir son atténuation en fonction de la fréquence. La constante de propagation est calculée à partir des matrices de chaîne du premier et du deuxième quadripôle par:

$$[C^*_{\Delta L}] = [C^*_{Q2}] [C^*_{Q1}]^{-1} \quad (4-1)$$

$$\text{avec} \quad [C^*_{\Delta L}] = \begin{bmatrix} \text{ch}(\gamma_z) \Delta L & \frac{Z_c}{Z_0} \text{sh}(\gamma_z) \Delta L \\ \frac{Z_0}{Z_c} \text{sh}(\gamma_z) \Delta L & \text{ch}(\gamma_z) \Delta L \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

- où
- $Z_c$  est l'impédance caractéristique de la ligne microruban,
  - $Z_0$  est l'impédance caractéristique du dispositif sous pointes ( $Z_0 = 50 \Omega$ ),
  - $\gamma_z$  est la constante de propagation,
  - $\Delta L$  est la longueur du tronçon de ligne.

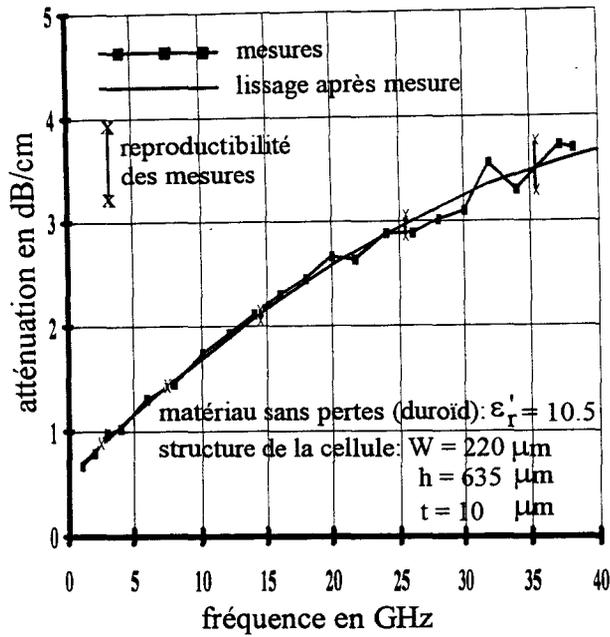


figure 4-6: évolution fréquentielle de l'atténuation d'un ruban conducteur réalisé par sérigraphie avec une encre conductrice à base d'argent (réf: 5007 E - Dupont de Nemours)

légende: - - - - mesure avec un ruban conducteur réalisé par sérigraphie avec l'encre conductrice (5007 E) à base d'argent:  $t = 10 \mu m$ .  
 ——— mesure avec un ruban conducteur en cuivre réalisé en technologie couche mince:  $t = 17 \mu m$ .

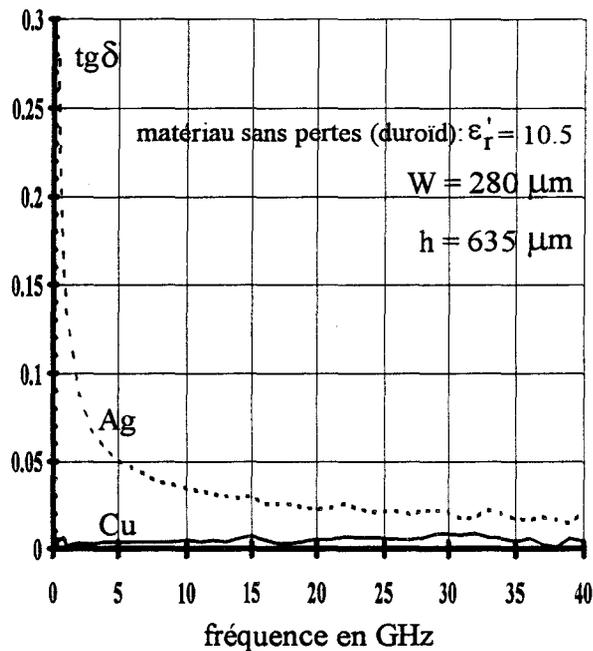


figure 4-7: évolutions fréquentielles de la tangente d'angle de pertes résultant des atténuations dues aux rubans conducteurs à base d'argent et de cuivre.

Ces deux relations matricielles permettent de déterminer  $\text{ch}(\gamma_z)\Delta L$  en fonction des paramètres complexes  $[S^*_{ij}]$ :

$$\text{ch}(\gamma_z)\Delta L = \frac{S_{12,1}^{*2} + S_{12,2}^{*2} + S_{11,1}^* S_{22,2}^* + S_{11,2}^* S_{22,1}^* - S_{11,1}^* S_{22,1}^* - S_{11,2}^* S_{22,2}^*}{2 S_{12,1}^* S_{12,2}^*} \quad (4-3)$$

Ainsi, les mesures des paramètres  $S^*_{ij,1}$  et  $S^*_{ij,2}$  des deux quadripôles permettent la détermination de l'atténuation et la constante de phase ( $\gamma_z = \alpha_z + j\beta_z$ ) du tronçon de ligne de longueur  $\Delta L$ .

### **b) Résultats expérimentaux**

La figure 4-6 représente l'atténuation fréquentielle d'une ligne réalisée par la méthode couche épaisse sur un matériau sans pertes "Duroïd" ( $\epsilon_r' = 10.5$  sans pertes). Après lissage de la courbe, nous calculons la résistivité moyenne de l'encre conductrice à base d'argent (réf: 5007E) à savoir:  $0.0018 \Omega\text{cm}$ . Cette valeur correspond aux données de Dupont de Nemours:  $0.0017 \leq \rho (\Omega\text{cm}) \leq 0.0023$ .

Sur la figure 4-7, nous traçons les évolutions de la tangente d'angle de pertes correspondant:

- l'une au ruban conducteur réalisé en technologie couche épaisse avec l'encre conductrice précédente,

- l'autre au ruban conducteur en cuivre réalisé en technologie couche mince.

Ces mesures sont effectuées sur un même matériau sans pertes (Duroïd) et pour une même topologie de cellule. Dans toute la bande de fréquences, les pertes pour le ruban conducteur à

Chapitre 4

matériaux et caractéristiques	cellules plaquées réalisées et numéro de figure correspondant aux résultats de mesure				caractéristiques du ruban conducteur		
	microruban	figure n°	coplanaire	figure n°	métal	épaisseur ( $\mu\text{m}$ )	dépôt
téflon $\epsilon_r^* = 2.05 - j0.001$ $\mu_r^* = 1 - j0$	×	4-11			cuivre	12	technologie "couche mince"
alumine $\epsilon_r^* = 9.85 - j0.001$ $\mu_r^* = 1 - j0$	×	4-12	×	4-8	or	5	
AsGa semi-isolant $\epsilon_r' = 12.9$ $\mu_r^* = 1 - j0$			×	4-9	or	1.5	
silicium $\epsilon_r' = 11.7$ $\mu_r^* = 1 - j0$ $\rho = 40-60 \Omega / \text{cm}$	×	4-15	×	4-10	or	5	
K9 comparaison avec les mesures en cellule coaxiale $\mu_r^* = 1 - j0$	×	4-13			argent	10	technologie "couche épaisse"
K25 comparaison avec les mesures en cellule coaxiale et guide rectangulaire $\mu_r^* = 1 - j0$	×	4-14			argent	10	
PANI18 comparaison avec les mesures en cellule "pastille" $\mu_r^* = 1 - j0$	×	4-16			argent	10	
IMO502 comparaison avec les mesures en cellules coaxiale et guide rectangulaire $\mu_r^* \neq 1$	×	4-17			argent	10	

tableau 4-1: mesures sur différents matériaux.

base d'argent sont beaucoup plus importantes que celles du conducteur en cuivre (au moins d'un facteur 10).

Par la suite, nous essaierons de tenir compte des pertes métalliques dues au ruban conducteur réalisé en technologie couche épaisse vis-à-vis des pertes diélectriques et magnétiques du matériau à caractériser.

### **4-3 Validation expérimentale**

L'objectif de ce paragraphe est la validation des méthodes de dépouillement développées dans le troisième chapitre pour les cellules coplanaire et microruban. Cette validation est réalisée à partir de deux types de matériaux présentés dans le tableau 4-1:

- quatre matériaux "étalons" dont les caractéristiques électromagnétiques sont données par le constructeur ou connues par ailleurs,

- quatre matériaux dont les caractéristiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) ont été déterminées par d'autres méthodes en cellules pastille, coaxiale ou guide d'onde rectangulaire (§ 1-4).

Pour la cellule coplanaire, les mesures sont limitées aux matériaux présentant une rigidité suffisante (alumine, AsGa, silicium) indispensable pour utiliser le dispositif sous pointes CASCADE.

#### **4-3-1 Validation du dépouillement avec la cellule coplanaire**

##### **a) Mesures de matériaux purement diélectriques sans pertes**

A partir des mesures des paramètres  $S^*_{ij}$  dans la gamme de fréquences 0.05 - 40 GHz,

## Chapitre 4

légende: ——— dépeuillement à partir des relations analytiques en imposant:  $\mu'_r = 1$ .  
 - - - - - dépeuillement des paramètres électromagnétiques à partir des relations analytiques.

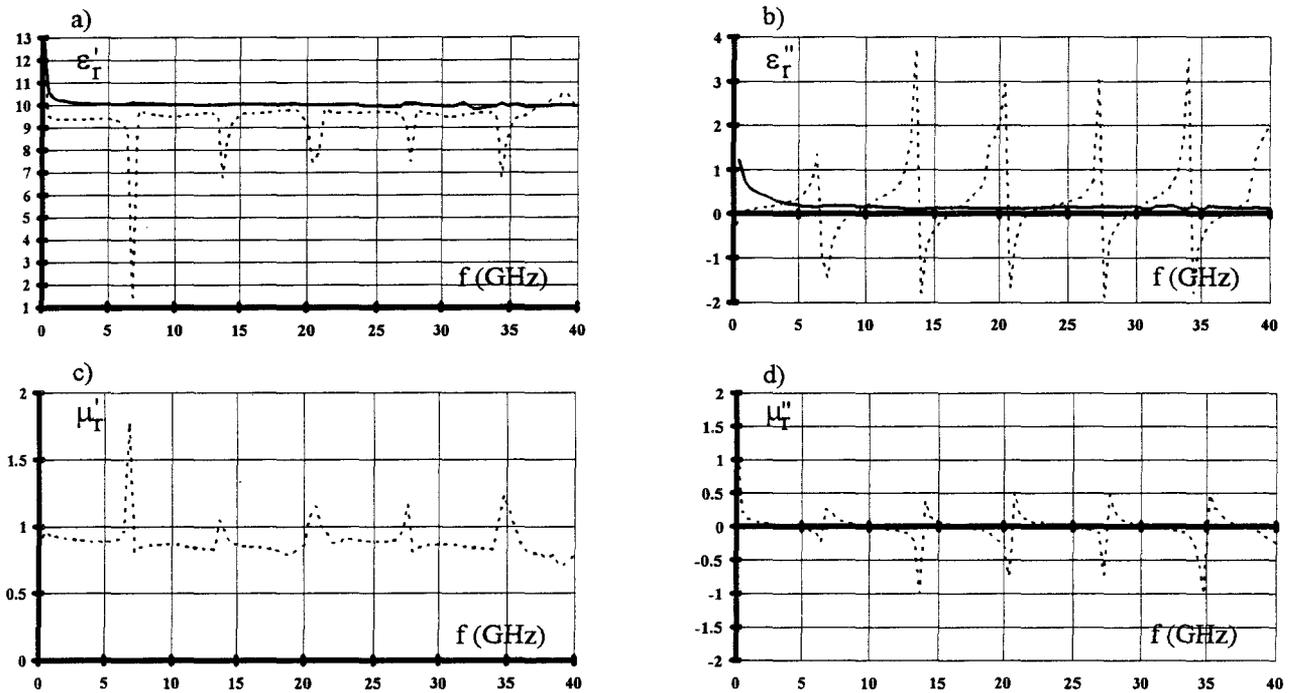


figure 4-8: caractéristiques électromagnétiques de l'alumine. Mesures effectuées par une cellule coplanaire ( $W = 50\mu\text{m}$ ,  $W+2S = 175\mu\text{m}$ ,  $h = 635\mu\text{m}$ ,  $d = 1\text{ cm}$ ).

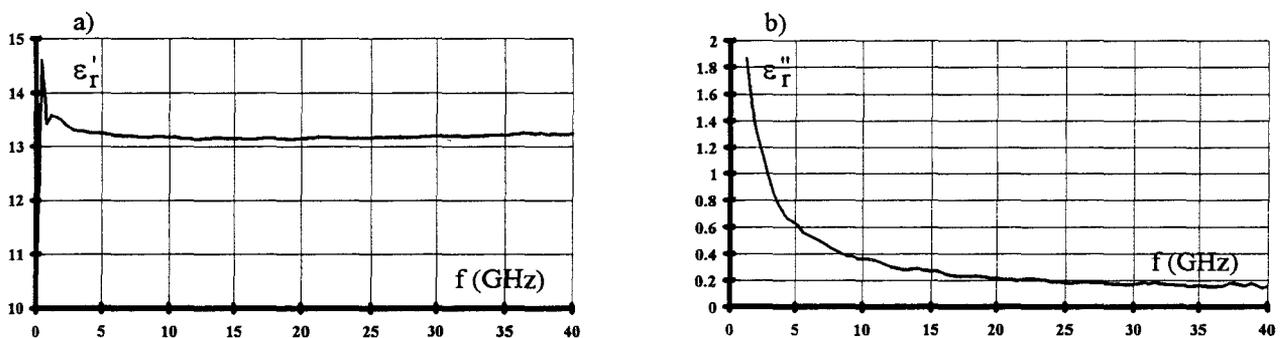


figure 4-9: caractéristiques électriques de l'AsGa (semi isolant). Mesures effectuées par une cellule coplanaire ( $W = 70\mu\text{m}$ ,  $W+2S = 175\mu\text{m}$ ,  $h = 420\mu\text{m}$ ,  $d = 1.1\text{ cm}$ ).

légende: - - - - - calcul de la permittivité imaginaire:  $\rho = 40 - 60\ \Omega\text{cm}$ .

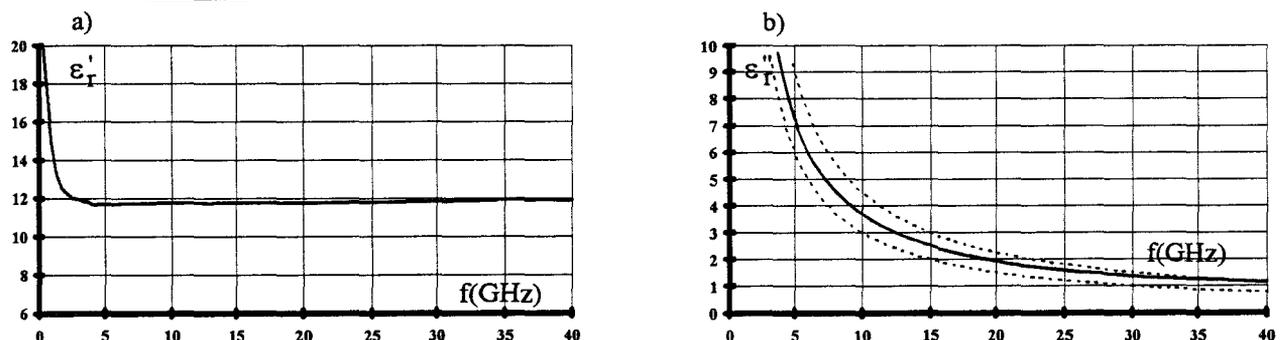


figure 4-10: caractéristiques électriques du silicium dopé:  $\rho = 40 - 60\ \Omega\text{cm}$ . Mesures effectuées par une cellule coplanaire ( $W = 70\mu\text{m}$ ,  $W+2S = 175\mu\text{m}$ ,  $h = 2300\mu\text{m}$ ,  $d = 1\text{ cm}$ ).

nous avons calculé les caractéristiques électromagnétiques de l'alumine (figure 4-8) suivant deux méthodes différentes sachant le caractère purement diélectrique du matériau. En effet, dans la première méthode (en pointillé), nous recherchons  $\mu_r'$  comme s'il s'agissait d'un matériau quelconque et nous vérifions qu'il est bien égal à 1. Par contre, dans la deuxième méthode, nous imposons le caractère purement diélectrique du matériau en fixant  $\mu_r^* = 1$  dans les équations de dépouillement (§ 3-3-3).

Les valeurs de  $\mu_r'$  et  $\mu_r''$  obtenues par la première méthode présente des valeurs moyennes respectivement proche de 1 et de 0. Ceci confirme le caractère purement diélectrique du matériau. Cependant, des fluctuations ("pics") importantes autour de ces valeurs moyennes sont constatées. Ces fluctuations se répercutent sur les évolutions fréquentielles de  $\epsilon_r'$  et de  $\epsilon_r''$ . Elles sont dues à des erreurs importantes lorsque le coefficient de réflexion est faible (< -20 dB) (cf § 3-4-2).

Le fait de fixer  $\mu_r^* = 1$  dans le dépouillement permet de s'affranchir de l'une des équations et d'obtenir une solution plus rigoureuse. Ceci supprime les fluctuations et améliore la précision sur  $\epsilon_r'$  et  $\epsilon_r''$  dans toute la gamme de fréquences.

Comme nous le verrons dans un prochain paragraphe, les matériaux magnétiques ne présentent pas cette inconvénient puisque le coefficient de réflexion n'est pas aussi faible.

Pour l'alumine et l'AsGa semi isolant (figure 4-9), nous retrouvons les permittivités réelles ( $\epsilon_r'$ ) données par les constructeurs de ces matériaux (tableau 4-1) avec une erreur inférieure à 3 % pour des fréquences supérieures à 5 GHz. Pour cette même plage de fréquences, la permittivité imaginaire  $\epsilon_r''$  est de 0.1 pour l'alumine et 0.2 pour l'AsGa. Elles correspondent aux pertes des rubans métalliques, puisque la méthode de dépouillement n'en tient pas compte.

### **b) Mesures d'un matériau purement diélectrique avec pertes**

Les mesures sur un matériau purement diélectrique présentant des pertes sont réalisées sur un semiconducteur de silicium dopé. Les caractéristiques électriques ( $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$ ) sont tracées

légende: ——— dépoillement des permittivités effectives par l'"A.D.S" ( $\mu_r'$  imposée à 1)

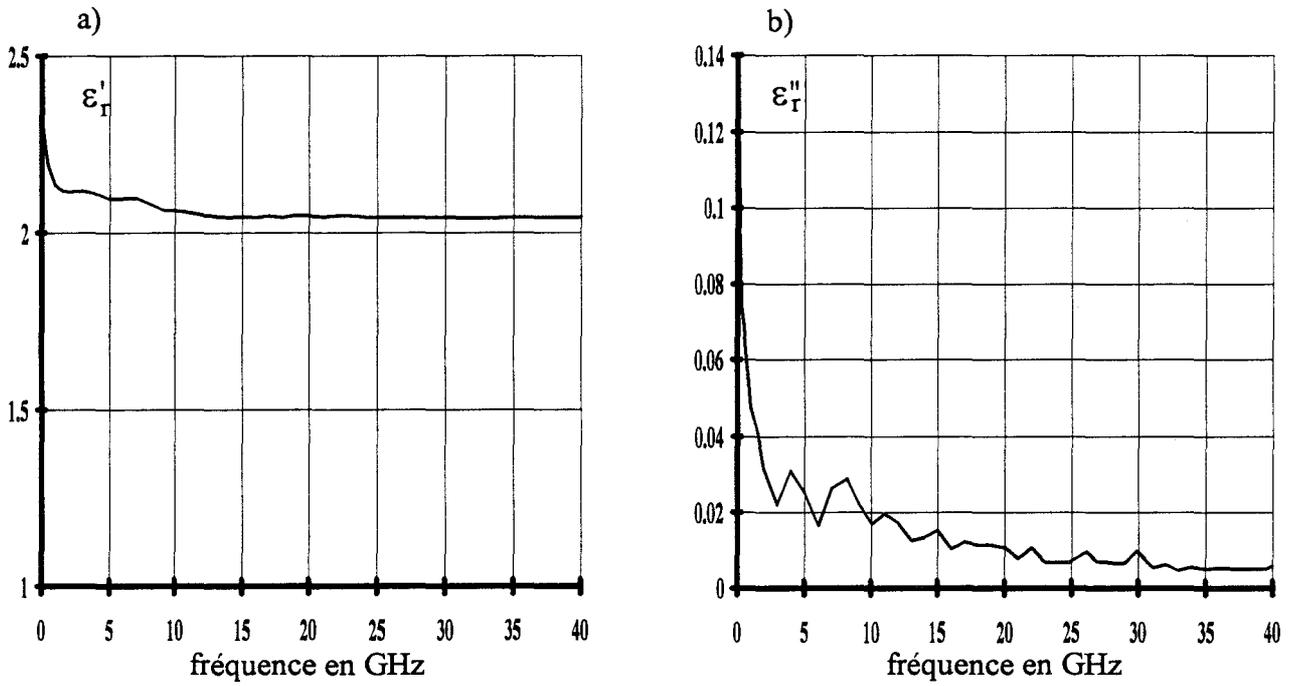


figure 4-11: caractéristiques électriques du téflon. Mesures effectuées par une cellule microruban ( $W = 200\mu\text{m}$ ,  $h = 127\mu\text{m}$ ,  $d = 4\text{ cm}$ ).

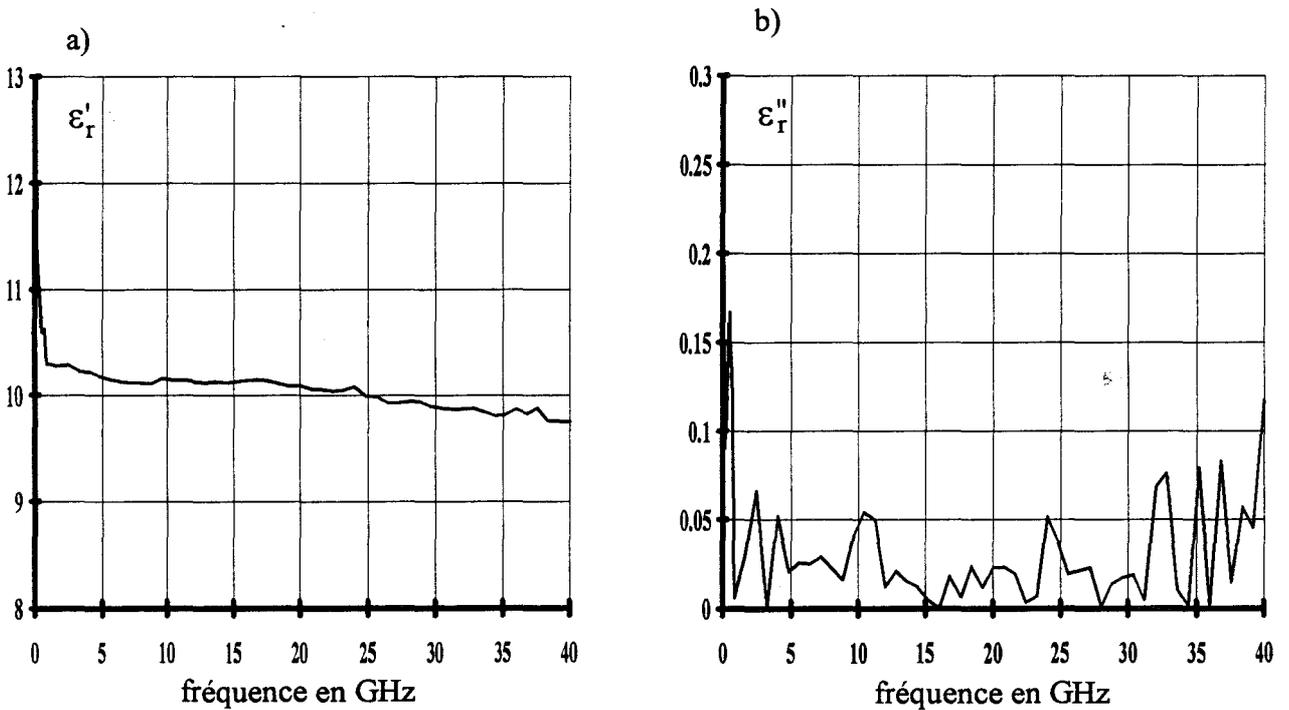


figure 4-12: caractéristiques électriques de l'alumine. Mesures effectuées par une cellule microruban ( $W = 190\mu\text{m}$ ,  $h = 254\mu\text{m}$ ,  $d = 1\text{ cm}$ ).

sur la figure 4-10.

Pour des fréquences supérieures à 5 GHz, les résultats obtenus sont en accord avec ceux du constructeur:

- pour  $\epsilon_r'$  l'erreur est inférieure à 2 %,
  - l'évolution fréquentielle de  $\epsilon_r''$  est dans l'interstice (traits pointillés) correspondant aux valeurs de résistivité données ( $\rho = 40 - 60 \Omega \text{ cm}$ ).

L'épaisseur de métallisation étant de 5  $\mu\text{m}$  d'or, les pertes du ruban conducteur sont faibles devant les pertes diélectriques. Nous ne mesurons que ces dernières.

#### **4-3-2 Validation du dépouillement avec la cellule microruban**

##### **a) Mesures de matériaux purement diélectriques sans pertes**

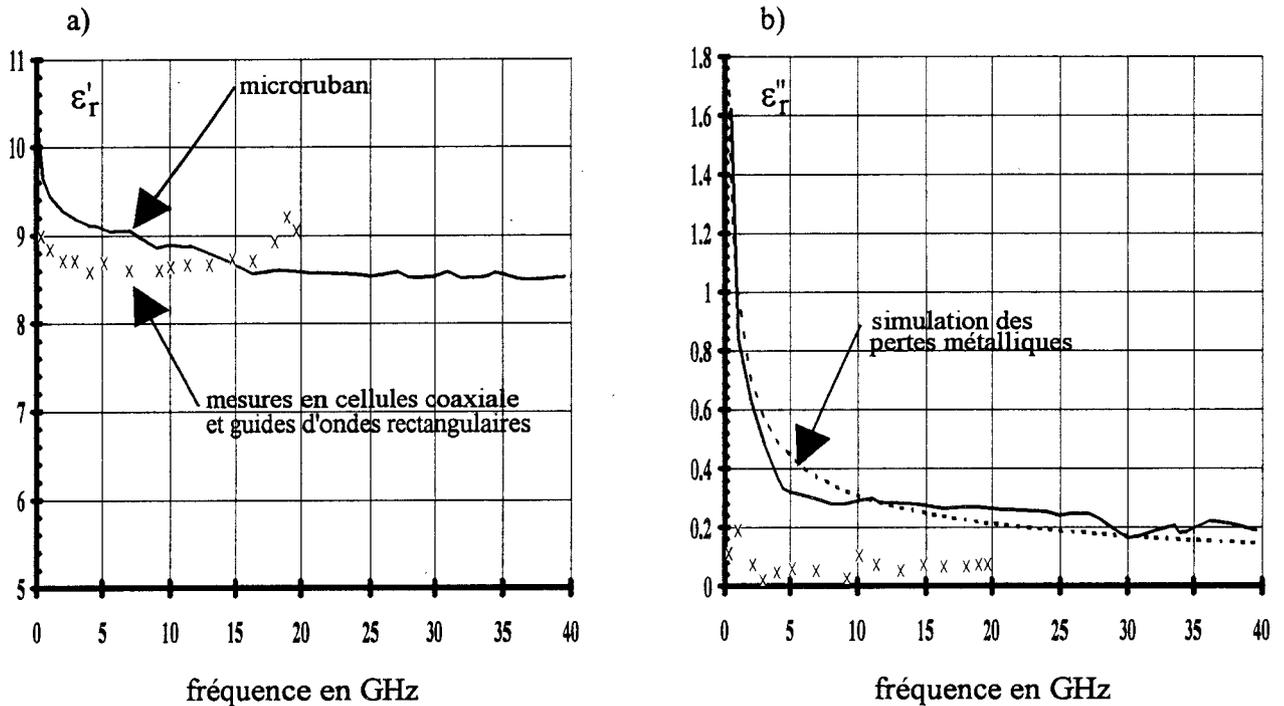
###### **• Téflon et alumine**

Nous présentons sur les figures 4-11 et 4-12, les résultats des dépouillements des mesures de ces matériaux (avec  $\mu_r' = 1$ ). Les valeurs de  $\epsilon_r'$  sont en accord avec celles données dans la littérature [4-4] (2.05 pour le Téflon et 9.85 pour l'alumine). Les valeurs de  $\epsilon_r''$  sont de 0.005 et 0.01 respectivement pour le téflon et l'alumine. Elles correspondent aux pertes globales (métalliques, diélectriques, rayonnement).

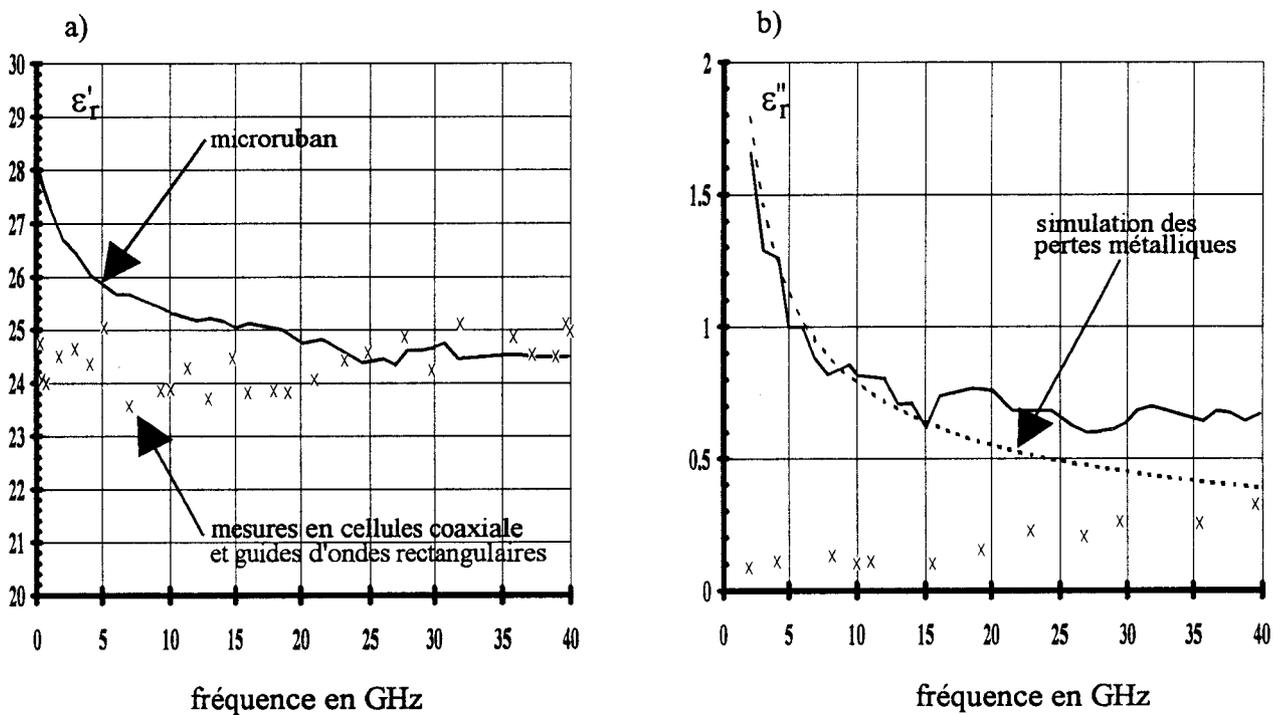
La comparaison entre les cellules coplanaire et microruban pour l'alumine montre que les pertes sont plus faibles pour la cellule microruban d'un facteur 10. En effet, ces pertes sont essentiellement dues aux pertes métalliques et elles sont plus faibles pour la cellule microruban puisque le ruban conducteur y est plus large que pour la cellule coplanaire.

## Chapitre 4

**légende:** ——— dépeuillement des permittivités effectives par l'"A.D.S" ( $\mu_r'$  imposée à 1)  
 cellule microruban: 0.1 - 40 GHz.  
 x x x x mesures en cellules coaxiale et guides d'ondes rectangulaires.  
 - - - - - simulation des pertes métalliques



**figure 4-13:** caractéristiques électrique du matériau K9.  
 ( $W = 210 \mu\text{m}$ ,  $h = 1000 \mu\text{m}$ ,  $d = 2 \text{ cm}$ )



**figure 4-14:** caractéristiques électrique du matériau K25.  
 ( $W = 200 \mu\text{m}$ ,  $h = 1000 \mu\text{m}$ ,  $d = 2 \text{ cm}$ )

- **Matériaux Stycast hik**

Les matériaux nommés K9 et K25 étant purement diélectriques et sans pertes, nous imposons  $\mu'_r = 1$  dans le dépouillement. Les figures 4-13 et 4-14 présentent les caractéristiques électriques correspondantes.

La comparaison des résultats de mesures, effectuées à l'aide de différentes cellules, montre que les valeurs  $\epsilon'_r$  obtenues sont en accord entre elles (mieux que 5 %) et avec les estimations du constructeur (9 et 25 à  $\pm 20$  %).

Par contre pour les permittivités imaginaires, nous observons que les valeurs mesurées sont importantes pour des matériaux sans pertes et ceci d'autant plus que la fréquence est basse. Cet effet provient de l'atténuation des rubans conducteurs réalisés par l'encre conductrice de résistivité  $\rho \approx 0.0018 \Omega\text{cm}$  (§ 4-2-3). Sur la figure 4-13b, nous avons tracé en pointillés, la permittivité imaginaire correspondant à l'atténuation du ruban conducteur. Ces valeurs ont été obtenues par simulation, en considérant la permittivité réelle constante en fonction de la fréquence et égale à 9. La courbe expérimentale et celle de simulation se superposent aux erreurs d'expérience près. Cette superposition traduit les faibles pertes que présente ce matériau. Pour le matériau nommé K25, une étude similaire est présentée figure 4-14b. Les courbes se superposent jusqu'à 15 GHz. Au dessus de cette fréquence, l'écart entre les deux courbes croît, ce qui semble indiquer que ce matériau présente des pertes qui augmentent à partir de cette fréquence. Ceci est vérifié par les mesures en cellule coaxiale et guide d'onde dont nous avons indiqué les points les plus représentatifs (figure 4-14b).

**b) mesures de matériaux purement diélectriques avec pertes**

- **Silicium dopé:**

Les caractéristiques électriques ( $\epsilon'_r$ ,  $\epsilon''_r$ ,  $\mu'_r$  imposé à 1) sont tracées sur la figure 4-15.

## Chapitre 4

légende: ——— dépeuillement des permittivités effectives par l'"A.D.S" ( $\mu_r'$  imposée à 1)  
 cellule microruban: 0.1 - 40 GHz.  
 - - - - - données du constructeur:  $\rho = 40 - 60 \Omega\text{cm}$

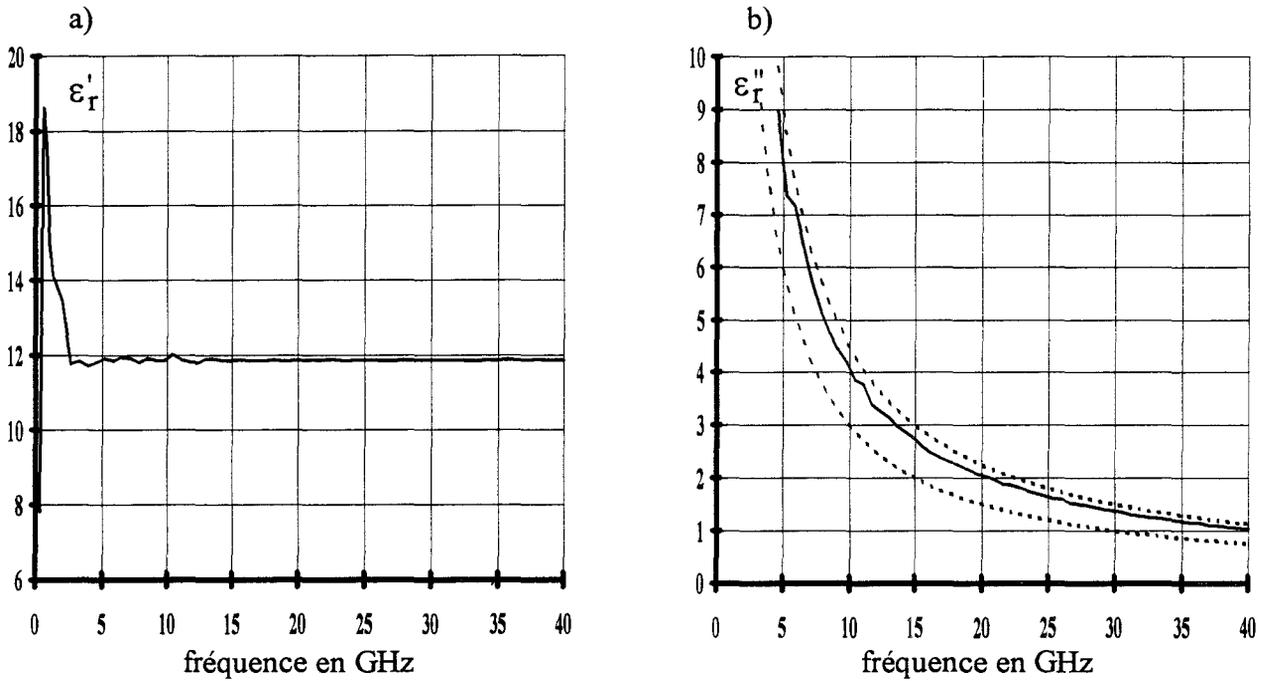


figure 4-15: caractéristiques électriques du silicium dopé ( $\rho = 40 - 60 \Omega\text{cm}$ ).  
 (  $W = 200 \mu\text{m}$ ,  $h = 230 \mu\text{m}$ ,  $d = 1 \text{ cm}$ )

légende: ——— dépeuillement des permittivités effectives par l'"A.D.S" ( $\mu_r'$  imposée à 1)  
 cellule microruban: 0.1 - 40 GHz.  
 - - - - - mesures avec la cellule "pastille": 0.01 - 1 GHz.

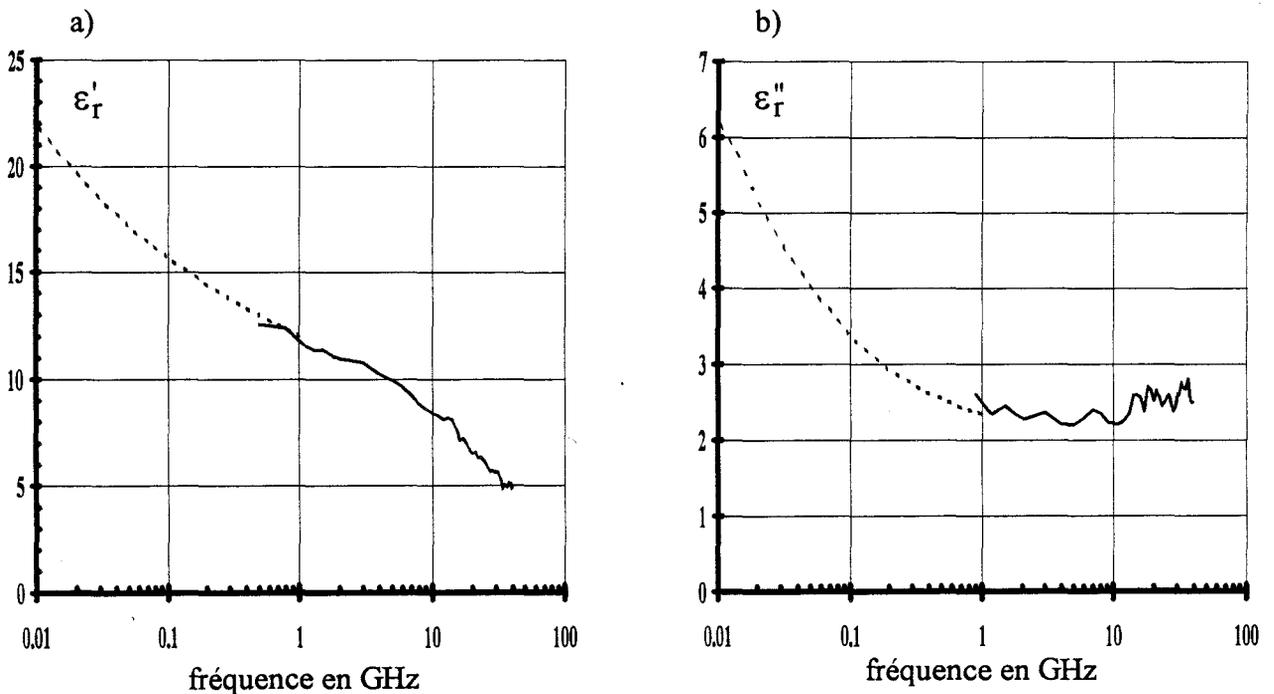


figure 4-16: caractéristiques électrique du matériau PANI18.  
 (  $W = 120 \mu\text{m}$ ,  $h = 1230 \mu\text{m}$ ,  $d = 0.7 \text{ cm}$ )

Les résultats sont en accord avec ceux du constructeur pour des fréquences supérieures à 3 GHz:

- l'erreur sur  $\epsilon_r'$  est inférieure à 1.5 %,

- l'évolution fréquentielle de  $\epsilon_r''$  est dans l'interstice (traits pointillés) correspondant aux valeurs de résistivité données ( $\rho = 40 - 60 \Omega\text{cm}$ ).

L'épaisseur de métallisation étant de 5  $\mu\text{m}$  d'or, nous estimons les pertes du ruban conducteur négligeables devant les pertes diélectriques.

• **polymère conducteur (PANI18):**

Sur la figure 4-16, nous avons tracé les caractéristiques électriques ( $\mu_r' = 1$ ) d'un polymère conducteur: PANI18. Les mesures ont été réalisées en cellule pastille (en traits pointillés dans la gamme de fréquences 0.01 - 1 GHz) et en cellule microruban (en traits pleins dans la gamme de fréquences 1 - 40 GHz) avec le même échantillon. Pour la cellule microruban, nous avons calculé par simulation les pertes métalliques et nous les avons retranchées des pertes globales (figure 4-16b trait plein).

Les résultats des deux cellules sont cohérents entre eux et en particulier, le recoupement des courbes au voisinage de 1 GHz. Grâce à la possibilité de monter en fréquence, la méthode de dépouillement avec la cellule microruban complète la méthode avec la cellule pastille.

Sur ces figures, nous n'avons pas porté les résultats de la cellule coaxiale, puisque la mise en oeuvre de l'échantillon étant différente, ces caractéristiques électriques ( $\epsilon_r'$ ,  $\epsilon_r''$ ) sont différentes également.

légende: — mesure en coaxiale: 0.1 - 20 GHz  
 ..... mesure en guide d'onde rectangulaire: 8.2 - 12.4 GHz et 12.4 - 18 GHz  
 ■ ■ ■ mesure en cellule microruban: 0.1 GHz - 30 GHz

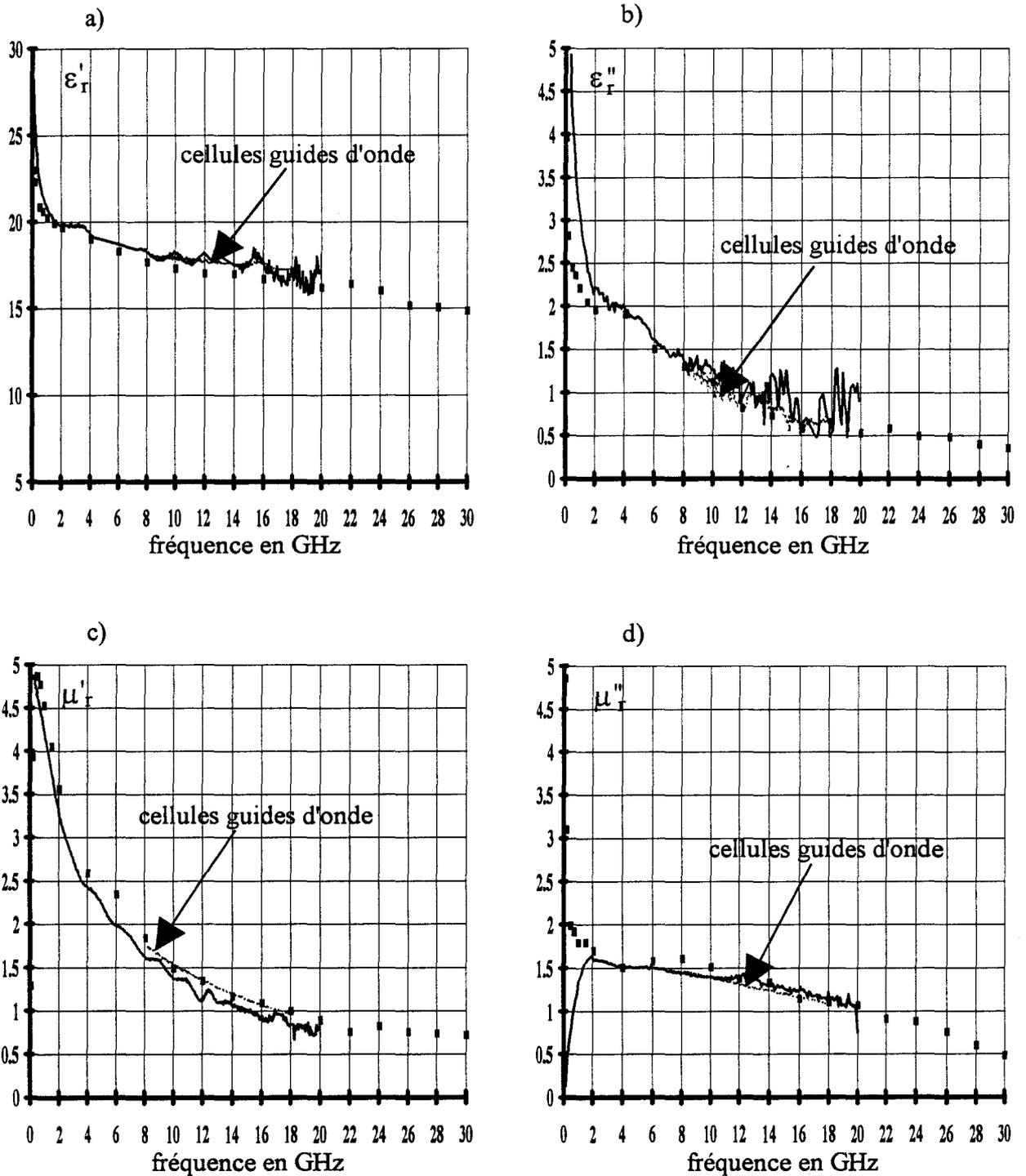


figure 4-17: mesures du matériau magnétique IMO502 à l'aide des cellules coaxial, guides d'onde et microruban ( $W = 210 \mu.m$ ,  $h = 480 \mu.m$ ,  $d = 0.6 \text{ cm}$ ).

### c) Mesure d'un matériau magnétique

Les caractéristiques électromagnétiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) tracées sur la figure 4-17 représentent les mesures effectuées sur le matériau magnétique IMO502:

- d'une part à l'aide de la cellule microruban ("carrés"),
- d'autre part à l'aide des cellules coaxiale ("traits pleins") et guides d'ondes rectangulaires ("traits pointillés").

Les résultats issus de la cellule microruban coïncident, dans le gamme de fréquences 2 - 20 GHz, avec ceux des deux autres cellules montrant la validité de la méthode pour les matériaux magnétiques. De plus, nous confirmons le caractère diamagnétique de ce matériau à partir de 18 GHz, grâce à la possibilité de monter en fréquence avec la cellule microruban.

Par rapport aux matériaux purement diélectriques, les courbes de  $\epsilon_r^*$  et de  $\mu_r^*$  ont une évolution monotone traduisant un dépouillement correct.

### 4-3-3 Conclusion

L'ensemble des résultats montre la validation des méthodes de mesure et de dépouillement des cellules plaquées pour:

- les parties réelles ( $\epsilon_r'$ ,  $\mu_r'$ ) quelles que soient les caractéristiques électromagnétiques du matériau,
- les parties imaginaires ( $\epsilon_r''$ ,  $\mu_r''$ ), lorsque les pertes du matériau sont plus importantes que les pertes métalliques.

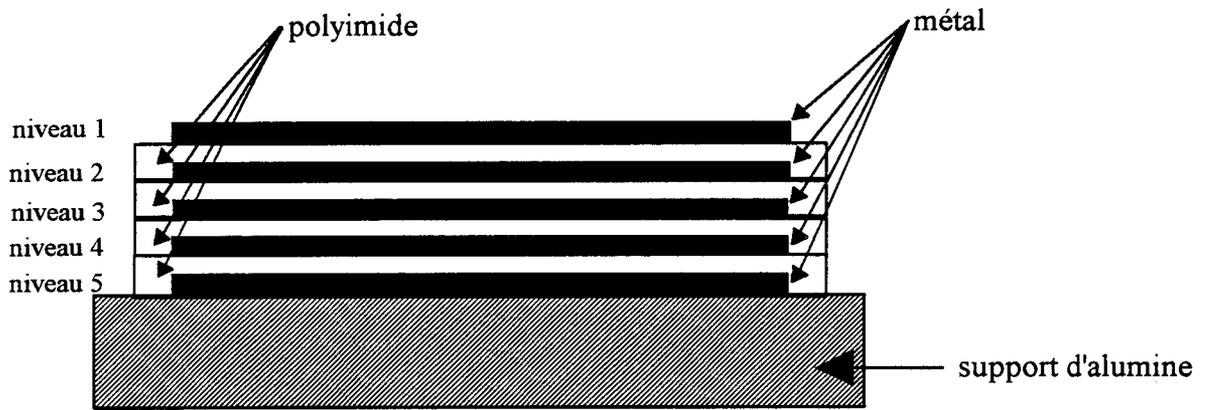
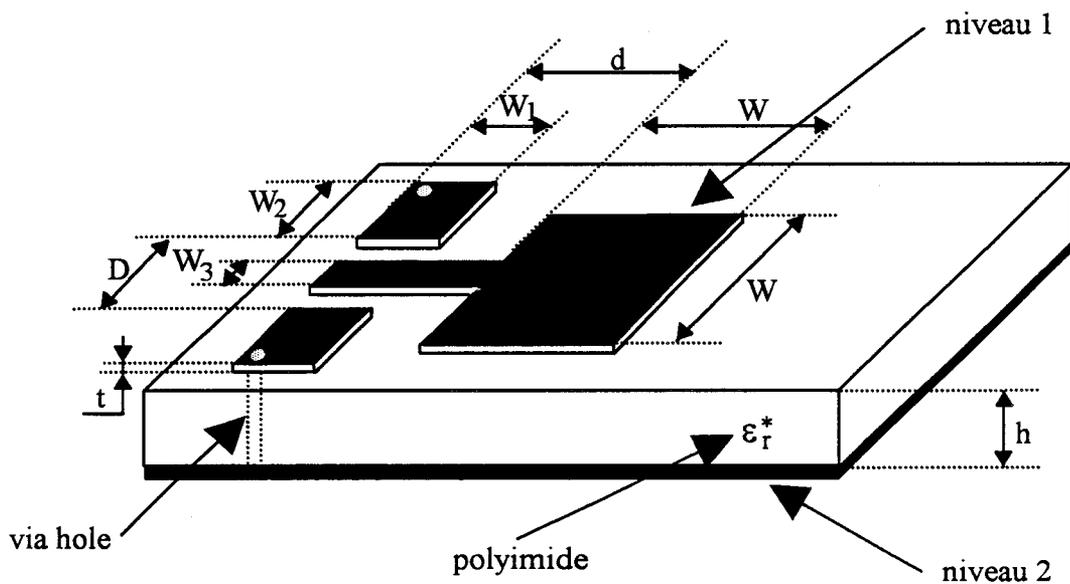


figure 4-18: description de la structure multicouche. Les niveaux 1 à 5 représentent les couches métalliques.



dimensions:

- $W_1 = 250 \mu\text{m}$	- $d = 375 \mu\text{m}$
- $W_2 = 340 \mu\text{m}$	- $W = 570 \mu\text{m}$
- $W_3 = 70 \mu\text{m}$	- $h = 8 \mu\text{m}$
- $D = 118 \mu\text{m}$	- $t = 4 \mu\text{m}$

figure 4-19: présentation et dimensions de la cellule capacitive gravée sur du polyimide.

En effet, le programme de dépouillement ne permet pas de séparer les deux types de pertes. Toutefois, une estimation des pertes du matériau peut-être obtenue après soustraction des pertes métalliques calculées par simulation.

## **4-4 Etude du polyimide**

### **4-4-1 Introduction**

Différentes équipes du laboratoire ont participé à un contrat avec THOMSON HYBRIDES [4-5] relatif à l'étude d'une nouvelle approche de connectique "3D" à haute compacité. Cette technologie est utilisée actuellement aux basses fréquences ( $< 10$  MHz). L'objectif du travail concerne d'une part l'étude électromagnétique de lignes coplanaires et microrubans entre différentes couches minces de matériau isolant et d'autre part, la caractérisation électromagnétique de ce matériau (polyimide), dans une large bande de fréquences 0.045 - 40 GHz.

Notre contribution est relative à la caractérisation du polyimide utilisé par l'industriel.

### **4-4-2 Caractéristiques des différentes cellules de mesures**

La structure multicouche avec alternance de métal et de diélectrique est donnée sur la figure 4-18. Afin de caractériser le polyimide dans la gamme de fréquences 0.045 - 40 GHz, trois types de cellules (microruban, coplanaire, capacité) sont implantées. Les motifs de ces cellules sont réalisés sur le niveau 1 et nécessitent le dispositif de mesure sous pointes "CASCADE". Le plan de masse de ces cellules se situe sur l'un des quatre autres niveaux, avec report par trous métallisés (via hole) sur le niveau 1.

- cellule capacitive: Sur la figure 4-19, nous représentons cette cellule et ses caractéristiques. L'accès entre le dispositif sous pointes "CASCADE" et la cellule est réalisée par une transition de ligne coplanaire-microruban.

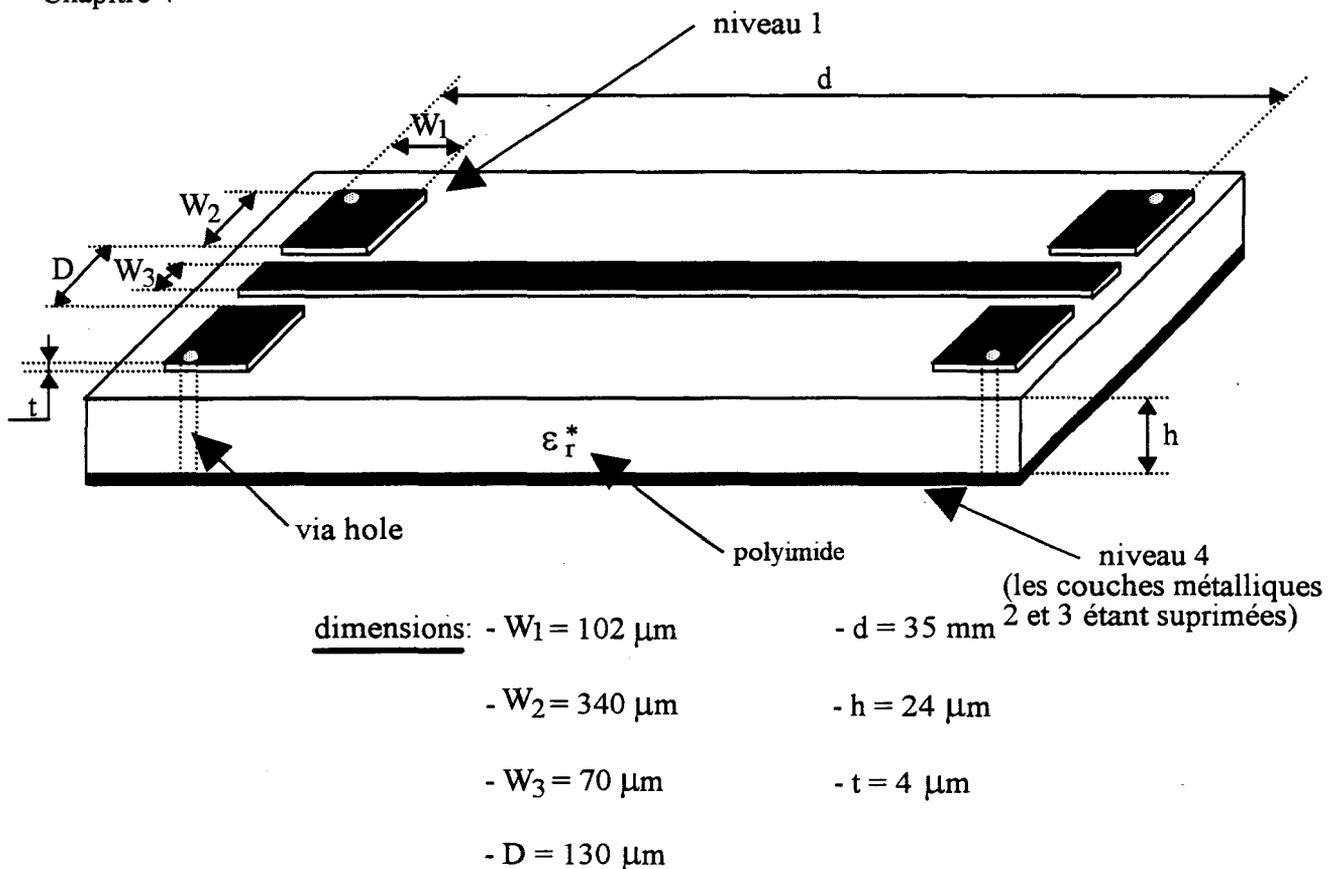


figure 4-20: caractéristiques de la cellule microruban avec une transition coplanaire - microruban.

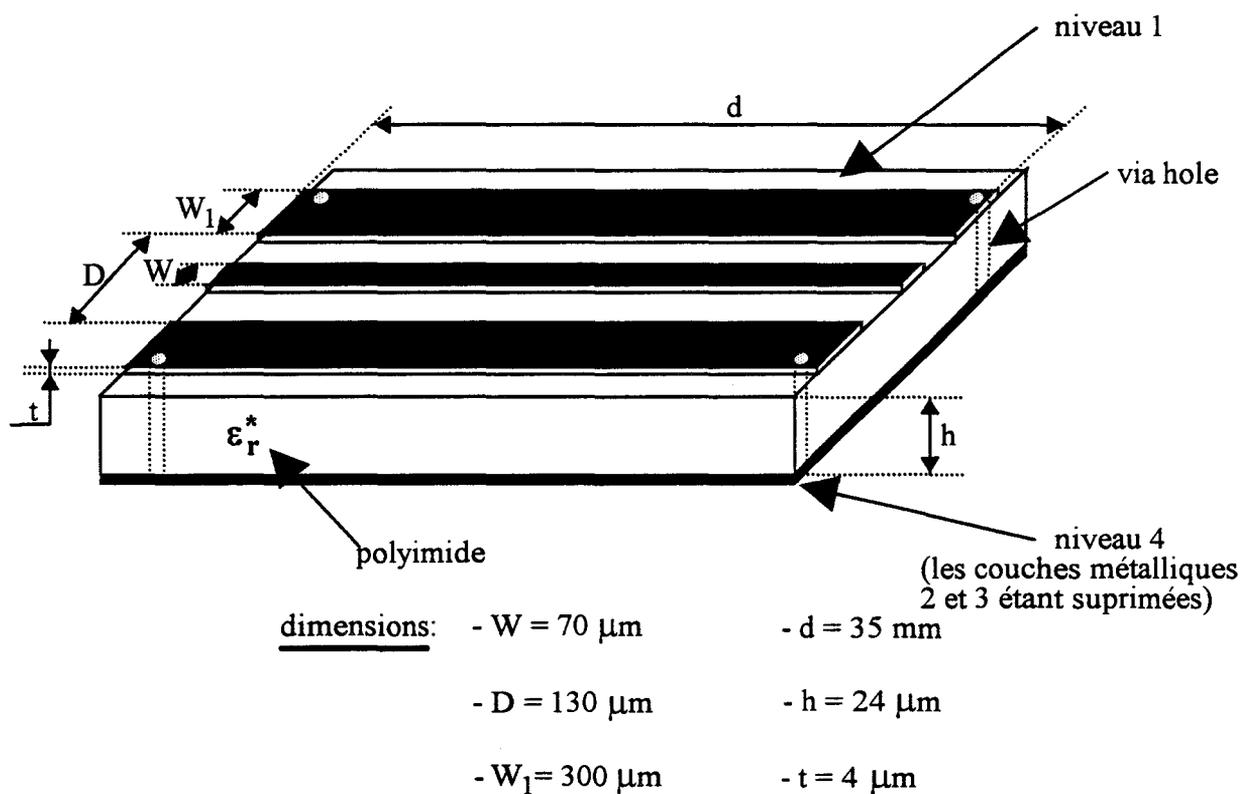


figure 4-21: caractéristique de la cellule coplanaire avec un plan de masse.

- cellule microruban: De manière à effectuer des mesures en transmission à l'aide du dispositif sous pointes "CASCADE", une double transition coplanaire-microruban est réalisée (figure 4-20).

- cellule coplanaire avec plan de masse (figure 4-21): L'épaisseur "h" de polyimide est de 24  $\mu\text{m}$ . Cette épaisseur étant petite vis-à-vis de "W + 2S", seule la méthode numérique A.D.S (Approche dans le domaine spectral) doit être utilisée pour dépouiller les mesures.

#### 4-4-3 Résultats

Toutes les mesures sont réalisées à température et atmosphère ambiantes.

- cellule capacitive

Les résultats présentés sur la figure 4-22 sont obtenus à partir de la méthode de dépouillement de la cellule capacitive limitée en fréquences (§ 3-3-1). En particulier, nous utilisons les relations analytiques tenant compte en partie de l'effet de bord. Un facteur correcteur est introduit pour considérer cet effet en totalité.

A la fréquence de 1 GHz, les valeurs obtenues sont:  $\epsilon_r' = 3.2$  et  $\text{tg}\delta \leq 0.008$ . Les résultats trouvés dans la littérature [4-6] donnent à la fréquence de 1 KHz:

$$3 < \epsilon_r' < 3.5,$$

$$0.003 < \text{tg}\delta < 0.007.$$

- cellules microruban et coplanaire

Les résultats sont présentés sur les figures 4-23 et 4-24 respectivement pour les cellules microruban et coplanaire.

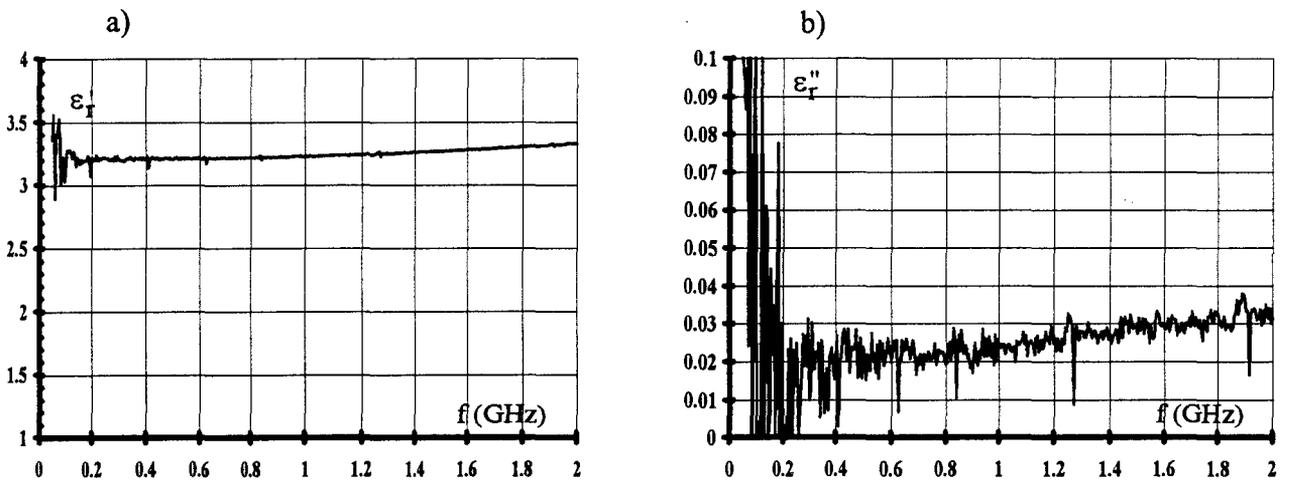


figure 4-22: caractéristiques électriques du polyimide (cellule capacitive: 0.05 - 2 GHz).

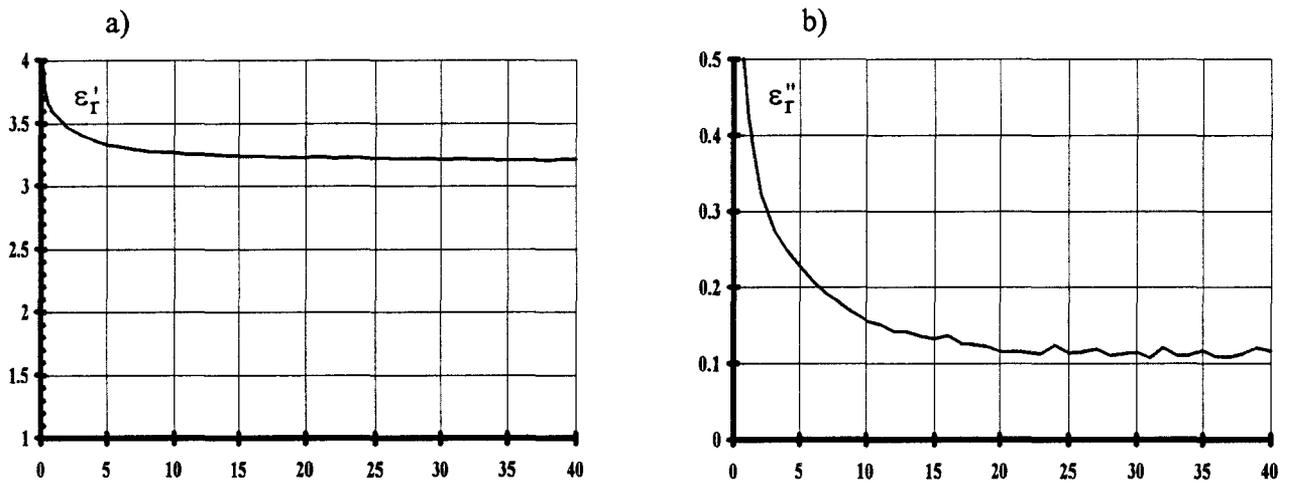


figure 4-23: caractéristiques électriques du polyimide (cellule microruban: 0.05 - 40 GHz).

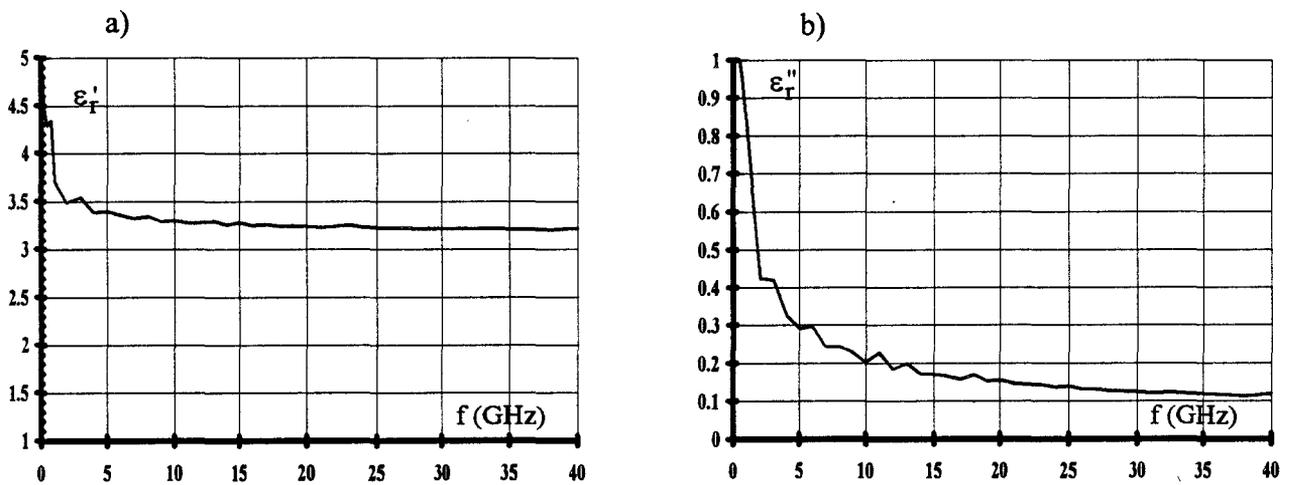


figure 4-24: caractéristiques électriques du polyimide (cellule coplanaire avec plan de masse - 0.045 - 40 GHz).

Pour ces deux cellules, nous obtenons une permittivité relative réelle ( $\epsilon_r'$ ) constante égale à 3.2 pour des fréquences comprises entre 10 et 40 GHz. Ceci est en accord avec les mesures réalisées sur le dipôle capacitif aux basses fréquences. La mesure des pertes regroupe les pertes diélectriques et les pertes métalliques dues aux rubans conducteurs. Nous constatons que les évolutions en fonction de la fréquence de la permittivité imaginaire ( $\epsilon_r''$ ) sont:

- d'une part presque identiques pour les deux cellules. La cellule coplanaire avec plan de masse présente une impédance caractéristique proche de celle de la cellule microruban.

- et d'autre part que ces pertes sont élevées par rapport à celles mesurées en cellule capacitive.

Les contraintes de dimensions à respecter, pour l'utilisation du dispositif sous pointes "CASCADE" (§ 3-2-2), n'ont pas permis de réaliser des rubans conducteurs plus larges pour les mesures avec la cellule microruban de manière à minimiser les pertes métalliques. Nous pouvons cependant affirmer au vu des courbes, que les pertes diélectriques du polyimide correspondent à un  $\text{tg}\delta$  inférieur à 0.035 (à 40 GHz).

#### **4-4-4 Conclusion**

Si les résultats coïncident entre les différentes cellules en ce qui concerne la permittivité réelle, seule une estimation des pertes est possible en haute fréquence. Elles regroupent les pertes diélectriques, métalliques et celles dues au rayonnement. Dans le dépouillement, nous n'avons pu retrancher les pertes métalliques, puisque les relations analytiques permettant l'estimation, ne sont valables que pour une épaisseur de matériau importante par rapport à l'épaisseur de métallisation ( $\frac{t}{h} < 0.01$ ).

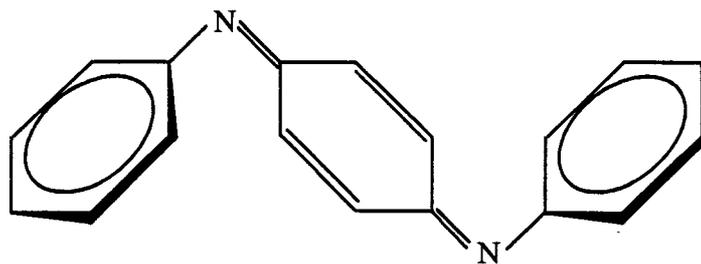


figure 4-25: la polyaniline.

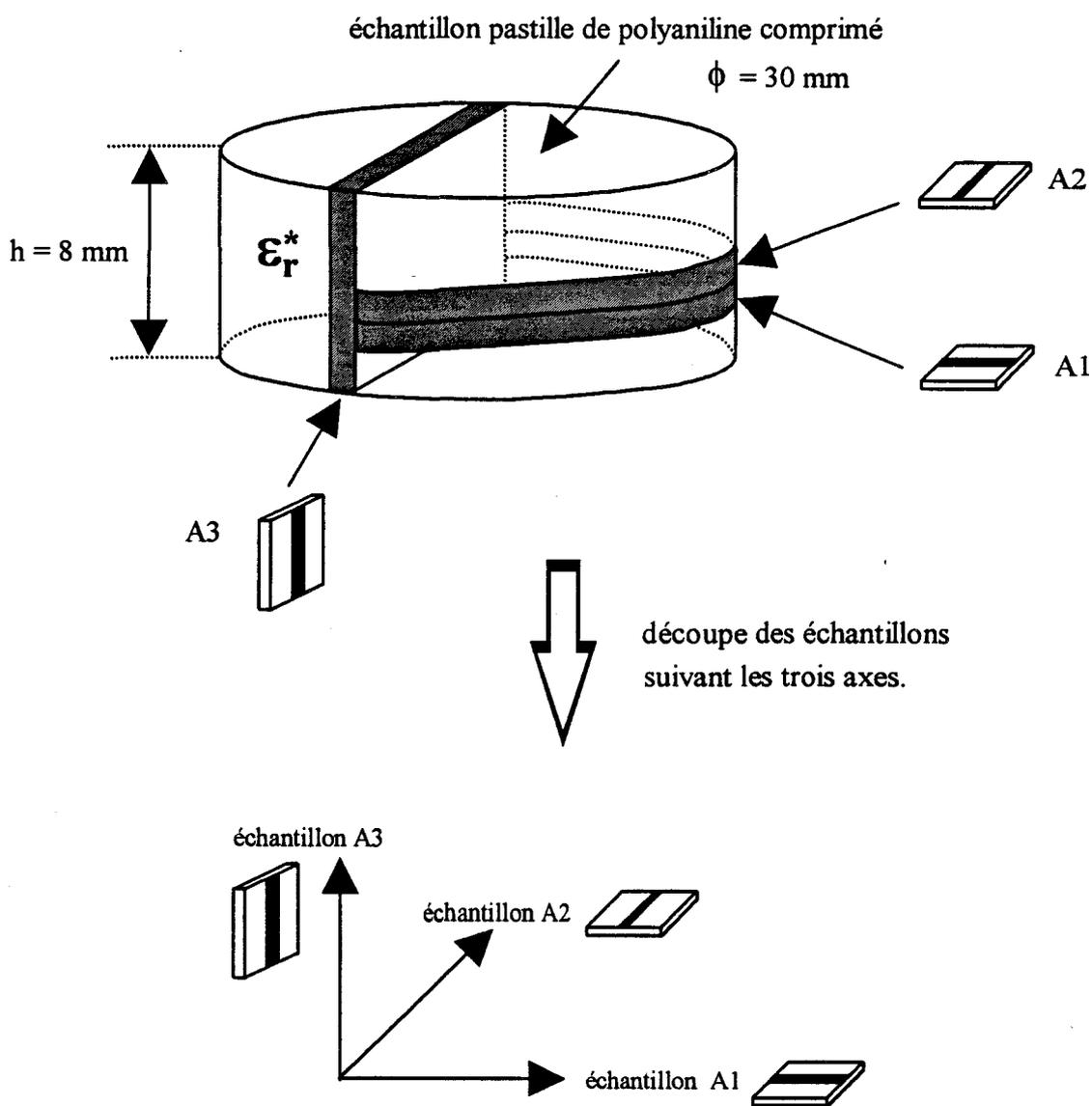


figure 4-26: découpe des échantillons dans la pastille suivant les trois axes.

## **4-5 Caractérisation d'un échantillon de polyaniline**

La caractérisation électromagnétique de polymères conducteurs (polyaniline dopée) intéresse différents laboratoires pour réaliser des absorbants microondes: Alcatel Alsthom avec le PANI18 (cf § 1-4-2 et § 4-3-2 b) et l'Ecole des Mines de Douai. Dans le cadre d'une collaboration, cette école nous a fourni un échantillon de polyaniline dopée dont nous étudions les propriétés.

### **4-5-1 La polyaniline et sa mise en oeuvre**

La polyaniline est un polymère dont la formule chimique est représentée figure 4-25. Elle est obtenue sous forme de poudre dopée (dans un milieu acide) et l'échantillon étudié se présente sous la forme d'une pastille (poudre comprimée) de 3 cm de diamètre et de 0.8 cm d'épaisseur [4-7]. De façon à étudier la pastille suivant les trois directions de l'espace, trois échantillons parallélépipédiques sont découpés suivant les trois axes à l'aide d'une scie à diamant (figure 4-26). Sur chacun, nous déposons des rubans conducteurs par sérigraphie pour obtenir des cellules microrubans.

### **4-5-2 Résultats**

Dans le cas de poudre compressée, la pression est un paramètre essentiel. L'objectif de cette étude concerne l'influence du tassement sur les caractéristiques électromagnétiques des trois échantillons de polyaniline découpés dans la pastille (figure 4-26). Nous présentons figure 4-27, les caractéristiques électriques de ces échantillons.

Nous remarquons que pour les trois échantillons, les variations fréquentielles de  $\epsilon_r'$  et de  $\epsilon_r''$  ont les mêmes allures. Les amplitudes sont plus importantes pour l'échantillon  $A_3$  que pour les échantillons  $A_1$  et  $A_2$ . Ceci pourrait s'expliquer par un gradient de pression au sein de l'échantillon compte tenu de son épaisseur ( $h = 8$  mm) (figure 4-28). Ainsi, nous observons les permittivités réelle et imaginaire les plus faibles pour l'échantillon  $A_2$  découpé au voisinage du

légende:   
 ■■ ■■ ■■ échantillon A1   
 ◆◆ ◆◆ ◆◆ échantillon A2   
 ▲▲ ▲▲ ▲▲ échantillon A3

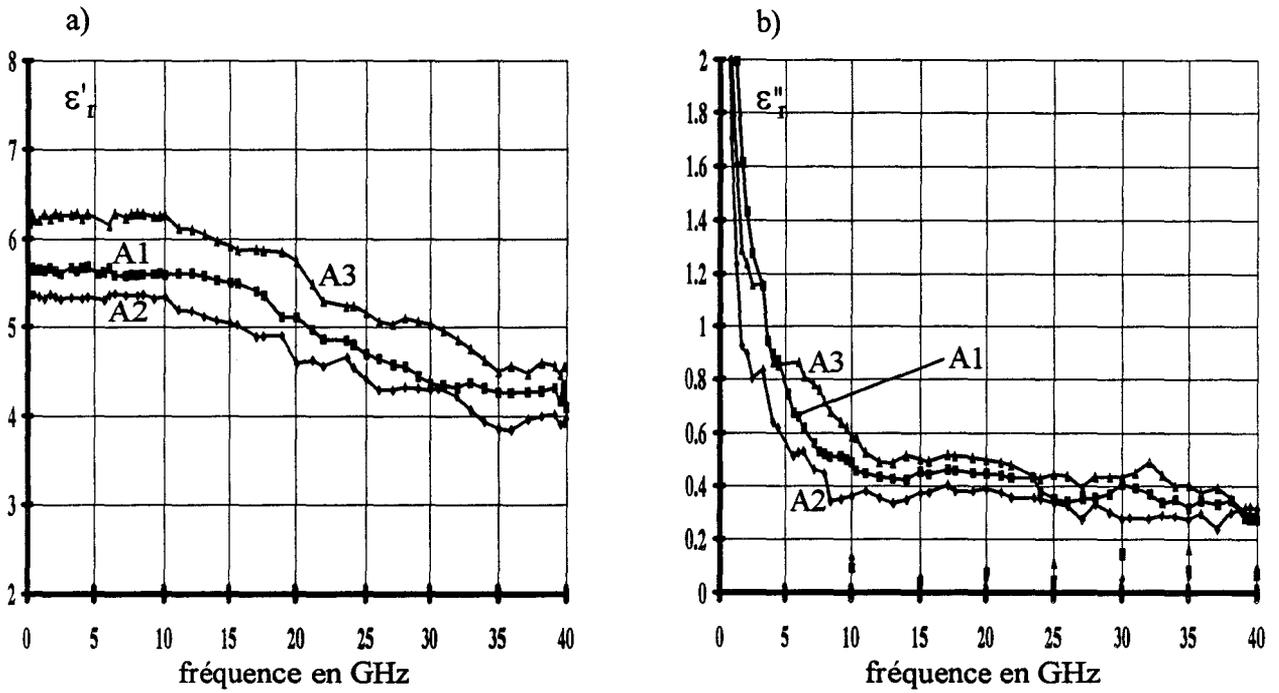


figure 4-27: caractéristiques électriques de la polyaniline (dopé).  
 ( $W = 200 \mu\text{m}$ ,  $h = 680 \mu\text{m}$ ,  $d = 0.8 \text{ cm}$ ).

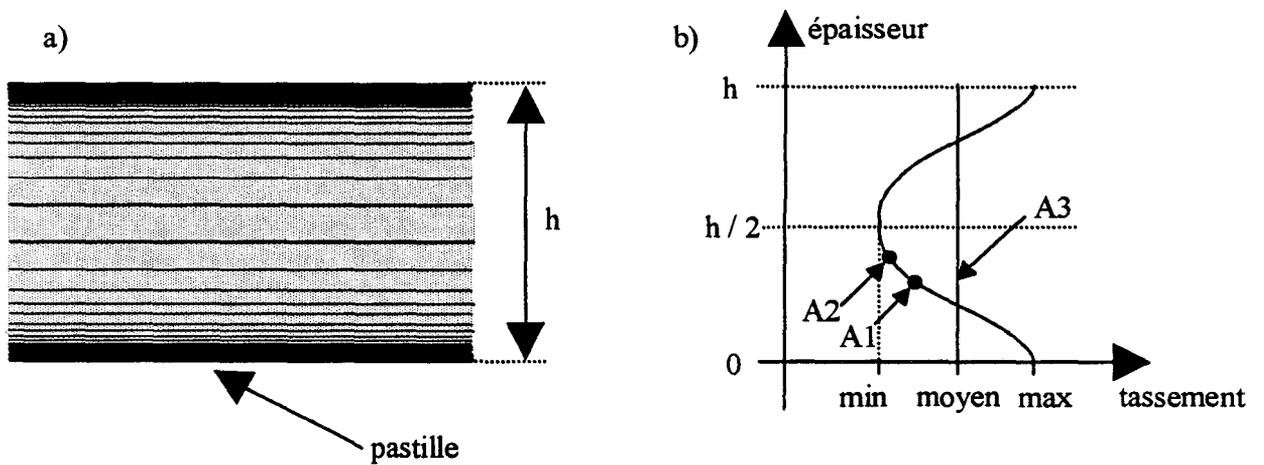


figure 4-28: interprétation à partir d'un gradient de pression.

a) coupe verticale de la pastille.

b) tassement en fonction de l'épaisseur.

milieu de la pastille et la permittivité complexe la plus importante pour l'échantillon A<sub>3</sub>. Ces résultats doivent être confirmés par d'autres techniques.

Sur la figure 4-27b entre 10 et 40 GHz, les valeurs de  $\epsilon_r''$  sont liées aux pertes du matériau et métalliques. Si l'on tient compte de ces dernières (§ 4-2-3), nous estimons les valeurs de  $\epsilon_r''$  des échantillons inférieures à 0.2.

## **4-6 Etudes de polymères ferromagnétiques**

### **4-6-1 Introduction**

Cette partie a été effectuée dans le cadre d'une collaboration avec le Département Génie des Matériaux d'ALCATEL ALSTHOM Recherche.

L'objectif n'est pas de faire une étude physique fondamentale, mais de préciser les caractéristiques électromagnétiques de matériaux originaux: les premiers ferromagnétiques organiques à température ambiante.

Nous présentons la mise en oeuvre des échantillons et au préalable nous rappelons quelques propriétés sur le magnétisme.

### **4-6-2 Propriétés du magnétisme** [4-8]

#### **a) Généralités**

Lorsqu'un matériau est soumis à un champ magnétique (H), il présente une induction, proportionnelle au champ magnétique suivant la relation:

$$\vec{B} = \mu_0 \mu_r \vec{H} \quad (4-4)$$

où  $\mu_0$  et  $\mu_r$  représentent respectivement la perméabilité du vide et la perméabilité

relative du matériau.  $\mathbf{B}$  est le champ d'induction magnétique.

La relation (4-4) est valable dans les milieux isotropes. Pour les matériaux anisotropes, cette relation conserve la même forme, mais  $\mu_r$  est alors une grandeur tensorielle. L'étude en fréquence nécessite l'introduction de la valeur complexe de la perméabilité:

$$\mu_r^* = \mu_r' - j\mu_r'' \quad (4-5)$$

dans laquelle  $\mu_r''$  représente les pertes dues au déphasage du champ d'induction par rapport au champ d'excitation.

Les différents matériaux magnétiques peuvent être classés en deux catégories:

- d'une part les matériaux paramagnétiques ( $\mu_r' \geq 1$ ), diamagnétiques ( $0 < \mu_r' \leq 1$ ) pour lesquels la relation (4-4) entre  $\vec{\mathbf{B}}$  et  $\vec{\mathbf{H}}$  est biunivoque (faible aimantation),

- d'autre part les matériaux ferromagnétiques où cette relation dépend de l'histoire du matériau donnant lieu au phénomène d'hystérésis (aimantation forte).

Nous nous intéressons essentiellement à cette dernière catégorie de matériau.

### **b) Propriétés magnétiques (cas du ferromagnétisme):**

La caractérisation des milieux ferromagnétiques ne peut pas se faire par une relation aussi simple que la relation (4-4) avec une perméabilité magnétique constante indépendante du champ appliqué. Aussi, nous introduisons une perméabilité différentielle fonction de la valeur

de  $\bar{H}$  correspondant au cas de nos mesures:

$$\mu_r^*(\bar{H}, f) = \left. \frac{dB(f)}{dH(f)} \right|_{H_e} \quad (4-6)$$

où  $H_e$  est le champ magnétique extérieur fixé et constant et "f" la fréquence.

La théorie de WEISS [4-8] permet de décrire les phénomènes magnétiques d'un matériau, en décomposant celui-ci en petits volumes élémentaires appelés domaines. Ces domaines sont des vecteurs aimantations qui s'orientent parallèlement à des directions privilégiées de façon à ce que l'énergie totale soit minimale. L'énergie totale comprend les énergies de magnétostatique, cristalline et d'anisotropie. Comme les domaines, les parois de Bloch [4-8] (couche de passage entre deux domaines à l'intérieur de laquelle l'aimantation tourne progressivement) subissent des modifications lors de l'application d'un champ magnétique.

L'étude en fréquence de la perméabilité complexe d'un matériau ferromagnétique fait apparaître deux zones de dispersion:

- l'une en basse fréquence est attribuée à la relaxation des parois. La relaxation est liée aux dimensions des parois et donc à tout ce qui peut influencer celle-ci (impureté, taille de grains, ...).
- l'autre en haute fréquence est attribuée à la résonance de spins. Elle résulte d'une propagation d'une "onde de spin" à travers le matériau. La fréquence de résonance des spins est liée aux propriétés intrinsèques du matériau (aimantation à saturation, anisotropie magnétique, ...).

### 4-6-3 Polymères ferromagnétiques étudiés

Depuis une quinzaine d'années, une nouvelle classe de polymères conducteurs, dits intrinsèques, est apparue. Dans ces matériaux, la conductivité résulte de la délocalisation des électrons le long de la chaîne polymérique. Elle est réalisée par dopage au moyen d'une réduction ou d'une oxydation (polyacétylène) ou par protonation (pani).

Le Département Génie des Matériaux (D.G.M) d'ALCATEL ALSTHOM Recherche travaille plus spécifiquement sur la polyaniline et ses dérivés. Les études qui y ont été conduites, ont permis de synthétiser une classe de copolymères à base d'aniline [4-9] qui présentent des propriétés de ferromagnétisme à température ambiante. Pour ces matériaux, il n'est pas encore possible de distinguer s'ils sont ferromagnétiques ou ferrimagnétiques. Pour cette raison, nous les désignerons pour simplifier comme matériaux ferromagnétiques. Ils sont organiques et leurs synthèses sont basées sur la copolymérisation d'aniline et d'acide aminonaphtalène sulfonique [4-10]. L'aimantation serait produite par une réaction acide - base le long des chaînes provoquant un arrangement des spins. L'objectif des recherches est d'augmenter l'aimantation à saturation en rendant périodique, le long de la chaîne organique, ces réactions acide - base.

Deux matériaux désignés A et B ont été synthétisés. Ils se présentent sous la forme de poudre en très faible quantité (quelques milligrammes) à cause du faible rendement des synthèses. Pour réaliser des échantillons tests de mesures, nous avons dispersé ces matériaux dans un mélange xylène butanol de manière à les mélanger avec un liant.

### 4-6-4 Mesures d'hystérésis sur les matériaux ferromagnétiques de base

Dans le cas de matériaux ferromagnétiques ou ferrimagnétiques, l'aimantation en fonction du champ présente un phénomène d'hystérésis. Nous vérifions ceci sur les matériaux de base A et B.

Les mesures ont été réalisées avec un magnétomètre à gradient de champ alternatif dans les laboratoires du CNRS de Meudon. Les courbes tracées sur les figures 4-29 et 4-30

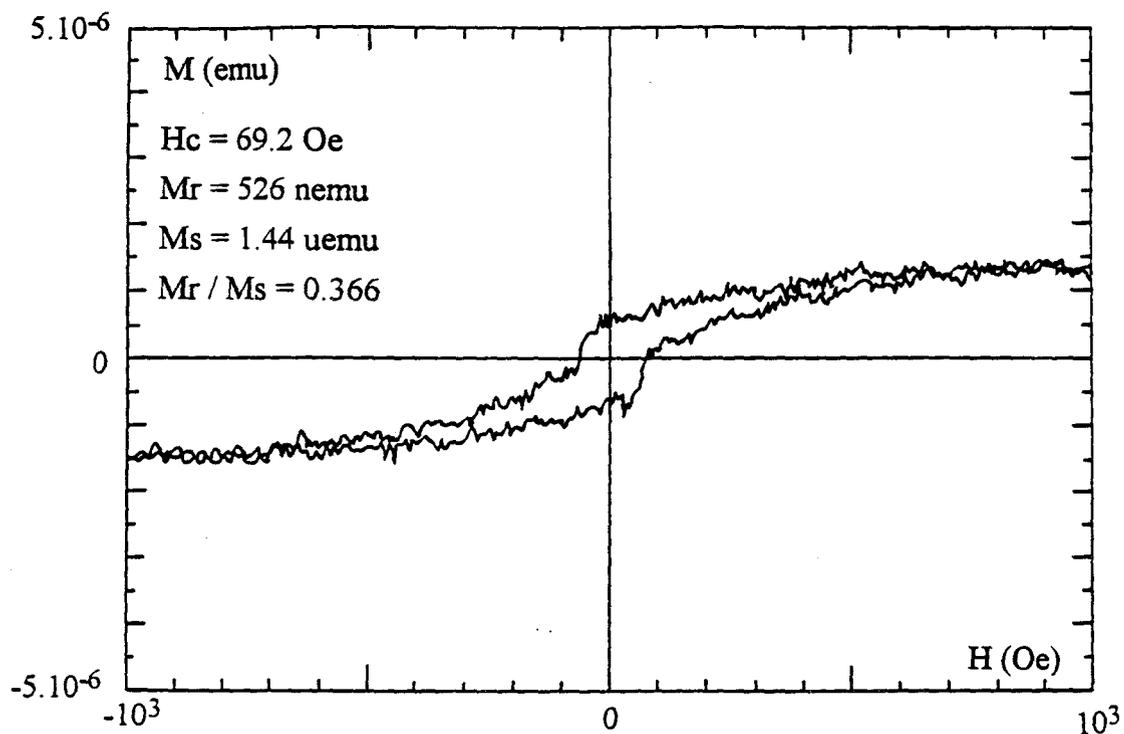


figure 4-29: courbe d'hystérésis du matériau A (masse = 2.95 mg). \*

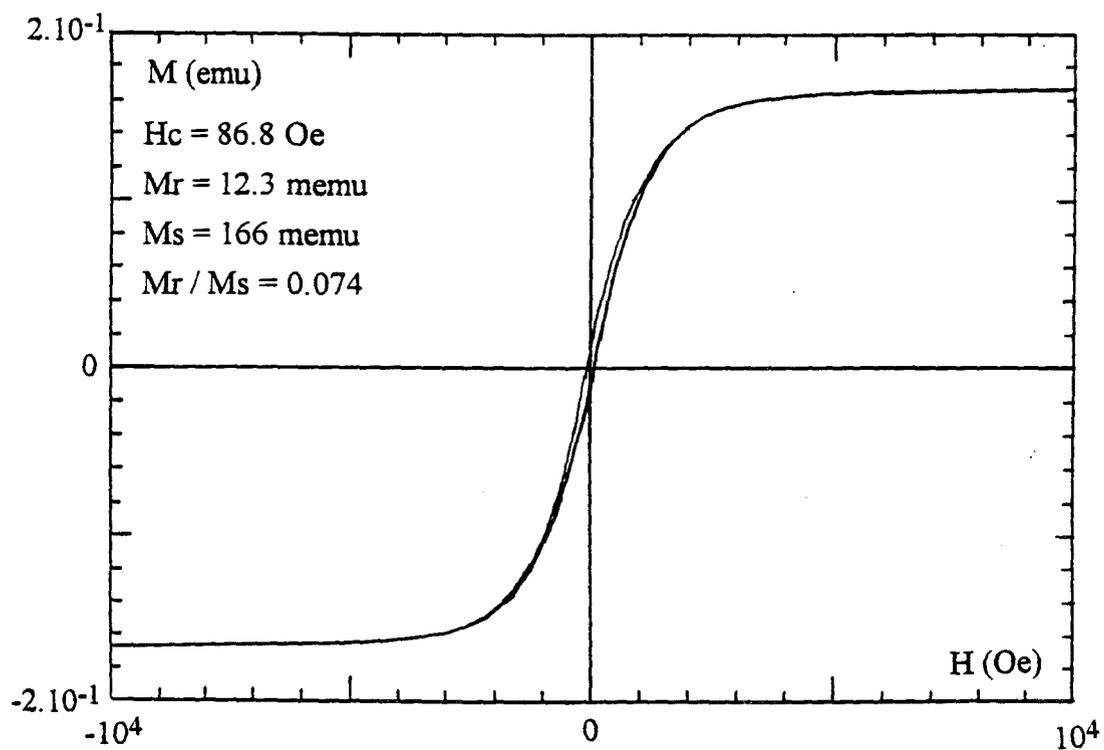


figure 4-30: courbe d'hystérésis du matériau B (masse = 4.83 mg). \*

\* mesures réalisées dans les laboratoires du CNRS de Meudon.

respectivement pour les matériaux A et B montrent le phénomène d'hystérésis. Elles représentent l'aimantation par unité de masse en fonction du champ à température ambiante.

Nous observons des aimantations d'une part à saturation et d'autre part rémanentes très différentes d'un matériau à l'autre (rapport supérieur à  $10^4$ ). Les valeurs les plus importantes sont obtenues pour le matériau B. Par contre, les champs coercitifs sont voisins ( $H_c = 69.2$  Oe pour le matériau A et  $H_c = 86.8$  Oe pour le matériau B).

Pour ces matériaux, en considérant une densité de 1.5, un calcul approximatif de la perméabilité " $\mu_r$ " rémanente (en continu) donne environ:

- 1 pour le matériau A,
- 1.5 pour le matériau B.

Nous constatons que pour le matériau A, l'aimantation est négligeable. Pour le matériau B, l'aimantation reste faible par rapport aux matériaux ferromagnétiques minéraux.

#### **4-6-5 Mise en oeuvre des échantillons A et B pour la caractérisation électromagnétique**

Deux types d'échantillons de mesure pour la caractérisation électromagnétique peuvent être envisagés: coaxial, microruban. Les principaux problèmes rencontrés à la réalisation d'échantillons sont:

- la faible quantité disponible de ces matériaux,
- l'impossibilité de mouler les matériaux à l'état brut pour réaliser l'échantillon coaxial,
- la difficulté de déposer ces matériaux sur un support conducteur (cuivre d'épaisseur de  $250 \mu\text{m}$ ).

Afin de remédier à ces problèmes, notre choix s'est porté sur la réalisation de films minces de mélanges matériaux ferromagnétiques (A et B) avec un liant. Le liant utilisé pour réaliser la cellule microruban est un vernis: Laroflex MP35.

Le vernis et les matériaux ferromagnétiques dispersés dans le mélange xylène butanol forment une "peinture" que l'on dépose sur un support en cuivre. Après évaporation des solvants, on obtient des films minces (de quelques centaines de  $\mu\text{m}$  d'épaisseur).

De façon à étudier le vernis seul, nous avons réalisé un échantillon coaxial de celui-ci.

Dans le tableau 4-2, nous présentons les échantillons réalisés avec les différentes proportions entre les matériaux ferromagnétiques (densité approximative de 1.5) et le liant (vernis de densité = 1.35).

échantillons	mise en oeuvre	cellules de mesures	
		coaxiale APC 7mm	microruban
vernis MP35	dépôts successifs dans un porte échantillon coaxial avec évaporation du solvant par chauffage	X	
matériau A (poudre) + vernis MP35 respectivement 50 % et 50 % en volume	solution déposée sur cuivre et chauffage		X
matériau B (poudre) + vernis MP35 respectivement 75 % et 25 % en volume	solution déposée sur cuivre et chauffage		X

tableau 4-2: échantillons réalisés

Chapitre 4

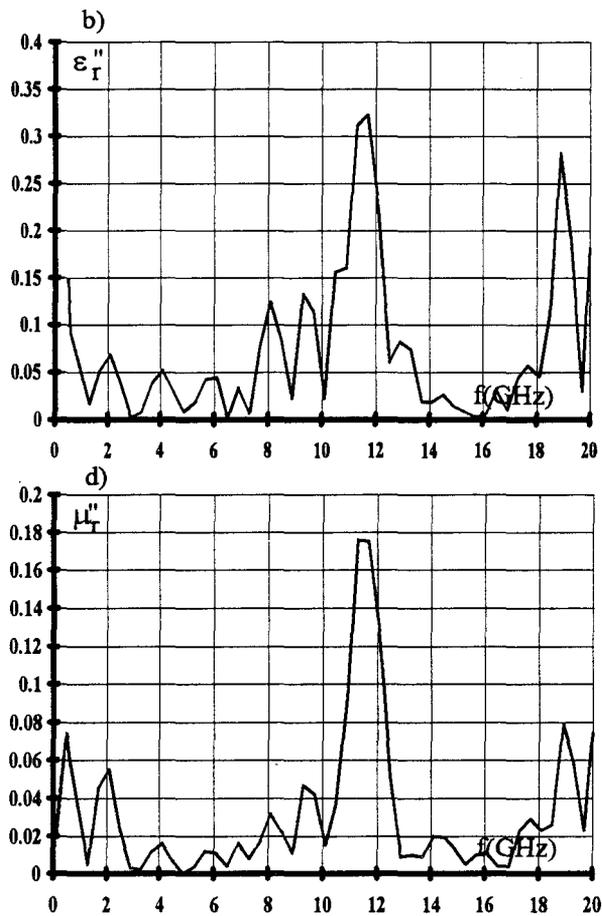
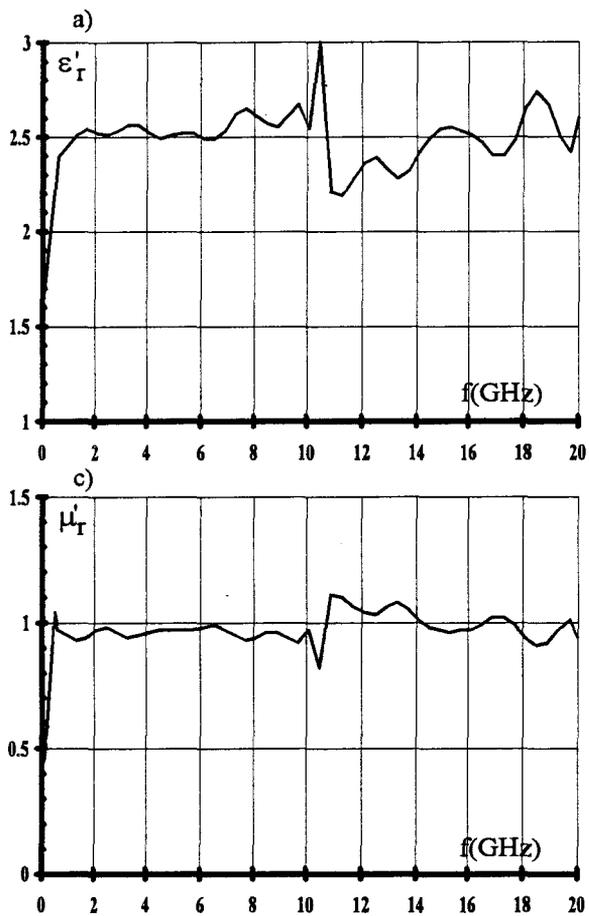


figure 4-31: mesures en cellule coaxiale du vernis (laroflex MP35).

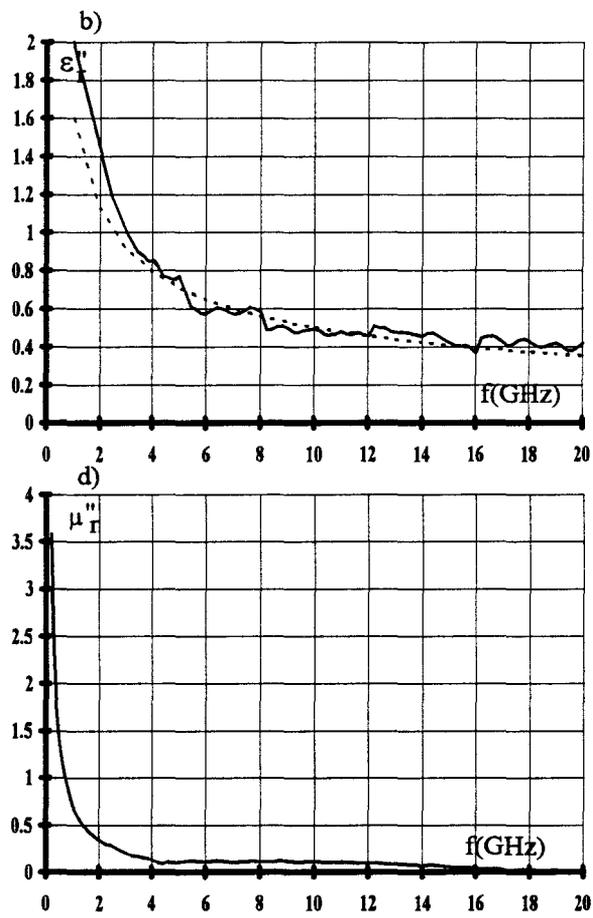
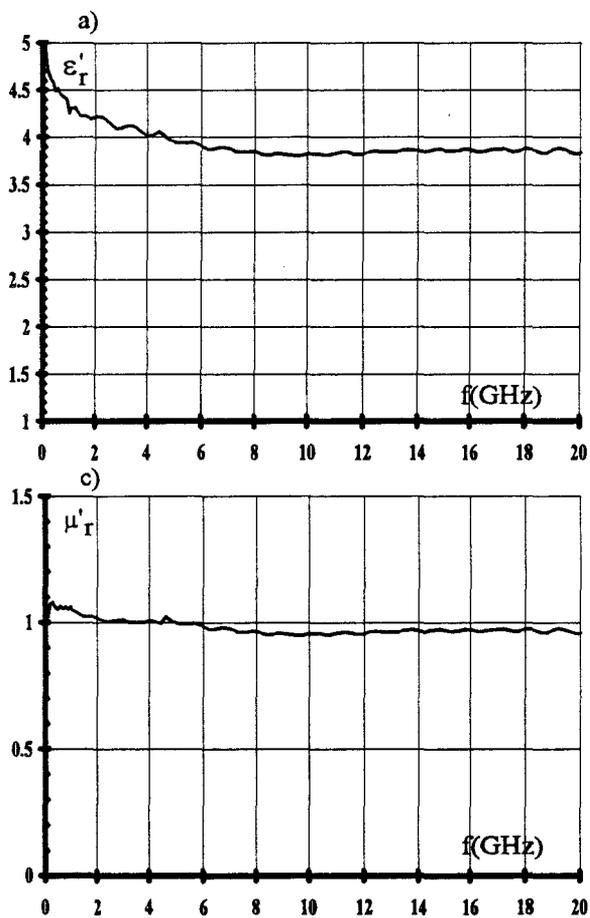


figure 4-32: mesures en cellule microruban du mélange matériau A - vernis.

La synthèse du vernis MP35 est donnée en annexe 4. Les rubans conducteurs des cellules microrubans sont réalisés par sérigraphie (§4-2-2).

#### 4-6-6 Mesures électromagnétiques en fonction de la fréquence avec $H_e = 0$

Avant d'étudier les échantillons A et B constitués d'un mélange (polymère organique ferromagnétique plus liant), nous caractérisons le liant seul.

La figure 4-31 donne les propriétés électromagnétiques du vernis obtenues à l'aide de mesures en cellule coaxiale. Ce matériau présente:

- d'une part des caractéristiques non magnétiques,  $\mu'_r$  voisin de 1 et  $\mu''_r \approx 0$  aux erreurs d'expérience près,

- d'autre part une permittivité complexe  $\epsilon'_r$  voisin de 2.5 et  $\epsilon''_r < 0.1$  aux erreurs d'expérience près.

Les "pics" proches des fréquences de 12 GHz et 20 GHz sont dus à des erreurs importantes sur le coefficient de réflexion (§ 3-4-2). Il convient de ne pas les retenir.

Les figures 4-32 et 4-33 représentent les caractéristiques  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  des échantillons ferromagnétiques (A + vernis et B + vernis), mesurés en cellules microrubans dans la gamme de fréquences 0.1 - 20 GHz.

#### \* échantillon A + vernis (figure 4-32)

L'étude des caractéristiques électromagnétiques de l'échantillon montre:

- sur les caractéristiques magnétiques, que la perméabilité réelle ( $\mu'_r$ ) mesurée en cellule microruban en fonction de la fréquence est proche de 1 aux erreurs d'expérience près. Ceci confirme la courbe d'hystérésis du matériau A (§ 4-6-4), pour laquelle nous avons estimé  $\mu'_r$  rémanent voisin de 1.

- sur les caractéristiques électriques, que la permittivité réelle ( $\epsilon'_r$ ) est quasi-constante en fonction de la fréquence et vaut environ 3.8. Elle est plus élevée que celle du vernis ( $\epsilon'_r \approx 2.5$ ).

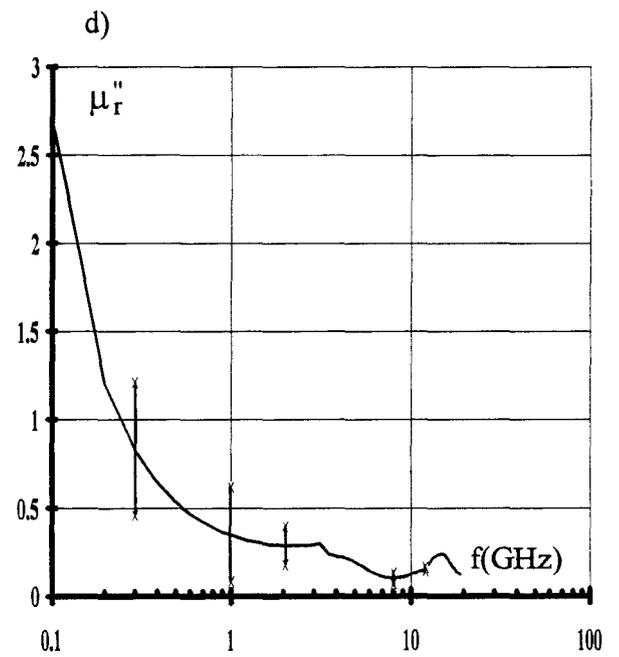
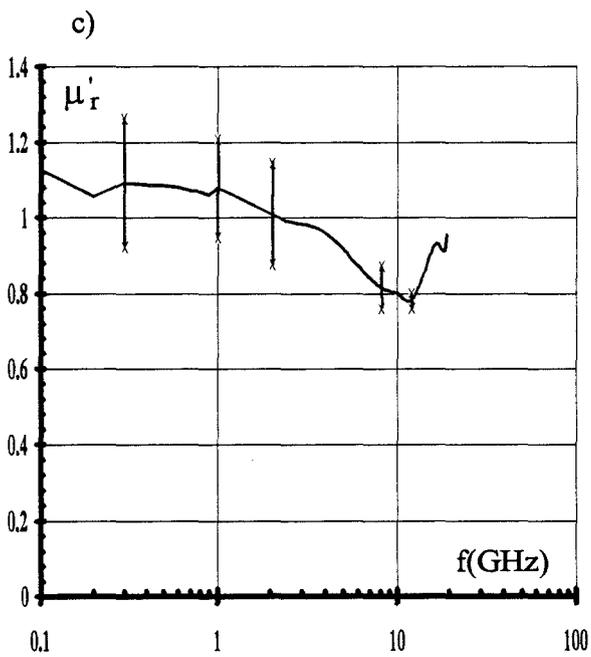
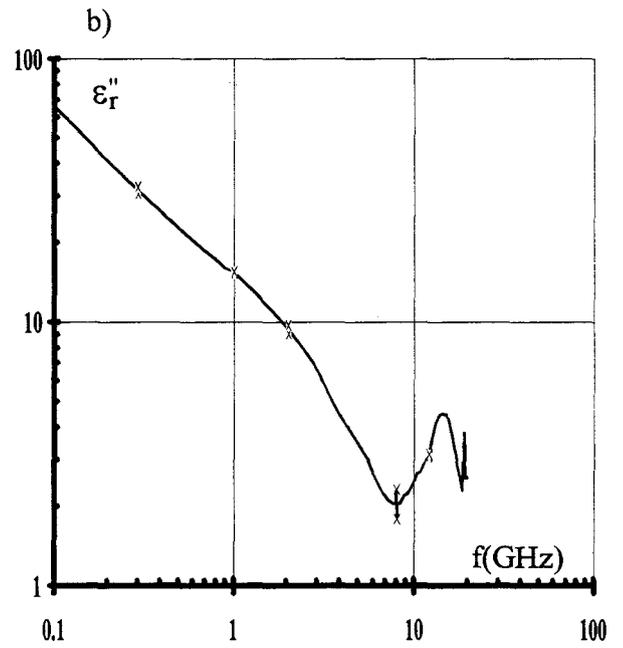
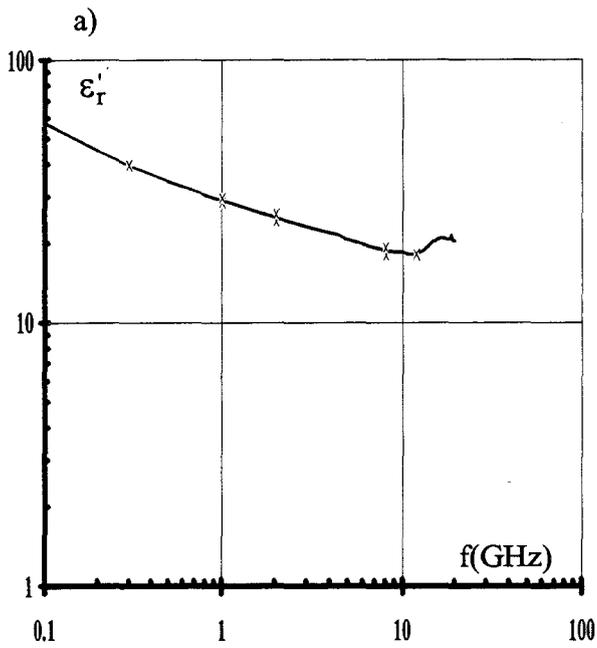


figure 4-33: mesures en cellule microruban du mélange matériau B - vernis.

Les pertes mesurées ( $\epsilon_r''$ ) correspondent aux pertes du ruban conducteur. Sur la figure 4-32b, nous avons tracé la permittivité imaginaire correspondant à une simulation de l'atténuation du ruban conducteur pour une permittivité réelle constante est égale à 3.8 en fonction de la fréquence. La courbe expérimentale et celle de simulation se superposent aux erreurs d'expérience près. Ceci traduit que le mélange polymère ferromagnétique avec le vernis présente de faibles pertes.

**\* échantillon B + vernis (figure 4-33)**

Par rapport à l'échantillon précédent (A + vernis), cet échantillon (B + vernis) présente une perméabilité ( $\mu_r'$ ) légèrement différente de 1. La perméabilité est supérieure à 1 pour des fréquences inférieures à environ 2 GHz et elle est inférieure à 1 pour des fréquences supérieures. Ces variations peuvent être liées soit à la précision des mesures, soit à des propriétés intrinsèques du matériau. Pour lever cette indétermination, nous avons effectué deux types de mesures complémentaires dans la même bande de fréquences:

- des mesures sous champ magnétique extérieur. Ces mesures font l'objet du § 4-6-7.
- des mesures avec un autre type de cellule (cellule coaxiale), présentées à la fin de ce paragraphe.

De plus, il serait intéressant de réaliser des mesures de perméabilité magnétique en basses fréquences ( $< 0.1$  GHz) pour vérifier la perméabilité rémanente calculée à partir de la courbe d'hystérésis (§ 4-6-4).

Par rapport à l'échantillon "A + vernis", les permittivités de l'échantillon "B + vernis" sont plus importantes. Nous distinguons:

- un phénomène de conductivité aux basses fréquences. Ce phénomène pourrait correspondre au déplacement des charges à travers l'échantillon (fréquences inférieures à 0.1 GHz),
- un mécanisme de relaxation en plus haute fréquence, probablement lié à l'hétérogénéité de l'échantillon: effet Maxwell - Wagner.

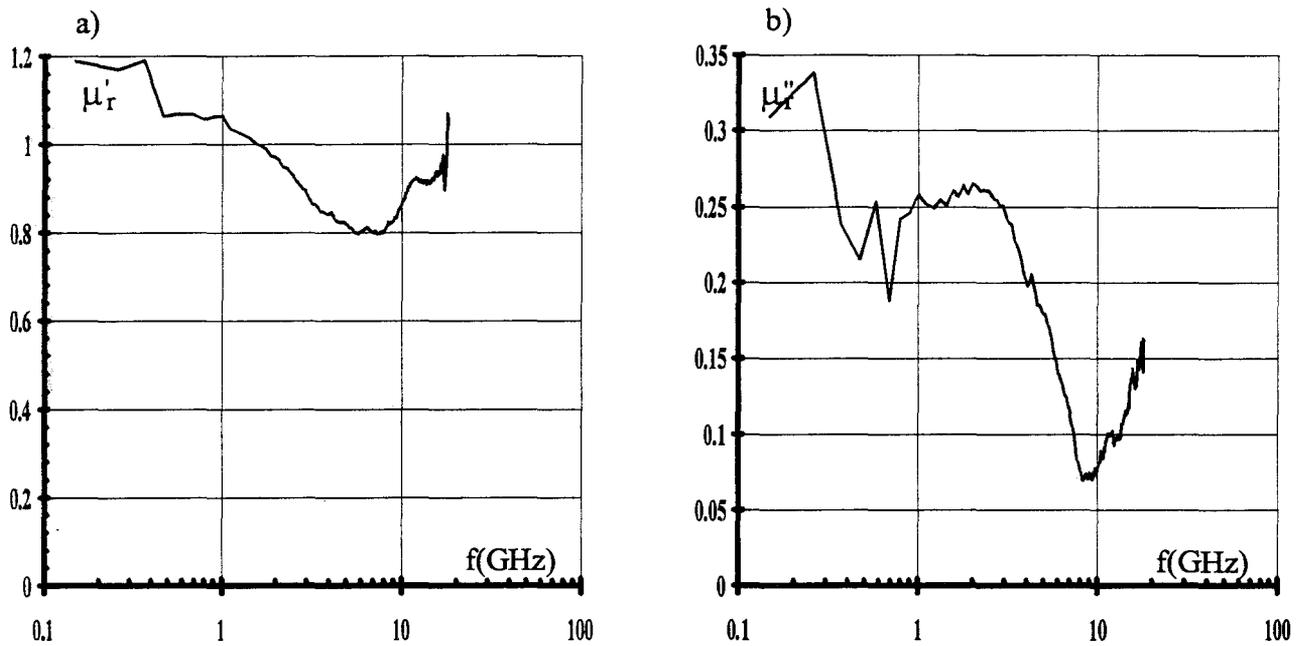


figure 4-34: mesures en cellule coaxiale du mélange matériau B - PE/EPDM (caractéristiques magnétiques).

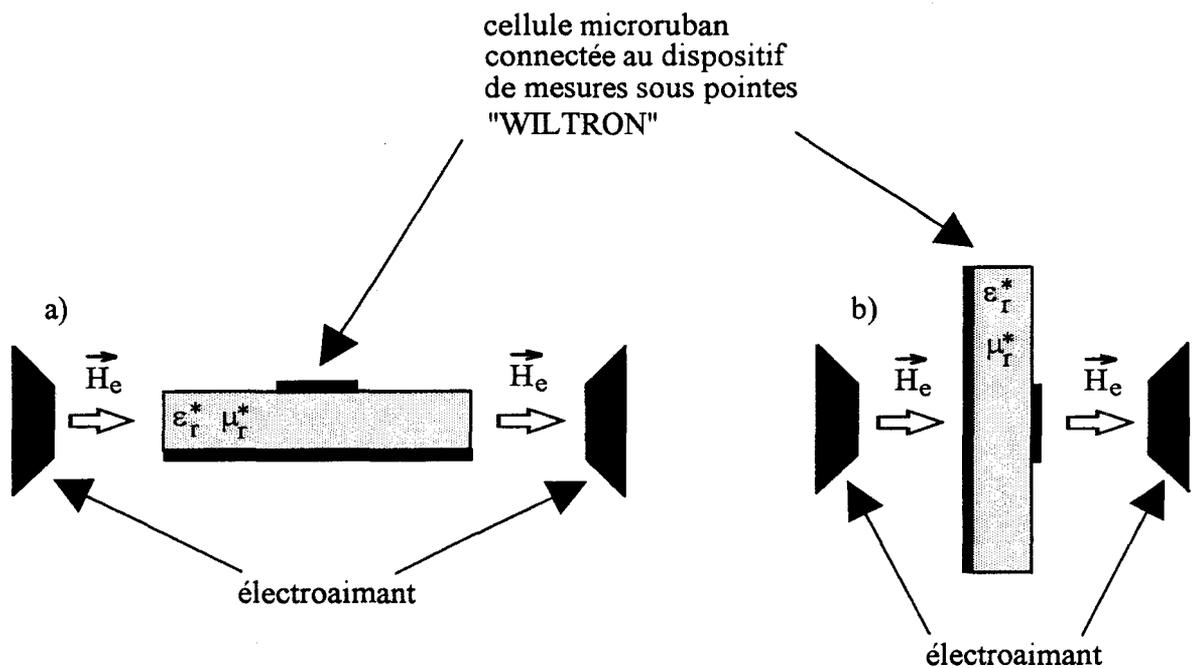


figure 4-35: schéma de principe de mesure de la cellule microruban sous champ extérieur

a)  $\vec{H}_e$  parallèle au plan de la section droite de la cellule microruban

b)  $\vec{H}_e$  perpendiculaire au plan de la section droite de la cellule microruban.

### **\* mesures complémentaires en cellule coaxiale**

Pour ces mesures complémentaires, nous avons réalisé un échantillon coaxial. Le polymère magnétique B est mélangé à un liant. Le liant utilisé est la matrice PE/EPDM (Polyéthylène / Ethylène Propylène Diène Monomère) qui a déjà servi à la réalisation de l'échantillon PANI18 au § 1-4-2. L'ensemble matériaux B (75 % en volume) et matrice (25 % en volume) est mélangé, broyé puis moulé sous 3000 bars pour réaliser l'échantillon coaxial.

La figure 4-34 représente la perméabilité complexe en fonction de la fréquence (0.1 - 18 GHz) mesurée en cellule coaxiale. Nous pouvons constater que les allures des courbes sont analogues à celles de la cellule microruban, en particulier pour  $\mu_r'$ . Ceci semble confirmer que les variations de  $\mu_r'$  observées ne résultent pas uniquement des erreurs de mesure mais des propriétés magnétiques intrinsèques du matériau.

### **4-6-7 Mesures électromagnétiques en fonction de la fréquence avec $H_e \neq 0$**

#### **• Principe de la mesure**

La cellule microruban, connectée à l'analyseur de réseaux HP8510 via le dispositif sous pointes (WILTRON), est placée entre les deux pôles d'un électroaimant. Elle est orientée successivement suivant les deux axes de l'espace (figure 4-35).

Nous mesurons la matrice  $[S^*_{ij}]$ , dans la bande de fréquences 0.05 - 20 GHz, en présence et en l'absence du champ magnétique continu sans démonter la cellule, pour éviter les erreurs de reproductibilité.

Pour détecter de faibles variations avec et sans champ magnétique, nous déterminons les variations:

$$\Delta S_{21dB} = \left| S_{21dB}(H \neq 0) - S_{21dB}(H = 0) \right| \quad (4-7)$$

en fonction de la fréquence.

## Chapitre 4

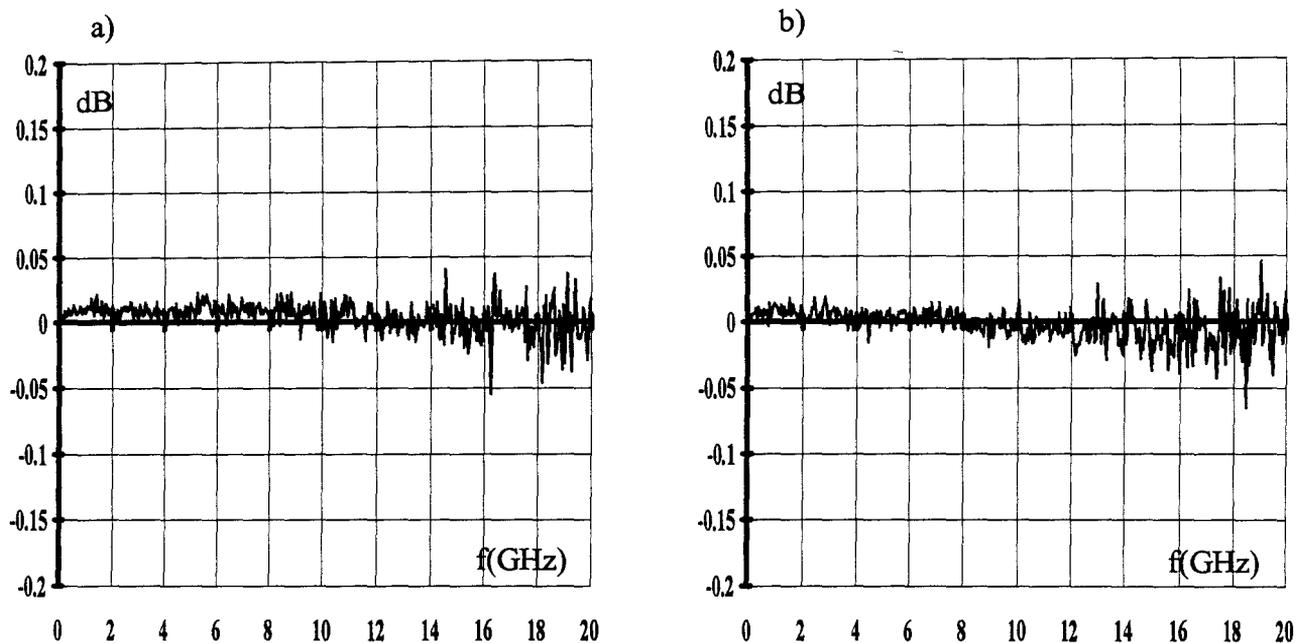


figure 4-36: mesures en cellule microruban sur alumine:

- a)  $\left| S_{21}^*(\text{He}= 800 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}} - \left| S_{21}^*(\text{He} = 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}}$  He parallèle à la section droite de la microruban
- b)  $\left| S_{21}^*(\text{He}= 800 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}} - \left| S_{21}^*(\text{He} = 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}}$  He perpendiculaire à la section droite de la microruban.

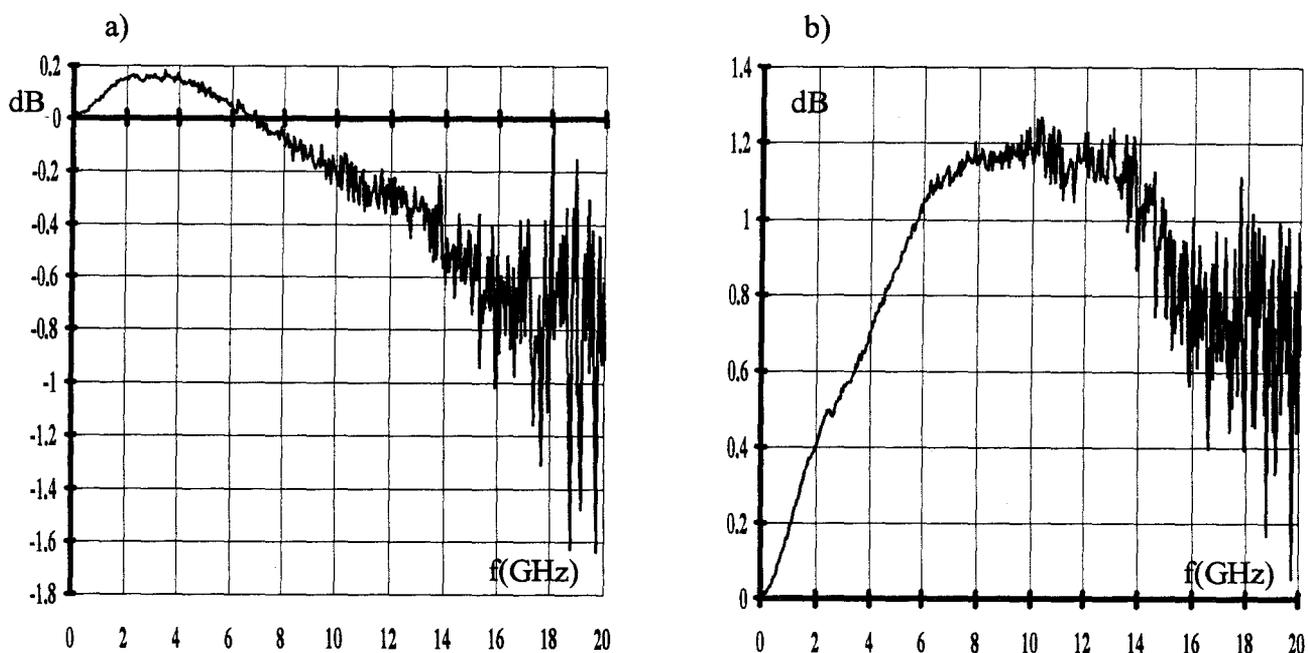


figure 4-37: mesures en cellule microruban sur matériau IMOSORB 502:

- a)  $\left| S_{21}^*(\text{He}= 800 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}} - \left| S_{21}^*(\text{He} = 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}}$  He parallèle à la section droite de la microruban
- b)  $\left| S_{21}^*(\text{He}= 1200 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}} - \left| S_{21}^*(\text{He} = 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}}$  He parallèle à la section droite de la microruban.

### • Validation de la méthode

La validation de la méthode se fait à partir de deux échantillons connus dont les propriétés électromagnétiques ont été mesurées au § 4-3-2: l'un est non magnétique l'alumine et l'autre est magnétique l'IMO502.

La figure 4-36 représente la normalisation (en dB) des mesures du coefficient de transmission ( $S^*_{21}$ ) de la cellule microruban sur alumine sous un champ extérieur ( $H_e = 800$  Oe) par rapport au coefficient de transmission de cette même cellule à champ nul ( $H_e = 0$  Oe) suivant les deux axes. Nous observons que le champ extérieur appliqué suivant les deux axes de la cellule microruban ne perturbe pas les mesures de  $S^*_{21}$ . Ceci est confirmé également pour diverses valeurs de champ magnétique extérieur, ainsi qu'à partir de la mesure du coefficient de réflexion  $S^*_{11}$ .

Par contre, lorsque le matériau est magnétique (IMO502 figure 4-37), comme prévu, nous constatons des variations en fonction de la fréquence dépendant de la valeur du champ.

### • Etude complémentaire des échantillons (A + vernis et B + vernis)

Nous avons utilisé la technique précédente pour les échantillons (A + vernis et B + vernis) présentant de faibles aimantations. Deux valeurs de champ magnétique ( $H_e$ ) ont été choisies: l'un de 100 Oe voisin du champ coercitif " $H_c$ " de ces deux matériaux et l'autre plus importante de 800 Oe.

Les figures 4-38 et 4-39 représentent les normalisations (en fonction du champ extérieur appliqué 100 et 800 Oe) des mesures des coefficients de transmissions ( $S^*_{21}$ ) pour les deux échantillons respectivement A plus vernis et B plus vernis. Nous observons:

- d'une part que l'échantillon A (figure 4-38) n'est pas sensible à un champ magnétique extérieur jusqu'à 800 Oe et quelle que soit l'orientation de l'échantillon. Ceci confirme le caractère non magnétique de ce matériau (§ 4-6-6).

- d'autre part pour l'échantillon B (figure 4-39), une variation sensible en

Chapitre 4

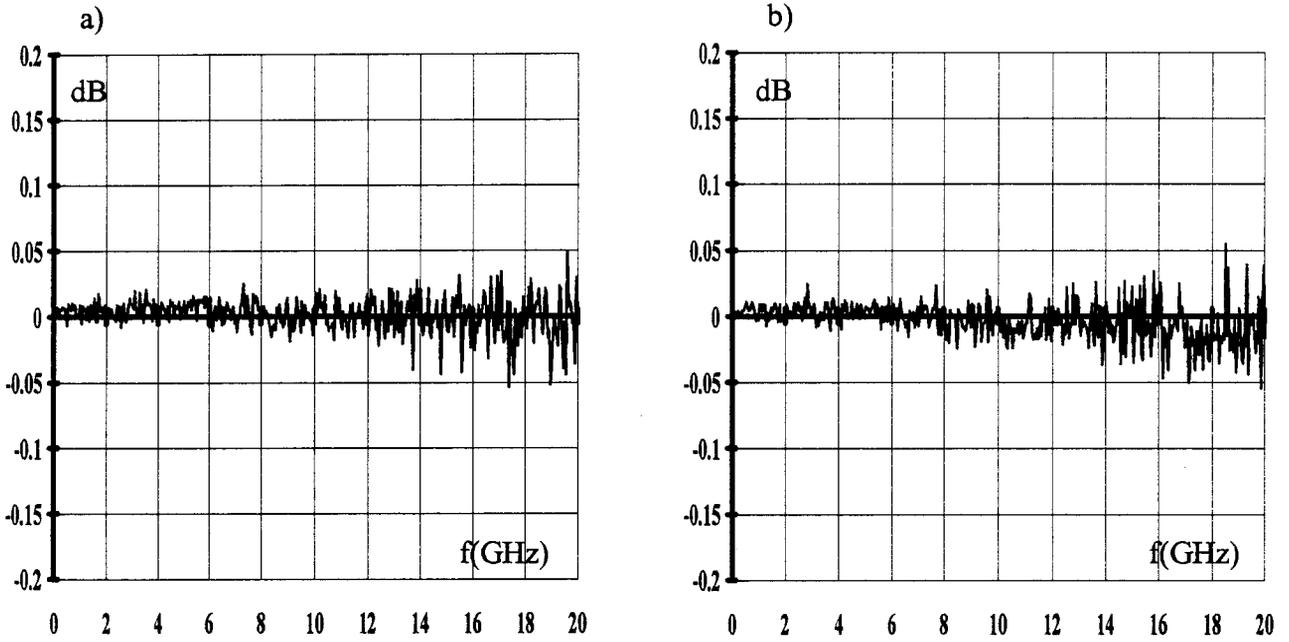


figure 4-38: mesures en cellule microruban sur échantillon A + vernis:

- a)  $\left| S_{21}^*(He = 800 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}} - \left| S_{21}^*(He = 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}}$  He parallèle à la section droite de la microruban
- b)  $\left| S_{21}^*(He = 800 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}} - \left| S_{21}^*(He = 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}}$  He perpendiculaire à la section droite de la microruban.

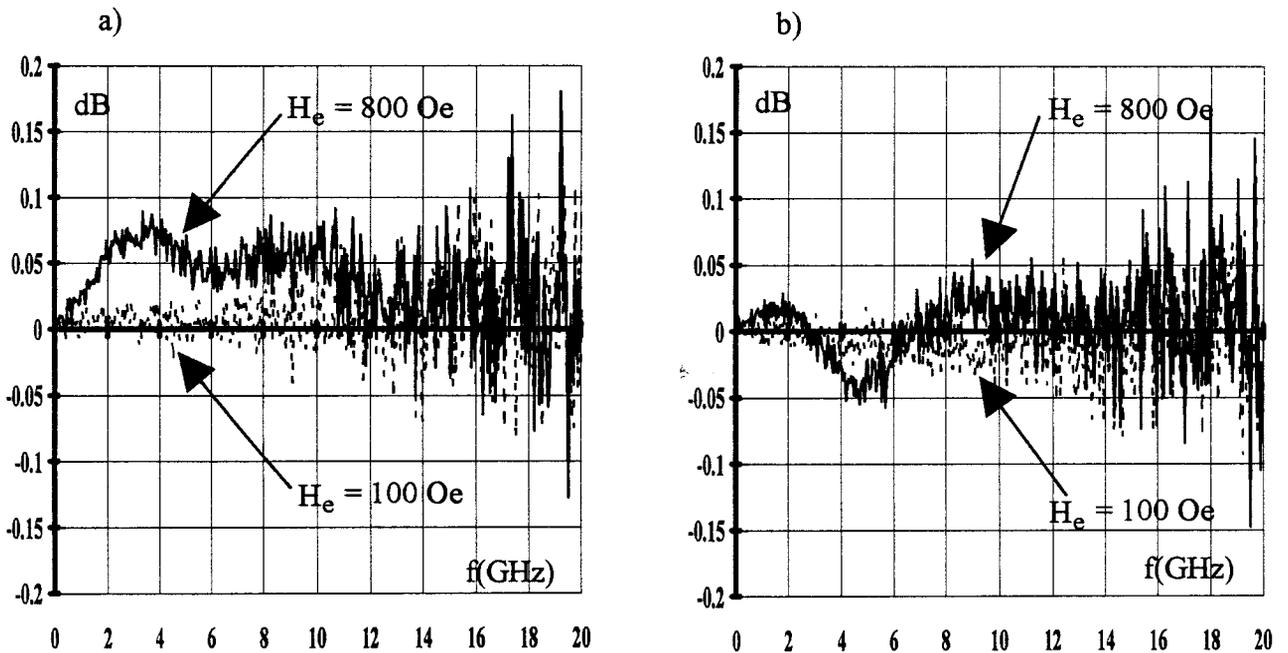


figure 4-39: mesures en cellule microruban sur échantillon B + vernis:

- a)  $\left| S_{21}^*(He \neq 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}} - \left| S_{21}^*(He = 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}}$  He parallèle à la section droite de la microruban
- b)  $\left| S_{21}^*(He \neq 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}} - \left| S_{21}^*(He = 0 \text{ Oe}) \right|_{\text{dB}}$  He perpendiculaire à la section droite de la microruban.

fonction du champ magnétique extérieur et de la fréquence. Les amplitudes les plus importantes correspondent à un champ extérieur de 800 Oe et à une orientation de cellule parallèle à ce champ. Ceci confirme le ferromagnétisme de ce matériau.

Nous ne traçons pas les caractéristiques électromagnétiques du matériau B, puisque les écarts entre les mesures réalisées en l'absence et en présence d'un champ extérieur sont faibles.

## **4-7 Conclusion**

Dans un premier temps, nous avons présenté deux technologies de réalisation de rubans conducteurs: l'une en "couche mince" et l'autre en "couche épaisse". Cette dernière est la plus utilisée pour réaliser des cellules microrubans, puisqu'elle présente de nombreux avantages par rapport à la technologie "couche mince" tels que: une mise en oeuvre rapide en atmosphère ambiante, dépôt du conducteur sur tout type de matériaux (organiques et minéraux),... En technologie "couche épaisse", les dépôts de conducteur sont réalisés à partir d'une encre conductrice à base d'argent dont la résistivité a été mesurée:  $\rho \approx 0.0018 \Omega\text{cm}$ . Nous pouvons avec les équations analytiques décrites au deuxième chapitre concernant le paragraphe des pertes, estimer l'importance des pertes dues aux conducteurs par rapport aux pertes dues au matériau.

Dans un deuxième temps, pour valider les méthodes de dépouillement avec les cellules coplanaire et microruban, nous avons caractérisé des matériaux "étalons" (diélectriques et magnétiques) dont les caractéristiques électromagnétiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) sont données soit par les constructeurs, soit mesurées au préalable par les techniques "classiques" décrites dans le premier chapitre. La comparaison des caractéristiques  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  de ces matériaux entre les techniques en cellules plaquées et les techniques "classiques" a montré un bon accord des

résultats pour:

- les parties réelles ( $\epsilon_r', \mu_r'$ ) quelles que soient les caractéristiques du matériau,
- les parties imaginaires ( $\epsilon_r'', \mu_r''$ ), lorsque les pertes dues aux rubans conducteurs sont négligeables devant les pertes du matériau.

En effet, les programmes de dépouillement des mesures ne permettent pas de retrancher les pertes métalliques des pertes globales (pertes diélectriques et métalliques). Toutefois, une estimation des pertes du matériau peut-être obtenue après soustraction des pertes métalliques calculées par simulation. Les cellules microrubans par rapport aux cellules coplanaires semblent mieux adaptées aux mesures d'échantillons faibles pertes, puisque les contraintes géométriques du dispositif sous pointes associé, permettent de mesurer des rubans conducteurs plus larges.

Dans un troisième temps, nous avons effectué trois études originales à large bande de fréquences:

- Dans le cadre d'un contrat industriel, nous avons caractérisé à notre connaissance pour la première fois le polyimide jusqu'à 40 GHz, à partir de différentes cellules de mesures: capacitive dans la bande de fréquences 0.05 - 2 GHz, coplanaire et microruban dans la bande de fréquences 0.05 - 40 GHz. Les résultats sont concordants entre les différentes cellules pour la permittivité réelle ( $\epsilon_r' = 3.2$  entre 0.05 - 40 GHz). Les pertes sont données pour des fréquences inférieures à 2 GHz ( $\text{tg}\delta < 0.008$ ) et estimées à des fréquences supérieures ( $\text{tg}\delta < 0.035$  à 40 GHz).

- Dans le cadre d'une collaboration avec l'Ecole des Mines de Douai qui s'intéresse à l'élaboration d'absorbants microondes, nous avons caractérisé avec des cellules microrubans, dans la bande de fréquences 0.05 - 40 GHz, trois échantillons de polyaniline

(dopé) découpés suivant les trois axes de l'espace dans une pastille compressée d'épaisseur 8 mm. L'étude a montré l'existence d'un gradient de densité de matériau suivant l'axe de compression.

- La dernière étude concerne les premières caractérisations hyperfréquences de deux polymères ferromagnétiques à température ambiante synthétisés par le Département Génie des Matériaux d'ALCATEL ALSTHOM Recherche à Marcoussis. Nous présentons leurs courbes d'hystérésis et les caractéristiques électromagnétiques mesurées à partir de cellules de type microruban sur des échantillons: mélanges polymères ferromagnétiques avec un liant.

Les résultats en fonction de la fréquence ont montré un caractère ferromagnétique pour l'un des échantillons, l'échantillon B. Ceci corrobore les courbes d'hystérésis des deux matériaux, pour lesquelles une estimation de leur perméabilité rémanente a donné une perméabilité voisine de 1 pour le matériau A et de 1.5 pour le matériau B. Pour celui-ci, les valeurs de la perméabilité différentes de 1 observées en fonction de la fréquence (0.1 - 20 GHz) ont été retrouvées par des mesures complémentaires en cellule coaxiale. Des mesures en cellule microruban de ce matériau (B) sous l'action d'un champ magnétique extérieur ont montré des variations sensibles. L'ensemble de ces trois séries de résultats confirme le caractère ferromagnétique du matériau B.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## **Chapitre 4**

[4-1] B. BIANCO, M. PARODI:

" Determination of the propagation constant of uniform microstrip line."

Alta Frequenza, vol. X, n° 2, February 1976, pp 107 - 110.

[4-2] E. PALE CZNY:

" Modélisation des pertes métalliques par la méthode du raccordement de modes: application au lignes planaires utilisées en technologie monolithique microonde."

Thèse d'Université en électronique, Lille le 11 Septembre 1992.

[4-3] M. HELAL, J. F. LEGIER, E. PALE CZNY, P. PRIBETICH, P. KENNIS:

"Experimental characterization of under skin depth thickness strips of planar lines for MMIC applications."

MIOP 93, 7<sup>th</sup> exhibition and conference for ultra high frequency technology, 25 - 27

May 1993

[4-4] Handbook of chemistry and physics

Pubished by: The chemical rubber publishing Co - U.S.A.

[4-5] N. HAESE, J. HINOJOSA, P. A. ROLLAND, A. CHAPOTON:

"Ligne sur couche minces polyimide pour connectique haute fréquence et microonde."

Contrat THOMSON HYBRIDES n° THP 07044.

[4-6] P. MEROT:

"Polyimides linéaires."

Techniques de l'ingénieur, traité plastiques.

[4-7] M. GLANGETAS:

Thèse à paraitre (1997). Université de LILLE.

[4-8] H. P. J WIJN, J. SMIT:

"Les ferrites."

DUNOD, 1961.

[4-9] S. GALAJ, F. TSOBNANG, A. LE MEHAUTE:

"Propos sur le ferromagnétisme à haute température de curie obtenu avec certains copolymères de l'aniline."

Workshop on conducting polymers, Arcachon, Avril 1993.

[4-10] S. GALAJ, F. TSOBNANG, A. LE MEHAUTE:

"Copolymères à propriétés magnétiques comprenant des groupes amino aromatiques, procédés de préparation et applications de ceux-ci."

6 Décembre 1991, Patent n° 91 151 82.

## **Conclusion Générale**

## Conclusion générale

Ce travail a consisté à développer de nouvelles techniques de caractérisation ( $\epsilon_r^*, \mu_r^*$ ) de matériaux sous forme de film, dans une large gamme de fréquences, à partir de cellules de type coplanaire et microruban.

En raison de leurs structures inhomogènes, une étude électromagnétique des cellules plaquées a été développée à partir d'une méthode analytique et une méthode numérique "Approche dans le Domaine Spectral" (A.D.S). Notre contribution a consisté à introduire la perméabilité dans les deux méthodes utilisées. La cellule microruban nécessite un traitement électromagnétique rigoureux comme l'Approche dans le Domaine Spectral, pour fournir en fonction de la fréquence les caractéristiques de dispersions du mode fondamental, mais aussi l'impédance caractéristique. Pour la cellule coplanaire, lorsque l'épaisseur du matériau est supérieure aux dimensions du ruban conducteur et des fentes, ces caractéristiques sont obtenus à partir de relations analytiques valables en quasi-statique, puisque le mode fondamental présente une faible dispersion jusqu'à 40 GHz.

Cette étude a permis de montrer que la cellule microruban est mieux adaptée que la cellule coplanaire pour la caractérisation de matériaux (diélectrique et magnétique), en raison d'une meilleure concentration d'énergie dans l'échantillon.

Deux configurations de cellules ont été développées: dipôle à constantes localisées et quadripôle à constantes réparties. Pour ces configurations, les méthodes de dépouillement sont basées respectivement sur l'exploitation des mesures du coefficient de  $S_{11}^*$  ( $\epsilon_r^*$ ) et de la matrice  $[S_{ij}^*]$  ( $\epsilon_r^*, \mu_r^*$ ), sur les plans d'entrées de la cellule. Les caractéristiques électromagnétiques ( $\epsilon_r^*, \mu_r^*$ ) sont obtenues soit à partir de relations analytiques ou soit à l'aide de "l'Approche dans le Domaine Spectral".

Des simulations des erreurs maximales sur  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$ , pour divers caractéristiques de matériaux, ont montré qu'il est nécessaire d'optimiser les structures des cellules (largeurs des

rubans, longueurs des lignes) afin de minimiser les erreurs sur la matrice  $[S^*_{ij}]$ . Plusieurs cellules devront être conçues pour caractériser des matériaux dans une large bande de fréquences (0.05 - 40 GHz).

Les mesures sont réalisées par simples contacts (sans connexion) entre la cellule et l'analyseur de réseaux via un dispositif sous "pointes". Pour valider ces techniques de mesure, nous avons caractérisé des matériaux "étalons". Ces matériaux sont diélectriques (permittivités réelles " $\epsilon'_r$ " comprises entre 2 et 25, avec ou sans pertes), magnétiques et ont été caractérisés au préalable par des techniques "classiques" (cellules pastille, coaxiale, ...) développées au laboratoire. Les résultats ont montré un bon accord avec ceux obtenus par des techniques "classiques", sauf en ce qui concerne les parties imaginaires ( $\epsilon''_r, \mu''_r$ ) lorsque le matériau présente des pertes inférieures aux pertes métalliques des rubans conducteurs. En effet, les programmes de dépouillement des mesures ne permettent pas de retrancher les pertes métalliques des pertes globales (pertes diélectriques et métalliques). Toutefois, une estimation des pertes du matériau peut-être obtenue après soustraction des pertes métalliques calculées par simulation.

L'ensemble de ces techniques de mesure est utilisé pour des études originales dans le cadre de collaborations industrielles. Elles concernent:

- la caractérisation du polyimide jusqu'à 40 GHz, dans le cadre d'un contrat avec Thomson Hybrides. A notre connaissance, les résultats obtenus sont les premiers présentés à de telles fréquences. Les caractéristiques électriques ( $\epsilon'_r = 3.2$ ,  $\text{tg}\delta < 0.0035$ ) restent faibles dans toute la bande de fréquences. Ce matériau est un bon isolant pour des applications hyperfréquences.

- la caractérisation d'une pastille compressée, mettant en évidence un gradient de densité de matériau suivant l'axe de compression.

- la caractérisation des premiers polymères ferromagnétiques organiques à

température ambiante connus à ce jour. Ils ont été synthétisés par le Département Génie des Matériaux d'ALCATEL ALSTHOM Recherche à Marcoussis. Les résultats en hyperfréquences ont confirmé le caractère ferromagnétique montré précédemment par des mesures d'aimantation rémanente effectuées au laboratoire de Meudon à partir de cycles d'hystérésis.

Les perméabilités relevées restent très faibles ( $\mu_r' < 1.2$ ), ce qui est insuffisant actuellement pour envisager des applications en technologie planaire comme des circulateurs, des déphaseurs, ...

L'ensemble de ce travail a montré la faisabilité de la caractérisation de matériaux avec des cellules coplanaires et microrubans. Il doit être complété tant sur le plan théorique qu'expérimental pour étendre la gamme des mesures et envisager l'étude d'autres types de matériaux.

Sur le plan théorique, citons:

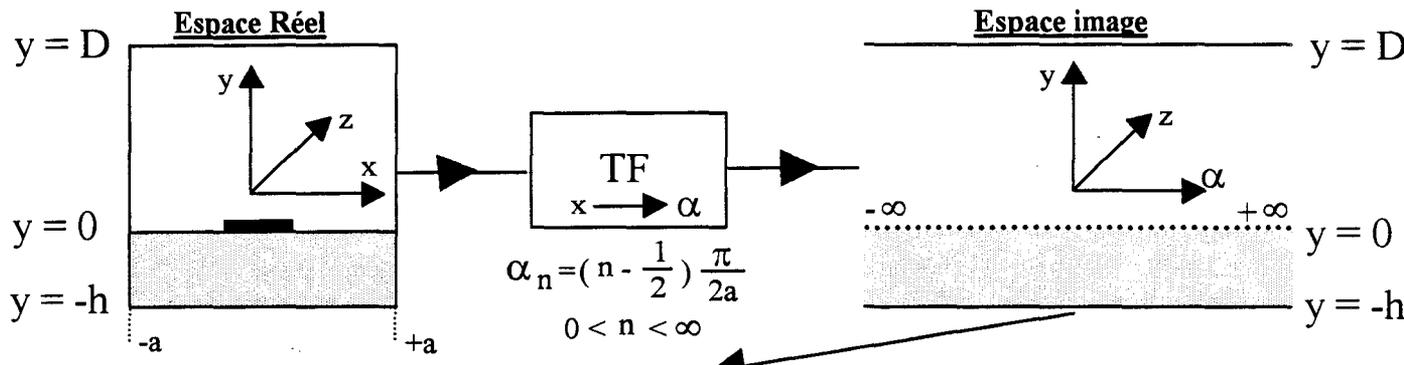
- une étude plus approfondie de l'influence du premier mode supérieur.
- la prise en compte du caractère tensoriel de  $\epsilon_r^*$  et  $\mu_r^*$  dans le développement électromagnétique pour la caractérisation de matériaux anisotropes.

Sur le plan expérimental, il sera nécessaire d'améliorer la conception des cellules pour:

- permettre des mesures en température.
- étendre la bande de fréquences jusqu'à 110 GHz.
- envisager la caractérisation de matériaux en phases mésomorphes.

# ANNEXES

**ANNEXES**



EQUATION DE HELMOLTZ

$$\left[ -\alpha_n^2 + \frac{\partial^2}{\partial y^2} - \beta^2 + \epsilon \mu \omega^2 \right] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{E}_z(\alpha, y) \\ \tilde{H}_z(\alpha, y) \end{bmatrix} = 0 \quad (1)$$

APPLICATION DES CONDITIONS DE CONTINUITÉ DE:  
 $E_x, E_z, H_x, H_z$  en  $y=0$  d'où:

$$\left[ Z(\alpha_n, \beta, \omega, \epsilon, \mu, h, D) \right] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha_n, 0) \\ \tilde{J}_z(\alpha_n, 0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{E}_x(\alpha_n, 0) \\ \tilde{E}_z(\alpha_n, 0) \end{bmatrix} \quad (2)$$

THEOREME DE PARSEVAL

$$\sum_{n=0}^{\infty} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha_n, 0) \\ \tilde{J}_z(\alpha_n, 0) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{E}_x(\alpha_n, 0) \\ \tilde{E}_z(\alpha_n, 0) \end{bmatrix} = 0 \quad (3)$$

METHODE DE GALERKIN

$$\sum_{n=0}^{\infty} \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha_n, 0) \\ \tilde{J}_z(\alpha_n, 0) \end{bmatrix} \cdot \left[ Z(\alpha_n, \beta, \omega, \epsilon, \mu, h, D) \right] \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x(\alpha_n, 0) \\ \tilde{J}_z(\alpha_n, 0) \end{bmatrix} = 0 \quad (4)$$

$$\tilde{J}_x(\alpha_n, 0) = \sum_{p=1}^{\infty} C_p \cdot \tilde{J}_{x,p}(\alpha_n, 0), \tilde{J}_z(\alpha_n, 0) = \sum_{q=1}^{\infty} D_q \cdot \tilde{J}_{z,q}(\alpha_n, 0) \quad (5)$$

RESOLUTION DU SYSTEME D'EQUATIONS (4) ET (5)

VALEURS PROPRES  
diagramme de dispersion  
 $\beta = f(\omega, \dots)$  (6)

VECTEURS PROPRES  
 $C_p, D_q$  (7)

champs  $(\vec{E}, \vec{H})$ ; flux de puissance: P; Impédances caractéristiques:  $Z_{cv}, Z_{ci}, Z_{cvi}$

figure A1-1: organigramme de la méthode numérique Approche dans le Domaine Spectral

## **Annexe 1: Approche dans le Domaine Spectral (A.D.S)**

L'approche dans le domaine spectral est une formulation spécifique du traitement guide d'onde utilisée pour étudier la propagation. Cette formulation tient compte de la présence de rubans métalliques. Elle est résumée sur l'organigramme figure A1-1.

L'approche dans le domaine spectral consiste en la transposition du plan de section droite réel  $(x, y)$  où existent des discontinuités dues à la configuration géométrique de la ligne microruban en  $y = 0$  en un plan image  $(\alpha, y)$  pour lequel les discontinuités ont virtuellement disparues.

Le traitement guide d'onde utilise les équations de MAXWELL qui fournissent simultanément les équations de HELMOLTZ dans le plan image et les composantes transversales des champs électriques et magnétiques. L'application des conditions de continuité en  $y = 0$  donne le système matriciel (2).

Le théorème de PARSEVAL ( $E \cdot J = 0$ ) conduit à la méthode des moments dite de GALERKIN (4). Cette méthode est rigoureuse lorsque l'on écrit les deux combinaisons linéaires infinies de fonctions de base (5). Cependant, leur traitement numérique impose d'en limiter le nombre ainsi que le nombre de termes utilisés dans les développements des séries de FOURIER. Pour les problèmes de convergence, nous renvoyons le lecteur à [A1-1].

La résolution du système d'équations (4) et (5) conduit au diagramme de dispersion (6) et aux coefficients de pondération (7) entre les différentes fonctions de base indispensables pour calculer le champ en tout points de la section droite et le flux de puissance (8).

[A1-1] F. HURET:

" Etude comparative de l'approche dans le domaine spectral et de la méthode des équations intégrales singulières pour la simulation des lignes planaires en technologie monolithique microonde."

Thèse d'Université en électronique, Lille le 19 Décembre 1991.

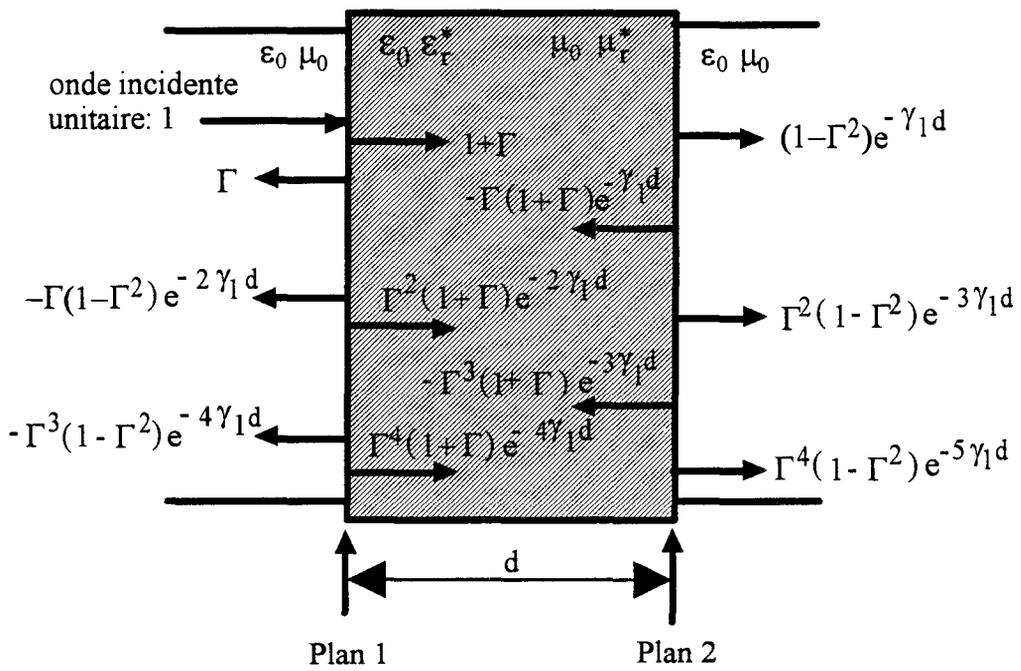


figure A2-1: schéma des multiples réflexions

## Annexe 2: Méthode des réflexions multiples

L'étude d'une onde incidente unitaire sur l'interface "1", correspondant au plan des pointes du dispositif de mesure sous pointes connecté à la cellule planaire, est représenté figure A2-1. La cellule planaire présente une impédance caractéristique et une constante de propagation différentes de celle des pointes. L'analyse met en évidence une infinité de réflexions sur les deux interfaces (plan1 et plan 2). En effet, l'onde incidente sur le plan de discontinuité "1" engendre une onde réfléchiée et une onde transmise. L'onde transmise rencontre le plan de discontinuité "2" et se sépare à nouveau en ondes réfléchiées et transmises. Ce phénomène se répète (pour l'onde réfléchiée) et ce pour une infinité de décompositions.

En appliquant ces définitions à la figure A2-1 et dans le cas d'un quadripôle passif et symétrique, les calculs de  $S_{11}^*$  et  $S_{21}^*$  conduisent aux relations (A2-1) et (A2-2):

$$S_{11}^* = \frac{1 - \Gamma^* e^{(-\gamma_1^* d)}}{1 - \Gamma^{*2} e^{(-2 \gamma_1^* d)}} = S_{22}^* \quad (\text{A2-1})$$

$$S_{21}^* = \frac{1 - \Gamma^{*2}}{1 - \Gamma^{*2} e^{(-2 \gamma_1^* d)}} e^{(-\gamma_1^* d)} = S_{12}^* \quad (\text{A2-2})$$

- où: - d désigne la longueur de l'échantillon,  
 -  $\Gamma^*$  la réflexion d'une onde sur un seul plan de discontinuité.

ainsi: 
$$\Gamma^* = \frac{Z_1^* - Z_0}{Z_1^* + Z_0} \quad (\text{A2-3})$$

La quantité physique  $T^*$  correspondant à la transmission de l'onde du plan "1" au plan

"2" et  $\Gamma^*$  se déduisent des paramètres de la matrice de répartition [A2-1]:

$$\Gamma^* = K^* \pm \sqrt{K^{*2} - 1} \quad (\text{A2-4})$$

avec:

$$K^* = \frac{S_{11}^{*2} + S_{21}^{*2} + 1}{2S_{11}^*} \quad (\text{A2-5})$$

et

$$\Gamma^* = e^{-\gamma_1^* d} = \frac{S_{11}^* + S_{21}^* - \Gamma^*}{1 - (S_{11}^* + S_{21}^*)\Gamma^*} \quad (\text{A2-6})$$

Dans l'expression (A2-4), le signe doit correspondre à une existence physique du coefficient de réflexion ( $\Gamma^* \leq 1$ ). Nous obtenons ainsi:

$$\frac{\mu_{\text{reff}}^*}{\varepsilon_{\text{reff}}^*} = \left( \frac{1 + \Gamma^*}{1 - \Gamma^*} \right)^2 * \left( \frac{Z_0}{Z_0'} \right)^2 \quad (\text{A2-7})$$

$$\mu_{\text{reff}}^* \varepsilon_{\text{reff}}^* = - \left( \frac{-\text{Ln}(\Gamma^*)}{\omega d \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} \right)^2 \quad (\text{A2-8})$$

### **Remarques:**

- Pour la relation (A2-8), il est important d'assurer la continuité du déphasage de  $\text{Ln}(\Gamma^*)$  lorsque la longueur de l'échantillon engendre des déphasages supérieurs à " $\pi$ ".

- La présence de  $S_{11}^*$  au dénominateur de la relation (A2-5) entraîne une erreur prépondérante sur le calcul de  $K^*$  pour de faibles valeurs de  $S_{11}^*$ , puisque l'incertitude sur ce terme mesuré est grande [A2-2].

- Si le matériau est purement diélectrique, nous imposons  $\mu_{\text{reff}}^* = 1 - j0$  dans l'équation (A2-8). Ainsi, la permittivité relative effective complexe se détermine à partir de cette dernière équation sans la nécessité de calculer  $Z_0'$ .

[A2-1] W. B. WEIR

"Automatic measurement of complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies."

Proceeding of IEEE, vol. 62, n°1, January 1974, pp 33-36.

[A2-2] B. DONEKER

" Accuracy predictions for new generation network analyser."

Microwave Journal, June 1984, pp 127-141.

### **Annexe 3: Méthode de convergence des paramètres Scattering simulés vers ceux mesurés.**

Cette méthode consiste à faire converger les paramètres  $S^*_{11}$  et  $S^*_{21}$  simulés par la méthode numérique "A.D.S" (pour une cellule microruban ou coplanaire) vers ceux mesurés. La convergence est obtenue de la façon suivante [A3-1][A3-2]:

Partant d'un état initial (0) pour lequel la permittivité et perméabilité du matériau ont été calculées approximativement à l'aide des relations analytiques, nous calculons les paramètres théoriques  $S^*_{11}(0)$  et  $S^*_{21}(0)$  à partir de la constante de propagation et de l'impédance caractéristique obtenues par l'A.D.S. Puis, nous incrémentons successivement, d'un pas  $\Delta$ , les quatre inconnues  $\epsilon'_r$ ,  $\epsilon''_r$ ,  $\mu'_r$  et  $\mu''_r$  pour définir quatre nouveaux états:

$$\text{état (1)} \quad \begin{cases} \epsilon'_r = \epsilon'_{r0} + \Delta & \epsilon''_r = \epsilon''_{r0} \\ \mu'_r = \mu'_{r0} & \mu''_r = \mu''_{r0} \end{cases} \rightarrow S^*_{11}(1); S^*_{21}(1)$$

$$\text{état (2)} \quad \begin{cases} \epsilon'_r = \epsilon'_{r0} & \epsilon''_r = \epsilon''_{r0} \\ \mu'_r = \mu'_{r0} + \Delta & \mu''_r = \mu''_{r0} \end{cases} \rightarrow S^*_{11}(2); S^*_{21}(2)$$

$$\text{état (3)} \quad \begin{cases} \epsilon'_r = \epsilon'_{r0} & \epsilon''_r = \epsilon''_{r0} + \Delta \\ \mu'_r = \mu'_{r0} & \mu''_r = \mu''_{r0} \end{cases} \rightarrow S^*_{11}(3); S^*_{21}(3)$$

$$\text{état (4)} \quad \begin{cases} \epsilon'_r = \epsilon'_{r0} & \epsilon''_r = \epsilon''_{r0} \\ \mu'_r = \mu'_{r0} & \mu''_r = \mu''_{r0} + \Delta \end{cases} \rightarrow S^*_{11}(4); S^*_{21}(4)$$

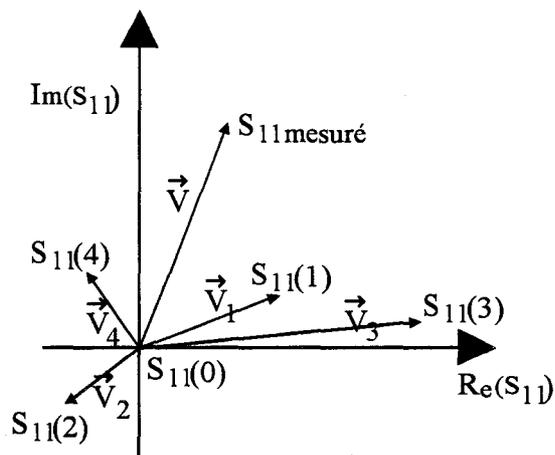


figure A3-1: représentation dans le plan complexe des paramètres "S11" mesurés et des paramètres "S 11" simulés.

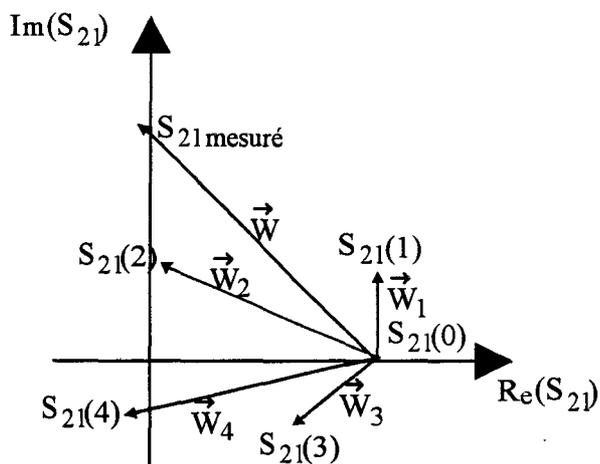


figure A3-2: représentation dans le plan complexe des paramètres "S21" mesurés et des paramètres "S 21" simulés.

La figure A3-1 représente le vecteur " $\bar{V}$ " reliant l'état initial  $S_{11}^*(0)$  à la valeur mesurée de  $S_{11m}^*$ . Dans cette représentation les vecteurs " $\bar{V}_k$ " correspondent à:

$$\bar{V}_k = S_{11}^*(k) - S_{11}^*(0) \quad k = 1, 2, 3, 4$$

Il en est de même pour la figure A3-2 ou " $\bar{W}$ " relie l'état initial  $S_{21}^*(0)$  à la valeur mesurée  $S_{21m}^*$  et:

$$\bar{W}_k = S_{21}^*(k) - S_{21}^*(0) \quad k = 1, 2, 3, 4$$

Les vecteurs " $\bar{V}$ " et " $\bar{W}$ " peuvent s'exprimer à partir d'une combinaison linéaire des vecteurs " $\bar{V}_k$ " et " $\bar{W}_k$ " tel que:

$$\bar{V} = a\bar{V}_1 + b\bar{V}_2 + c\bar{V}_3 + d\bar{V}_4$$

$$\bar{W} = a\bar{W}_1 + b\bar{W}_2 + c\bar{W}_3 + d\bar{W}_4$$

Les valeurs recherchées sont les coefficients de pondération de ces combinaisons linéaires: a, b, c, d correspondant respectivement aux états 1, 2, 3 et 4. Ils sont obtenus par la résolution du système de quatre équations à quatre inconnues réelles résultant de la décomposition en parties réelles et imaginaires:

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re(V_1) & \Re(V_2) & \Re(V_3) & \Re(V_4) \\ \Im(V_1) & \Im(V_2) & \Im(V_3) & \Im(V_4) \\ \Re(W_1) & \Re(W_2) & \Re(W_3) & \Re(W_4) \\ \Im(W_1) & \Im(W_2) & \Im(W_3) & \Im(W_4) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Re(V) \\ \Im(V) \\ \Re(W) \\ \Im(W) \end{bmatrix}$$

Après résolution du système, nous définissons un nouvel état initial tel que:

$$\varepsilon_r' = \varepsilon_{r0}' + a.\Delta \quad \varepsilon_r'' = \varepsilon_{r0}'' + c.\Delta$$

$$\mu_r' = \mu_{r0}' + b.\Delta \quad \mu_r'' = \mu_{r0}'' + d.\Delta$$

et plus généralement:

$$\varepsilon_r'(p+1) = \varepsilon_r'(p) + a.\Delta$$

$$\varepsilon_r''(p+1) = \varepsilon_r''(p) + c.\Delta$$

$$\mu_r'(p+1) = \mu_r'(p) + b.\Delta$$

$$\mu_r''(p+1) = \mu_r''(p) + d.\Delta$$

Ce nouvel état joue le rôle tenu par le précédent et ainsi de suite jusqu'à convergence des paramètres  $S_{ij}^*$  simulés vers ceux mesurés.

[A3-1] N. BELHADJ - TAHAR, A. FOURIER - LAMER, H. DE CHANTERAC:

"Broad-band simultaneous measurement of complex permittivity and permeability using a coaxial discontinuity."

IEEE Transactions on MTT, vol. 38, n°1, January 1990, pp 1 - 7.

[A3-2] P. QUEFFELEC, Ph. GELIN, J. GIERALTOWSKI, J LOAEC:

"A microstrip device for the broad-band simultaneous measurement of complex permeability and permittivity."

IEEE Transactions on Magnetics, vol. 30, n°2, March 1994.

## **Annexe 4: Synthèse du vernis**

Les synthèses des polymères ferromagnétiques désignés par A et B, de la matrice PE/EPDM ont toutes été réalisées à Alcatel Alsthom Recherche (Marcousis) par le Département Génie des Matériaux. Nous avertissons le lecteur que ces matériaux sont brevetés et que les synthèses ne peuvent pas être détaillées.

### **synthèse du vernis servant de liant:**

La formulation du vernis qui nous a servi de liant est la suivante:

- Laroflex MP 35\*: 20 g
- Xylène - Butanol: 4:1 (4 volume de xylène, 1 volume de butanol)
- Huile de ricin hydrogénée: 0.840 g

Le taux de charge volumique est de 50 %. L'ensemble est mélangé au broyeur à bille (en acier) pendant 20 minutes.

\* commercialisé par BASF

## RESUME

Actuellement, les hyperfréquences sont de plus en plus utilisées dans des applications industrielles mettant en jeu divers matériaux dont les caractéristiques électromagnétiques ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) doivent être connues. Notre travail est relatif à l'étude et la mise au point de nouvelles techniques de caractérisation électromagnétique ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) de matériaux se présentant sous forme de film.

Parmi les quelques techniques possibles, nous avons choisi celle utilisant les lignes plaquées (microruban et coplanaire) réalisées par dépôts métalliques des rubans conducteurs sur l'échantillon même à étudier. Une étude électromagnétique de ces cellules, en fonction de la fréquence, a été effectuée à partir soit d'une méthode analytique, soit d'une méthode numérique "Approche dans le Domaine Spectral" (A.D.S). Notre contribution a consisté à étendre ces méthodes aux matériaux magnétiques. Cette étude a permis de montrer, entre autres, que la cellule microruban est plus adaptée que la cellule coplanaire à la caractérisation de tout type de matériaux (diélectrique et magnétique), en raison d'une meilleure concentration de l'énergie électromagnétique dans l'échantillon.

Deux configurations de cellule ont été développées: dipôle (à constantes localisées) et quadripôle (à constantes réparties). Les caractéristiques du matériau sont obtenues respectivement à partir des mesures du coefficient de réflexion  $S_{11}^*$  ( $\epsilon_r^*$ ) ou de la matrice  $[S_{ij}^*]$  ( $\epsilon_r^*$ ,  $\mu_r^*$ ) en utilisant soit des relations analytiques, soit une méthode numérique "l'Approche dans le Domaine Spectral". Ces techniques de mesures à large bande de fréquences (0.05 - 40 GHz) sont validées à partir d'échantillons "étalons" caractérisés par des méthodes "classiques" au laboratoire: cellules "pastille, coaxiale, guides d'ondes rectangulaires". Ce travail a permis des études originales dans le cadre de différentes collaborations industrielles. Elles concernent:

- la caractérisation hyperfréquences (0.05 - 40 GHz) du polyimide à partir de lignes microrubans et coplanaires réalisées sur une structure multicouches à plusieurs niveaux de conducteurs et d'isolant (contrat avec Thomson Hybride).

- la caractérisation des premiers polymères ferromagnétiques organiques à température ambiante synthétisés par le Département Génie des Matériaux d'Alcatel Alsthom Recherche à Marcoussis. A notre connaissance, les résultats obtenus sont les premiers présentés jusqu'aux fréquences de 20 GHz, ils ont confirmé les mesures d'aimantation rémanente effectuées au laboratoire de Meudon à partir de cycles d'hystérésis.

