

N° d'ordre :352

50376
1989
101

50376
1989
101

THESE

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

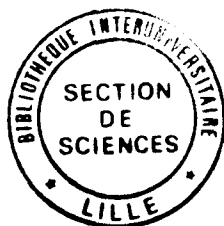
Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Agnès LAUER -DERVIN

**CONCEPTION D'UN PONT INTERFEROMETRIQUE
MICRO-ONDE MULTI-ETAT**

- Application à la définition d'un capteur d'humidité-



Soutenue le 2 Juin 1989 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

MM.	G. SALMER	Président
	Y. LEROY	Directeur de Thèse
	M. BOUTHINON	Rapporteur
	A. CHAPOTON	Rapporteur
	F. MASCART	Examineur

à Philippe,

Bérénice et Phoebus.

à tous les miens.

Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semi-conducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois dirigé par Monsieur le Professeur G. Salmer qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je remercie Monsieur le Professeur E. Constant pour m'avoir accueillie dans ce laboratoire.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers Monsieur le Professeur Y. Leroy, qui a assuré la direction de ce travail. Je lui exprime ma gratitude pour l'aide qu'il m'a apportée.

Que Monsieur le Professeur M. Bouthinon, Professeur à l'Université de Grenoble, et Monsieur le Professeur A. Chapoton, Professeur à l'Université de Lille I, soient ici remerciés de l'honneur qu'ils me font en jugeant ce travail.

Mes remerciements vont également à Monsieur F. Mascart, Ingénieur à la Société THOMSON-CSF de Marcq en Baroeul, qui participe à ce jury d'examen.

Je tiens également à remercier vivement Monsieur P. Heuchon, ainsi que tous mes camarades du laboratoire pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

Je remercie M. Vandaele et I. Derudder pour le soin et la disponibilité qu'elles ont apportés à la dactylographie et la mise en page de ce mémoire. La composition a été réalisée au C.I.T.I., avec le logiciel de traitement de texte MINT ; imprimante P400PS.

Je ne saurais oublier d'adresser mes remerciements à tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire :

- Mr Playez, Mmes Delos et Lepilliet de la Centrale de Caractérisation ;
- Mr Vandermoere de la Centrale de Technologie ;
- Mrs Jennequin, Michon et Andries de l'Atelier de Mécanique ;

Table des Matières

1. Principe et définition d'un pont interférométrique de mesure de coefficients de réflexion ou de transmission	1
1.1 Introduction	1
1.2 Généralités	1
1.2.1 Définitions	1
1.2.2 Rappels sur les systèmes de mesure de coefficients de réflexion ou de transmission	3
1.2.2.1 L'analyseur de réseau automatique (ou hétérodyne)	3
1.2.2.2 Le réseau "six ports"	3
1.2.2.3 L'analyseur de réseau homodyne	4
1.3 Pont interférométrique de mesure du type "multi-états" (multistate [6])	5
1.3.1 Définition du pont de mesure	5
1.3.2 Mise en équation	6
1.3.3 Détermination du coefficient de réflexion	7
1.4 Principe d'étude de la fonction de transfert du système réel	9
1.4.1 Représentation du système par un multipôle	9
1.4.2 Choix de la méthode	10
1.4.2.1 Formalisme matriciel	10
1.4.2.2 Graphes de fluence	11
1.5 Etude en réflexion	12
1.5.1 Mise en oeuvre et caractérisation du pont	12
1.5.2 Détermination de la fonction de transfert du réflectomètre	12
1.5.3 Simplification de la fonction de transfert	14
1.5.4 Détermination de la fonction d'approximation	15
1.5.5 Détermination du coefficient de réflexion	19
1.5.6 Mesures	20
1.5.6.1 Réalisation et caractérisation des charges de référence	20
1.5.6.2 Choix et caractérisation de la charge-test	20
1.5.6.3 Résultats	21
1.6 Etude en transmission	23
1.6.1 Mise en oeuvre et caractérisation du pont	23
1.6.2 Détermination de la fonction de transfert	23
1.6.3 Simplification de la fonction de transfert	25
1.6.4 Détermination de la fonction d'approximation	26
1.6.5 Cas particulier des quadripôles adaptés	28
1.6.6 Mesures de quadripôles adaptés	28
1.6.6.1 Choix et caractérisation de la charge-test	28
1.6.6.2 Résultats	29
1.7 Conclusion	29

2. Etude et correction des erreurs de mesure	33
2.1 Introduction	33
2.2 Analyse des erreurs systématiques	33
2.3 Correction des erreurs en réflexion	35
2.3.1 Définition du graphe d'erreur	35
2.3.2 Correction du coefficient de réflexion	35
2.3.3 Choix de la méthode de calibrage	36
2.3.3.1 Méthode "Hewlett-Packard" [1]	37
2.3.3.2 Méthode des courts-circuits décalés [2]	37
2.3.4 Identification des vecteurs d'erreur	38
2.3.5 Résultats	40
2.4 Correction des erreurs en transmission	41
2.4.1 Graphe d'erreur associé à la mesure de quadripôles	41
2.4.2 Graphe d'erreur simplifié cas des quadripôles adaptés	42
2.4.3 Méthodes de calibrage	42
2.4.4 Identification des vecteurs d'erreur	43
2.4.5 Application à la mesure d'un quadripôle adapté	44
2.4.6 Simulation de la mesure de quadripôles non-adaptés	45
2.4.7 Mise en oeuvre d'un dispositif de mesure mixte	46
2.4.7.1 Conception et réalisation du module de commutation	46
2.4.7.2 Modélisation des erreurs et calibrage du pont mixte	47
2.4.7.3 Détermination du coefficient de transmission	48
2.4.8 Mesure de quadripôles non adaptés	49
2.4.8.1 Réalisation de la charge-test	49
2.4.8.2 Résultats	50
2.5 Correction des erreurs apportées par le détecteur	51
2.5.1 Principe de la détection quadratique	51
2.5.2 Linéarisation de la caractéristique du détecteur	54
2.5.2.1 Modèle de simulation numérique	54
2.5.2.2 Détermination des constantes	54
2.5.2.3 Dispositif de mesure	55
2.5.2.4 Application à la linéarisation de la caractéristique d'un détecteur HP 8473B	56
2.5.3 Application à la mesure de coefficients de réflexion ou de transmission	56
2.6 Conclusion	57
3. Application à la mesure du taux d'humidité d'un solide ou d'un liquide en hyperfréquences	61
3.1 Introduction	61
3.2 Généralités sur la mesure d'humidité	61
3.2.1 Intérêt et définition du taux d'humidité	61
3.2.2 Rappel des procédés de mesure d'humidité existants [1] [2]	62
3.2.2.1 Méthode gravimétrique	62
3.2.2.2 L'hygromètre à absorption spectrométrique (infrarouge)	63

3.2.2.3	Les systèmes fonctionnant aux radiofréquences	63
3.2.2.4	Les capteurs à oxyde d'aluminium	64
3.2.2.5	L'utilisation des rayons gamma	64
3.2.2.6	Exemple de procédé chimique : la méthode de Karl Fischer [1]	64
3.2.3	Les systèmes de mesure d'humidité par micro-ondes	65
3.2.3.1	Définitions et principe de la mesure	65
3.2.3.2	Description des systèmes de mesure	66
3.2.3.3	Propriétés des mesureurs d'humidité microondes	67
3.2.4	Etude bibliographique des propriétés diélectriques de matériaux en fonction de leur taux d'humidité	68
3.3	Détermination du taux d'humidité dans les graines : conception du capteur de mesure	70
3.3.1	Définition du problème	70
3.3.2	Choix de la structure de mesure	70
3.3.3	Réalisation de la cellule de mesure	71
3.3.3.1	Réalisation des antennes. Calcul de la transition guide-co- axial	71
3.3.3.2	Dimensions de la cellule	72
3.3.4	Exploitation d'une méthode modale de calcul des champs rayonnés	73
3.3.4.1	Définition de la méthode modale	73
3.3.4.2	Application au capteur de mesure d'humidité. Cas du blé	74
3.4	Détermination du taux d'humidité dans les graines : mesures à 1.5 GHz	76
3.4.1	Faisabilité à l'analyseur de réseau	76
3.4.1.1	Mesure du coefficient de réflexion	77
3.4.1.2	Mesure du coefficient de transmission	78
3.4.1.3	Reproductibilité de la mesure	78
3.4.2	Mesures à l'aide du pont interférométrique	79
3.4.2.1	Choix de la structure de mesure. Simulations	79
3.4.2.2	Mesure de Φ_{21} (h) pour diverses sortes de graines	79
3.4.2.3	Reproductibilité de la mesure	80
3.4.2.4	Effet de la température	81
3.4.2.5	Calibrage du pont de mesure	81
3.5	Conclusion	82
4.	Conception en technologie hybride d'un système de mesure de coefficients de transmission fonctionnant à 3 GHz	87
4.1	Introduction	87
4.2	Définition du système	87
4.3	Test des composants du pont interférométrique	88
4.3.1	Circulateurs et isolateurs	88
4.3.2	Coupleurs 3 dB et 6 dB	89
4.3.3	Charges adaptées	91
4.4	Mise en oeuvre du système complet	93

4.4.1	Implantation des composants	93
4.4.2	Caractérisation à l'analyseur de réseau	93
4.4.3	Mesure de quadripôles	94
4.4.3.1	Caractérisation des charges de référence	94
4.4.3.2	Etalonnage des charges-test	94
4.4.3.3	Résultats	95
4.5	Prospectives	96
4.5.1	Détecteur à diode Schottky en structure microruban	96
4.5.1.1	Simulation	97
4.5.1.2	Réalisation	97
4.5.1.3	Caractérisation	98
4.5.2	Déphaseur à diode varicap	98
4.5.2.1	Principe	99
4.5.2.2	Caractérisation de la varicap	100
4.5.2.3	Simulation du déphaseur	100
4.5.2.4	Réalisation	101
4.5.2.5	Conclusion	102
4.5.3	Stabilité de la source	102
4.6	Conclusion	103

Introduction

INTRODUCTION

La réflexion et la transmission d'ondes hyperfréquences par les matériaux non métalliques sont particulièrement caractéristiques de leur nature. Ces propriétés sont conditionnées à la fois par les caractéristiques intrinsèques du matériau (permittivité ou indice complexe) et par sa structure géométrique : matériau homogène ou inhomogène, état de surface et rugosité des dioptries.

Par conséquent, l'emploi des microondes, tout comme celui des rayonnements infrarouges, visibles, ionisants ou des ultra-sons, peut être à la base de la définition de capteurs destinés à la caractérisation des matériaux et au contrôle non destructif.

Nous considérons ici le cas particulier de la mesure d'humidité qui couvre un champ certes limité des applications possibles mais fait néanmoins l'objet d'une importante demande industrielle. Cette étude trouve sa justification dans le fait que la permittivité de l'eau est très supérieure à celle de la plupart des matériaux non métalliques ; ainsi, une augmentation même réduite de la teneur en eau du matériau est susceptible d'être décelée assez facilement par les microondes. Une étude comparative des différentes méthodes de mesure d'humidité dans les solides permettra de vérifier cette affirmation. La littérature fait état de nombreuses publications consacrées à la caractérisation de matériaux (graines, produits agro-alimentaires, minéraux, textiles, etc . . .) par microondes ; on constate cependant que rares sont les dispositifs ayant à ce jour effectivement fonctionné hors des laboratoires.

Dans ce mémoire, nous mettons d'abord en évidence le fait que si la plupart des dispositifs de mesure de coefficients de réflexion et de transmission en micro-ondes (analyseurs de réseaux automatiques) sont actuellement très performants (bande de fréquence, dynamique et précision importantes), il est impossible, compte tenu de leur sophistication et surtout de leur coût, de leur attribuer la qualification de capteur, appellation généralement associée à un dispositif faible coût affecté à une tâche certes précise mais limitée. Cet état de fait nous a incités aux premiers travaux de l'étude de faisabilité d'un tel capteur opérant en microondes.

Ainsi, dans le contexte des activités du groupe Nouvelles Applications des MicroOndes, qui a d'abord acquis un savoir faire dans le domaine des capteurs thermométriques par radiométrie puis des capteurs télémétriques pour applications industrielles, il apparaissait logique de compléter la gamme des dispositifs transférables, notamment par un mesureur d'humidité fondé sur la détermination du

coefficient de transmission.

Cette première étape de faisabilité implique d'utiliser des sous-systèmes du commerce, avant de passer à la réalisation en technologie hybride, que nous avons aussi abordée. (Notons que le groupe Circuits Intégrés en est actuellement à l'étape MMIC en ce qui concerne les radiomètres et les télémètres Doppler.)

Dans un premier chapitre, nous exposons les principes d'un pont interférométrique multi-état de mesure de coefficients de réflexion et de transmission et procédons à une étude détaillée de son fonctionnement, validée par la mise en oeuvre d'un prototype fonctionnant à 1.5 GHz constitué d'éléments du commerce.

Une brève analyse des causes d'erreurs systématiques intervenant dans les systèmes de test hyperfréquences nous permet, dans le second chapitre, d'appliquer à notre pont de mesure le formalisme de correction d'erreurs utilisé dans les analyseurs de réseau vectoriels, et d'en améliorer ainsi les performances, tant en réflexion qu'en transmission.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude de faisabilité d'un capteur d'humidité qui utilise les variations, en hyperfréquences, de la partie réelle de la permittivité des matériaux avec leur teneur en eau. Cette détermination est fondée sur la mesure de la phase du coefficient de transmission, et constitue une application pour notre pont interférométrique.

Enfin, nous abordons dans un quatrième chapitre la réalisation en technologie hybride microruban d'un prototype de mesure qui met en oeuvre l'ensemble de nos résultats antérieurs. Ce dispositif fonctionnera à 3 GHz, fréquence qui paraît mieux adaptée aux problèmes pratiques qui nous sont actuellement posés.

Chapitre 1

**Principe et définition d'un pont interférométrique de mesure
de coefficients de réflexion ou de transmission**

Chapitre 1

Principe et définition d'un pont interférométrique de mesure de coefficients de réflexion ou de transmission

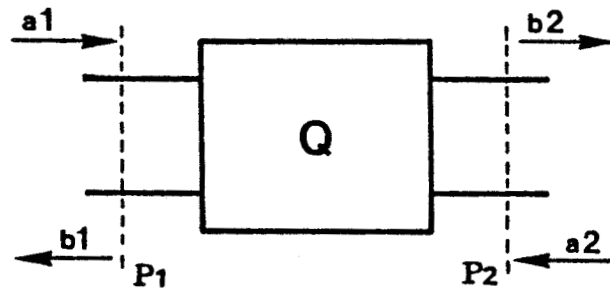


Figure 1.2 : Représentation d'un quadripôle Q.

Chapitre 1

Principe et définition d'un pont interférométrique de mesure de coefficients de réflexion ou de transmission

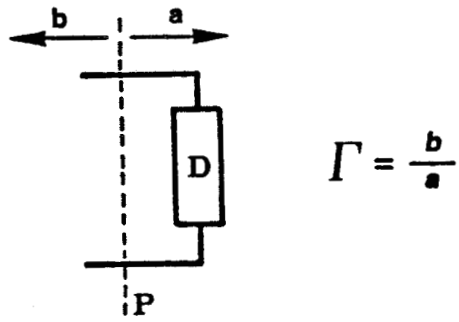


Figure 1.1 : Représentation d'un dipôle D.

Chapitre 1

Principe et définition d'un pont interférométrique de mesure de coefficients de réflexion ou de transmission

1.1 Introduction

Afin d'étendre le champ des applications des micro-ondes au milieu industriel, nous sommes amenés à étudier la faisabilité d'un système simplifié de mesure de coefficients de réflexion ou de transmission. Après avoir brièvement défini ces grandeurs et évoqué les principaux systèmes utilisés jusque maintenant pour leur détermination, nous indiquons les conditions de notre choix, qui s'est porté sur un pont de mesure "multi-états" de type interférométrique. Le fait de considérer les composants idéaux nous permet d'expliquer de façon simple le principe de fonctionnement de ce pont et le mode de détermination des coefficients à mesurer.

Toutefois, la mise en oeuvre d'un prototype, fonctionnant à 1.5 GHz, nous conduit à rechercher une mise en équation plus rigoureuse du dispositif, prenant en compte les caractéristiques réelles des composants utilisés. La fonction de transfert du pont est alors calculée, à partir de son graphe de fluence, à l'aide de la méthode de Mason. Cette démarche nous permet de mettre en évidence les paramètres critiques du système et de mener parallèlement simulation et mesure.

1.2 Généralités

1.2.1 Définitions

On considère un dipôle quelconque D représenté figure 1.1. On note, dans le plan de mesure P :

- a , l'onde incidente
- b , l'onde réfléchie.

Le coefficient de réflexion Γ du dipôle D est alors défini par la relation :

$$\Gamma = \frac{b}{a} \quad (1-1)$$

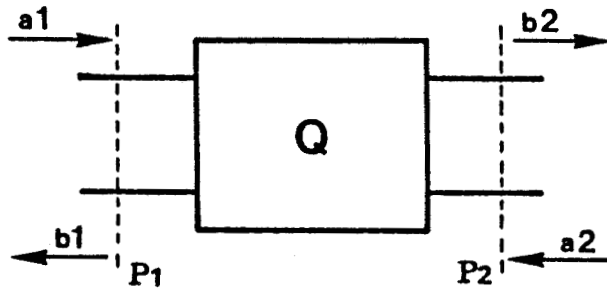


Figure 1.2 : Représentation d'un quadripôle Q.

Il s'agit en général d'une grandeur complexe, dont on aura à déterminer le module ρ et la phase Φ : $\Gamma = \rho e^{j\Phi}$.

Soit maintenant un quadripôle Q, placé entre les plans de mesure P_1 et P_2 (figure 1.2). On note :

- a_1, a_2 les ondes incidentes aux ports¹ 1 et 2
- b_1, b_2 les ondes réfléchies.

En hyperfréquences, les paramètres les plus représentatifs de ce quadripôle sont les éléments de sa matrice de répartition [S], définis de la manière suivante :

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \\ S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \end{aligned} \tag{1-2}$$

S_{11}, S_{22} sont les coefficients de réflexion et S_{12}, S_{21} les coefficients de transmission du quadripôle Q.

Nous nous attacherons plus particulièrement dans cette étude, à la mesure du coefficient de transmission du port 1 vers le port 2, c'est-à-dire du paramètre $S_{21} = \rho_{21} e^{j\Phi_{21}}$.

¹ le terme "port" n'a pas d'équivalent en français : il correspond aux deux bornes d'entrée d'un dipôle. Ainsi, un "two-ports" correspond à un quadripôle.

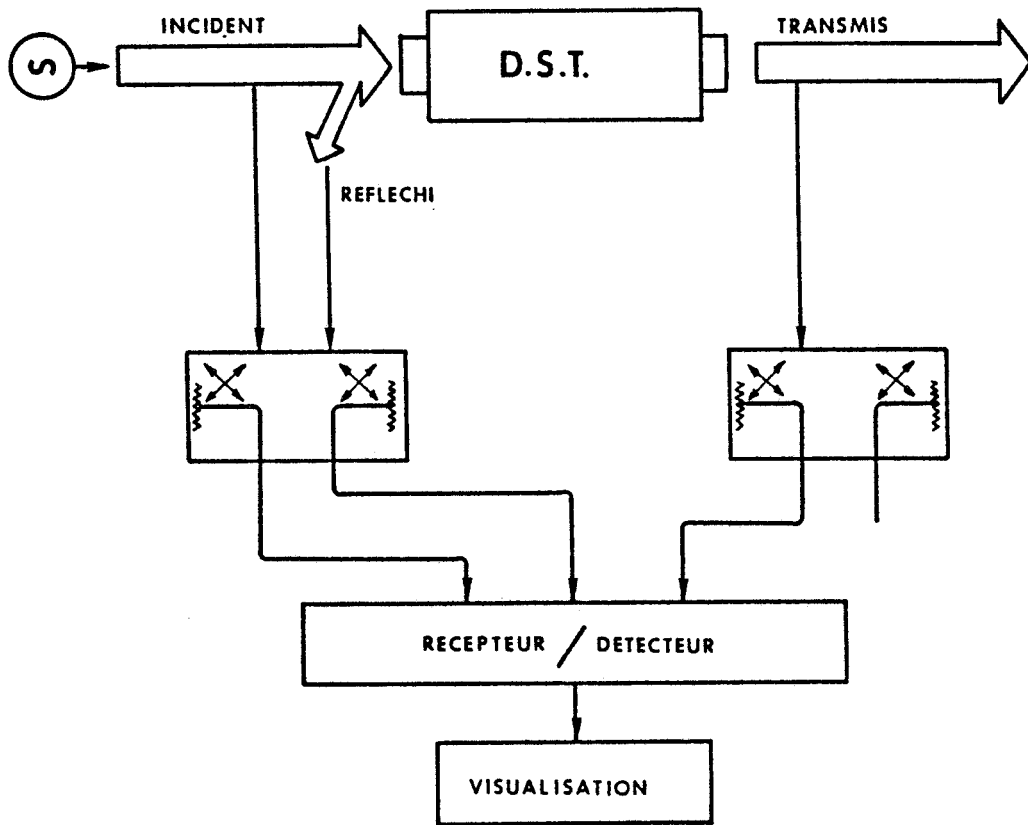


Figure 1.3 : Schéma de principe de l'analyseur de réseau automatique (ANA) ou hétérodyne.

1.2.2 Rappels sur les systèmes de mesure de coefficients de réflexion ou de transmission

1.2.2.1 L'analyseur de réseau automatique (ou hétérodyne)

L'analyseur de réseau automatique (ANA) [1] est actuellement le système de mesure de paramètres S le plus répandu dans les laboratoires. Il se décompose, comme le montre le schéma de principe de la figure 1.3 en quatre parties :

- la source hyperfréquence, qui produit le signal incident,
- un dispositif de séparation des signaux transmis et réfléchis,
- un récepteur, qui transpose l'énergie micro-onde à une fréquence plus basse (≤ 1 MHz), pour laquelle une mesure directe de l'amplitude des signaux et de leur différence de phase peut être effectuée,
- un ensemble de visualisation.

Une telle structure nécessite un grand nombre de composants et, notamment, l'utilisation de mélangeurs (d'où l'appellation hétérodyne) et d'oscillateurs wobulés ou de synthétiseurs de fréquence.

L'analyseur de réseau apparaît donc comme un matériel très performant fonctionnant dans une large bande de fréquence (de quelques dizaines de MHz à 40 GHz) ; il s'avère en contrepartie coûteux et encombrant et reste destiné à opérer en laboratoire.

1.2.2.2 Le réseau "six ports"

Un autre type de dispositif, fonctionnant en général dans une bande de fréquence plus réduite, mais en principe mieux adapté aux applications industrielles, fait l'objet de publications depuis quelques années ; il s'agit du réseau "six ports".

Son principe reposant uniquement sur des mesures de puissance, il ne nécessite pas de transposition de fréquence.

Un exemple de configuration de réseau "six ports" destiné à la mesure de coefficients de réflexion, proposé par Engen [2], [3], est donné figure 1.4. ; il comprend :

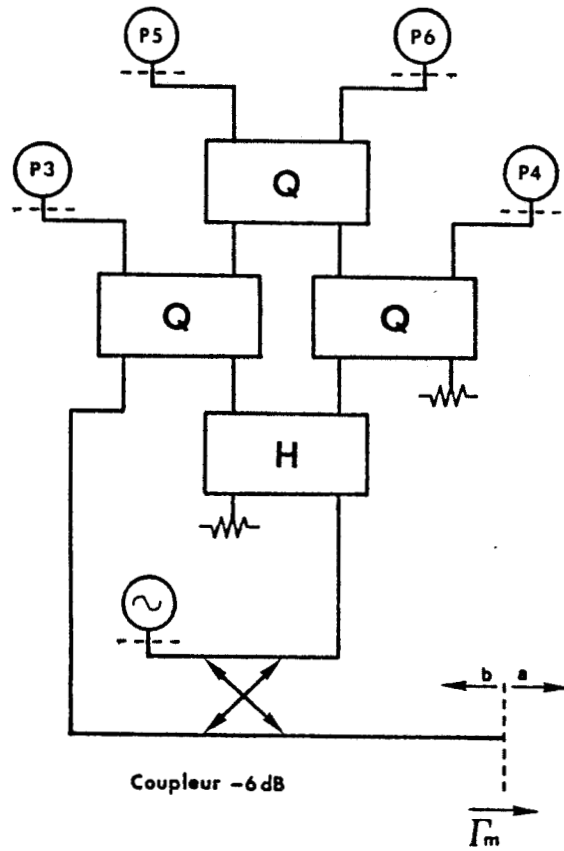


Figure 1.4 : Configuration de réseau "Six-Ports" d'après Engen [3].

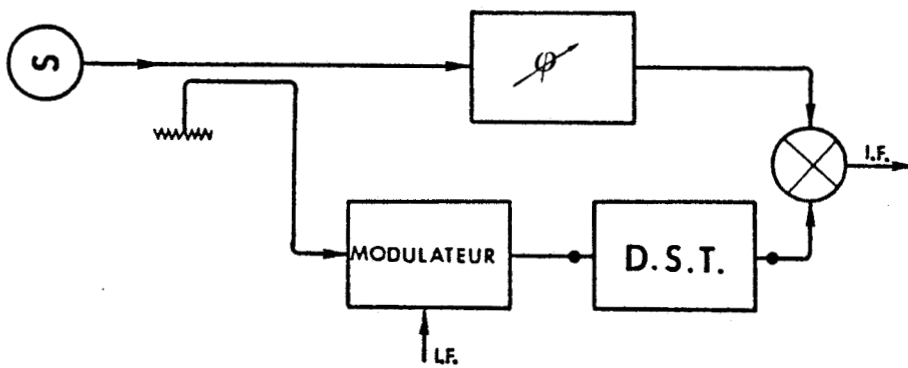


Figure 1.5 : Schéma de principe de l'analyseur de réseau homodyne.

- une source hyperfréquence,
- un coupleur 6 dB,
- un coupleur 3 dB - 180°, noté H,
- trois coupleurs 3 dB - 90°, notés Q,
- quatre détecteurs quadratiques appairés.

Un certain nombre d'articles sont consacrés à d'autres configurations du "six-ports", ainsi qu'à des méthodes de calibrage [13], [14], [15]. Cependant, à notre connaissance, ce dispositif n'a pas encore participé à des applications industrielles.

Comparé à l'analyseur de réseau automatique, le réseau "six-ports" introduit indiscutablement une simplification importante. Néanmoins, nous avons recherché une configuration encore plus simple, étant donné qu'un "six-ports" nécessite quatre détecteurs et qu'une mesure en transmission implique l'emploi de deux réseaux, telle la structure décrite par Hoer [4],[16].

1.2.2.3 L'analyseur de réseau homodyne

L'analyseur de réseau homodyne, dont le schéma de principe proposé par Schiek [5] est donné figure 1.5, apparaît comme un pont de mesure de type interférométrique.

Le signal issu d'une source hyperfréquence est divisé en deux voies :

- la voie O.L. (oscillateur local), qui comprend un déphaseur micro-onde étalonné, et dont le signal sert à la commande d'un mélangeur équilibré,
- la voie de test, dont le signal est modulé par une fréquence intermédiaire (I.F.) avant d'être injecté au dispositif sous test, puis au mélangeur.

Le mélangeur fournit alors un signal IF dont l'amplitude dépend à la fois du déphasage introduit dans la voie O.L. et des paramètres de transmission (module et phase) du dispositif sous test.

L'analyseur de réseau homodyne nécessite donc l'utilisation d'un mélangeur, et la mise en oeuvre d'une modulation du signal d'entrée associée à un mode de traitement relativement complexe du signal de sortie.

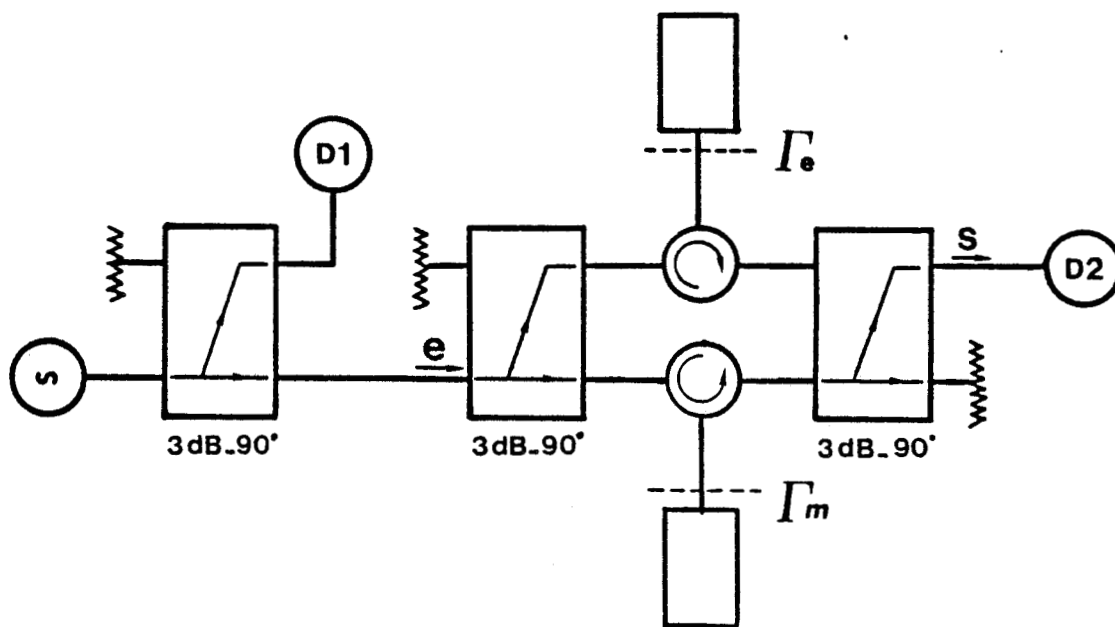


Figure 1.6 : Pont interférométrique - Configuration en réflectométrie.

1.3 Pont interférométrique de mesure du type "multi-états" (multistate [6])

Il s'agit de concevoir et de réaliser un système hyperfréquence de mesure de coefficients de réflexion ou de transmission, dont le fonctionnement soit suffisamment simple et le coût réduit pour convenir à des applications industrielles.

Nous restreignons notre étude à la mesure de composants passifs :

- $|\Gamma| \leq 1$
- $|S_{21}| \leq 1$

Compte tenu des applications envisagées, nous nous fixons dans les deux cas (réflexion et transmission) une précision de :

- 1% sur le module,
- 1° sur la phase.

Ce cahier des charges sera justifié lors des applications décrites au chapitre 3.

1.3.1 Définition du pont de mesure

Le principe retenu est celui d'un pont de type interférométrique : le signal est séparé en deux voies, dans lesquelles on introduit respectivement l'élément à mesurer et un élément de référence ; les signaux résultants sont ensuite recombinaés. Le schéma de la figure 1.6 présente le cas pratique d'une configuration en réflectométrie.

L'onde hyperfréquence monochromatique, dont le niveau à l'entrée est contrôlé par le détecteur D_1 , est séparée par un premier coupleur en deux signaux qui parcourent respectivement les voies dites "de mesure" et "de référence" avant d'être recombinaés par un second coupleur ; la mesure du signal de sortie est effectuée par le détecteur D_2 . Les branches de mesure et de référence comportent chacune un circulateur qui permet la transmission du signal respectivement aux charges à mesurer Γ_m et de référence (ou étalon) Γ_e .

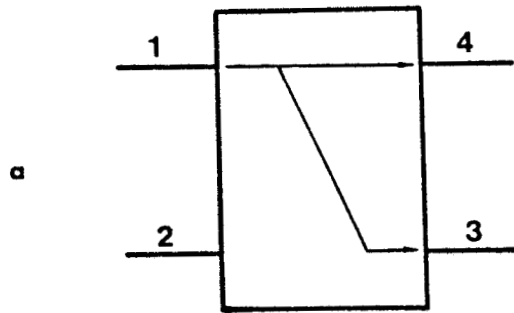
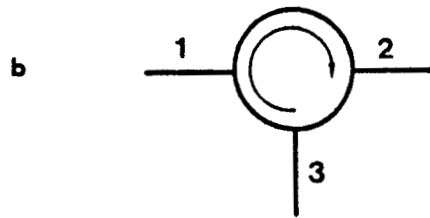


Figure 1.7 : Schématisation d'un coupleur (a) et d'un circulateur (b) indiquant la numérotation des ports.

1.3.2 Mise en équation

Afin d'exposer de façon simplifiée le principe de la mesure, admettons dans un premier temps que tous les éléments constituant le pont sont parfaits :

- coefficients de réflexion et pertes d'insertion nuls,
- isolation infinie,

ce qui assure notamment l'isolation des deux voies du réflectomètre. Les détecteurs D_1 et D_2 sont par ailleurs supposés quadratiques.

Les matrices de répartition des coupleurs et des circulateurs référencés figure 1.7 s'écrivent alors :

$$S_{\text{Coupleur}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & -j \\ 0 & 0 & -j & 1 \\ 1 & -j & 0 & 0 \\ -j & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix} \quad S_{\text{Circulateur}} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

Le signal de sortie S , reçu par le détecteur D_2 , s'exprime en fonction du signal d'entrée e et des coefficients de réflexion Γ_m et Γ_e :

$$S = \frac{-je}{2} (\Gamma_e + \Gamma_m) \quad (1-3)$$

avec :

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= \rho_e e^{j\Phi_e} \\ \Gamma_m &= \rho_m e^{j\Phi_m} \end{aligned}$$

Ainsi, le détecteur de sortie fournit une tension continue V_{D_2} qui s'exprime :

$$V_{D_2} = \frac{kE^2}{4} |\Gamma_m + \Gamma_e|^2$$

avec : E , l'amplitude du signal d'entrée,
 k , une constante de détection.

Le niveau d'entrée est contrôlé par le détecteur D_1 , qui délivre la tension :

$$V_{D_1} = kE^2$$

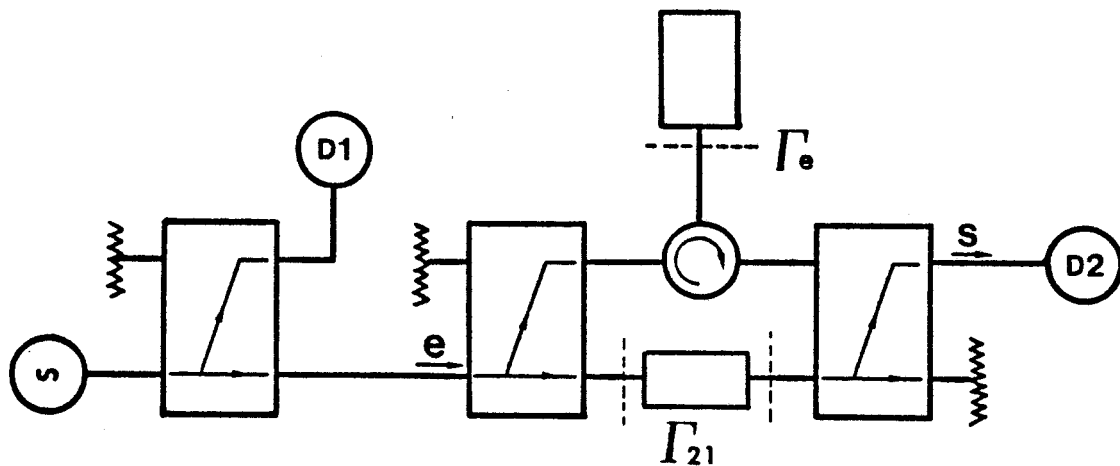


Figure 1.8 : Pont interférométrique - Configuration de mesure en transmission.

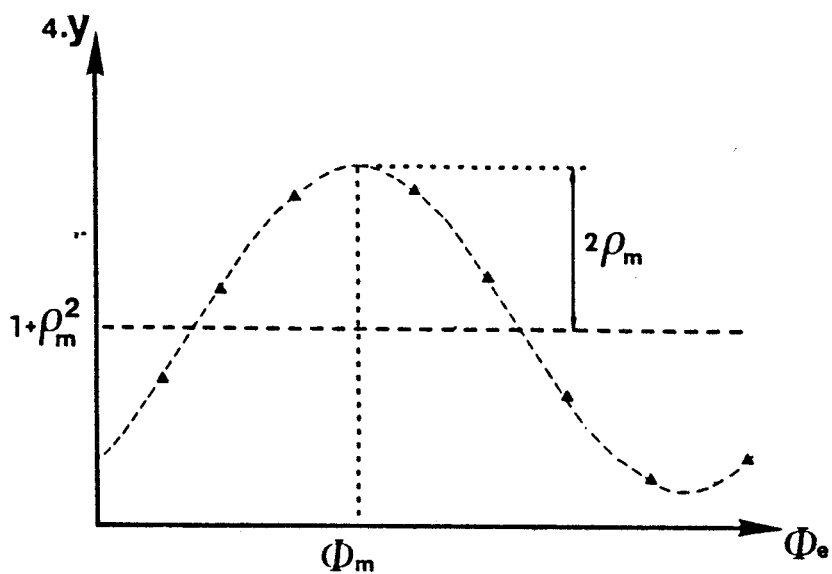


Figure 1.9 : Représentation du signal détecté en fonction de la phase Φ_e du coefficient de réflexion de la charge étalon.

Dans ces conditions, le module et la phase du coefficient de réflexion Γ_m peuvent être déterminés à partir du rapport des tensions détectées, qu'on exprime :

$$y = \frac{V_{D2}}{V_{D1}} = \frac{1}{4} \left[\rho_e^2 + \rho_m^2 + 2 \rho_e \rho_m \cos(\Phi_e - \Phi_m) \right] \quad (1-4)$$

Deux mesures, effectuées à l'aide de charges étalons convenablement choisies, permettent ainsi la détermination de ρ_m et Φ_m .

Il est intéressant de remarquer qu'une simple modification de la configuration du pont présentée figure 1.6 permet une mesure en transmission : dans ce cas, le quadripôle dont on veut déterminer le coefficient de transmission $\Gamma_{21} = \rho_{21} e^{j\Phi_{21}}$ est connecté entre les deux coupleurs, ainsi que le montre la figure 1.8.

Dans l'hypothèse d'un système idéal, l'expression du rapport des tensions détectées est semblable à celle que nous avons établie précédemment :

$$y = \frac{V_{D2}}{V_{D1}} = \frac{1}{4} \left[\rho_e^2 + \rho_{21}^2 + 2 \rho_e \rho_{21} \cos(\Phi_e - \Phi_{21}) \right]$$

Aussi, nous nous contenterons d'exposer la méthode de détermination du coefficient de réflexion, également applicable au coefficient de transmission.

1.3.3 Détermination du coefficient de réflexion

Bien que, comme nous en avons fait la remarque, deux charges étalons suffisent en théorie à la détermination de ρ_m et Φ_m , il n'est pas envisageable d'utiliser une telle méthode, trop sensible aux erreurs de mesure.

On peut en revanche considérer le rapport y des tensions détectées comme une fonction de la variable Φ_e : il s'agit, pour une charge à mesurer donnée Γ_m , d'une sinusoïde de valeur moyenne $\rho_e^2 + \rho_m^2$, d'amplitude $2 \rho_e \rho_m$, admettant un maximum en $\Phi_e = \Phi_m$, comme l'illustre la figure 1.9.

Il apparaît alors intéressant d'utiliser k charges de référence de même module ρ_e , mais dont les phases Φ_{ek} sont réparties entre 0 et 2π . Les k valeurs de y ainsi obtenues permettent de reconstituer une période de la sinusoïde associée à Γ_m . Il s'agit ensuite de déterminer les caractéristiques de cette sinusoïde, afin d'accéder à ρ_m et Φ_m .

On recourt pour cela à une fonction d'approximation, dont la forme générale est la suivante :

$$F(x) = A_0 f_0(x) + A_1 f_1(x) + A_2 f_2(x) \dots + A_p f_p(x) \text{ avec } p+1 < k$$

Les fonctions f_0, \dots, f_p étant choisies de manière arbitraire, les coefficients A_0, \dots, A_p sont alors calculés à l'aide du critère des moindres carrés [7], ce qui, quel que soit le nombre k de points de mesure, nécessite simplement de résoudre un système linéaire de $p+1$ équations à $p+1$ inconnues.

Dans notre cas, le choix de la fonction d'approximation est imposé, dès lors qu'on écrit la fonction de détection y' sous la forme suivante :

$$y' = \frac{4V_{D2}}{V_{D1}} = \rho_e^2 + \rho_m^2 + 2\rho_e\rho_m \cos \Phi_m \cos \Phi_e + 2\rho_e\rho_m \sin \Phi_m \sin \Phi_e \quad (1-5)$$

Il apparaît donc judicieux d'utiliser une combinaison linéaire de fonctions trigonométriques [8] :

$$F(\Phi_e) = A_0 + A_1 \cos \Phi_e + A_2 \sin \Phi_e \quad (1-6)$$

L'identification des deux expressions précédentes nous fournit une formulation analytique des coefficients A_0, A_1, A_2 :

$$\begin{aligned} A_0 &= \rho_e^2 + \rho_m^2 \\ A_1 &= 2\rho_e\rho_m \cos \Phi_m \\ A_2 &= 2\rho_e\rho_m \sin \Phi_m \end{aligned} \quad (1-7)$$

Ce qui, finalement, nous permet de calculer ρ_m et Φ_m .

$$\rho_m = \frac{\sqrt{A_1^2 + A_2^2}}{2\rho_e} \quad (1-8)$$

$$\Phi_m = \text{Arctg} \frac{A_2}{A_1}$$

La détermination des trois coefficients de la fonction d'approximation requiert donc l'utilisation de quatre charges de référence de même module. Cependant, il est à prévoir que le fait de passer de la théorie à la pratique s'accompagne de difficultés supplémentaires ; il nous semble prudent d'envisager

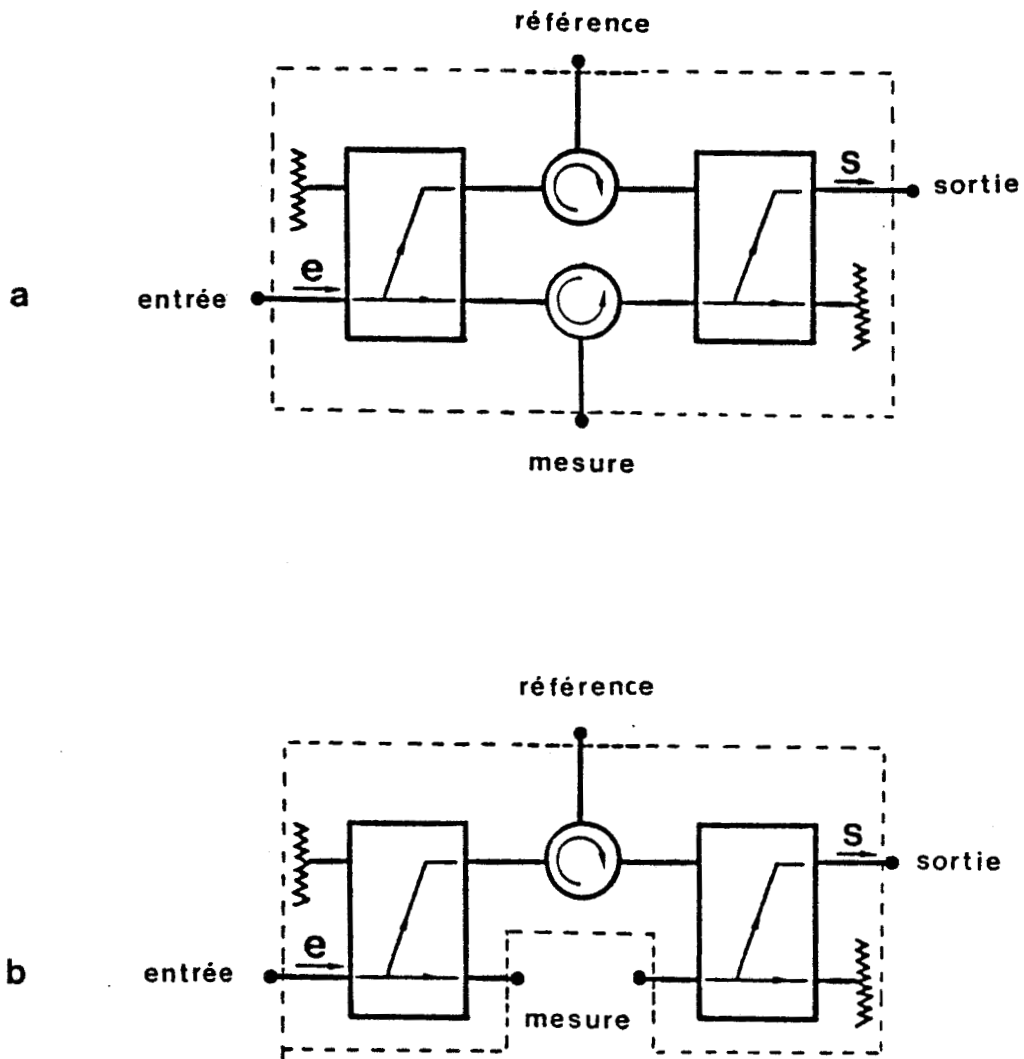


Figure 1.10 : Représentation du pont de mesure sous la forme d'un multipôle :

a - Réflectomètre.

b - Mesure en transmission.

un plus grand nombre de points de mesure, tout en conservant la procédure de dépouillement décrite par les relations (1-5) à (1-8).

1.4 Principe d'étude de la fonction de transfert du système réel

1.4.1 Représentation du système par un multipôle

Dans le cas du système réel, il n'est cette fois plus possible d'admettre que les éléments constituant le pont sont idéaux ; il est notamment à prévoir que les coupleurs et circulateurs présentent à la fois des défauts :

- d'adaptation,
- d'isolation,
- de transmission.

De plus, on ne peut non plus négliger l'effet des diverses connexions.

Nous sommes donc amenés à rechercher une nouvelle mise en équation du système, qui soit capable de prendre en compte tous ces phénomènes, sans toutefois remettre totalement en cause le principe de la mesure exposé au 1.3 (cas d'un système idéal).

Il semble, à cette fin, peu judicieux de dissocier les différentes composantes du pont : une telle prise en compte nous semble particulièrement fastidieuse. Nous nous sommes donc orientés vers une représentation de l'ensemble du système par un multipôle auquel sont connectés les divers éléments extérieurs participant à la mesure :

- source,
- détecteur de sortie,
- charge de référence,
- charge à mesurer.

que ce soit en réflexion ou en transmission.

Le terme "source" désigne en fait l'ensemble du circuit connecté en amont du pont interférométrique proprement dit : nous avons donc séparé le coupleur et le détecteur d'entrée du reste

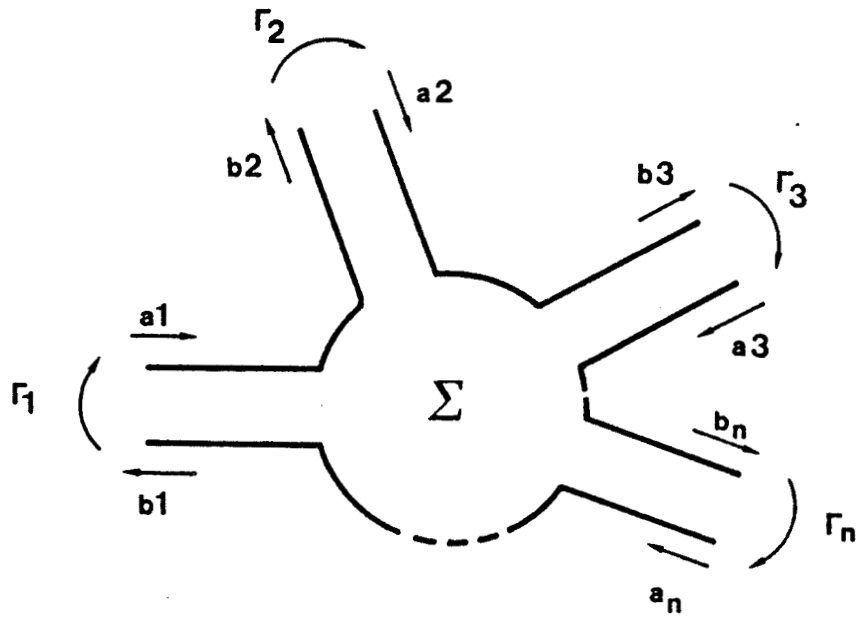


Figure 1.11 : Schématisation d'un système hyperfréquence Σ comportant n ports.

du système. Ceci est justifié par le fait que le détecteur D_1 n'a pour rôle que de contrôler le niveau d'entrée (§ 1.3) ; on veillera donc toujours à ce que la charge à mesurer n'influe pas sur la tension détectée à l'entrée V_{D1} .

Dans ces conditions, la mise en équation de l'interféromètre se ramène à l'étude de la fonction de transfert d'un multipôle caractérisé par ses paramètres S_{ij} . Il convient toutefois de dissocier les cas de la mesure des coefficients de réflexion et de transmission, puisque ces deux types de mesure impliquent des représentations différentes : comme le montre la figure 1.10, le circuit à traiter correspond alors soit à un "quatre-ports", soit à un "cinq-ports".

1.4.2 Choix de la méthode

1.4.2.1 Formalisme matriciel

Soit Σ un système hyperfréquence quelconque, comportant n ports, (soit $2n$ pôles), schématisé figure 1.11.

Pour chaque port k , on note :

- a_k , l'onde incidente
- b_k , l'onde réfléchie.

Dans des conditions données (fréquence, température, polarisation extérieure éventuellement, ...) Σ peut être entièrement décrit par sa matrice de répartition $[S]$, qui permet de relier entre elles toutes les ondes présentes sur les n ports :

$$[B] = [S][A] \quad (1-9)$$

où $[A]$ et $[B]$ sont les vecteurs colonnes respectivement formés des n ondes incidentes a_k et des n ondes réfléchies b_k .

Par ailleurs, on peut aisément introduire dans ce formalisme matriciel le coefficient de réflexion Γ_k présenté par un dipôle connecté au port k

$$a_k = \Gamma_k b_k \quad (1-10)$$

ainsi que l'onde e_q injectée au port q par une source de coefficient de réflexion Γ_q :

$$a_q = e_q + \Gamma_q b_q \quad (1-11)$$

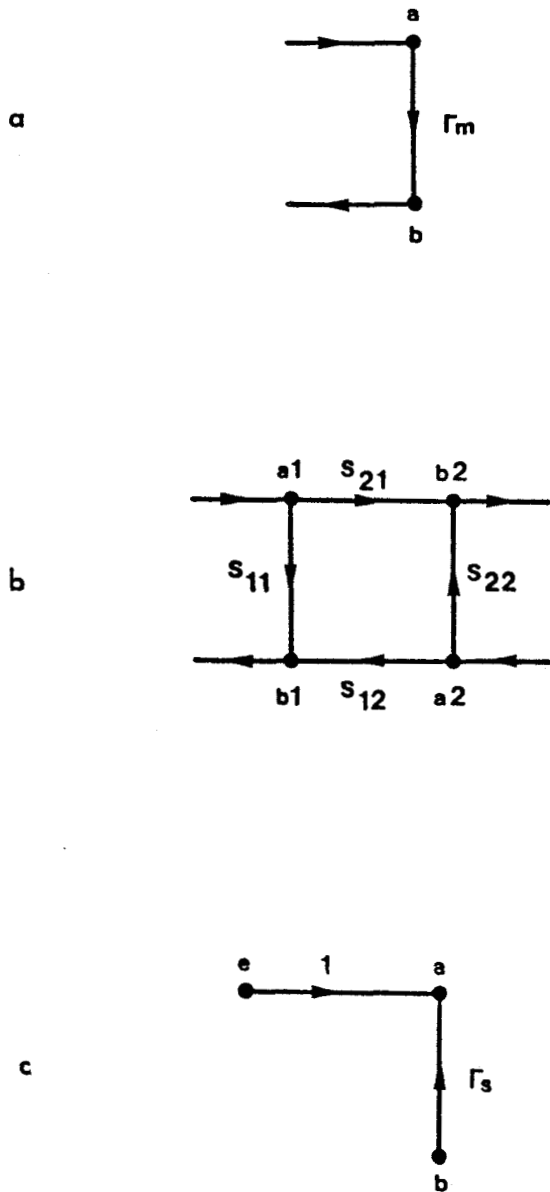


Figure 1.12 : Graphes de fluence d'un dipôle (a), d'un quadripôle (b), d'une source (c).

L'introduction de ces expressions dans le système (1-9) permet l'écriture d'un nouveau système matriciel où ne figurent plus que les termes réfléchis b_i et l'onde injectée à l' "entrée" du système e_q :

$$\begin{vmatrix} (S_{11}\Gamma_1-1) & S_{12}\Gamma_2 & S_{1n}\Gamma_n \\ S_{21}\Gamma_1 & (S_{22}\Gamma_2-1) & S_{2n}\Gamma_n \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ S_{n1}\Gamma_1 & S_{n2}\Gamma_2 & (S_{nn}\Gamma_n-1) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_n \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} -S_{1q} \\ -S_{2q} \\ \cdot \\ \cdot \\ -S_{nq} \end{vmatrix} e_q \quad (1-12)$$

La résolution de ce système d'équations conduit alors à la fonction de transfert de Σ .

Un tel formalisme s'avère tout à fait compatible avec la représentation que nous avons donnée du pont interférométrique. Brantervick [9], [10] présente une détermination analytique de la fonction de transfert d'un système 4 ports proche du notre par la méthode de Cramer.

Toutefois, cette méthode présente selon nous deux inconvénients : d'une part, elle nécessite le calcul de nombreux déterminants, d'autre part, elle autorise difficilement les simplifications physiques en cours de résolution.

1.4.2.2 Graphes de fluence

Le fonctionnement du système peut être analysé de manière plus simple, en utilisant le graphe de fluence de l'interféromètre [12] plutôt que sa matrice [S]. Les pôles sont matérialisés sur ce graphe par des points ou noeuds, reliés entre eux par des chemins orientés affectés chacun d'un coefficient, le paramètre S_{ij} correspondant.

A titre d'exemple, nous présentons figure 1.12 les graphes de fluence représentatifs d'un dipôle, d'un quadripôle et d'une source que nous aurons à utiliser lors de cette étude.

Par ailleurs, lorsque plusieurs systèmes élémentaires sont placés en cascade, il suffit de raccorder leurs graphes pour décrire le système complet, dont la fonction de transfert est alors déterminée à l'aide des règles de Mason, exposées en Annexe 1.

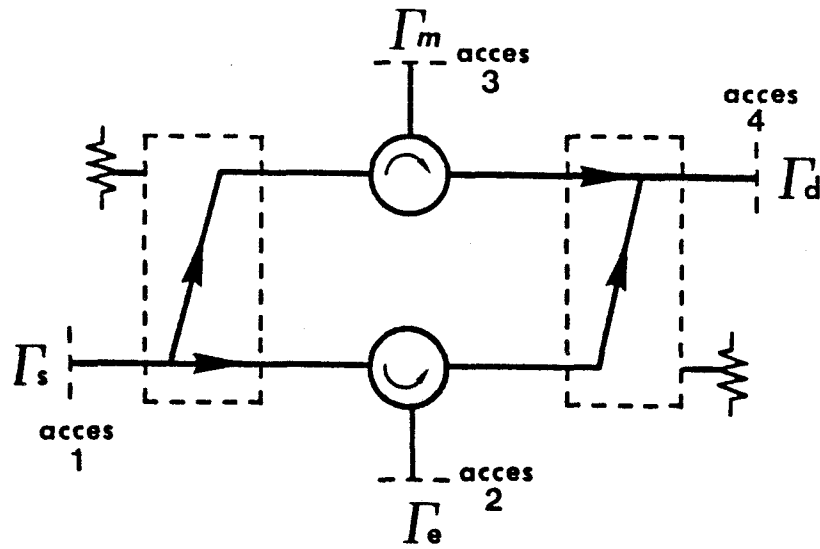


Figure 1.13 : Schématisation du pont de mesure de coefficients de réflexion.

S_{ij}	Module dB	Phase en degré
S_{11}	- 29,22	180,94
S_{12}	- 28,20	279,59
S_{13}	- 30,60	334,30
S_{14}	- 0,53	214,80
S_{21}	- 3,12	57,47
S_{22}	- 32,11	14,38
S_{23}	- 55,39	62,10
S_{24}	- 25,73	247,73
S_{31}	- 3,74	342,90
S_{32}	- 58,42	13,33
S_{33}	- 27,33	98,02
S_{34}	- 33,43	332,53
S_{41}	- 30,75	130,87
S_{42}	- 3,59	330,55
S_{43}	- 3,23	60,08
S_{44}	- 26,71	105,83
Γ_s	- 28,02	325,24
Γ_d	- 27,78	302,92

Tableau 1.1 : Paramètres S du pont de mesure en réflexion relevés à l'analyseur de réseau - $F = 1.5$ Ghz.

1.5 Etude en réflexion

1.5.1 Mise en oeuvre et caractérisation du pont

Il nous a semblé nécessaire de mener simultanément l'étude théorique de la fonction de transfert du réflectomètre et sa mise en oeuvre pratique ; nous avons donc entrepris la réalisation d'un prototype fonctionnant à 1.5 GHz, en nous conformant au schéma de principe de la figure 1.6. Les composants du commerce utilisés, équipés de connecteurs SMA, sont alors les suivants :

- coupleurs - 3 dB 90° 1-2 GHz RADIALL R432431
- circulateurs 1-2 GHz TRACK 50 A 1101
- détecteurs à diode Schottky HP 8473 B
- charges adaptées 50 Ω

Il est à souligner que nous avons placé à l'entrée du pont un isolateur, afin d'éviter que la charge à mesurer n'influe sur le détecteur d'entrée D_1 .

Les paramètres S_{ij} du système schématisé figure 1.13, ainsi que les coefficients de réflexion de la "source" Γ_s , et du détecteur de sortie Γ_D , ont été mesurés à l'aide de l'analyseur de réseaux HP 8510.

Le tableau 1.1 présente les résultats de cette caractérisation à 1.5 GHz.

1.5.2 Détermination de la fonction de transfert du réflectomètre

Le graphe de fluence du réflectomètre est présenté figure 1.14. On y retrouve les paramètres du circuit idéal : $S_{31}, S_{43}, S_{21}, S_{42}$, et les coefficients de réflexion des charges connectées respectivement aux ports 2 et 3 :

- Γ_e : charge étalon,
- Γ_m : charge à mesurer.

Tous les éléments parasites sont également pris en compte ; on note par exemple l'existence de réflexions sur les ports du système ($S_{11}, S_{22}, S_{33}, S_{44}$), de termes de fuite (en particulier S_{41}) et de couplage (S_{32}, S_{23}).

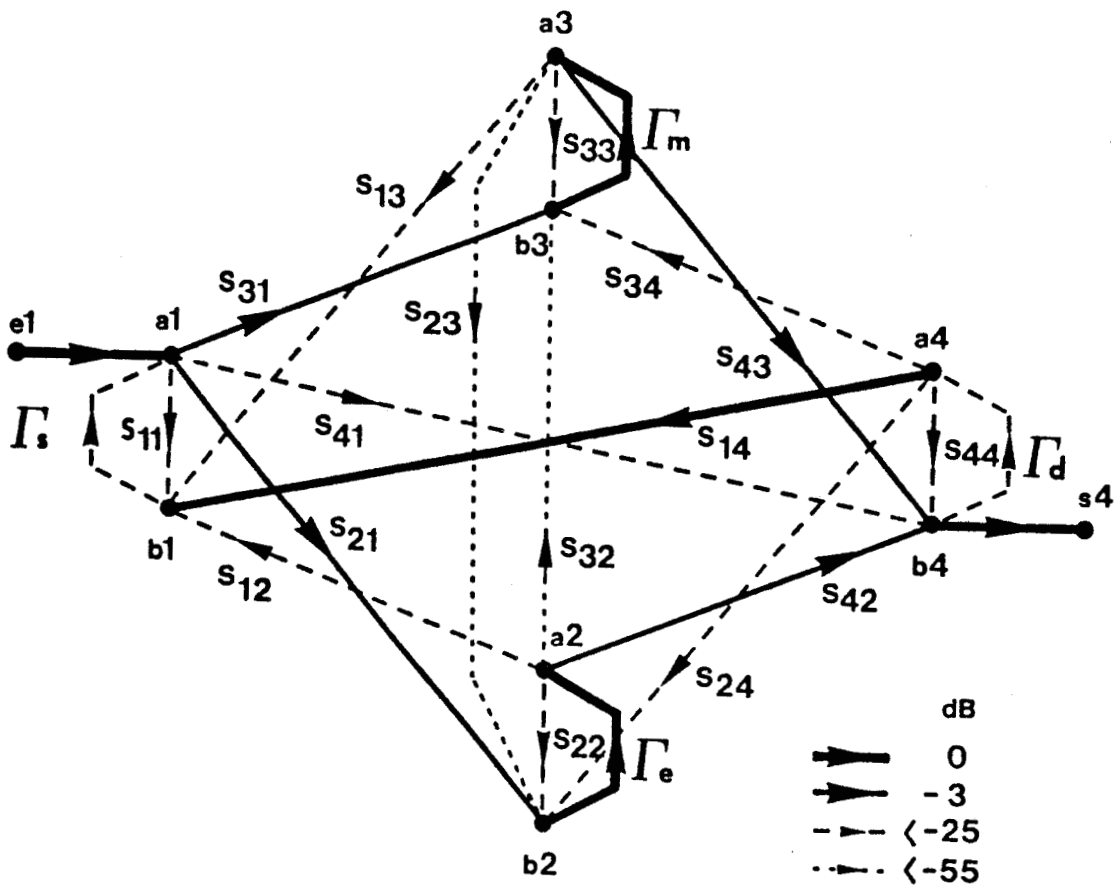


Figure 1.14 : Graphe de fluence du réflectomètre.

La source et le détecteur sont figurés par les coefficients de réflexion qu'ils présentent respectivement aux ports 1 et 4 :

- Γ_S : source,
- Γ_D : détecteur.

Le mode de représentation du graphe donné figure 1.14 fait apparaître l'ordre de grandeur des paramètres S_{ij} :

- 0 dB
- -3 dB
- < -25 dB
- < -55 dB

A partir d'un tel graphe, et en utilisant les règles de Mason, on peut déterminer directement la fonction de transfert du système, dont la formulation générale est alors la suivante :

$$W = \frac{S}{e} = \sum_k \frac{T_k \Delta_k}{\Delta} \quad (1-13)$$

où T_k désigne chacun des chemins que peut emprunter l'onde pour parvenir du pôle d'entrée au pôle de sortie, et Δ_k le déterminant réduit associé au chemin T_k , Δ étant le déterminant principal du système.

Cette formulation, appliquée au graphe de la figure 1.14, conduit à une première expression de la fonction de transfert de l'interféromètre, dont le détail des calculs est exposé en Annexe 1 :

$$W = \frac{S_{41} \Delta_1}{\Delta} + \frac{S_{21} S_{42} \Gamma_e \Delta_2}{\Delta} + \frac{S_{31} S_{43} \Gamma_m \Delta_3}{\Delta} + \frac{S_{21} S_{43} S_{32} \Gamma_e \Gamma_m \Delta_4}{\Delta} + \frac{S_{31} S_{42} S_{23} \Gamma_e \Gamma_m \Delta_5}{\Delta} \quad (1-14)$$

avec : $\Delta_1 = (1 - S_{22} \Gamma_e)(1 - S_{33} \Gamma_m) - S_{32} S_{23} \Gamma_m \Gamma_e$

$$\Delta_2 = 1 - S_{33} \Gamma_m$$

$$\Delta_3 = 1 - S_{22} \Gamma_e$$

$$\Delta_4 = \Delta_5 = 1$$

L'écriture complète du déterminant principal Δ , qui comporte de très nombreux termes, s'avère peu significative, nous ne la donnons donc pas ici. On peut toutefois indiquer qu'il s'agit, en fait, du déterminant de la matrice du système (1-12), (avec $n = 4$, $q = 1$, et $\Gamma_1 = \Gamma_s$, $\Gamma_2 = \Gamma_e$, $\Gamma_3 = \Gamma_r$, $\Gamma_4 = \Gamma_D$)

Cette première expression de W , quoique difficilement exploitable du point de vue de la mesure, met néanmoins en évidence les différentes composantes du signal de sortie S .

Le premier terme représente le défaut de directivité du système, essentiellement imputable aux fuites des circulateurs des branches de mesure et de référence (S_{41}), les contributions utiles de ces deux branches apparaissant dans les deuxième ($S_{21}S_{42}\Gamma_e$) et troisième ($S_{31}S_{43}\Gamma_m$) termes, perturbées par les coefficients de réflexion des circulateurs (S_{22} et S_{33}). Les deux derniers termes, dus aux défauts d'isolation des coupleurs et circulateurs, mettent en évidence le couplage entre les voies (S_{32} et S_{23}).

1.5.3 Simplification de la fonction de transfert

Nous effectuons une première simplification sur le déterminant principal Δ , en négligeant tous les produits de paramètres S_{ij} dont le module est inférieur ou égal à -60 dB ; cette estimation est obtenue à partir des valeurs relevées à l'analyseur de réseaux HP 8510 (tableau 1.1).

On obtient alors :

$$\Delta \# 1 - S_{11}\Gamma_s - S_{44}\Gamma_D - \Gamma_e(S_{22} - \Gamma_s S_{21}S_{12} - \Gamma_D S_{42}S_{24}) - \Gamma_m(S_{33} - \Gamma_s S_{31}S_{13} - \Gamma_D S_{43}S_{34}) \quad (1-15)$$

Cette expression, où apparaissent les effets d'adaptation de source et de détecteur, peut encore être simplifiée lorsque ces éléments présentent des coefficients de réflexion de l'ordre de -30 dB :

$$\Delta \# (1 - S_{22}\Gamma_e)(1 - S_{33}\Gamma_m) \quad (1-16)$$

On peut alors opérer le même type de simplifications sur l'ensemble de la fonction de transfert, ce qui conduit notamment à éliminer les termes de couplage, dont le module est proche de -60 dB.

L'expression simplifiée de la fonction de transfert W est alors la suivante :

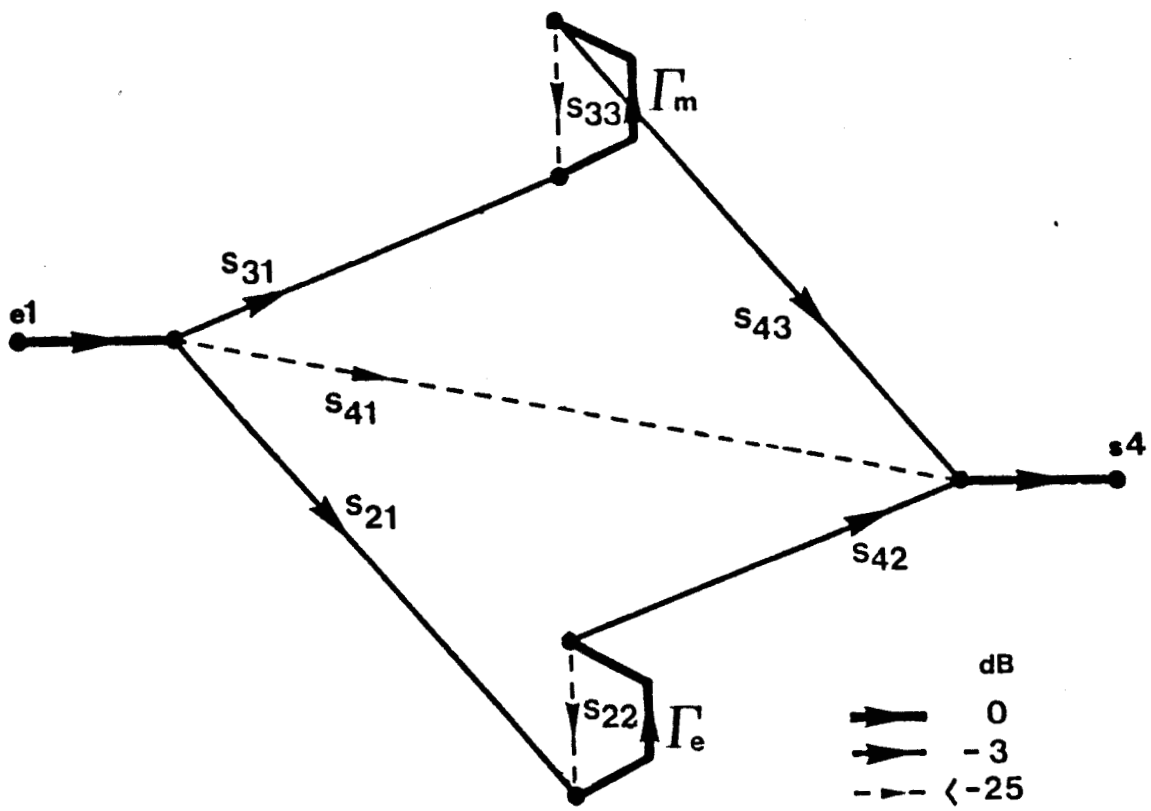


Figure 1.15 : Graphe de fluence simplifié du réflectomètre.

$$W \# S_{41} + \frac{S_{21}S_{42}\Gamma_e}{1 - S_{22}\Gamma_e} + \frac{S_{31}S_{43}\Gamma_m}{1 - S_{33}\Gamma_m} \quad (1-17)$$

que l'on peut comparer à celle du système idéal : $W' = \Gamma_e + \Gamma_m$.

Le graphe de la figure 1.14 se réduit donc, compte tenu de certaines approximations :

- source et détecteur adaptés,
- termes de l'ordre de -60 dB négligeables,

au graphe de la figure 1.15, formé de trois chemins :

- la branche de mesure, où figure Γ_m
- la branche de référence, où figure Γ_e
- le couplage direct source-détecteur S_{41} , dû aux défauts d'isolation des circulateurs.

Les paramètres de transmission des branches de mesure et de référence (respectivement S_{31}, S_{43} et S_{21}, S_{42}) ne peuvent être considérés comme parasites, mais présentent des valeurs différentes (tableau 1.1) de celles du cas idéal.

Le rapport $\frac{S_{31}S_{43}}{S_{21}S_{42}}$ est représentatif de la dissymétrie du pont de mesure.

Les coefficients de réflexion des ports de mesure S_{33} et de référence S_{22} perturbent les signaux issus de Γ_m et Γ_e .

1.5.4 Détermination de la fonction d'approximation

Il s'agit maintenant de trouver une expression de la fonction de transfert qui soit compatible avec un traitement par la méthode des moindres carrés : la fonction d'approximation doit donc s'écrire sous la forme d'une combinaison linéaire de fonctions élémentaires de Φ_e comme nous l'avons montré au § 1.3.3.

Dans la mesure où le traitement numérique est effectué à l'issue de la détection quadratique, nous travaillerons désormais sur le carré du module de la fonction de transfert, qu'on peut écrire sous la forme :

$$|W|^2 = \rho_m^2 + \frac{\rho_e^2 \rho_a^2 + 2 \rho_e \rho_a \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_e) - 2 \rho_e^2 \rho_n \rho_a \rho_{22} \cos(\Phi_n - \Phi_a + \Phi_{22})}{1 + \rho_{22}^2 \rho_e^2 - 2 \rho_e \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e)} \quad (1-18)$$

après avoir posé dans l'expression (1-16) :

$$\Gamma_n = \rho_n e^{j\Phi_n} = S_{41} + \frac{S_{31}S_{43}\Gamma_m}{1-S_{33}\Gamma_m}$$

$$\Gamma_e = \rho_e e^{j\Phi_e}$$

$$\Gamma_a = \rho_a e^{j\Phi_a} = S_{21}S_{42}$$

$$S_{22} = \rho_{22} e^{j\Phi_{22}}$$

Les termes dépendant de Φ_e ayant ainsi été regroupés, on linéarise l'expression de $|W|^2$ en utilisant le développement en série suivant :

$$\frac{1}{1-x} = \sum_{n=0}^{\infty} x^n \quad (1-19)$$

avec $x = 2\rho_e\rho_{22}\cos(\Phi_{22}+\Phi_e) - \rho_{22}^2\rho_e^2$

On observe toutefois que dans la mesure où ρ_{22} est petit, on peut en général limiter ce développement. Dans le cas où $\rho_{22} \# -30$ dB par exemple, tous les termes contenant des puissances de ρ_{22} supérieures ou égales à 2 peuvent être éliminés, ce qui conduit à une nouvelle expression de $|W|^2$:

$$\begin{aligned} |W|^2 = & \rho_n^2 + \rho_e^2\rho_a^2 + 2\rho_n\rho_e\rho_a\cos(\Phi_e+\Phi_a-\Phi_n) + 2\rho_e^3\rho_a^2\rho_{22}\cos(\Phi_{22}+\Phi_e) \\ & + 2\rho_e^2\rho_n\rho_a\rho_{22}\cos(2\Phi_e+\Phi_a+\Phi_{22}-\Phi_n) \end{aligned} \quad (1-20)$$

à laquelle on associe la fonction d'approximation :

$$f(\Phi_e) = A_0 + A_1\cos\Phi_e + A_2\sin\Phi_e + A_3\cos 2\Phi_e + A_4\sin 2\Phi_e \quad (1-21)$$

Dans le cas idéal (relation 1-6), quatre charges suffisaient pour résoudre le système. Dans le cas présent, il est nécessaire de disposer d'au moins six charges étalons pour déterminer les coefficients A_i .

On note dans l'expression (1-20) de la fonction de transfert détectée la présence de termes

d'harmoniques deux en Φ_e , imputables à S_{22} . Afin d'étudier plus complètement les perturbations apportées à la mesure par le coefficient de réflexion du circulateur de référence, nous effectuons une décomposition en série harmonique de $|W|^2$, en poursuivant aux ordres supérieurs le développement de $\frac{1}{1-x}$ (1-19) :

$$|W|^2 = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos k \Phi_e + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin k \Phi_e \quad (1-22)$$

Nous présentons en Annexe 2 le détail des calculs qui conduisent à l'écriture suivante des coefficients a_0 , a_n et b_n :

$$a_0 = \rho_n^2 + \frac{\rho_e^2 \rho_a^2}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2}$$

$$a_k = 2 \rho_e (\rho_e \rho_{22})^{(k-1)} \rho_n \rho_a \cos (\Phi_n - \Phi_a - (k-1) \Phi_{22}) + 2 \frac{\rho_e^2 \rho_a^2 (\rho_e \rho_{22})^k}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} \cos k \Phi_{22} \quad (1-23)$$

$$b_k = 2 \rho_e (\rho_e \rho_{22})^{(k-1)} \rho_n \rho_a \sin (\Phi_n - \Phi_a - (k-1) \Phi_{22}) - 2 \frac{\rho_e^2 \rho_a^2 (\rho_e \rho_{22})^k}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} \sin k \Phi_{22}$$

On note qu'en effectuant le calcul de ces coefficients pour $k=1$ et $k=2$, on retrouve la formulation (1-20) de $|W|^2$, à condition toutefois de négliger les termes en ρ_{22}^2 .

Ce développement en série harmonique de la fonction détectée met en évidence deux types de perturbations, imputables à S_{22} , il s'agit :

- de la présence de termes parasites affectant la composante continue et le terme fondamental en Φ_e ,
- de la génération d'harmoniques en Φ_e , dont l'amplitude est proportionnelle à ρ_{22}^{k-1} (où k est le rang de l'harmonique).

Par ailleurs, ce développement en série de Fourier, limité aux p premiers termes, conduit à une formulation générale de la fonction d'approximation ; p est alors fixé par la valeur de ρ_{22} .

Nous obtenons ainsi une première expression des cinq coefficients de la fonction d'approximation (1-20) :

$$A_0 = \rho_n^2 + \frac{\rho_e^2 \rho_a^2}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2}$$

$$A_1 = 2 \rho_e \rho_m \rho_a \cos(\Phi_n - \Phi_a) + 2 \frac{\rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22}}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} \cos \Phi_{22}$$

$$A_2 = 2 \rho_e \rho_n \rho_a \sin(\Phi_n - \Phi_a) - 2 \frac{\rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22}}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} \sin \Phi_{22}$$

$$A_3 = 2 \rho_e^2 \rho_e \rho_a \rho_{22} \cos(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22}) + 2 \frac{\rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} \cos 2 \Phi_{22}$$

$$A_4 = 2 \rho_e^2 \rho_1 \rho_a \rho_{22} \sin(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22}) - 2 \frac{\rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} \sin 2 \Phi_{22}$$

(1-24)

On peut toutefois, compte tenu de la valeur de ρ_{22} , négliger le terme $\rho_e^2 \rho_{22}^2$ apparaissant au dénominateur dans l'expression de A_1, A_2, A_3 et A_4 .

Nous nous proposons maintenant de mettre en évidence la contribution du paramètre S_{41} , caractéristique des fuites des circulateurs, que nous avons jusqu'alors inclus dans Γ_n .

A cette fin, on pose $\Gamma_n = S_{41} + \Gamma'_m$. L'utilisation du théorème de superposition nous fournit alors une nouvelle expression des coefficients de la fonction d'approximation :

$$\begin{aligned}
 A_0 &= \rho_m'^2 + \rho_{41}^2 + \frac{\rho_e^2 \rho_a^2}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} + 2 \rho_m' \rho_{41} \cos(\Phi_m' - \Phi_{41}) \\
 A_1 &= 2 \rho_m' \rho_e \rho_a \cos(\Phi_m' - \Phi_a) + 2 \rho_{41} \rho_e \rho_a \cos(\Phi_{41} - \Phi_a) + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos \Phi_{22} \\
 A_2 &= 2 \rho_m' \rho_e \rho_a \sin(\Phi_m' - \Phi_a) + 2 \rho_{41} \rho_e \rho_a \sin(\Phi_{41} - \Phi_a) - 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \sin \Phi_{22} \\
 A_3 &= 2 \rho_m' \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \cos(\Phi_m' - \Phi_a - \Phi_{22}) + 2 \rho_{41} \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \cos(\Phi_{41} - \Phi_a - \Phi_{22}) + 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \cos 2 \Phi_{22} \\
 A_4 &= 2 \rho_m' \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \sin(\Phi_m' - \Phi_a - \Phi_{22}) + 2 \rho_{41} \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \sin(\Phi_{41} - \Phi_a - \Phi_{22}) - 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \sin 2 \Phi_{22}
 \end{aligned}
 \tag{1-25}$$

On met ainsi en évidence la présence d'un interférogramme parasite, généré par S_{41} .

1.5.5 Détermination du coefficient de réflexion

La comparaison entre la fonction d'approximation issue du graphe de transfert de notre système de mesure et celle que nous avons établie précédemment dans le cas du pont idéal met en évidence diverses perturbations, qui s'ajoutent à la dissymétrie du système : on constate notamment la présence de termes parasites sur la sinusoïde principale, et l'apparition d'autres termes parasites d'harmoniques de rang deux en Φ_e .

Cependant, dans l'optique de l'utilisation du système comme appareil de mesure, les paramètres critiques responsables de ces perturbations sont supposés inconnus ; un choix correct des composants doit contribuer à minimiser leurs effets.

Le coefficient de réflexion sera donc déterminé à partir des coefficients A_1 et A_2 , à l'aide de la relation (1-8) établie au § 1.3.3, les termes d'harmonique 2 n'apportant pas d'informations supplémentaires.

Toutefois, l'utilisation d'une fonction d'approximation plus réaliste, comportant cinq coefficients plutôt que trois, assure un meilleur lissage de l'interférogramme.

En effet, l'erreur commise lors du traitement par les moindres carrés provient non seulement des fluctuations de la mesure, mais également des termes harmoniques résiduels qui ne sont pas pris en compte par la fonction d'approximation, et dont l'amplitude diminue comme les puissances successives de ρ_{22} .

Ligne	Module ρ_e	Phase Φ_e (degré)
1	0,9660	257,72
2	0,9616	197,02
3	0,9440	126,71
4	0,9343	71,51
5	0,9408	8,54
6	0,9528	314,70

Tableau 1.2 : Coefficients de réflexion des lignes étalons mesurés à l'analyseur de réseau - F = 1.5 Ghz.

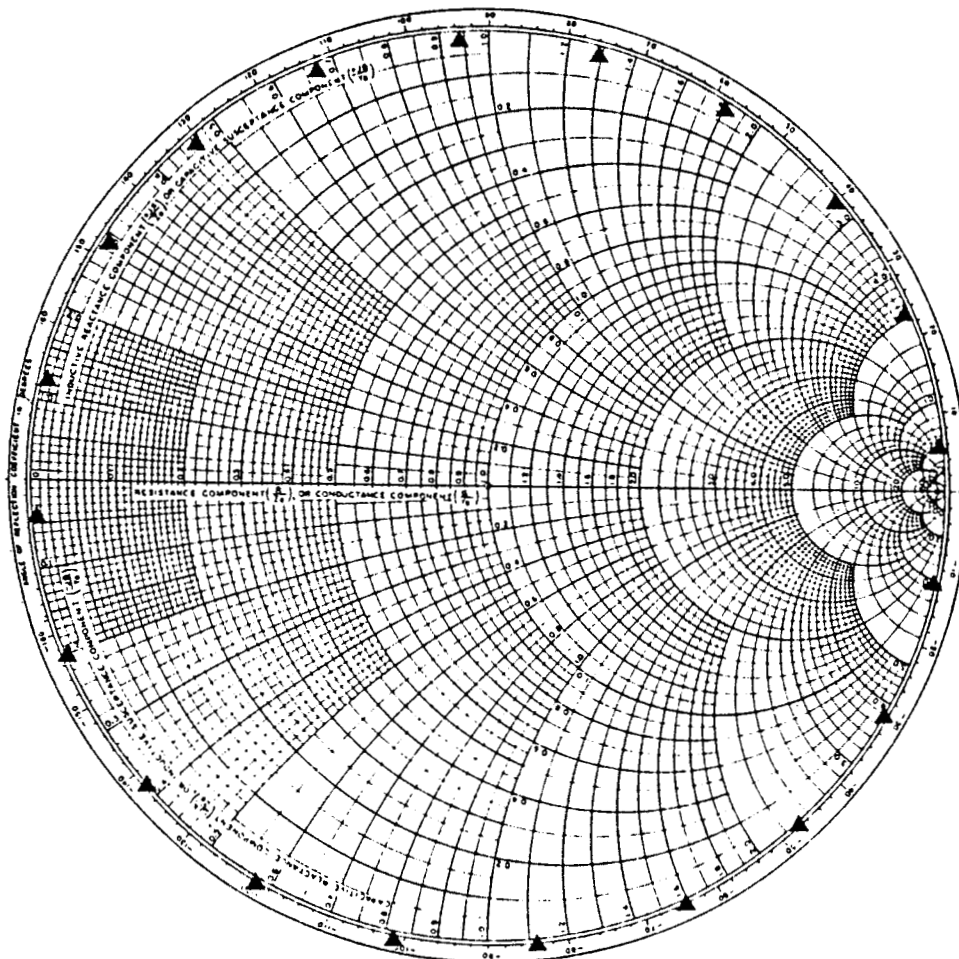


Figure 1.16 : Coefficients de réflexion relevés à l'analyseur de réseau pour quelques positions du piston - F = 1.5 Ghz.

1.5.6 Mesures

1.5.6.1 Réalisation et caractérisation des charges de référence

Les six charges de référence nécessaires à la détermination des coefficients de la fonction d'approximation sont matérialisées par des tronçons de ligne en circuit ouvert de longueurs différentes, calculées de manière à ce que les phases de leurs coefficients de réflexion soient réparties entre 0 et 2π .

Rappelons que le coefficient de réflexion présenté par une ligne en circuit-ouvert de longueur l s'écrit :

$$\Gamma_l = 1 \cdot e^{j\Phi_l}$$
$$\text{avec } \Phi_l = -\frac{4\pi l}{\lambda_g}$$

La différence de longueur entre deux tronçons consécutifs est donc approximativement de $\lambda_g/12$; le câble coaxial servant à la réalisation des lignes étant rempli de Teflon ($\epsilon_r' = 2$), la longueur d'onde guidée à 1.5 GHz est d'environ 14 cm.

Ces lignes, placées sur un commutateur à six positions (0-18 GHz RADIALL R 575166) ont été caractérisées à l'analyseur de réseau ; les coefficients de réflexion mesurés sont présentés tableau 1.2.

Des mesures répétitives effectuées sur l'ensemble des lignes donnent un écart en module et en phase de :

- $\Delta\rho_e < 2 \cdot 10^{-4}$
- $\Delta\Phi_e = \pm 0,02^\circ$

1.5.6.2 Choix et caractérisation de la charge-test

La charge-test employée pour la mise au point du réflectomètre est un piston à air monté sur un pied à coulisse et terminé par un court-circuit, ce qui permet, pour un module de coefficient de réflexion donné, de balayer toutes les phases. Il suffit d'adjoindre à ce piston un atténuateur pour obtenir différentes valeurs du module.

Les coefficients de réflexion relevés à l'analyseur de réseaux pour quelques positions du piston sont schématisés sur l'abaque de la figure 1.16.

Compte tenu de la précision de lecture du vernier ($\pm 0,02$ mm), on peut estimer que l'incertitude

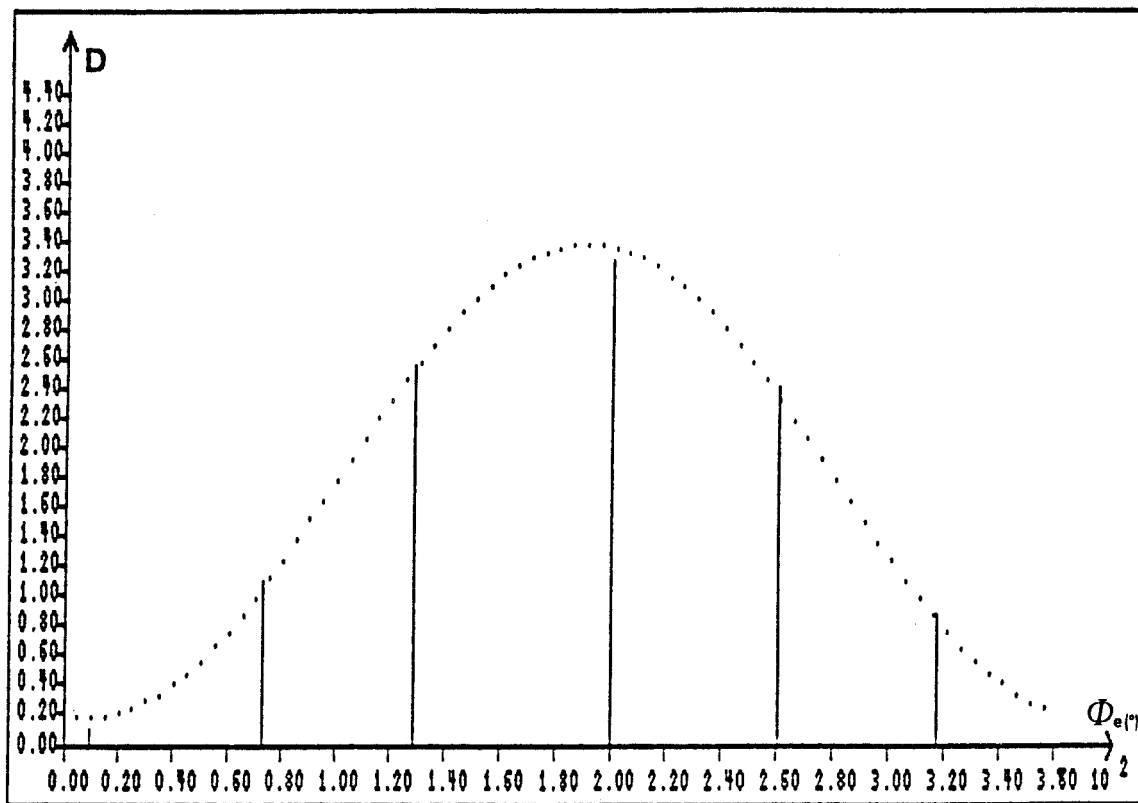


Figure 1.17

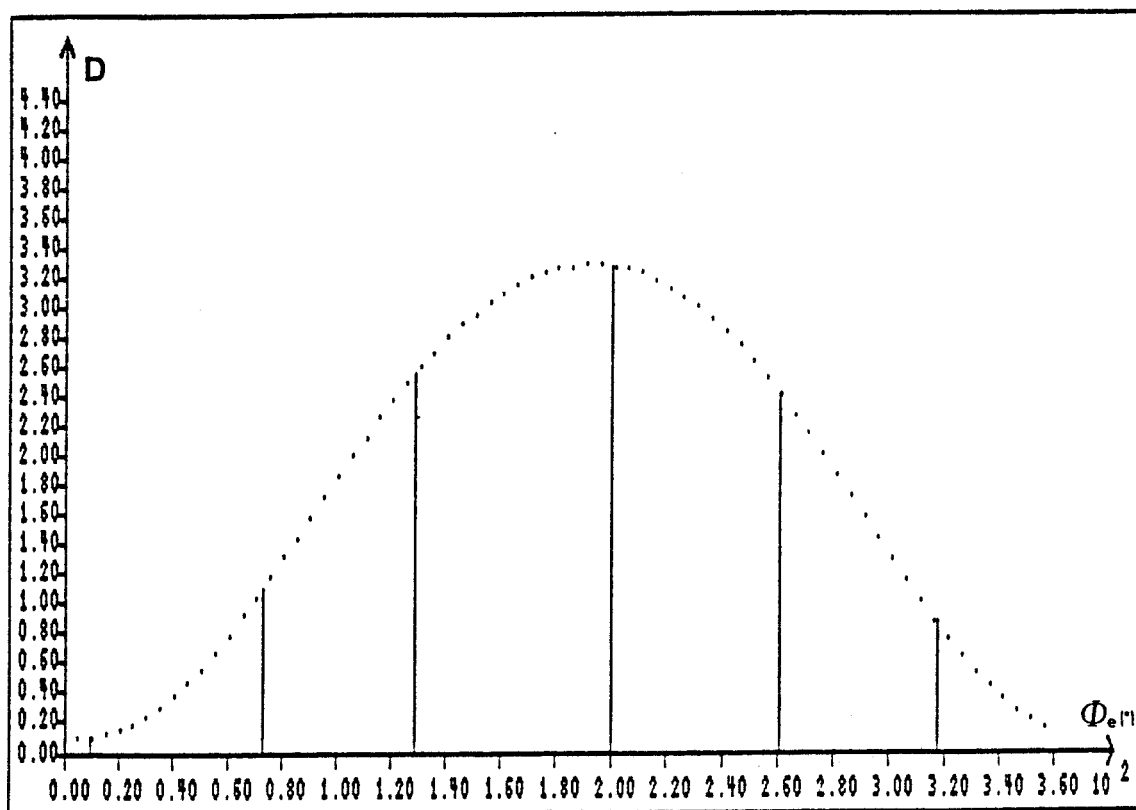


Figure 1.18

Figures 1.17 et 1.18 :

Approximation de l'interférogramme issu de la mesure d'un court-circuit à l'aide d'une fonction de la forme :

- $f(\Phi_e) = C_1 + C_2 \cos \Phi_e + C_3 \sin \Phi_e$ (figure 1.17).
- $f(\Phi_e) = C_1 + C_2 \cos \Phi_e + C_3 \sin \Phi_e + C_4 \cos 2 \Phi_2 + C_5 \sin 2 \Phi_2$ (figure 1.18).

sur la phase du coefficient de réflexion présenté par le piston est de l'ordre de : $\Delta\Phi = \pm 0,15^\circ$ à 1.5 GHz.

1.5.6.3 Résultats

Un programme en langage Turbo Pascal, basé sur le procédé de mesure exposé au § 1.3 , et un ensemble de cartes d'interface ont été développés au laboratoire par P. Heuchon [11], afin d'assurer l'automatisation du prototype décrit au § 1.5.1. ; il s'agit notamment d'effectuer :

- la commutation des lignes,
- l'acquisition des tensions détectées pour chaque position du commutateur,
- le lissage de l'interférogramme par la méthode des moindres carrés.

Nous présentons les interférogrammes issus de la mesure d'un court-circuit ($\Gamma_m = 1 e^{j\pi}$), obtenus après lissage des points de mesure à l'aide d'une fonction d'approximation comportant trois (figure 1.17) ou cinq (figure 1.18) coefficients. Dans les deux cas, le module du coefficient de réflexion étalon ρ_e utilisé dans l'approximation numérique est la valeur moyenne des coefficients de réflexion des lignes mesurés à l'analyseur de réseau (tableau 1.2).

L'erreur ε commise lors de l'approximation s'avère plus faible dans le cas d'une fonction à cinq coefficients ; elle apparaît bien proportionnelle à l'amplitude de l'harmonique négligé :

- trois coefficients : $\varepsilon = 0,061 \# 2 \rho_{22} = 0,05$
- cinq coefficients : $\varepsilon = 0,0019 \# 2 \rho_{22}^2 = 0,001$

D'autre part, afin de valider notre étude, nous avons associé à la mesure de la charge-test une simulation de la fonction de transfert correspondante. Il est à noter que dans la mesure où l'étalonnage du piston fait apparaître en fonction de l'étirement, une variation du module du coefficient de réflexion de plus de 1%, nous sommes amenés à utiliser dans la simulation l'expression :

$$\rho_p = k_1 + k_2 \Phi_p + k_3 \cos \Phi_p + k_4 \sin \Phi_p$$

qui rend compte de ces variations, comme l'illustre la figure 1.19.

Les figures 1.20 et 1.21 présentent les erreurs commises respectivement sur le module et sur la

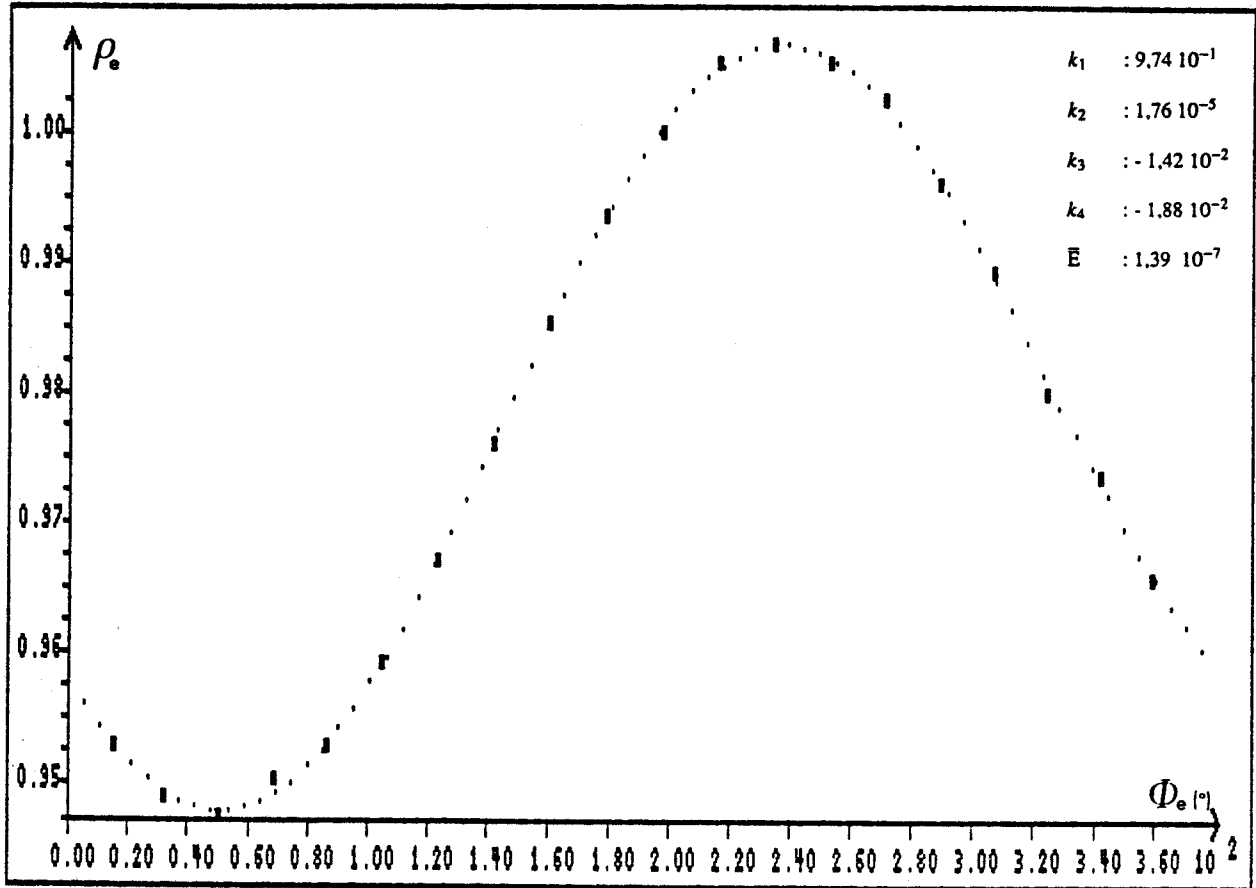


Figure 1.19 : Approximation numérique du coefficient de réflexion du piston de court-circuit :

$$\rho_p = f(\Phi_p)$$

----- Approximation

■ Mesures à l'analyseur de réseau.

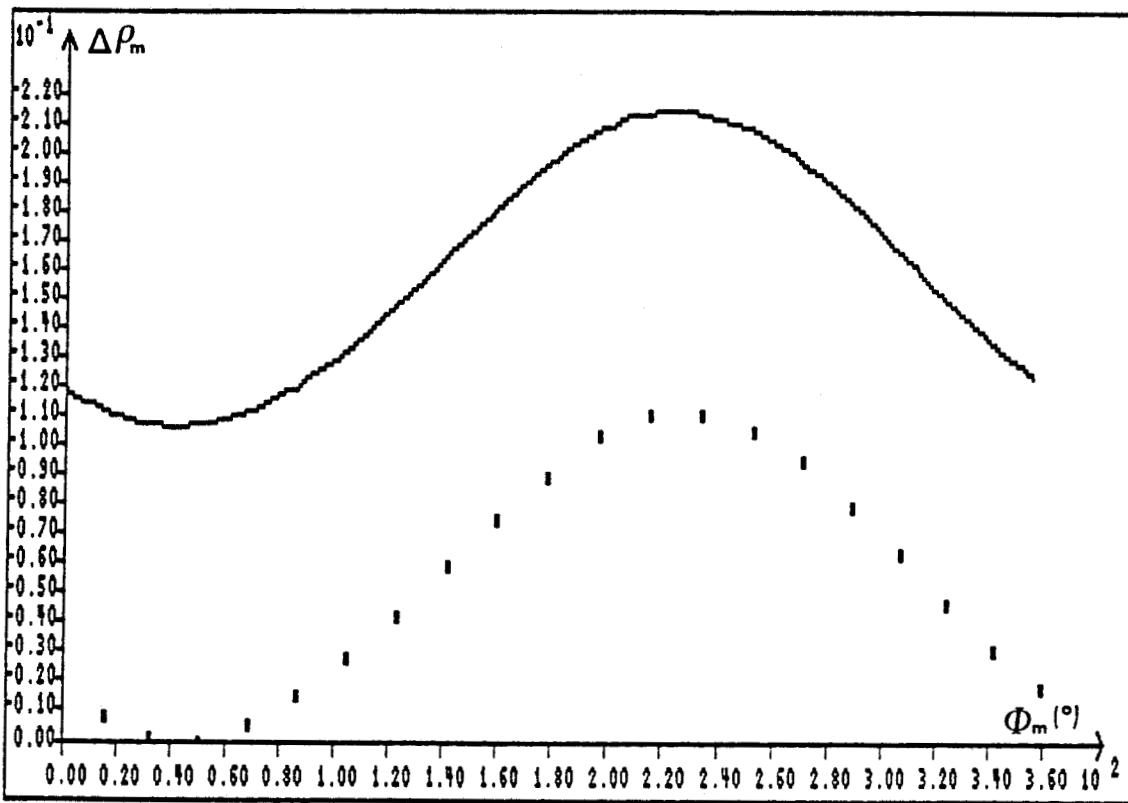


Figure 1.20

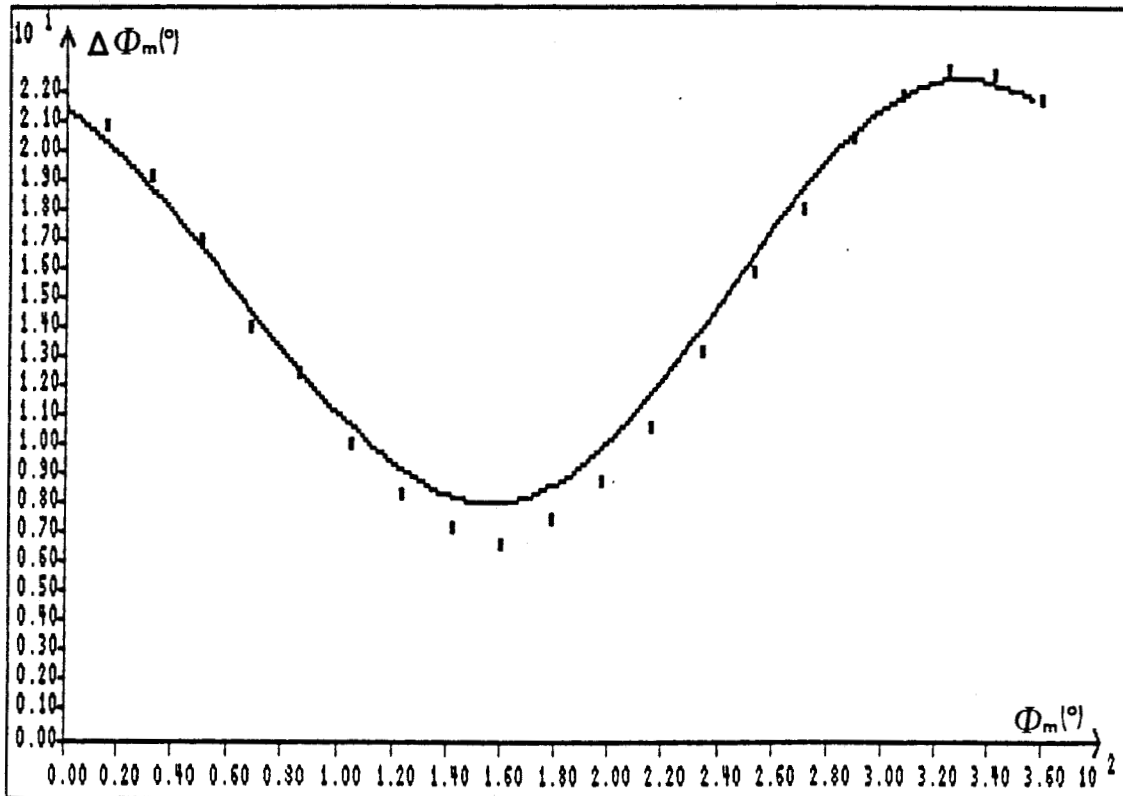


Figure 1.21

Figures 1.20 et 1.21 :

Comparaison théorie-expérience de l'incertitude sur le module (figure 1.20) et la phase (figure 1.21) du coefficient de réflexion de la charge-test.

— Simulation
 ■ Mesures

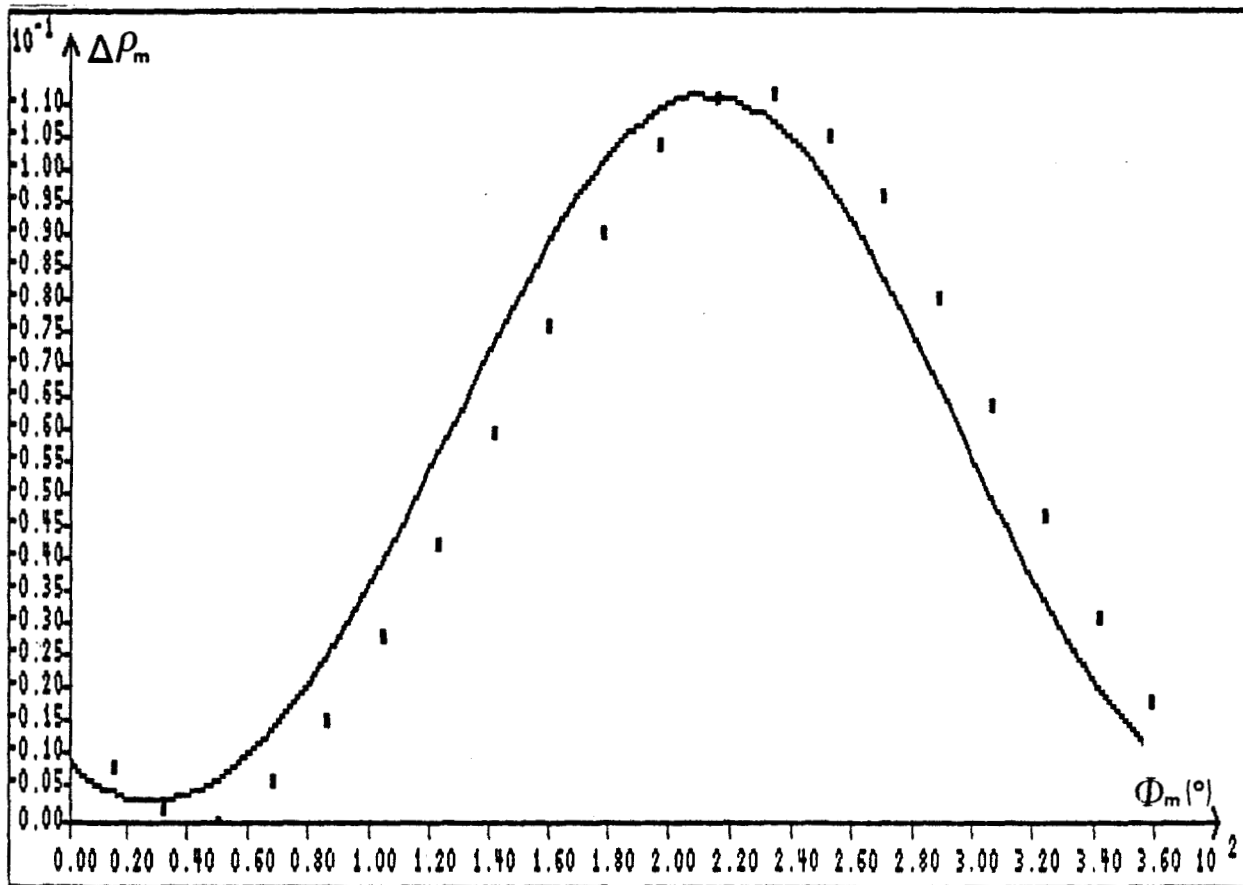


Figure 1.22 : Comparaison théorie-expérience de l'incertitude sur le module du coefficient de réflexion de la charge-test, après correction du rapport de détection

— Simulation
 ■ Mesures.

phase du coefficient de réflexion, et permettent de comparer les résultats expérimentaux (■) à la simulation (—).

- Erreur de module

L'erreur de module apparaît comme une sinusoïde, dont la valeur moyenne est représentative du rapport entre le produit des modules des coefficients de transmission des deux bras du prototype et sa valeur idéale (1/4).

Quant à l'amplitude et à la phase à l'origine de cette sinusoïde, elles résultent d'une combinaison vectorielle où interviennent les paramètres S_{41} , S_{22} et S_{33} .

On note toutefois un écart entre la courbe d'erreur simulée et la courbe issue de la mesure ; nous pensons pouvoir l'attribuer aux trois phénomènes suivants, qui ne sont pas pris en compte par la simulation, à savoir :

- la dissymétrie du coupleur d'entrée servant au contrôle du niveau,
- la différence de pente des caractéristiques $V = f(P)$ des détecteurs,
- le déséquilibre des deux voies de la chaîne analogique.

Il en résulte une différence de gain entre les deux voies de mesure qui peut être compensée par l'introduction d'un rapport de détection de 1.09, comme le montre la figure 1.22 où les courbes simulée et expérimentale apparaissent en meilleur accord.

- Erreur de phase

L'erreur commise sur la phase du coefficient de réflexion a également la forme d'une sinusoïde dont l'amplitude et la phase à l'origine résultent, comme dans le cas du module, de contributions des paramètres S_{41} , S_{22} et S_{33} .

La valeur moyenne de cette sinusoïde est caractéristique de la différence de marche existant entre les branches de mesure et de référence du réflectomètre, à savoir :

$$\Phi \left(\frac{S_{31}S_{43}}{S_{21}S_{42}} \right) = 15,39^\circ$$

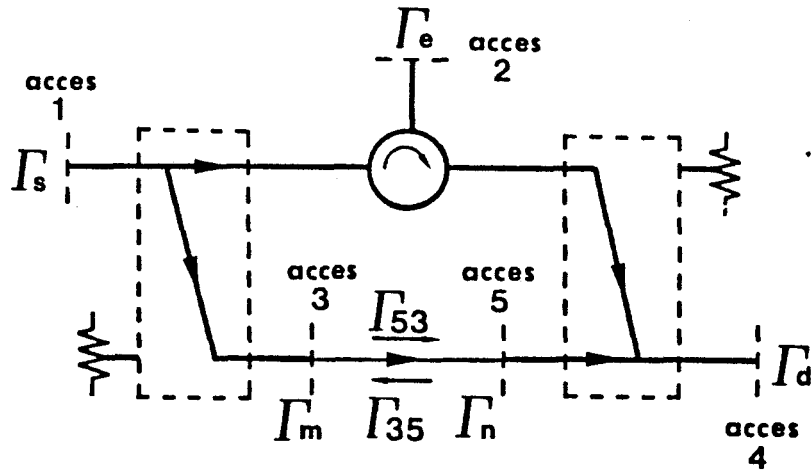


Figure 1.23 : Schématisation du pont de mesure de coefficient de transmission.

S_{ij}	Module dB	Phase en degré
S_{11}	- 25,37	167,00
S_{12}	- 30,52	- 83,89
S_{13}	- 3,53	- 112,90
S_{14}	- 6,43	- 147,33
S_{15}	- 37,28	- 38,51
S_{21}	- 3,15	56,10
S_{22}	- 34,46	3,61
S_{23}	- 29,67	47,15
S_{24}	- 24,51	- 112,79
S_{25}	- 55,42	- 15,74
S_{31}	- 3,53	- 112,89
S_{32}	- 57,48	- 94,77
S_{33}	- 26,29	- 164,13
S_{34}	- 32,97	- 156,31
S_{35}	- 60,94	- 50,29
S_{41}	- 36,66	178,56
S_{42}	- 3,59	- 30,75
S_{43}	- 62,94	- 176,90
S_{44}	- 32,88	134,20
S_{45}	- 3,01	3,31
S_{51}	- 69,56	- 51,21
S_{52}	- 34,49	78,43
S_{53}	- 85,82	4,62
S_{54}	- 3	3,22
S_{55}	- 28,73	- 80,79
Γ_s	- 28,02	- 34,76
Γ_d	- 27,79	57,08

Tableau 1.3 : Paramètres S du pont de mesure en transmission relevés à l'analyseur de réseau - $F = 1.5$ Ghz.

Les courbes simulée et mesurée apparaissent cette fois en bon accord ; l'écart résiduel observé peut être en partie imputé à l'erreur apportée lors de la mesure des paramètres S_{ij} , par des charges adaptées SMA imparfaites.

La bonne concordance entre la simulation et la mesure permet, d'une part, de conclure à la validité de notre étude.

D'autre part, elle met en évidence la nécessité d'employer une méthode de correction des erreurs, afin de parvenir à une mesure du coefficient de réflexion répondant au cahier des charges. En effet, les écarts relevés sont de l'ordre de 0,1 sur le module, et de 7 à 20° sur la phase, malgré la bonne qualité des composants utilisés.

1.6 Etude en transmission

1.6.1 Mise en oeuvre et caractérisation du pont

Le système de mesure de coefficients de transmission, construit selon le schéma de principe de la figure 1.7, utilise le même type de composants que le réflectomètre, décrit au § 1.5.1. ; il est lui aussi destiné à fonctionner à 1.5 GHz.

Le pont schématisé figure 1.23, présente cette fois cinq ports, le quadripôle à mesurer étant connecté entre les ports 3 et 5.

La caractérisation de ce système, au moyen de l'analyseur de réseaux HP 8510, a fourni à 1.5 GHz, les valeurs de paramètres S_{ij} présentées tableau 1.3.

1.6.2 Détermination de la fonction de transfert

Le formalisme que nous avons exposé précédemment peut être appliqué à la détermination et à l'étude de la fonction de transfert du pont de mesure de coefficients de transmission, dont le graphe de fluence est présenté figure 1.24.

On reconnaît sur ce graphe les paramètres du système idéal : $S_{21}, S_{42}, S_{31}, S_{45}$, ainsi que le coefficient de réflexion de la charge de référence connectée au port 2 : Γ_e .

Le quadripôle sous-test est quant à lui repéré par les paramètres suivants :

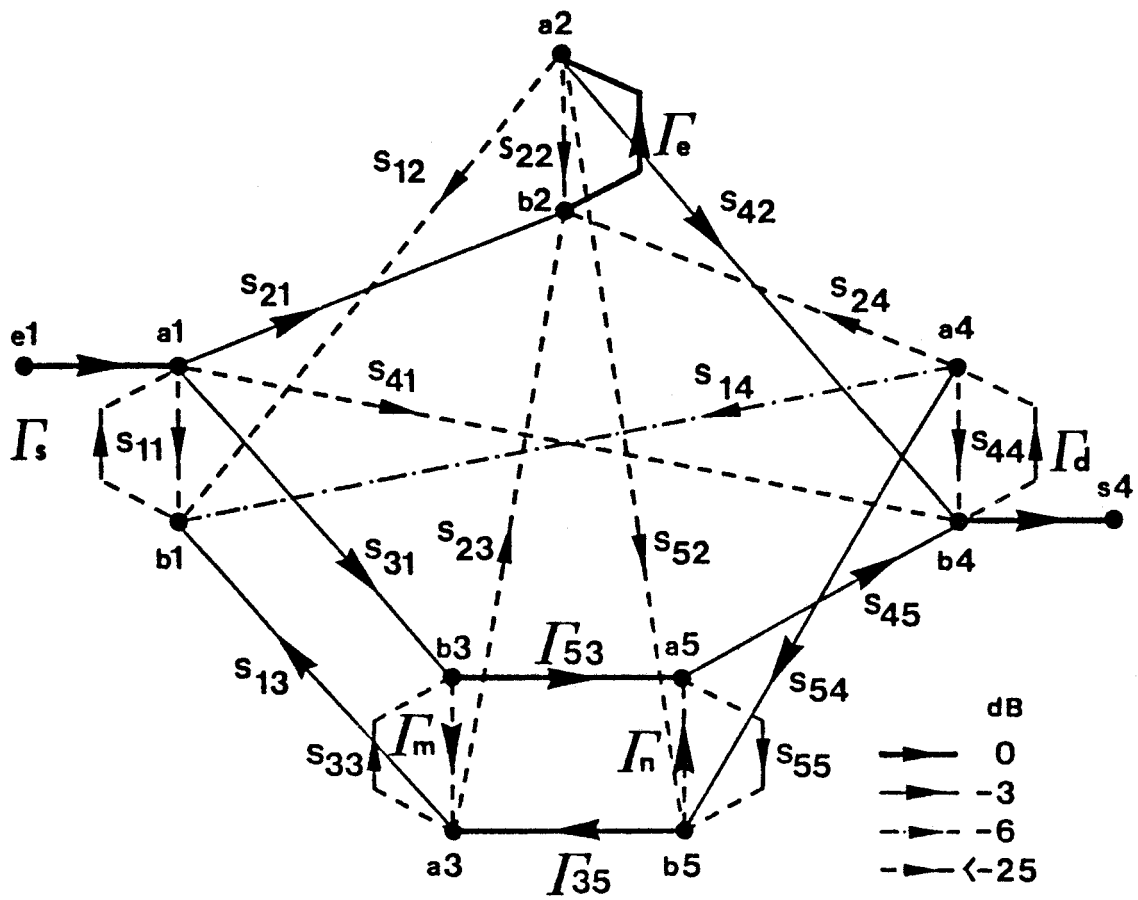


Figure 1.24 : Graphe de fluence du pont de mesure de coefficients de transmission.

- Γ_m , coefficient de réflexion présenté au port 3
- Γ_n , coefficient de réflexion présenté au port 5
- Γ_{33} , coefficient de transmission du port 3 vers le port 5
- Γ_{35} , coefficient de transmission du port 5 vers le port 3

Le paramètre à mesurer est Γ_{33} .

Les coefficients de réflexion du quadripôle, Γ_m et Γ_n , contribuent avec S_{13} et S_{54} à générer des chemins parasites. Le graphe fait apparaître comme dans le cas du réflectomètre, des perturbations dues à la désadaptation du multipôle (S_{ii}), au couplage entre les voies (S_{23}, S_{52}), et au couplage direct entre la source et le détecteur (S_{14}, S_{41}), dont les coefficients de réflexion Γ_s et Γ_D sont également pris en compte.

Il est à noter que le graphe de la figure 1.24 est incomplet. En effet, certaines branches ou chemins, ($S_{25}, S_{32}, S_{35}, S_{43}, S_{51}, S_{53}, \Gamma_D S_{34}, \Gamma_s S_{15}$) présentant de très fortes atténuations, ont été volontairement omis, ce qui permet de simplifier préalablement l'analyse du système en transmission.

On détermine alors la fonction de transfert associée à ce graphe de la même manière que pour le réflectomètre, en utilisant la formulation générale : $W = \frac{\sum T_k \Delta_k}{\Delta}$. Cette fonction de transfert s'écrit :

$$W = \frac{S_{41} \Delta_1}{\Delta} + \frac{S_{21} S_{42} \Gamma_e \Delta_2}{\Delta} + \frac{S_{31} S_{45} \Gamma_{53} \Delta_3}{\Delta} + \frac{S_{31} S_{23} S_{42} \Gamma_e \Gamma_m \Delta_4}{\Delta} + \frac{S_{21} S_{52} S_{45} \Gamma_e \Gamma_n \Delta_5}{\Delta} \quad (1-26)$$

avec : $\Delta_1 = (1 - S_{22} \Gamma_e) (1 - S_{33} \Gamma_m) (1 - S_{55} \Gamma_n)$

$$\Delta_2 = (1 - S_{33} \Gamma_m) (1 - S_{55} \Gamma_n)$$

$$\Delta_3 = 1 - S_{22} \Gamma_e$$

$$\Delta_4 = 1 - S_{55} \Gamma_n$$

$$\Delta_5 = 1 - S_{33} \Gamma_m$$

Une écriture simplifiée du déterminant principal Δ est donnée au § 1.6.3.

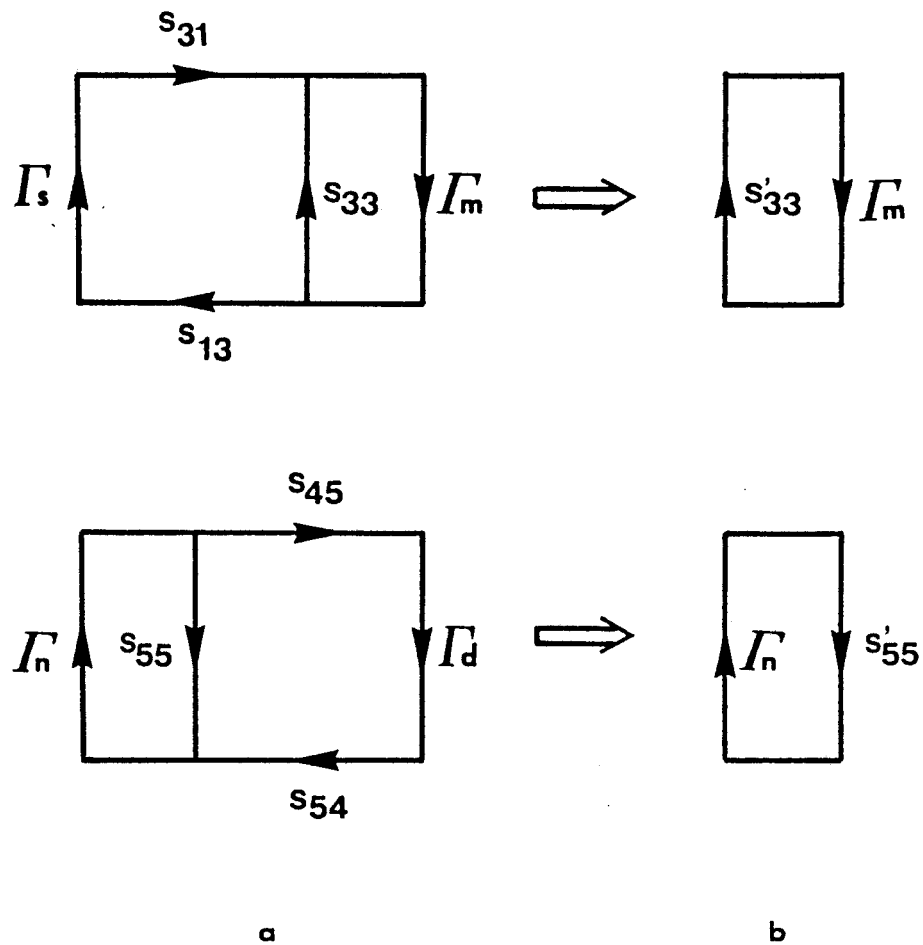


Figure 1.25 : Représentation des coefficients de réflexion des ports de mesure du pont configuré en transmission (a) - Analogie avec le réflectomètre (b).

La forme de la fonction de transfert ainsi écrite est similaire à celle du réflectomètre ; elle fait apparaître successivement :

- l'isolation du système, caractéristique des fuites du circulateur de la branche de référence,
- la contribution des branches de mesure et de référence,
- le couplage entre les voies, lié au défaut d'isolation des coupleurs.

1.6.3 Simplification de la fonction de transfert

L'expression simplifiée du déterminant principal Δ est obtenue en éliminant tout d'abord les termes dont le module, évalué à partir des mesures à l'analyseur de réseaux (tableau 1.3), s'avère être de l'ordre de -60 dB :

$$\Delta \# (1 - S_{22} \Gamma_e) \left[\left(1 - \Gamma_m (S_{33} + \Gamma_S S_{31} S_{13}) \right) \left(1 - \Gamma_n (S_{55} + \Gamma_D S_{45} S_{54}) \right) \right] \quad (1-27)$$

En comparant cette expression avec celle du déterminant principal du réflectomètre (1-16), on remarque alors que les coefficients de réflexion des ports de mesure font intervenir non seulement les coefficients S_{33} et S_{55} mesurés à l'analyseur de réseau, mais également les coefficients de réflexion de la source et du détecteur, comme le montre la figure 1.25. Par analogie, on peut écrire Δ sous la forme :

$$\Delta \# (1 - S_{22} \Gamma_e) (1 - S'_{33} \Gamma_m) (1 - S'_{55} \Gamma_n) \quad (1-28)$$

après avoir posé :

$$\begin{aligned} S'_{33} &= S_{33} + \Gamma_S S_{31} S_{13} \\ S'_{55} &= S_{55} + \Gamma_D S_{45} S_{54} \end{aligned}$$

Lorsque le détecteur et la source sont adaptés, on peut considérer que :

- $(1 - S_{33} \Gamma_m) \# (1 - S'_{33} \Gamma_m)$
- $(1 - S_{55} \Gamma_n) \# (1 - S'_{55} \Gamma_n)$.

On accède ainsi à la formulation simplifiée de la fonction de transfert W du système de mesure de coefficients de transmission :

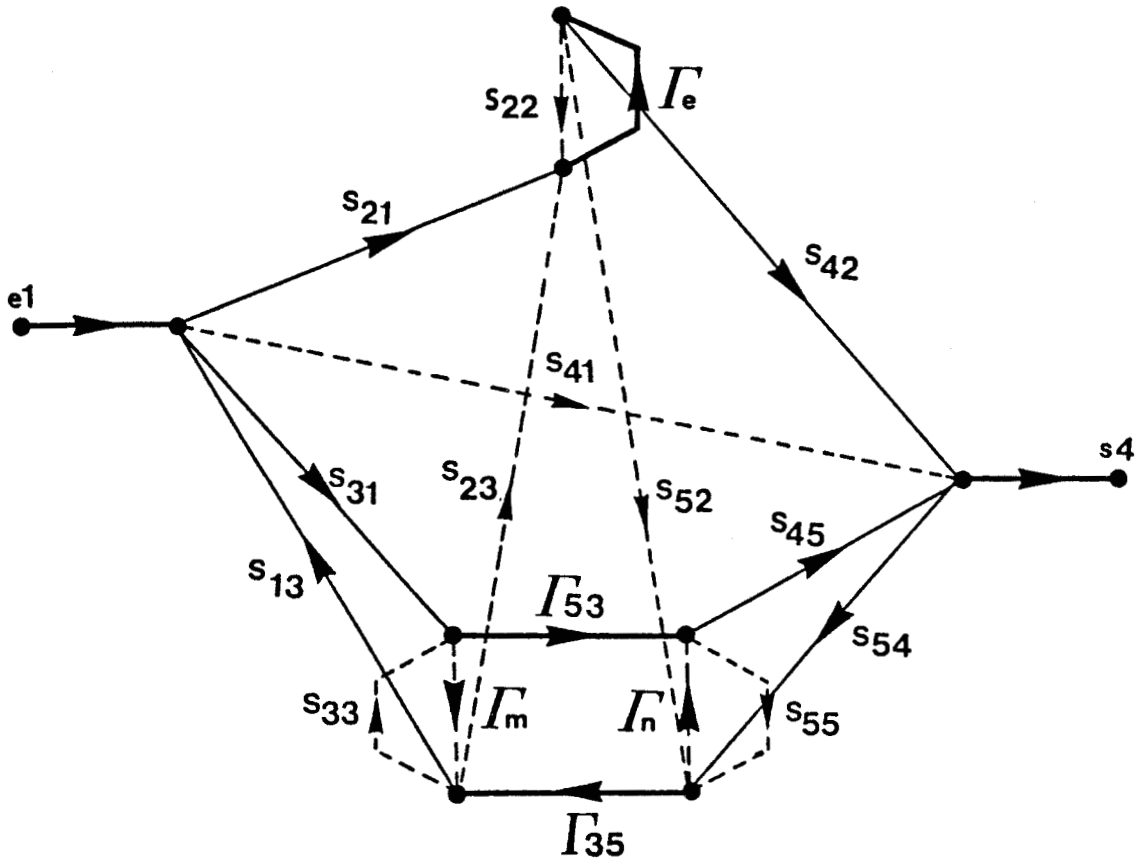


Figure 1.26 : Graphe simplifié associé à la mesure de quadripôles quelconques.

$$W = S_{41} + \frac{S_{21}S_{42}\Gamma_e}{1 - S_{22}\Gamma_e} + \frac{S_{31}S_{45}\Gamma_{53}}{(1 - S'_{33}\Gamma_m)(1 - S'_{55}\Gamma_n)} + \frac{S_{31}S_{23}S_{42}\Gamma_e\Gamma_m}{(1 - S_{22}\Gamma_e)(1 - S'_{33}\Gamma_m)} + \frac{S_{21}S_{52}S_{45}\Gamma_e\Gamma_n}{(1 - S_{22}\Gamma_e)(1 - S'_{55}\Gamma_n)}$$

Le regroupement des termes dépendant de Γ_e permet de comparer cette expression à la fonction de transfert du système idéal $W' = \Gamma_e + \Gamma_{53}$; on obtient :

$$W = S_{41} + \left[S_{21}S_{42} + \frac{S_{31}S_{23}S_{42}\Gamma_m}{1 - S'_{33}\Gamma_m} + \frac{S_{21}S_{52}S_{45}\Gamma_n}{1 - S'_{55}\Gamma_n} \right] \frac{\Gamma_e}{1 - S_{22}\Gamma_e} + \frac{S_{31}S_{45}\Gamma_{53}}{(1 - S'_{33}\Gamma_m)(1 - S'_{55}\Gamma_n)} \quad (1-30)$$

La fonction de transfert simplifiée, obtenue en négligeant les termes du module proche de -60 dB et en supposant la source et le détecteur adaptés, permet de réduire le graphe de la figure 1.24, ainsi que nous l'avons fait dans le cas du réflectomètre. On aboutit alors au graphe simplifié présenté figure 1.26, qui met en évidence les paramètres critiques du pont :

- l'isolation, S_{41}
- les coefficients de réflexion des ports de mesure ($S'_{33}S'_{55}$) et de référence (S_{22})
- le couplage entre les voies (S_{23}, S_{52})

De plus, il convient de remarquer que l'effet des termes de couplage sur le signal de sortie est caractéristique non pas du coefficient à mesurer Γ_{53} , mais des coefficients de réflexion Γ_m et Γ_n du quadripôle, qui viennent par ailleurs perturber le terme contenant Γ_{53} .

1.6.4 Détermination de la fonction d'approximation

L'expression de la fonction de transfert simplifiée établie au § 1.6.3. peut être écrite sous la forme :

$$W = S_{41} + \frac{\Gamma'_a\Gamma_e}{1 - S_{22}\Gamma_e} + \Gamma'_b\Gamma'_{53} \quad (1-31)$$

avec : $\Gamma'_a = \rho'_a e^{j\Phi'_a} = S_{21}S_{42} + S_{31}S_{23}S_{42}\Gamma_m + S_{21}S_{52}S_{45}\Gamma_n$

$$\Gamma'_b = \rho'_b e^{j\Phi'_b} = S_{31}S_{45}$$

$$\Gamma'_{53} = \frac{\Gamma_{53}}{1 - S'_{33}\Gamma_m - S'_{55}\Gamma_n}$$

Nous avons de nouveau pu négliger dans le développement de W des termes dont le module est proche de -60 dB.

Compte tenu de la similitude entre cette expression et celle que nous avons obtenue pour la mesure de coefficients de réflexion, il suffit de retranscrire la fonction détectée établie précédemment (1-20) :

$$\begin{aligned}
 |W|^2 = & \rho_b'^2 \rho_{53}'^2 + \rho_{41}'^2 + 2 \rho_b' \rho_{53}' \rho_{41}' \cos(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi_{41}) + \\
 & \frac{1}{D} \left[\rho_e^2 \rho_a'^2 + 2 \rho_{22} \rho_a' \rho_b' \rho_{53}' \left[\cos(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a - \Phi_e) - \rho_{22} \rho_e \cos(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a + \Phi_{22}) \right] \right. \\
 & \left. + 2 \rho_e \rho_a' \rho_{41}' \left[\cos(\Phi_{41} - \Phi'_a - \Phi_e) - \rho_{22} \rho_e \cos(\Phi_{41} - \Phi'_a + \Phi_{22}) \right] \right]
 \end{aligned}
 \tag{1-32}$$

avec $D = 1 + \rho_{22}^2 \rho_e^2 - 2 \rho_{22} \rho_e \cos(\Phi_{22} + \Phi_e)$

La mesure de Γ_{53} nécessite donc la détermination de cinq coefficients, dont l'expression analytique est la suivante :

$$\begin{aligned}
 A_0 = & \rho_b'^2 \rho_{53}'^2 + \rho_{41}'^2 + \frac{\rho_e^2 \rho_a'^2}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} + 2 \rho_b' \rho_{41}' \rho_{53}' \cos(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi_{41}) \\
 A_1 = & 2 \rho_b' \rho_{53}' \rho_e \rho_a' \cos(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a) + 2 \rho_{41}' \rho_{22} \rho_a' \cos(\Phi_{41} - \Phi'_a) + 2 \rho_e^3 \rho_a'^2 \rho_{22} \cos \Phi_{22} \\
 A_2 = & 2 \rho_b' \rho_{53}' \rho_e \rho_a' \sin(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a) + 2 \rho_{41}' \rho_{22} \rho_a' \sin(\Phi_{41} - \Phi'_a) - 2 \rho_e^3 \rho_a'^2 \rho_{22} \sin \Phi_{22} \\
 A_3 = & 2 \rho_e^2 \rho_b' \rho_{53}' \rho_a' \rho_{22} \cos(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a - \Phi_{22}) + 2 \rho_e^2 \rho_{41}' \rho_{22} \rho_a' \cos(\Phi_{41} - \Phi'_a - \Phi_{22}) \\
 & + 2 \rho_e^4 \rho_a'^2 \rho_{22}^2 \cos 2 \Phi_{22} \\
 A_4 = & 2 \rho_e^2 \rho_b' \rho_{53}' \rho_a' \rho_{22} \sin(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a - \Phi_{22}) + 2 \rho_e^2 \rho_{41}' \rho_{22} \rho_a' \sin(\Phi_{41} - \Phi'_a - \Phi_{22}) \\
 & - 2 \rho_e^4 \rho_a'^2 \rho_{22}^2 \sin 2 \Phi_{22}
 \end{aligned}
 \tag{1-33}$$

Toutefois, dans le cas de quadripôles non adaptés, la détermination de Γ_{53} passe nécessairement par la mesure préalable des coefficients de réflexion du quadripôle à tester, que nous évoquons au chapitre 2.

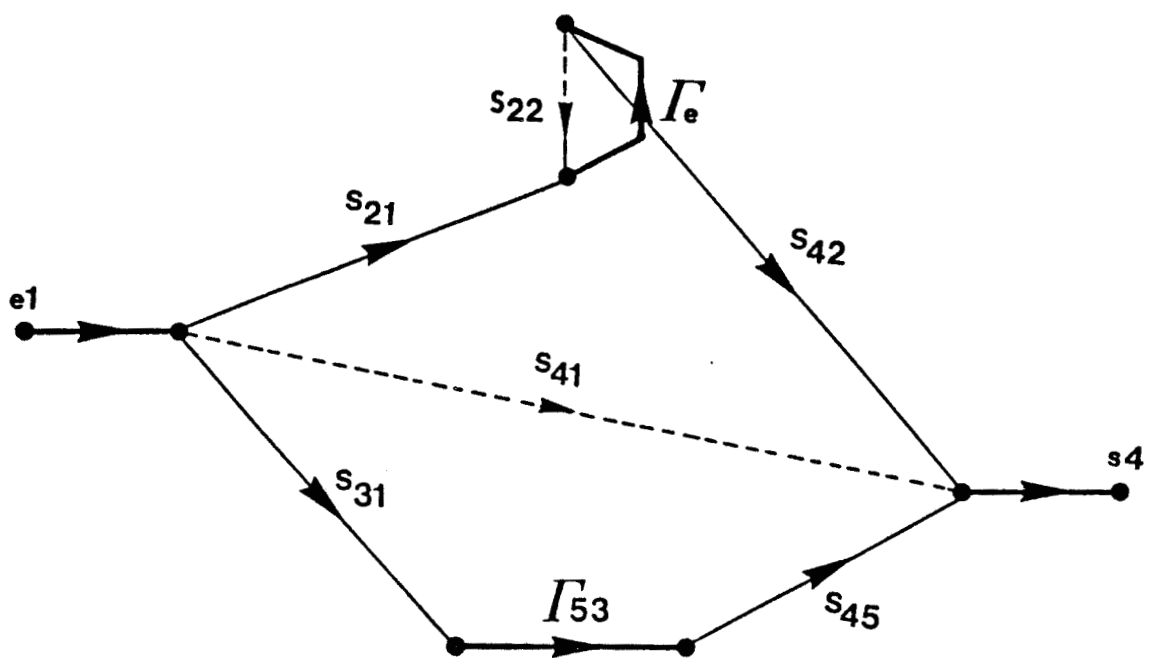


Figure 1.27 : Graphe simplifié associé à la mesure de quadripôles adaptés.

1.6.5 Cas particulier des quadripôles adaptés

Lorsque le quadripôle à mesurer est adapté, ($\Gamma_m \neq \Gamma_n \neq 0$) on peut de nouveau simplifier la fonction de transfert W , qui admet alors pour expression :

$$W = S_{41} + \frac{S_{21}S_{42}\Gamma_e}{1 - S_{22}\Gamma_e} + S_{31}S_{45}\Gamma_{53} \quad (1-34)$$

Les effets de couplage entre les voies et de désadaptation des ports de mesure sont, dans ce cas, minimisés, comme le montre le graphe simplifié de la figure 1.27.

Le coefficient de transmission Γ_{53} peut alors être déterminé à l'aide des coefficients A_1 et A_2 de la fonction d'approximation, en utilisant la relation (1-7) :

$$A_1 = 2\rho'_b\rho'_{53}\rho_e\rho'_a \cos(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a) + 2\rho_{41}\rho_{22}\rho'_a \cos(\Phi_{41} - \Phi'_a) + 2\rho_e^3\rho_a'^2\rho_{22} \cos\Phi_{22}$$

$$A_2 = 2\rho'_b\rho'_{53}\rho_e\rho'_a \sin(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a) + 2\rho_{41}\rho_{22}\rho'_a \sin(\Phi_{41} - \Phi'_a) - 2\rho_e^3\rho_a'^2\rho_{22} \sin\Phi_{22}$$

avec $\Gamma'_a = S_{21}S_{42}$
 et $\Gamma'_b = S_{31}S_{45}$

1.6.6 Mesures de quadripôles adaptés

1.6.6.1 Choix et caractérisation de la charge-test

La charge-test utilisée pour la mesure de coefficients de transmission est un atténuateur adapté (HP 8494B), ajustable de 0 à -11 dB par pas de 1 dB.

La caractérisation de cet élément a été effectuée à 1.5 GHz à l'analyseur de réseaux HP8510 ; des mesures en reproductibilité ont permis de conclure à une incertitude maximale sur le coefficient de transmission de :

- 0,002 en module
- 0,04° en phase

ce qui est tout à fait satisfaisant, compte tenu des précisions auxquelles nous souhaitons parvenir.

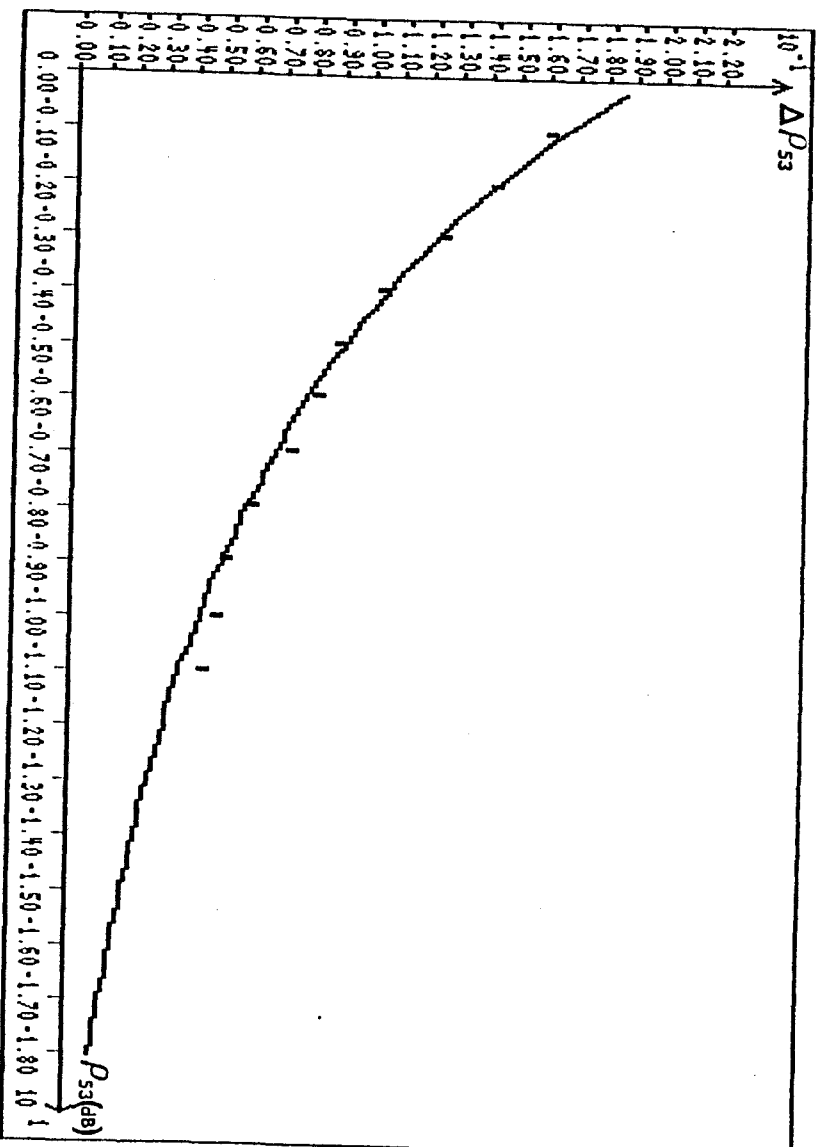


Figure 1.28

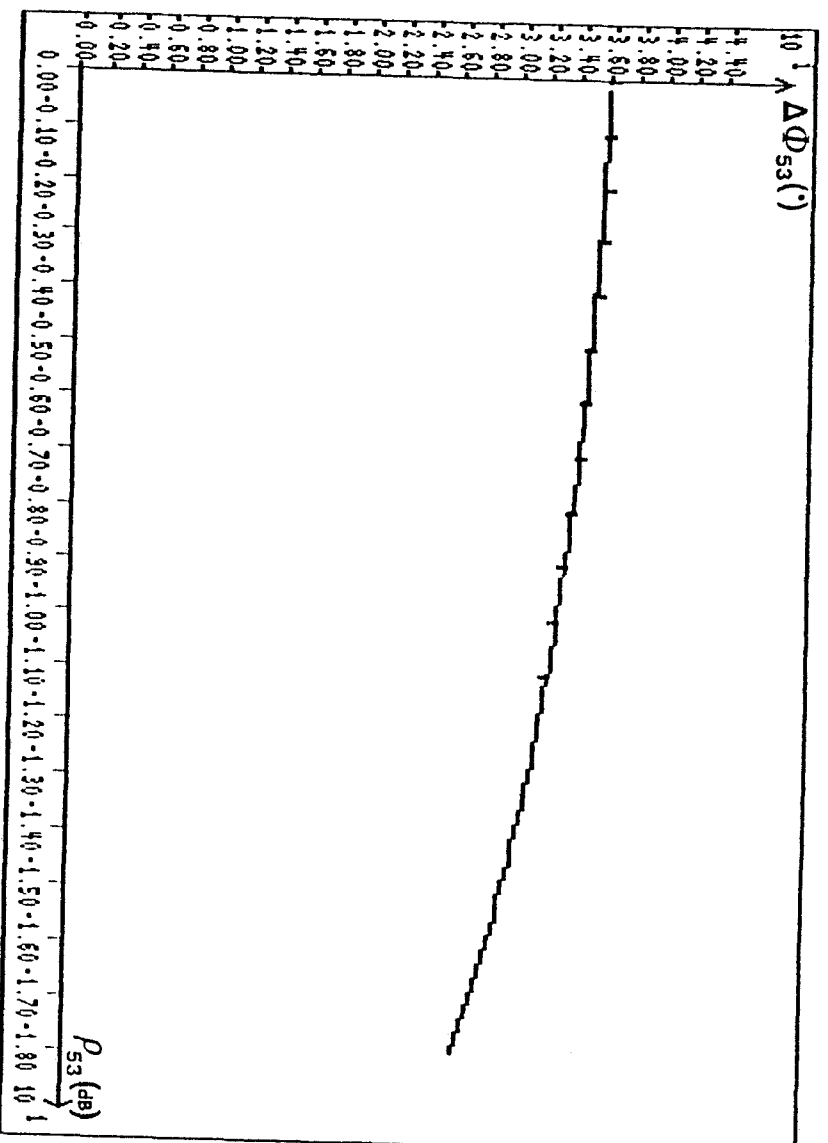


Figure 1.29

Figures 1.28 et 1.29 :

Comparaison théorie-expérience de l'incertitude sur le module (figure 1.28) et sur la phase (figure 1.29) du coefficient de transmission d'un quadripôle adapté.

- Simulation
- Mesures.

1.6.6.2 Résultats

Le prototype destiné à la mesure de coefficients de transmission, décrit au § 1.3.4.1., est doté de la même procédure d'automatisation que le réflectomètre.

Nous avons également procédé à une simulation de la fonction de transfert développée dans le cas de quadripôles adaptés, ce qui nous permet, figures 1.28 et 1.29, de présenter une comparaison théorie (—) expérience (■).

Ces courbes illustrent l'erreur commise lors de la mesure de coefficients de transmission ; on constate notamment :

- une incertitude maximale de 0,2 sur ρ_{53}
- une erreur de phase comprise entre -36° et -26° .

Deux phénomènes sont ainsi mis en évidence :

- la dissymétrie en module et phase des deux voies du pont de mesure, qui apparaît lorsque $|\Gamma_{53}| = 1$,
- le défaut d'isolation du système, qui affecte particulièrement la mesure lorsque $|\Gamma_{53}|$ tend vers 0.

Il convient donc d'étudier un mode de correction de ces deux défauts.

1.7 Conclusion

Après avoir rappelé les différents procédés de mesure de paramètres S en hyperfréquences (analyseurs de réseau hétérodyne et homodyne, réseau "six-ports"), il nous a semblé intéressant d'étudier un dispositif de mesure encore plus simple, susceptible d'entrer dans la réalisation de nouveaux types de capteurs. Il s'agit d'un dispositif interférométrique du type "multi-état", dont nous avons tout d'abord exposé le principe.

Il nous est alors apparu indispensable d'en étudier le fonctionnement de manière rigoureuse, en tenant compte des imperfections prévisibles de ses éléments constitutifs.

L'élaboration du graphe de fluence du système considéré comme un multipôle permet, dans le cas de mesure de coefficients de réflexion et de transmission, de déterminer la fonction de transfert correspondante. Dans un premier temps, nous établissons à l'aide des règles de Mason l'expression

générale de cette fonction de transfert, où figurent l'ensemble des paramètres S_j du pont de mesure.

La mise en oeuvre d'un prototype fonctionnant à 1.5 GHz et sa caractérisation à l'analyseur de réseau nous autorise ensuite à opérer des simplifications successives, certains termes s'avérant négligeables. On a pris soin en effet d'utiliser une source et un détecteur de sortie adaptés et l'isolation des coupleurs et des circulateurs est de l'ordre de -25 à -30 dB.

La comparaison de la fonction de transfert du système réel avec l'équation idéale met en évidence les paramètres critiques du pont de mesure et leurs effets : dissymétrie et excès d'atténuation du pont, couplage direct source-détecteur, désadaptation des ports de mesure et de référence.

La comparaison théorie-expérience a permis, compte-tenu de la bonne concordance observée entre les courbes d'incertitude simulées et mesurées de conclure à la validité de notre étude.

Toutefois, les écarts observés entre les valeurs relevées à l'analyseur de réseau et celles fournies par la simulation ou la mesure s'avèrent, malgré la bonne qualité des composants utilisés, relativement importants.

Compte tenu de la bonne reproductibilité des mesures, il ne nous semble cependant pas nécessaire de remettre en cause le principe du système, mais plutôt de mettre en oeuvre un mode de correction vectorielle des erreurs, voisin des méthodes de calibrage habituellement utilisées sur les analyseurs de réseau.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 1

- [1] SEMINAIRE HEWLETT-PACKARD
"Mesures Vectorielles avec les Analyseurs de Réseau HF et Hyper"
- [2] G.F. ENGEN
"The Six-Port Reflectometer : An Alternative Network Analyzer"
IEEE Transactions MTT-25, pp 1075-1080, Dec. 1977.
- [3] G.F. ENGEN
"An Improved Circuit for Implementing the Six-Port Technique of Microwave Measurements"
IEEE Transactions MTT-25, pp 1080-1083, Dec. 1977
- [4] C.A. HOER
"A Network Analyzer Incorporating Two Six-Port Reflectometers"
IEEE Transactions MTT-25, pp 1070-1074, Dec. 1977.
- [5] B. SCHIEK, J. KÖHLER, W. SCHILZ
" A Modulated Subcarrier Technique with Instantaneous Amplitude and Phase Information"
IEEE Transactions IM-25, pp 128-131, June 1976
- [6] L.C. OLDFIELD, J.P. IDE, E.J. GRIFFIN
"A Multistate Reflectometer"
IEEE Transactions IM-34, pp 198-201, June 1985
- [7] A. ANGOT
"Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs"
Ed. Masson, pp 761-763.
- [8] HEWLETT-PACKARD
"Fixed - frequency sine wave curve fit"
Hewlett-Packard journal, p 48, february 1988.

- [9] K. BRANTERVIK, E.L. KOLLBERG
"A New Four-Port Automatic Network Analyzer : Part I - Description and Performance"
IEEE Transactions MTT-33, pp 563-568, July 1985.
- [10] K. BRANTERVIK, E.L. KOLLBERG
"A New Four-Port Automatic Network Analyzer : Part II - Theory"
IEEE Transactions MTT-33, pp 569-575, July 1985
- [11] P. HEUCHON
"Conception d'un pont interférométrique multi-état en vue de la mesure en micro-ondes d'un coefficient de réflexion ou de transmission"
Mémoire CNAM, Lille, Mars 1989.
- [12] J.K. HUNTON
"Analysis of Microwave Measurement Techniques by Means of Signal Flow Graphs"
IRE Transactions, MTT-8, pp 206-212, March 1960.
- [13] P.I. SOMLO
"A Six-Port Reflectometer and its Complete Characterization by Convenient Calibration Procedures"
IEEE Transactions MTT-30, pp 186-192, Feb. 1982.
- [14] G.F. ENGEN
"Calibrating the Six-Port Reflectometer by Means of Sliding Terminations"
IEEE Transactions MTT-26, pp 951-957, Dec 1978.
- [15] G.F. ENGEN
"Thru-Reflect-Line : An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer"
IEEE Transactions MTT-27, pp 987-992, Dec 1979.
- [16] C.A. HOER
"Performance of a Dual Six-Port Automatic Network Analyzer"
IEEE Transactions MTT-27, pp 993-998, Dec 1979

Chapitre 2

Etude et correction des erreurs de mesure

Chapitre 2

Etude et correction des erreurs de mesure

2.1 Introduction

Les résultats obtenus à l'aide du prototype à 1.5 GHz ont montré la nécessité de mettre en oeuvre une correction de la mesure de coefficients de réflexion ou de transmission.

Une étude des différentes causes d'erreurs systématiques susceptibles de perturber la mesure en hyperfréquences nous conduit à une modélisation et à une représentation, sous forme de graphes, de ces erreurs. Une correction vectorielle peut alors être apportée à la mesure, à l'issue d'une opération préalable de calibrage du système de test.

Ce formalisme, appliqué à la mesure de coefficients de réflexion, conduit à un graphe d'erreur comportant trois paramètres complexes ; le calibrage ne nécessite donc que trois charges connues.

En revanche, l'application de ces modèles d'erreur à la mesure de coefficients de transmission s'avère plus complexe, et nous amène à dissocier deux cas :

- les quadripôles adaptés, qui minimisent l'effet de certains termes d'erreur et réduisent à deux le nombre des mesures nécessaires au calibrage,
- les quadripôles non-adaptés, auxquels on associe un modèle d'erreurs plus complet, comportant dix termes.

Nous développons par ailleurs un procédé de calibrage du détecteur de sortie, dont la réponse présente une légère dérive par rapport à la loi quadratique, et produit également des erreurs de mesure.

2.2 Analyse des erreurs systématiques

Il existe, dans les analyseurs de réseau, deux catégories d'erreurs de mesure [1] :

- les erreurs aléatoires, non reproductibles,
- les erreurs systématiques, reproductibles.

Les premières sont imputables soit au bruit, soit à des variations de l'environnement et des paramètres du système survenues entre le calibrage et la mesure ; il est impossible de les modéliser ni

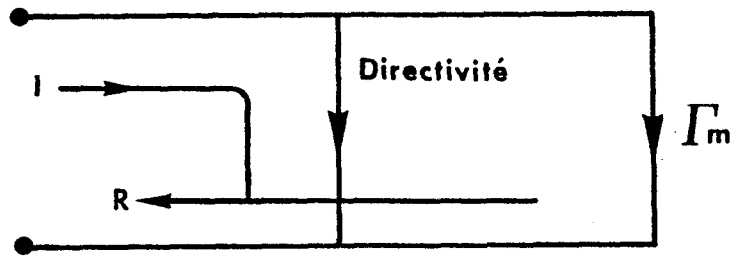


Figure 2.1 : Représentation de l'erreur de directivité.

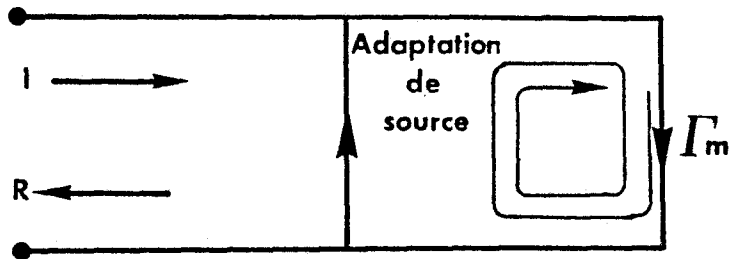


Figure 2.2 : Représentation de l'erreur d'adaptation de source.

même de les mesurer avec une précision suffisante.

En revanche, les secondes, caractéristiques des défauts que présente le système par rapport à la configuration de mesure idéale, peuvent être décrites par un modèle physique et corrigées vectoriellement ; nous nous attacherons donc à l'étude de ces erreurs systématiques, qui d'ailleurs s'avèrent prépondérantes en hyperfréquences.

Un dispositif de mesure parfait est caractérisé par une dynamique, une isolation et une directivité infinies, il ne présente pas de désadaptations et doit avoir une réponse en fréquence uniforme. Ceci permet de définir les erreurs systématiques générées par un analyseur de réseau.

- **erreur de directivité** : elle représente la somme des signaux qui, lors d'une mesure de coefficient de réflexion, n'atteignent pas la charge à mesurer. La figure 2.1 illustre ce phénomène dû à une mauvaise séparation du signal et aux réflexions parasites engendrées par le câble ou l'adaptateur de mesure. La combinaison de ces signaux conduit à une erreur de mesure qui affecte particulièrement les faibles coefficients de réflexion, limitant ainsi la dynamique du système. La directivité des systèmes de test, qui est typiquement de l'ordre de 26 dB, peut néanmoins être améliorée grâce à une correction vectorielle .
- **erreur d'adaptation de la source** : elle provient de la désadaptation du port de mesure (source) qui, en renvoyant au dispositif sous test une partie du signal réfléchi, génère des réflexions multiples. L'erreur d'adaptation de source schématisée figure 2.2 est donc proportionnelle au produit des coefficients de réflexion de la charge à tester et du port de mesure.
- **erreur d'adaptation de la charge** : c'est, lors de la mesure de quadripôles, l'erreur causée dans le plan d'entrée par la désadaptation du port de sortie ; ses effets peuvent être analysés de façon similaire à ceux de l'erreur d'adaptation de source.
- **erreur d'isolation** : elle représente la somme des signaux générés par la diaphonie des voies de mesure et de référence et affecte particulièrement la mesure de faibles coefficients de transmission.

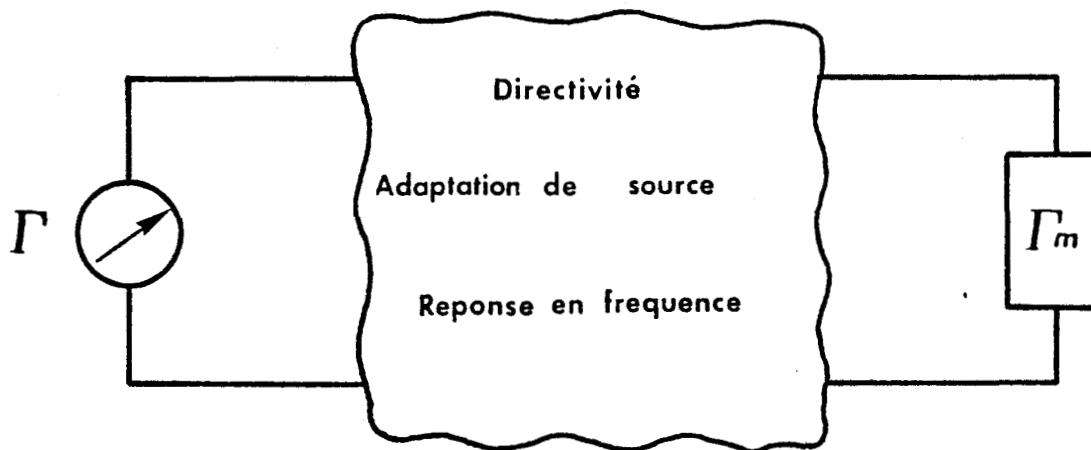


Figure 2.3 : Erreurs systématiques affectant la mesure du coefficient de réflexion d'un dipôle.

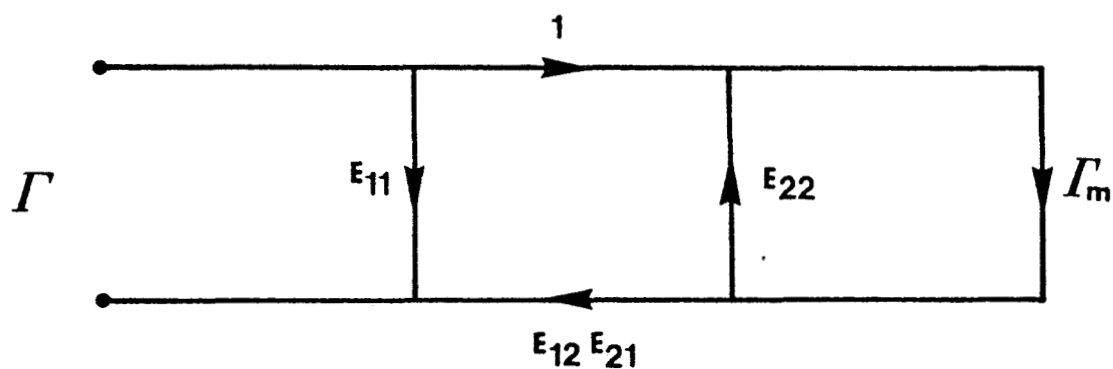


Figure 2.4 : Graphe représentatif des erreurs en réflexion.

- **erreur de réponse en fréquence** : elle rend compte de toutes les variations du système de test dues à la fréquence, tant en amplitude qu'en phase ; l'erreur de réponse en fréquence caractérise notamment la dissymétrie des voies de référence et de mesure. Elle intervient à la fois lors des mesures en réflexion et en transmission.

2.3 Correction des erreurs en réflexion

2.3.1 Définition du graphe d'erreur

Parmi toutes les erreurs systématiques que nous avons analysées au § 2.2 celles qui affectent la mesure de coefficient de réflexion sont au nombre de trois (figure 2.3) :

- directivité,
- adaptation de source,
- réponse en fréquence.

Afin de relier aisément le coefficient de réflexion mesuré Γ au coefficient de réflexion réel du dipôle Γ_m , on adopte une représentation vectorielle de ces erreurs, qui conduit à la mise en place du graphe de transfert de la figure 2.4. La correspondance entre les termes d'erreurs et les paramètres du graphe est la suivante :

- E_{11} : erreur de directivité
- E_{22} : erreur d'adaptation de source
- $E_{12}E_{21}$: erreur de réponse en fréquence

2.3.2 Correction du coefficient de réflexion

L'ensemble des erreurs systématiques survenant lors de la mesure du coefficient de réflexion Γ_m est donc modélisé par un quadripôle placé entre le dipôle sous test et le système, maintenant supposé idéal. Ce dernier fournit la valeur de Γ qu'on peut exprimer en fonction de Γ_m à l'aide de E_{11}, E_{22} et E_{12}, E_{21} :

$$\Gamma = E_{11} + \frac{E_{12}E_{21}\Gamma_m}{1 - E_{22}\Gamma_m} \quad (2-1)$$

On obtient inversement :

$$\Gamma_m = \frac{\Gamma - E_{11}}{E_{12}E_{21} + E_{22}(\Gamma - E_{11})} \quad (2-2)$$

La correction des erreurs engendrées par le système se ramène donc à la détermination des trois paramètres du quadripôle d'erreur. Cette opération, dénommée calibrage, consiste à effectuer une mesure sur trois charges connues, de coefficients de réflexion $\Gamma_{m0}, \Gamma_{m1}, \Gamma_{m2}$ dont les valeurs mesurées sont respectivement $\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2$.

Les trois paramètres d'erreur admettent alors pour expression :

$$E_{11} = \frac{\Gamma_{m0}\Gamma_{m1}\Gamma_2(\Gamma_0 - \Gamma_1) + \Gamma_{m1}\Gamma_{m2}\Gamma_0(\Gamma_1 - \Gamma_2) + \Gamma_{m2}\Gamma_{m0}\Gamma_1(\Gamma_2 - \Gamma_0)}{\Gamma_{m0}\Gamma_{m1}(\Gamma_0 - \Gamma_1) + \Gamma_{m1}\Gamma_{m2}(\Gamma_1 - \Gamma_2) + \Gamma_{m2}\Gamma_{m0}(\Gamma_2 - \Gamma_0)} \quad (2-3)$$

$$E_{22} = \frac{\Gamma_{m0}(\Gamma_1 - E_{11}) + \Gamma_{m1}(E_{11} - \Gamma_0)}{\Gamma_{m0}\Gamma_{m1}(\Gamma_1 - \Gamma_0)} \quad (2-4)$$

$$E_{12}E_{21} = \frac{(1 - E_{22}\Gamma_{m0})(\Gamma_0 - E_{11})}{\Gamma_{m0}} \quad (2-5)$$

Néanmoins on peut s'affranchir du calcul préalable de ces trois coefficients, en utilisant pour corriger le coefficient de réflexion la relation bilinéaire suivante :

$$\frac{(\Gamma_m - \Gamma_{m0})(\Gamma_{m1} - \Gamma_{m2})}{(\Gamma_m - \Gamma_{m1})(\Gamma_{m0} - \Gamma_{m2})} = \frac{(\Gamma - \Gamma_0)(\Gamma_1 - \Gamma_2)}{(\Gamma - \Gamma_1)(\Gamma_0 - \Gamma_2)} \quad (2-6)$$

où Γ désigne le coefficient de réflexion mesuré par le système et Γ_m la valeur corrigée que l'on cherche à obtenir.

2.3.3 Choix de la méthode de calibrage

On distingue, en ce qui concerne le choix des éléments de correction, deux méthodes

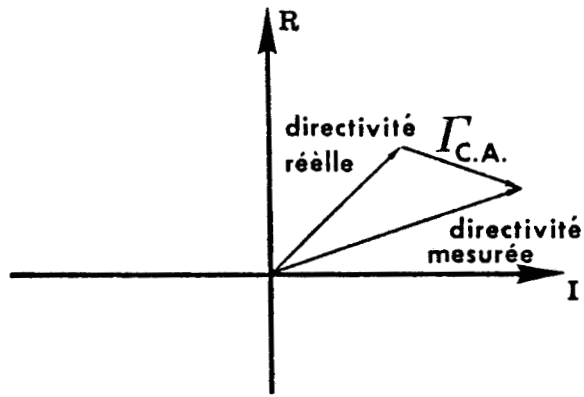


Figure 2.5 : Représentation de la directivité effective : effet de la charge adaptée utilisée pour le calibrage.

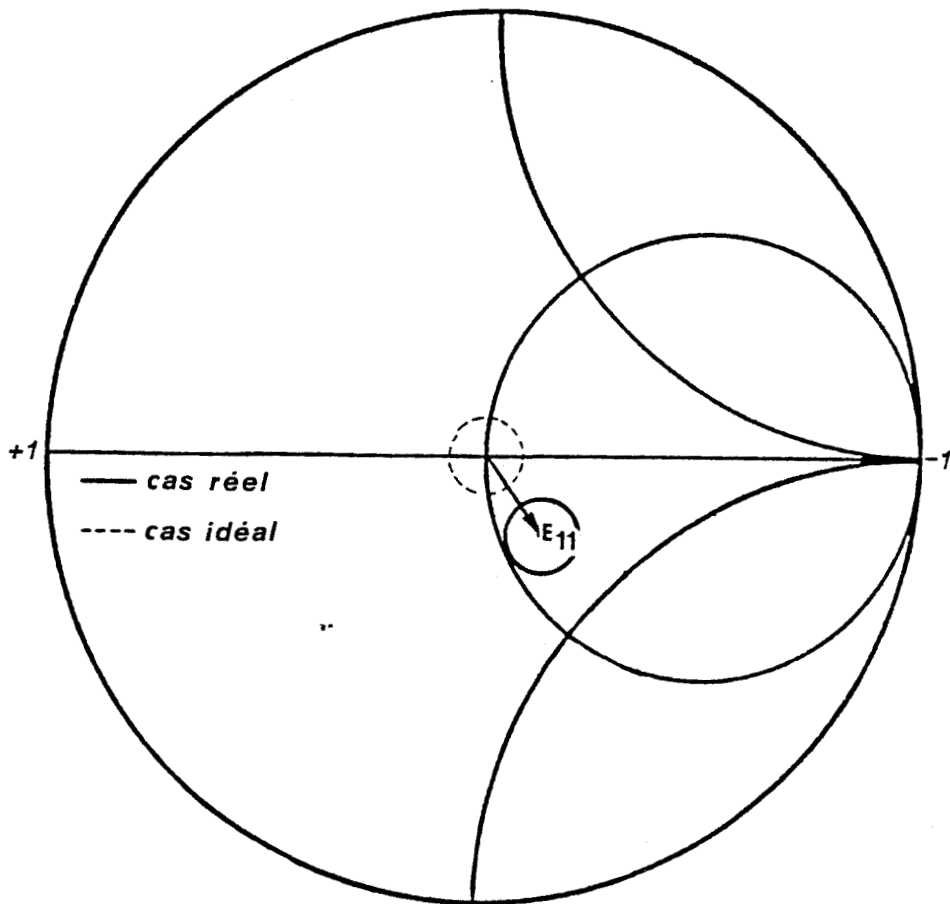


Figure 2.6 : Détermination de la directivité à l'aide d'une charge glissante.

couramment employées [3] : il s'agit de la méthode mise en oeuvre dans les appareils de mesure Hewlett-Packard et de la méthode des courts-circuits décalés.

2.3.3.1 Méthode "Hewlett-Packard" [1]

Les trois éléments de calibrage utilisés dans cette méthode sont :

- la charge adaptée : $\Gamma_{m0} = 0$
- le court-circuit : $\Gamma_{m1} = 1 \cdot e^{j\pi}$
- le circuit-ouvert : $\Gamma_{m2} = 1$

Le court-circuit, présent dans la plupart des méthodes de calibrage, définit le plan de référence de la mesure de coefficient de réflexion.

La charge adaptée permet quant à elle de mesurer la directivité du système ; elle est constituée, pour les fréquences les plus basses, d'une charge 50 Ω fixe. Or, la directivité effective (c'est-à-dire après correction) du système est directement liée à la qualité de la charge adaptée utilisée, comme le montre la figure 2.5. Lorsque la fréquence augmente, on lui substitue donc une charge mobile de faible coefficient de réflexion qui génère un cercle d'impédances représenté figure 2.6 dont le centre définit l'erreur de directivité.

Le circuit ouvert est assimilable, d'un point de vue électrique, à une petite capacité (figure 2.7) dont la valeur dépend à la fois de la fréquence et du type de connexion utilisé. Il présente donc en réalité un coefficient de réflexion complexe : $\Gamma_{m2} = -2 \operatorname{Arctg}(Z_0 C \omega)$.

2.3.3.2 Méthode des courts-circuits décalés [2]

Elle consiste à adjoindre au court-circuit de référence deux lignes court-circuitées de longueurs respectives l_1 et l_2 . Les coefficients de réflexion présentés par les trois éléments de calibrage sont alors :

$$\begin{aligned}\Gamma_{m0} &= 1 e^{j\pi} \\ \Gamma_{m1} &= 1 e^{j(\pi+\theta_1)} \\ \Gamma_{m2} &= 1 e^{j(\pi+\theta_2)}\end{aligned}$$

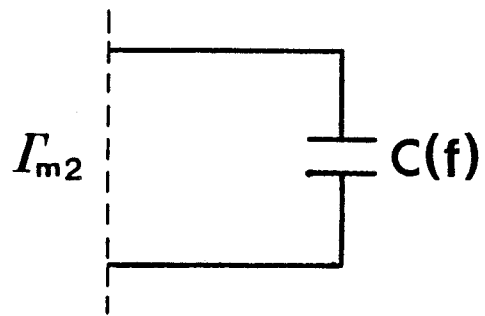


Figure 2.7 : Schéma équivalent d'un circuit-ouvert.

avec $\theta_1 = -\frac{4\pi l_1}{\lambda_g}$ et $\theta_2 = -\frac{4\pi l_2}{\lambda_g}$

On aura donc soin de choisir l_1 et l_2 de manière à ce que ces trois coefficients de réflexion soient régulièrement répartis sur le cercle unité.

Par exemple, $l_1 = \frac{\lambda_g}{6}$ et $l_2 = \frac{\lambda_g}{3}$.

Bianco [4] a effectué une comparaison de ces deux méthodes et montre que les courts-circuits décalés apportent une meilleure correction, dans une bande de fréquence étroite.

Il est en effet à souligner que la méthode des courts-circuits décalés est très sensible à la fréquence ; par ailleurs, elle se montre surtout efficace lorsque la charge à mesurer présente un coefficient de réflexion élevé.

La méthode Hewlett-Packard est en revanche peu sensible à la fréquence et assure une correction de l'ensemble de l'abaque.

On peut conclure, d'une manière générale, que le choix de la méthode de calibrage est dicté par le type de mesures auxquelles le système est destiné, la correction étant d'autant plus efficace que les charges à mesurer sont plus proches des éléments de calibrage.

2.3.4 Identification des vecteurs d'erreur

Afin d'établir le lien entre ce formalisme de correction d'erreurs et le fonctionnement du pont de mesure, nous nous attachons maintenant à mettre en évidence dans la fonction de transfert les différents vecteurs d'erreur.

Rappelons en premier lieu que pour déterminer le coefficient de réflexion Γ_m , on utilise les coefficients A_1 et A_2 de la fonction d'approximation associée à la fonction de transfert du pont :

$$A_1 = 2\rho'_m \rho_e \rho_a \cos(\Phi'_m - \Phi_a) + 2\rho_{41} \rho_e \rho_a \cos(\Phi_{41} - \Phi_a) + 2\rho_{22} \rho_e^3 \rho_a \cos \Phi_{22}$$

$$A_2 = 2\rho'_m \rho_2 \rho_1 \sin(\Phi'_m - \Phi_a) + 2\rho_{41} \rho_e \rho_a \sin(\Phi_{41} - \Phi_a) - 2\rho_{22} \rho_e^3 \rho_a \sin \Phi_{22}$$

On introduit dans ces expressions le terme complexe $\Gamma_{22} = \Gamma'_{22} e^{j\Phi_{22}}$ avec :

$$\begin{aligned} \rho'_{22} &= \rho_e^2 \rho_{22} \\ \Phi'_{22} &= -\Phi_{22} \end{aligned} \tag{2-7}$$

Il vient :

$$\begin{aligned} A_1 &= 2\rho'_m \rho_e \rho_a \cos(\Phi'_m - \Phi_a) + 2\rho_{41} \rho_e \rho_a \cos(\Phi_{41} - \Phi_a) + 2\rho'_{22} \rho_e \rho_a^2 \cos(\Phi'_{22} - \Phi_a + \Phi_a) \\ A_2 &= 2\rho'_m \rho_e \rho_a \sin(\Phi'_m - \Phi_a) + 2\rho_{41} \rho_e \rho_a \sin(\Phi_{41} - \Phi_a) - 2\rho'_{22} \rho_e \rho_a^2 \sin(\Phi'_{22} - \Phi_a + \Phi_a) \end{aligned} \quad (2-8)$$

On peut alors considérer que les coefficients A_1 et A_2 ainsi exprimés sont issus de la fonction de transfert :

$$W = \Gamma_a \Gamma_e + S_{41} + \Gamma_a \Gamma'_m \quad (2-9)$$

avec $\Gamma_a = S_{21} S_{42}$ et $\Gamma'_m = \frac{S_{31} S_{43} \Gamma_m}{1 - S_{33} \Gamma_m}$

En normalisant l'expression (2-9) par rapport à Γ_e , et en l'identifiant à la fonction de transfert parfaite $W' = \Gamma_e + \Gamma$, on obtient :

$$\Gamma = \frac{S_{41}}{S_{21} S_{42}} + \Gamma'_{22} + \frac{\frac{S_{31} S_{43}}{S_{21} S_{42}} \Gamma_m}{1 - S_{33} \Gamma_m} \quad (2-10)$$

où Γ représente le coefficient de réflexion mesuré par le pont et Γ_m le coefficient de réflexion réel de la charge en test.

L'expression des vecteurs d'erreur est alors obtenue par identification avec la relation (2-1) :

$$E_{11} = \frac{S_{41}}{S_{21} S_{42}} + \Gamma'_{22} \quad \text{Erreur de directivité} \quad (2-11)$$

$$E_{12} E_{21} = \frac{S_{31} S_{43}}{S_{21} S_{42}} \quad \text{Erreur de réponse en fréquence} \quad (2-12)$$

$$E_{22} = S_{33} \quad \text{Erreur d'adaptation de source} \quad (2-13)$$

Il est intéressant de remarquer que l'erreur de directivité est causée non seulement par le défaut d'isolation des circulateurs, S_{41} , mais également par le facteur de réflexion du port de référence, qui est à l'origine de Γ'_{22} . Le quadripôle d'erreur prend donc en compte les perturbations causées par S_{22} .

Les deux autres relations confirment que l'erreur de réponse en fréquence est imputable à la dissymétrie du pont, et que l'erreur d'adaptation de source est caractéristique du coefficient de réflexion du port de mesure, S_{33} .

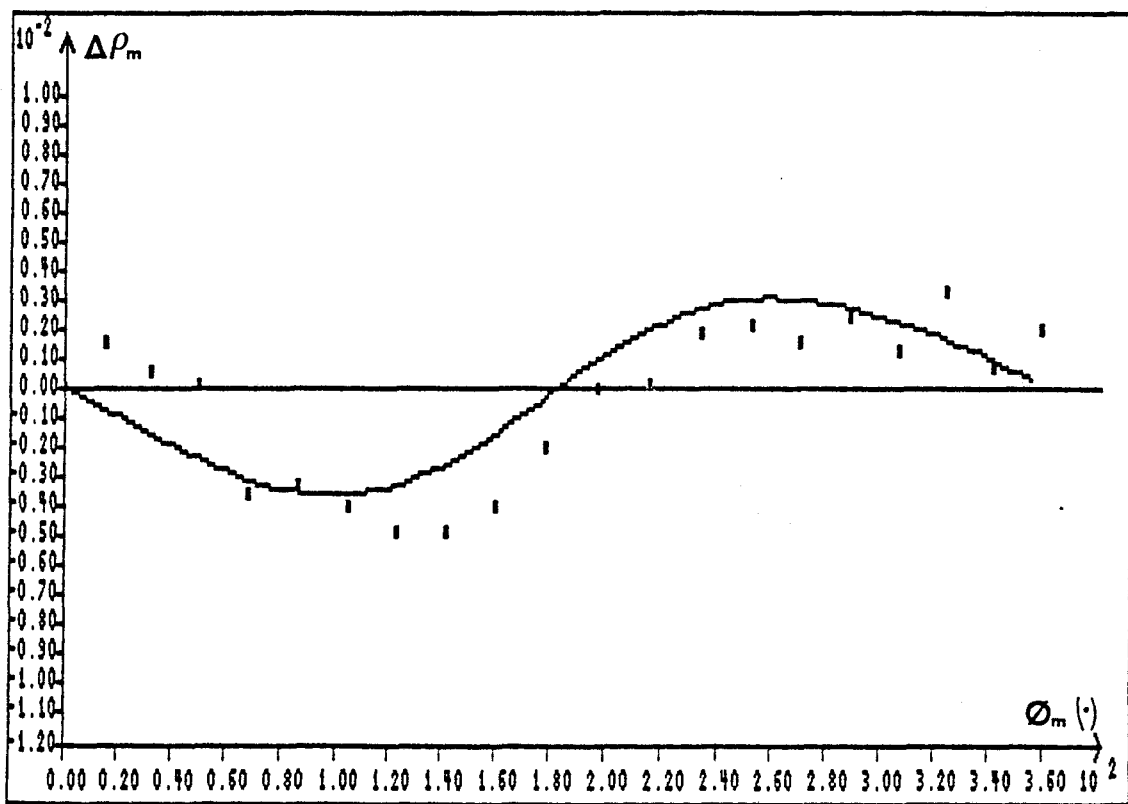


Figure 2.8

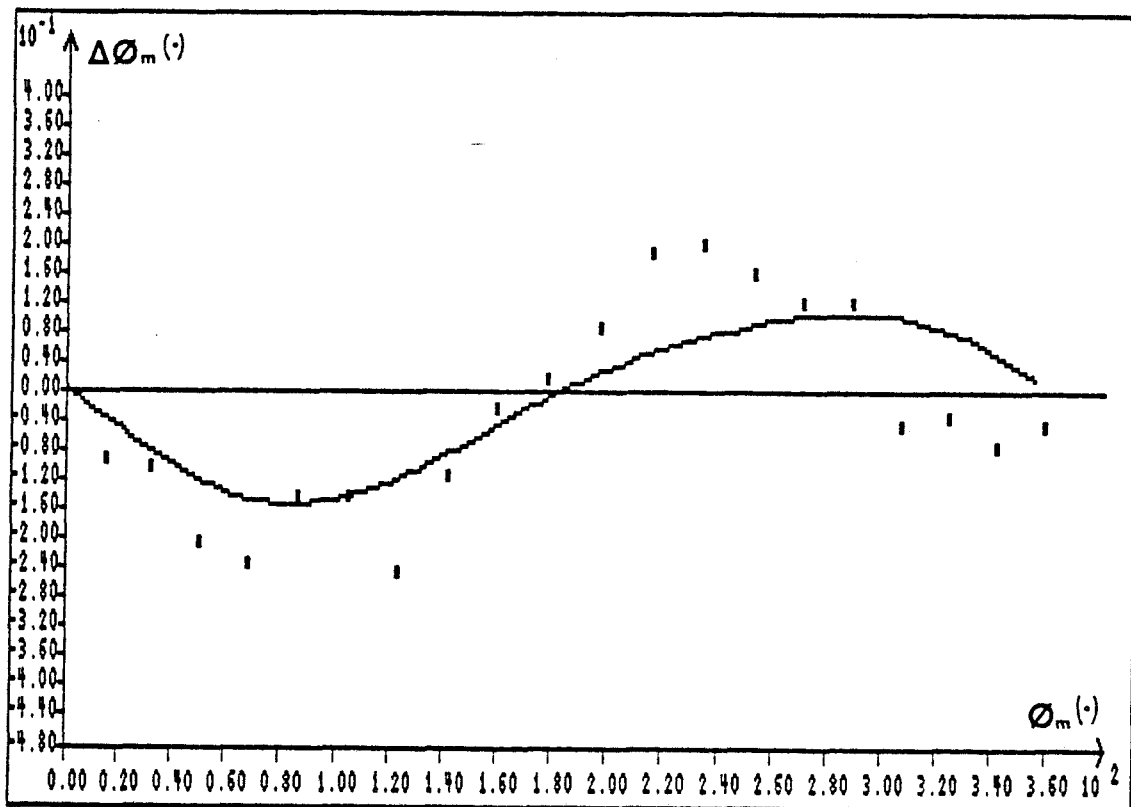


Figure 2.9

Figures 2.8 , 2.9 : Comparaison théorie-expérience de l'incertitude obtenue sur le module (Figure 2.8) et la phase (Figure 2.9) de la charge-test après correction des erreurs systématiques.

- Mesures
- Simulation

2.3.5 Résultats

Le principe de correction d'erreurs que nous venons d'exposer a été introduit à la fois dans le logiciel de simulation et dans le programme de mesure de coefficients de réflexion.

Le calibrage du réflectomètre est effectué à l'aide de la méthode Hewlett-Packard, dans laquelle le circuit-ouvert a toutefois été remplacé par une ligne coaxiale en circuit-ouvert de longueur $\lambda_g/2$.

Les trois charges de référence, de type SMA, ont été mesurées à l'analyseur de réseau (tableau 2.1). On a pris soin, afin d'assurer la cohérence des mesures, d'utiliser la même configuration que lors de la caractérisation de la charge-test et des lignes étalons.

Charge	ρ	Φ (degré)
C.A.	0,006	218
C.C.	1	181,4
C.O. décalé de $\lambda/2$	0,9627	3,25

Tableau 2.1 : Mesure à l'analyseur de réseau des coefficients de réflexion des charges de calibrage - F = 1.5 Ghz.

L'amélioration de la précision sur la mesure du piston de court-circuit est illustrée par les figures 2.8 et 2.9, qui présentent les courbes d'erreur simulée (—) et mesurée (■). L'erreur maximale relevée est de :

- ± 0.005 sur le module
- $\pm 0.3^\circ$ sur la phase du coefficient de réflexion

La correction s'avère d'autant plus efficace que la charge à mesurer est plus proche des éléments de calibrage.

On observe par ailleurs, tant par la simulation que par la mesure, des erreurs résiduelles qui sont sans doute dues aux simplifications opérées sur la fonction de transfert du réflectomètre. Nous avons notamment été amenés à négliger les termes de couplage et de réflexions entrée-sortie, qui ne sont pas davantage pris en compte par le quadripôle d'erreur.

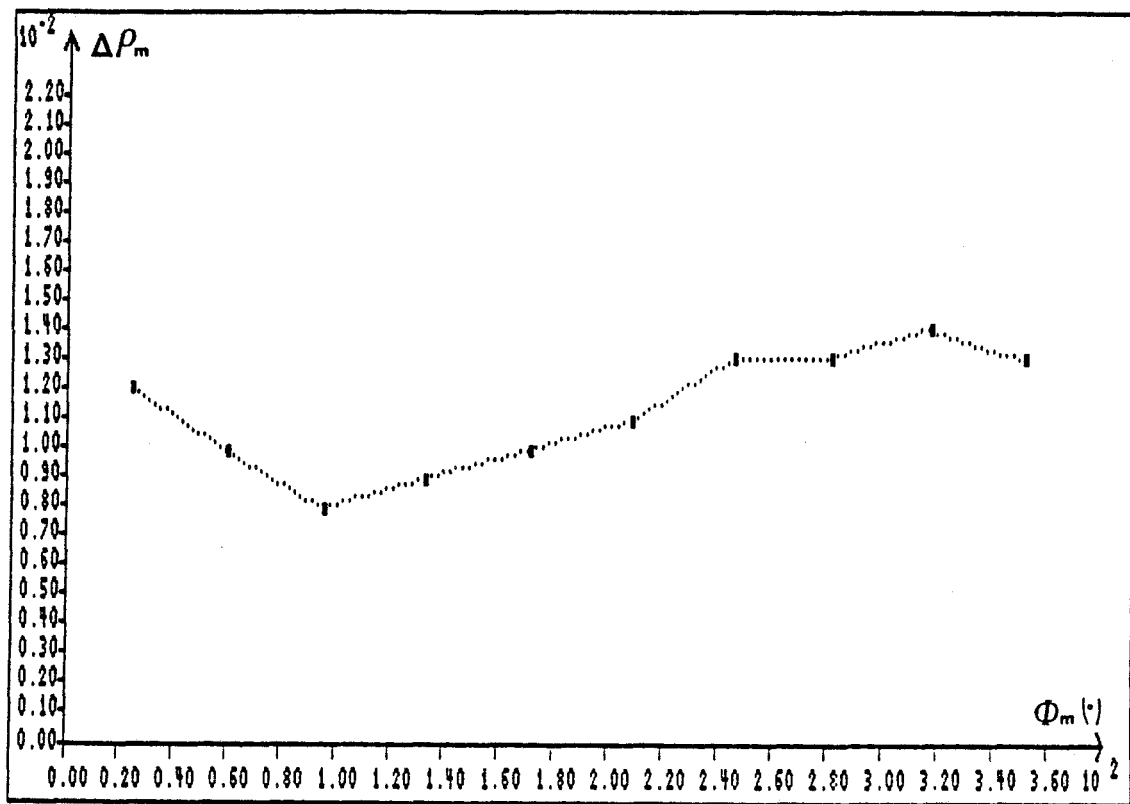


Figure 2.10a

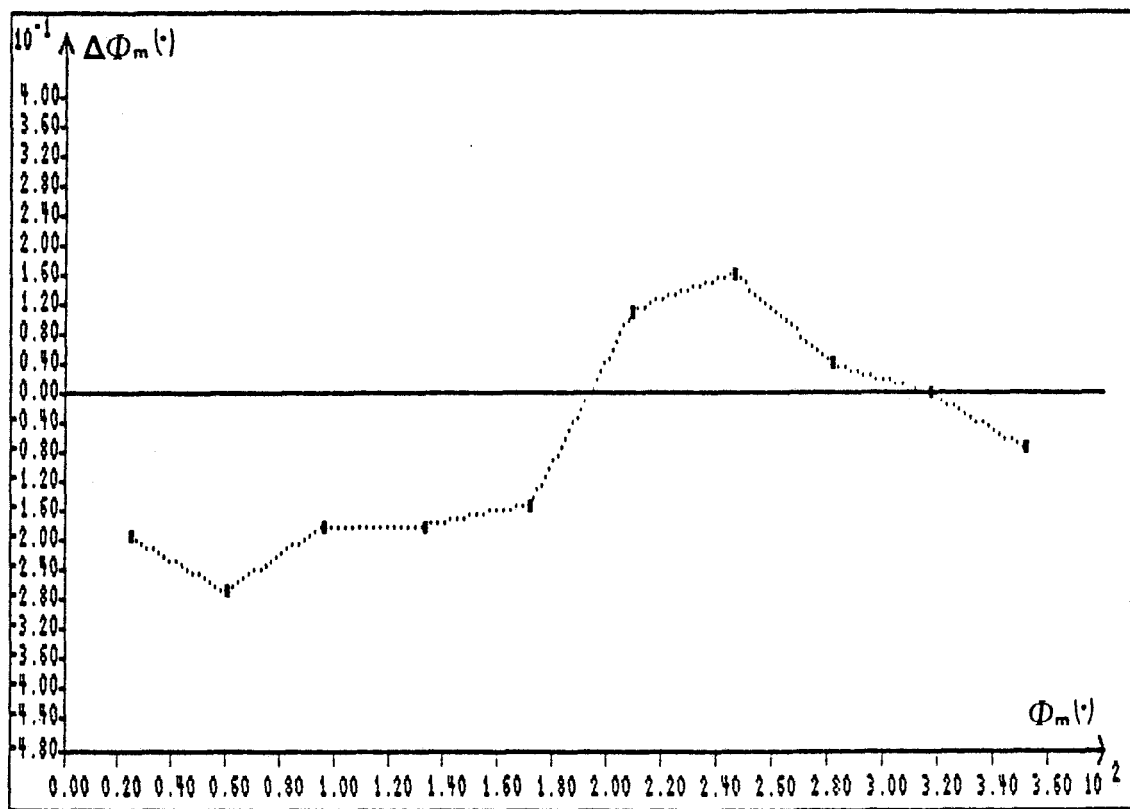


Figure 2.10b

Figure 2.10 : Incertitude obtenue en module (a) et en phase (b) sur la mesure de la charge-test associée à un atténuateur 3 dB.

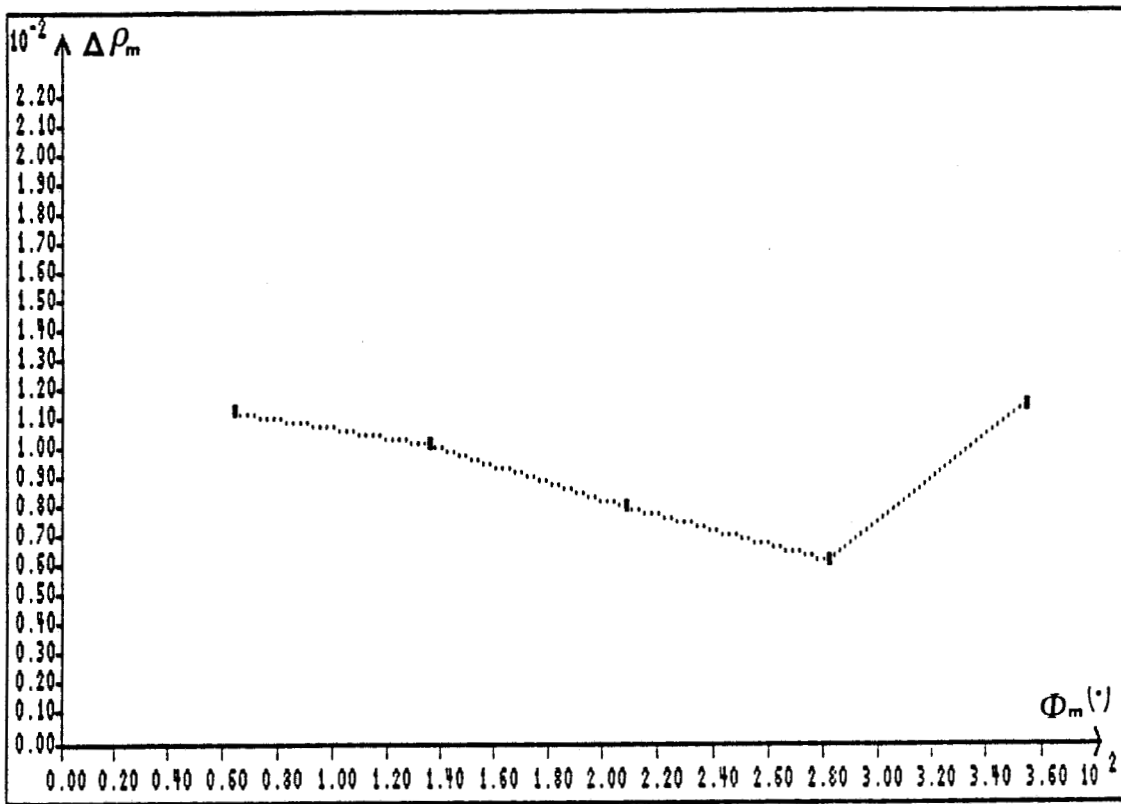


Figure 2.11a

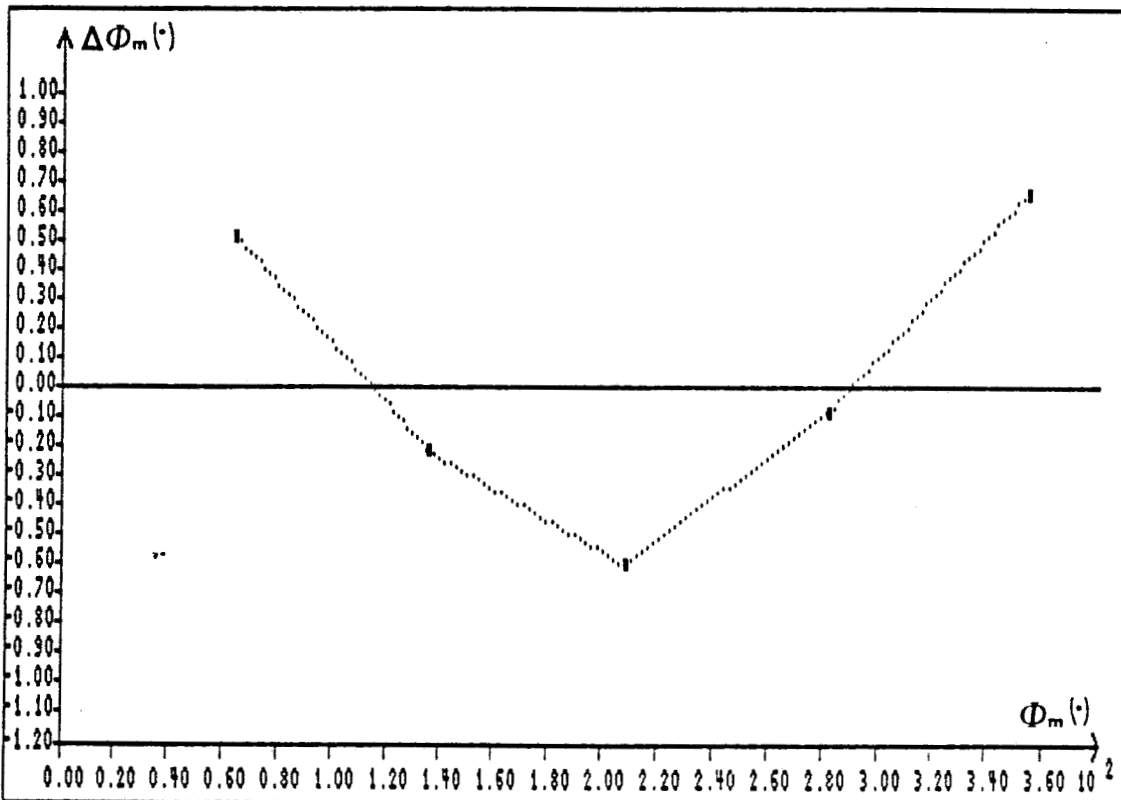


Figure 2.11b

Figure 2.11 : Incertitude obtenue en module (a) et en phase (b) sur la mesure de la charge-test associée à un atténuateur 6 dB.

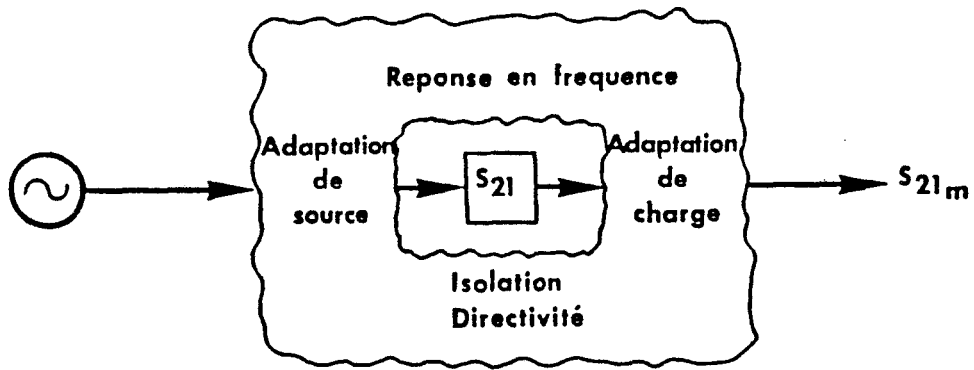


Figure 2.12 : Erreurs systématiques affectant la mesure d'un quadripôle.

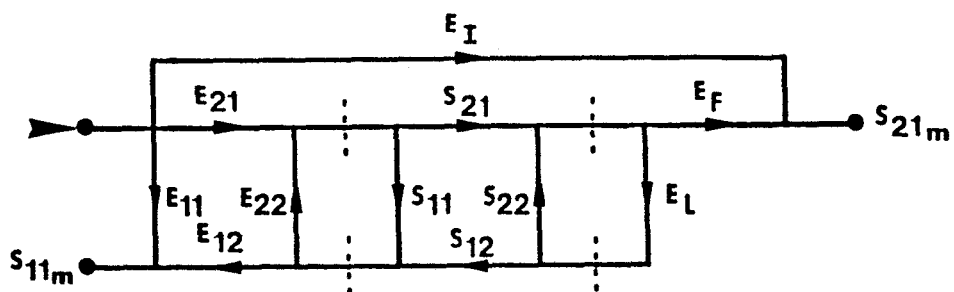


Figure 2.13 : Modèle d'erreur en transmission de type "one-path" d'après Rehnmark [5].

Afin de tester de manière complète le fonctionnement du prototype, nous avons effectué des mesures sur le même piston de court-circuit, précédé cette fois d'un atténuateur 3 ou 6 dB, ce qui génère des coefficients de réflexion dont le module est de l'ordre de 0,5 ou 0,25.

Ces nouvelles charges-test ont d'abord été calibrées à l'analyseur de réseau, puis mesurées à l'aide de notre système ; les figures 2.10 et 2.11 présentent l'écart relevé entre ces deux mesures, tant en module qu'en phase.

Alors que l'erreur commise sur la phase du coefficient de réflexion reste dans tous les cas inférieure à 1°, l'erreur sur le module est parfois supérieure à 1%.

On remarque que cette incertitude importante apparaît sur des charges dont le module du coefficient de réflexion est relativement éloigné de celui des charges de calibrage.

Ce phénomène nous conduit à mettre en cause le détecteur de sortie, qui présente une légère dérive par rapport à la loi quadratique. La réponse du système n'est donc pas linéaire, et ne peut être entièrement corrigée par la méthode vectorielle.

Un calibrage préalable du détecteur de sortie s'avère nécessaire, et sera considéré au § 2.5.

2.4 Correction des erreurs en transmission

2.4.1 Graphe d'erreur associé à la mesure de quadripôles

L'ensemble des erreurs systématiques que nous avons définies au § 2.2 interviennent lors de la mesure du coefficient de transmission d'un quadripôle quelconque ; elles sont schématisées figure 2.12.

On distingue généralement deux catégories de modèles d'erreurs représentatifs des systèmes de test en transmission :

- les modèles "one path", utilisés sur les systèmes unidirectionnels,
- les modèles "two-path".

Les systèmes unidirectionnels permettent la mesure simultanée de S_{11} et S_{21} , mais nécessitent un retournement du quadripôle pour déterminer les deux autres paramètres. On leur associe donc un modèle d'erreur dit "one-path", dont un exemple, proposé par Rehnmark [5], est présenté figure 2.13. Ce graphe met en évidence, d'une part, la correction du coefficient de réflexion, effectuée à l'aide du

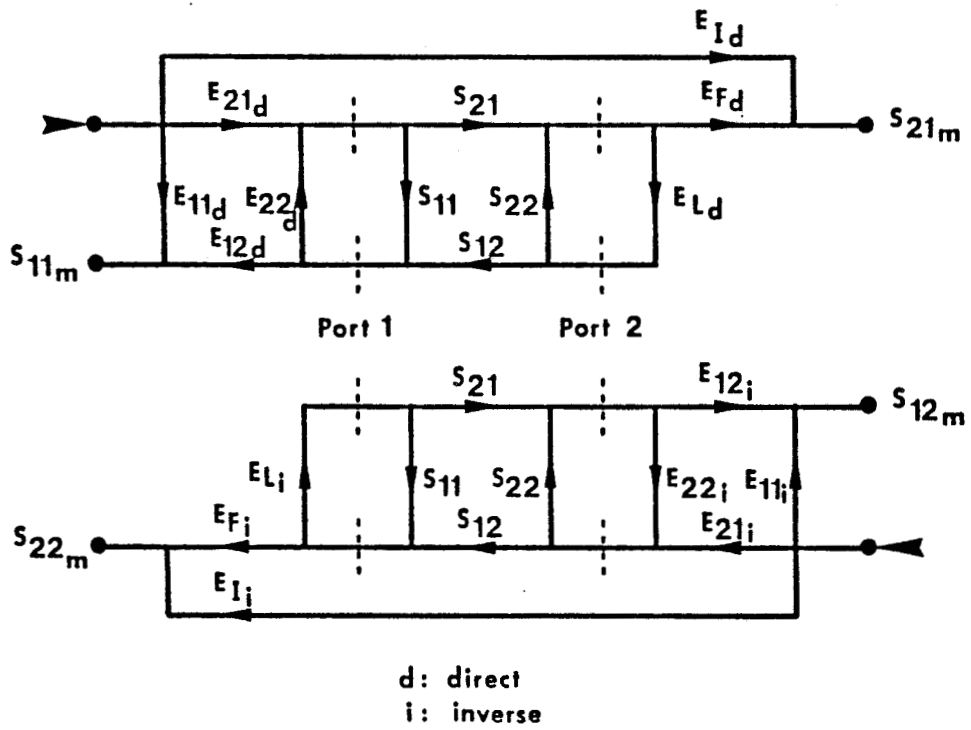


Figure 2.14 : Modèle d'erreur "two-path" à douze termes.

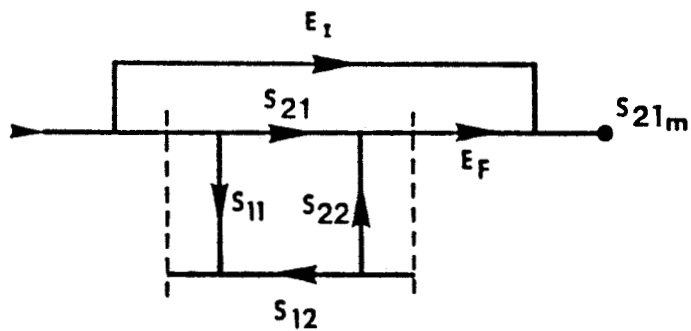


Figure 2.15 : Modèle d'erreur en transmission de type "frequency response only".

quadripôle d'erreur défini précédemment ($E_{11}, E_{22}, E_{12}E_{21}$), auquel on adjoint l'erreur d'adaptation de charge E_L (cf 2.2).

Les erreurs propres à la mesure en transmission y sont d'autre part figurées par les vecteurs E_I (erreur d'isolation) et E_F (erreur de réponse en fréquence).

Les modèles "two-path" sont utilisés sur les systèmes de test bidirectionnels. Le graphe d'erreur le plus complet, utilisé par Hewlett-Packard [1] [6] pour le calibrage des analyseurs de réseaux, comporte douze vecteurs. Il est en fait constitué (figure 2.14) d'un modèle "one-path" à six termes pour chacun des sens de mesure : direct et inverse.

2.4.2 Graphe d'erreur simplifié cas des quadripôles adaptés

Lorsque le quadripôle sous test est adapté ($S_{11} = S_{22} = 0$) , on utilise un modèle d'erreur simplifié, schématisé figure 2.15 et appelé "frequency response only", qui ne comporte plus que l'erreur d'isolation (E_I) et l'erreur de réponse en fréquence (E_F).

Le coefficient de transmission fourni par le système S_{21} , s'exprime alors, en fonction du coefficient de transmission réel du quadripôle à mesurer S_{21m} :

$$S_{21m} = S_{21}E_F + E_I \quad (2-14)$$

2.4.3 Méthodes de calibrage

La détermination des douze vecteurs d'erreur du modèle "two-path" complet nécessite douze mesures de calibrage.

Les erreurs de directivité, d'adaptation de source et de réponse en fréquence sont déduites de mesures en réflexion effectuées sur chaque port, selon la procédure décrite au § 2.3.

Les coefficients de réflexion et de transmission du quadripôle formé par les plans de mesure reliés fournissent ensuite les termes d'adaptation de charge et de réponse en fréquence en transmission.

Enfin, on détermine l'erreur d'isolation par une mesure en transmission, en refermant chaque port de mesure sur une charge adaptée.

Lorsque le quadripôle à tester est adapté, seules les opérations de calibrage conduisant à l'erreur de réponse en fréquence en transmission et à l'erreur d'isolation sont effectuées.

2.4.4 Identification des vecteurs d'erreur

Il s'agit, ainsi que nous l'avons fait pour le réflectomètre, de modifier l'écriture de la fonction de transfert afin d'y faire apparaître les termes d'erreurs propres à la mesure du coefficient de transmission : isolation et réponse en fréquence.

Les coefficients de la fonction d'approximation utilisés pour la détermination du paramètre de transmission s'écrivent :

$$A_1 = 2 \rho'_b \rho'_{53} \rho_e \rho_a \cos(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a) + 2 \rho_{41} \rho_e \rho'_a \cos(\Phi_{41} - \Phi'_a) + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos \Phi_{22}$$

$$A_2 = 2 \rho'_b \rho'_{53} \rho_e \rho_a \sin(\Phi'_{53} + \Phi'_b - \Phi'_a) + 2 \rho_{41} \rho_e \rho'_a \sin(\Phi_{41} - \Phi'_a) - 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \sin \Phi_{22}$$

avec :

$$\Gamma'_a = \rho'_a e^{j\Phi'_a} = S_{21} S_{42} + S_{31} S_{23} S_{42} \Gamma_m + S_{21} S_{52} S_{45} \Gamma_n$$

$$\Gamma'_b = \rho'_b e^{j\Phi'_b} = S_{31} S_{45}$$

$$\Gamma'_{53} = \frac{\Gamma_{53}}{1 - S'_{33} \Gamma_m - S'_{55} \Gamma_n}$$

En posant de nouveau :

$$\Gamma'_{22} = \rho_e^2 \rho_{22} e^{j(-\Phi_{22})}$$

on aboutit à une nouvelle expression des coefficients A_1 et A_2 , que l'on peut attribuer à la fonction de transfert :

$$W = \Gamma'_a \Gamma'_e + S_{41} + \Gamma'_a \Gamma'_{22} + \Gamma'_b \Gamma'_{53} \quad (2-15)$$

En reliant cette écriture de W à la fonction de transfert parfaite $W' = \Gamma_e + \Gamma$, on obtient :

$$\Gamma = \frac{S_{41}}{\Gamma'_a} + \Gamma'_{22} + \frac{\Gamma'_b}{\Gamma'_a} \cdot \frac{\Gamma_{53}}{1 - S'_{33} \Gamma_m - S'_{55} \Gamma_n} \quad (2-16)$$

où Γ est le coefficient de transmission mesuré, et Γ_{53} le coefficient de transmission réel du quadripôle sous test.

Par identification avec la relation (2-14), on exprime alors les termes d'erreur propres à la transmission, en remplaçant Γ'_a et Γ'_b par leur valeur :

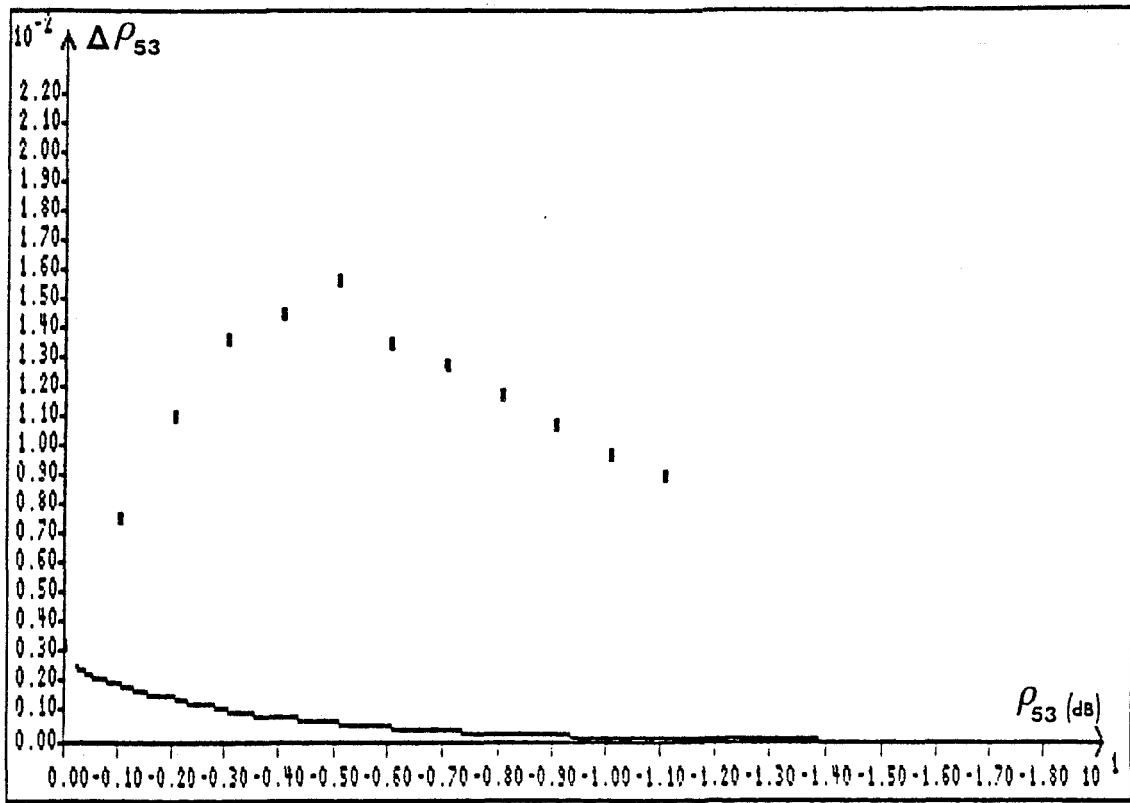


Figure 2.16

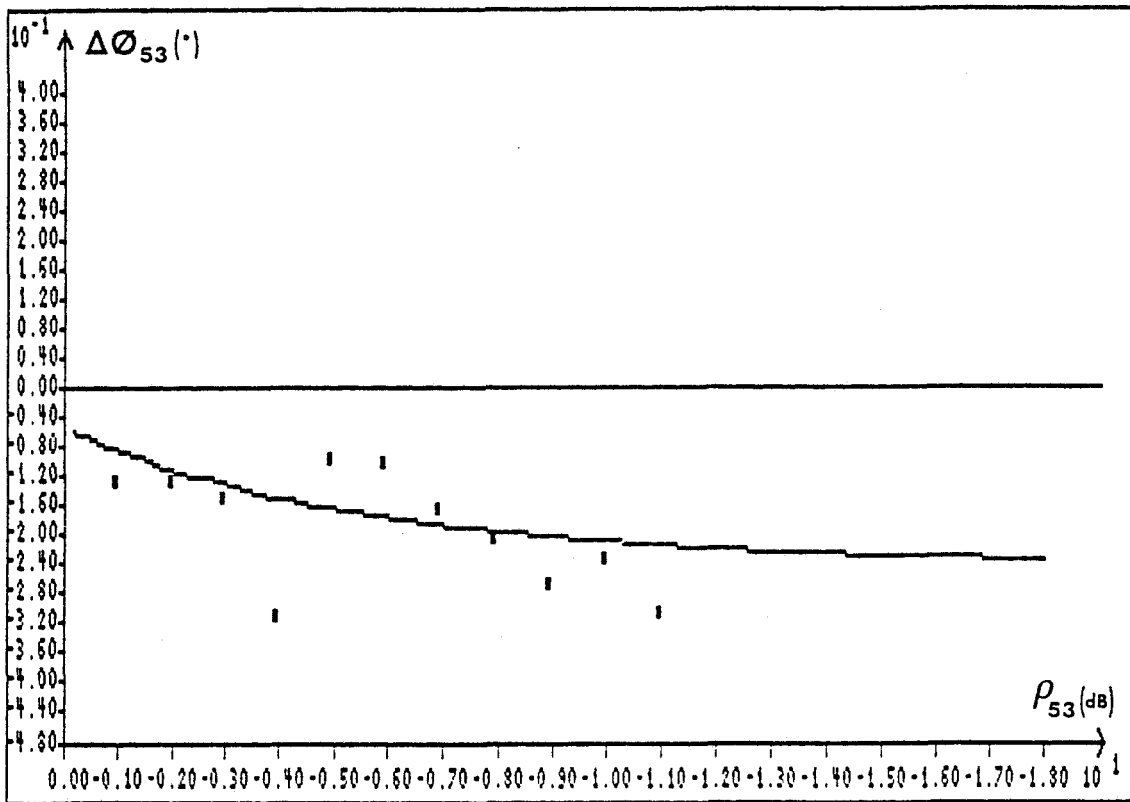


Figure 2.17

Figures 2.16, 2.17 : Comparaison théorie-expérience de l'incertitude obtenue sur le module (Figure 2.16) et la phase (Figure 2.17) du coefficient de transmission d'un quadripôle adapté.

■ Mesures

— Simulation

- erreur d'isolation

$$E_I = \frac{S_{41}}{S_{21}S_{42} + S_{31}S_{23}S_{42}\Gamma_m + S_{21}S_{52}S_{45}\Gamma_n} + \Gamma'_{22} \quad (2-17)$$

- erreur de réponse en fréquence

$$E_F = \frac{S_{31}S_{45}}{(S_{21}S_{42} + S_{31}S_{23}S_{42}\Gamma_m + S_{21}S_{52}S_{45}\Gamma_n)(1 - S'_{33}\Gamma_m - S'_{55}\Gamma_n)} \quad (2-18)$$

L'erreur d'isolation est générée par les fuites et le défaut d'adaptation de la branche de référence, alors que la réponse en fréquence apparaît liée à la dissymétrie du pont de mesure.

On observe par ailleurs que dans le cas où le quadripôle sous test n'est pas adapté, les coefficients de réflexion qu'il présente aux ports de mesure participent à ces erreurs. La détermination précise de Γ_{53} nécessite alors une mesure préalable des coefficients de réflexion du quadripôle.

2.4.5 Application à la mesure d'un quadripôle adapté

La méthode simplifiée permettant la correction du coefficient de transmission d'un quadripôle adapté (cf 2.4.3) a été mise en oeuvre sur le prototype fonctionnant à 1.5 GHz, et intégrée aux logiciels de simulation et de mesure.

Le calibrage du pont est réalisé à l'aide de deux mesures préalables en transmission, dans les configurations suivantes :

- ports de mesure fermés sur des charges adaptées,
- ports de mesure reliés.

Les mesures effectuées sur la charge-test (atténuateur HP 8494 B) et la simulation de la fonction de transfert correspondante peuvent être comparées sur les figures 2.16 et 2.17, qui présentent les erreurs commises respectivement sur le module (supérieur à 0.3 dans le cas de la mesure) et sur la phase du coefficient de transmission.

Les courbes mesurée et simulée de l'incertitude sur la phase de Γ_{53} apparaissent en bon accord, et montrent que $\Delta\Phi_{53}$ croît avec l'atténuateur du quadripôle. L'erreur maximale observée est de l'ordre de - 0.3°.

En revanche, l'erreur commise sur le module de Γ_{53} par notre dispositif de mesure apparaît bien

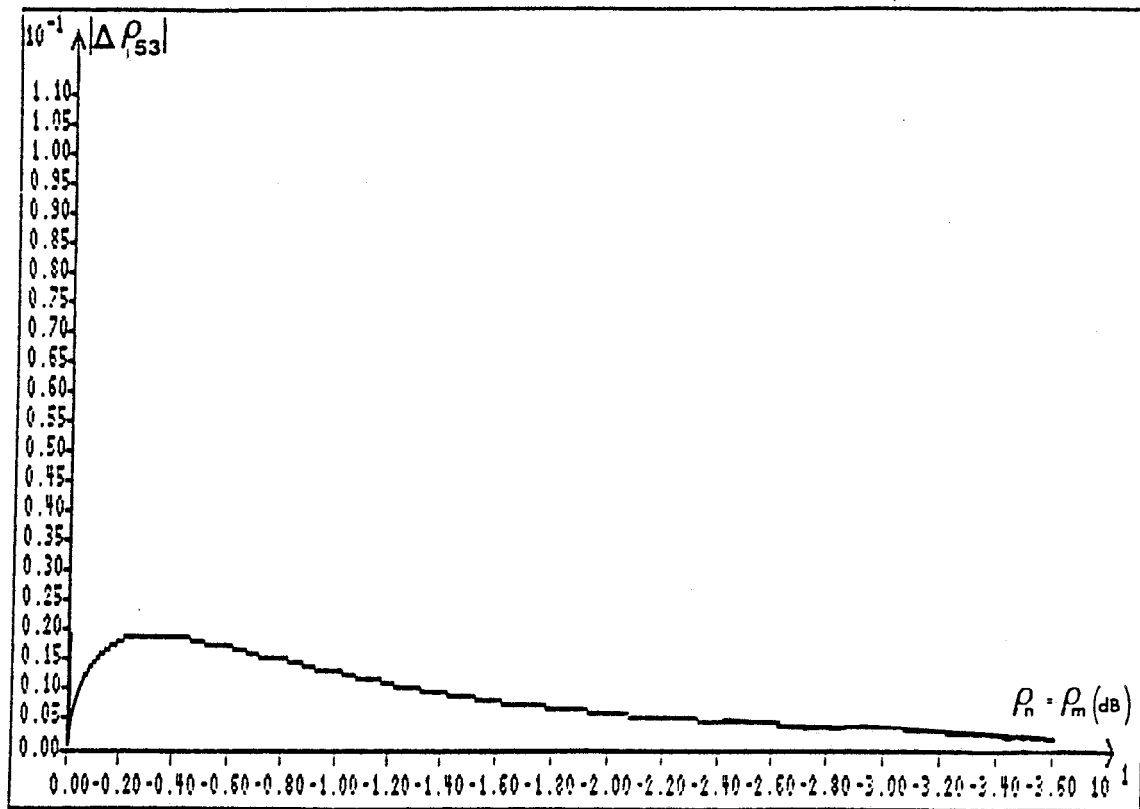


Figure 2.18

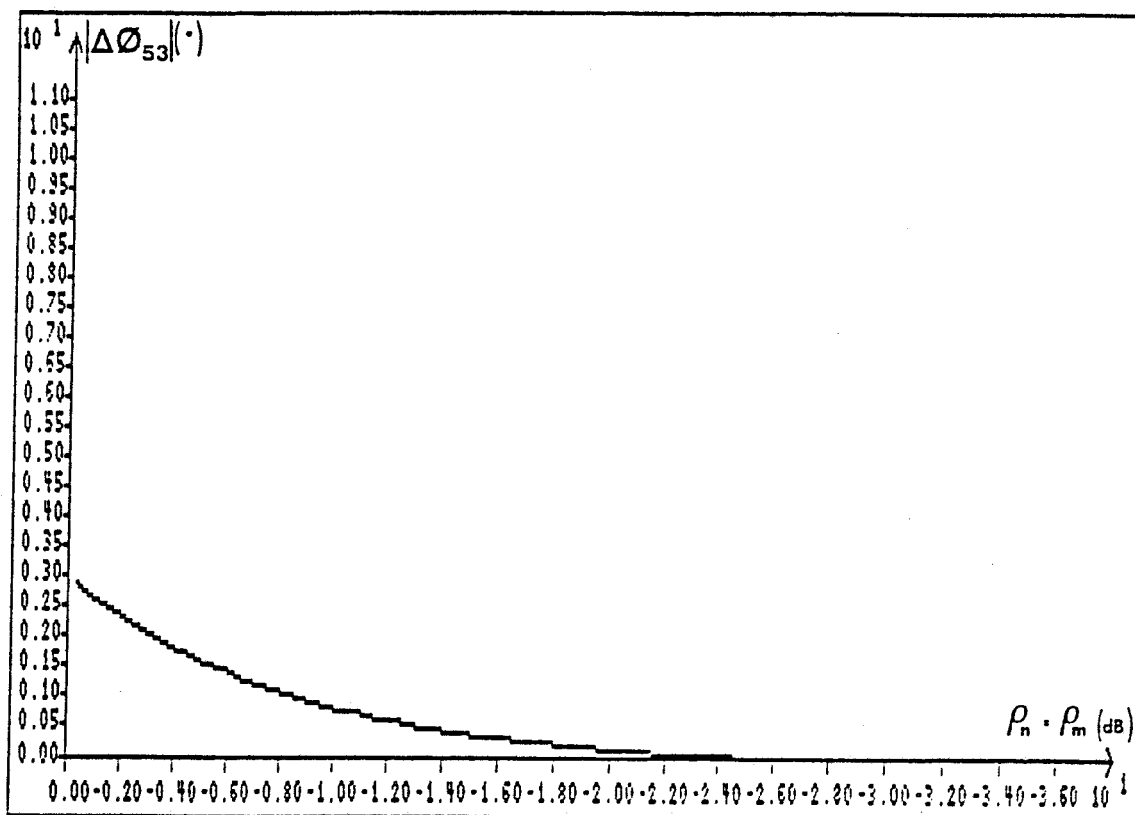


Figure 2.19

Figures 2.18, 2.19 : Simulation de l'incertitude maximale apportée à la mesure du module (Figure 2.18) et de la phase (Figure 2.19) de Γ_{53} par la désadaptation du quadripôle. valeurs des paramètres S_{ij} du prototype mesurées à l'analyseur de réseau

supérieure à ce que prévoit la simulation, notamment pour les coefficients de transmission situés en milieu de gamme de l'atténuateur.

Ce surcroît d'incertitude sur le module du coefficient de transmission est généré, comme lors de la mesure de coefficient de réflexion, par le détecteur de sortie dont la loi $V_D = f(P)$ n'apparaît pas strictement quadratique.

2.4.6 Simulation de la mesure de quadripôles non-adaptés

Lorsque le quadripôle à mesurer n'est pas adapté, les coefficients de réflexion Γ_m et Γ_n engendrent des perturbations sur les termes d'erreur d'isolation E_I et d'erreur de réponse en fréquence E_F qui sont alors différents de ceux que fournit le calibrage.

La mesure de Γ_{53} est principalement affectée par les variations du vecteur E_F que l'on peut écrire de la manière suivante :

$$E_F \# \frac{S_{31}S_{45}}{S_{21}S_{42} + S_{21}S_{42}S'_{33}\Gamma_m - S_{21}S_{12}S'_{55}\Gamma_n + S_{31}S_{23}S_{42}\Gamma_m + S_{21}S_{52}S_{45}\Gamma_n} \quad (2-19)$$

après avoir de nouveau négligé au dénominateur les termes dont le module est de l'ordre de -60 dB.

Les figures 2.18 et 2.19 présentent les résultats d'une simulation de l'incertitude maximale apportée à la mesure de Γ_{53} par le défaut d'adaptation du quadripôle, que nous avons supposé :

- symétrique : $\Gamma_m = \Gamma_n$
- réciproque : $\Gamma_{53} = \Gamma_{35}$
- sans pertes : $|\Gamma_{53}|^2 + |\Gamma_m|^2 = 1$

Cette simulation, qui utilise les valeurs des paramètres S_{ij} du prototype mesurées à l'analyseur de réseau dans le cas où un circulateur est placé en amont du quadripôle, conduit à des erreurs inférieures ou égales à :

- 0,02 sur le module de Γ_{53}
- 3° sur la phase de Γ_{53}

On remarque que ces incertitudes, résultant d'une combinaison favorable des termes complexes apparaissant au dénominateur de E_F (2-21) s'avèrent relativement faibles.

Considérons en effet une configuration équivalente du pont de mesure :

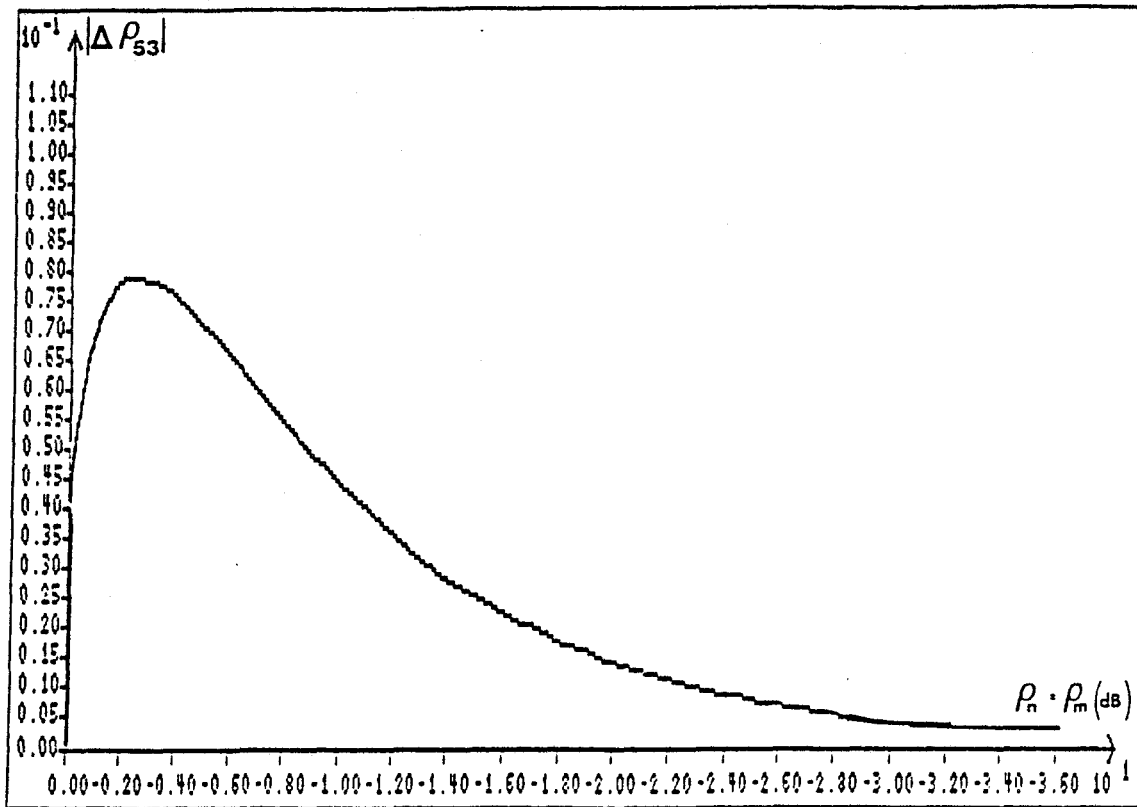


Figure 2.20

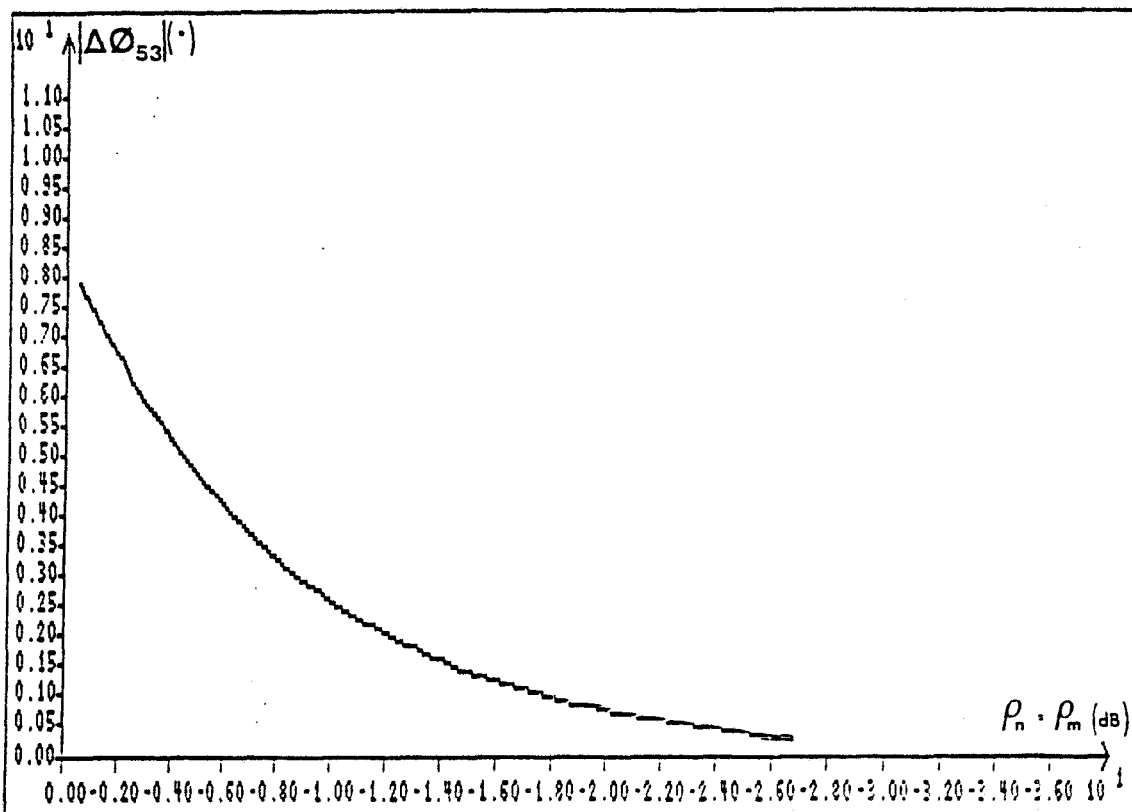


Figure 2.21

Figures 2.20, 2.21 : Simulation de l'incertitude maximale apportée à la mesure du module (Figure 2.20) et de la phase (Figure 2.21) de Γ_{53} par la désadaptation du quadripôle. $S'_{33} = S'_{55} = -25\text{dB}$ $S_{23} = -30\text{dB}$ $S_{52} = -60\text{dB}$

$$S'_{33} = S'_{55} = -25 \text{ dB} \quad S_{23} = -30 \text{ dB} \quad S_{52} = -60 \text{ dB}$$

On peut alors choisir les phases de ces coefficients de telle manière que E_F soit maximale.

Les résultats d'une simulation effectuée dans ces conditions, présentés figures 2.20 et 2.21, font apparaître des erreurs bien supérieures :

- 0,08 sur le module de Γ_{53}
- 8° sur la phase de Γ_{53}

Il est en outre à prévoir que la mesure de quadripôles à pertes (chapitre 3) conduise à une incertitude plus importante.

2.4.7 Mise en oeuvre d'un dispositif de mesure mixte

Afin d'accéder à une mesure plus significative du coefficient de transmission Γ_{53} , nous avons été amenés à étudier une configuration qui permette la détermination des coefficients de réflexion du quadripôle sous-test, sans démontage de celui-ci.

2.4.7.1 Conception et réalisation du module de commutation

La mesure simultanée de Γ_m , Γ_n et Γ_{53} est réalisée à l'aide de la structure représentée figure 2.22, constituée du pont de mesure en transmission décrit précédemment, auquel on adjoint un module comprenant quatre commutateurs hyperfréquences à deux positions.

Chacun de ces commutateurs réalise les fonctions suivantes :

- transmission (figure 2.23-a)
- isolation (figure 2.23-b)

Les différentes phases de fonctionnement du module de commutation :

- réflexion sur le port 3
- réflexion sur le port 5
- transmission du port 3 vers le port 5

sont alors résumées par le tableau 2.2 et les schémas de la figure 2.24.

Ce dispositif de mesure mixte a été réalisé en structure hybride microruban [7], à l'aide de

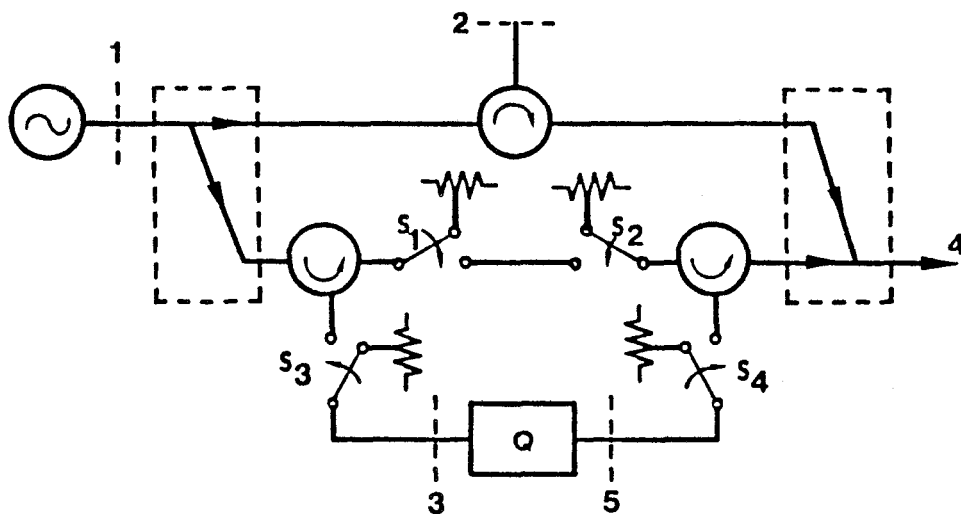


Figure 2.22 : Pont de mesure mixte (réflexion, transmission).

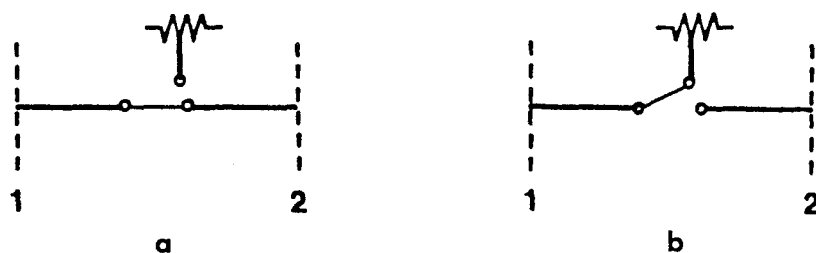


Figure 2.23 : Schématisation des fonctions réalisées par les commutateurs hyperfréquences : transmission (a), isolation (b).

Type de mesure	Etat des commutateurs
Réflexion sur le port 3	S_1, S_2, S_3 : transmission S_4 : isolation
Réflexion sur le port 5	S_1, S_2, S_4 : transmission S_3 : isolation
Transmission du port 3 vers le port 5	S_3, S_4 : transmission S_1, S_2 : isolation

Tableau 2.2 : Phases de fonctionnement du module de commutation

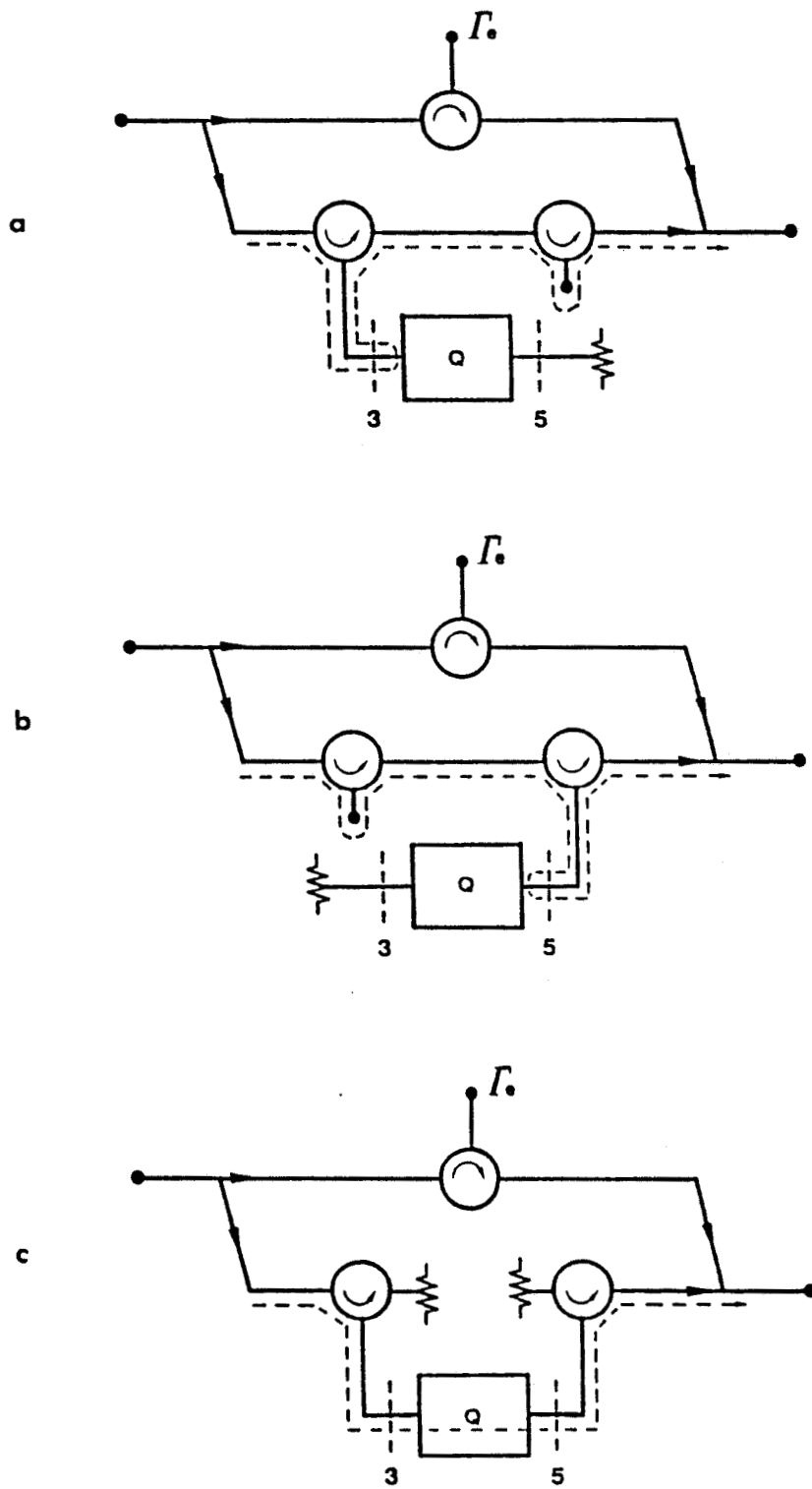


Figure 2.24 : Schématisation des phases de fonctionnement du module de commutation :

- réflexion sur le port 3 (a)
- réflexion sur le port 5 (b)
- transmission du port 3 vers le port 5 (c).

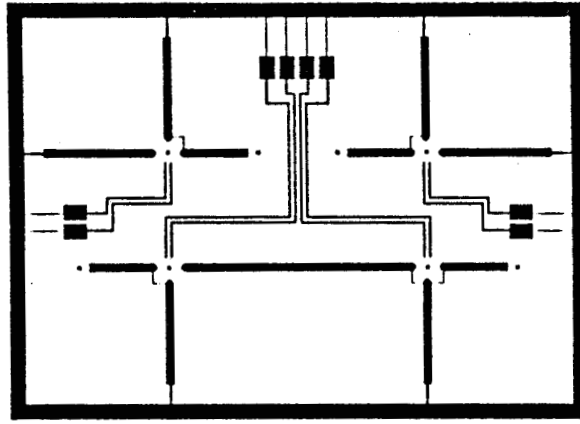


Figure 2.25 : Masque de réalisation du module de commutation en technologie microruban.

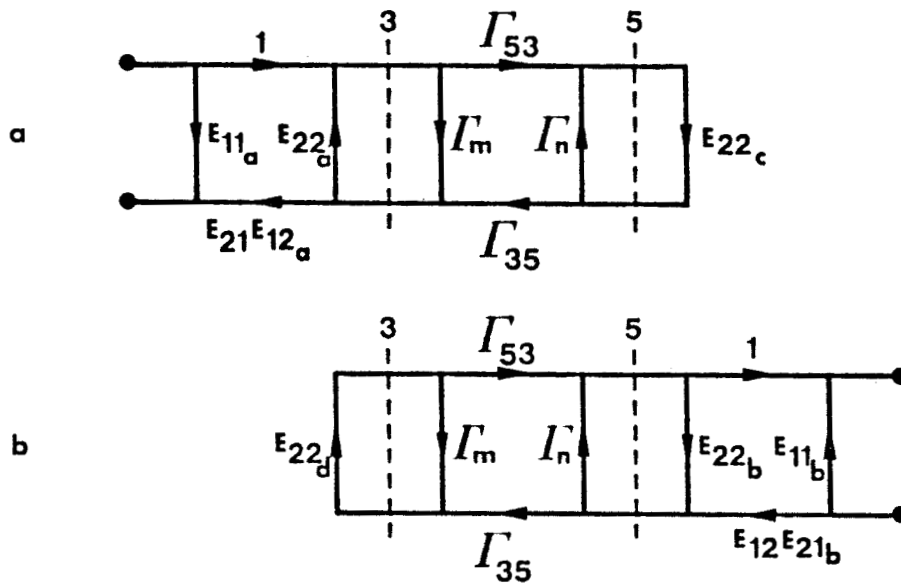


Figure 2.26 : Modèles d'erreur en réflexion

- mesure sur le port 3 (a)
- mesure sur le port 5 (b)

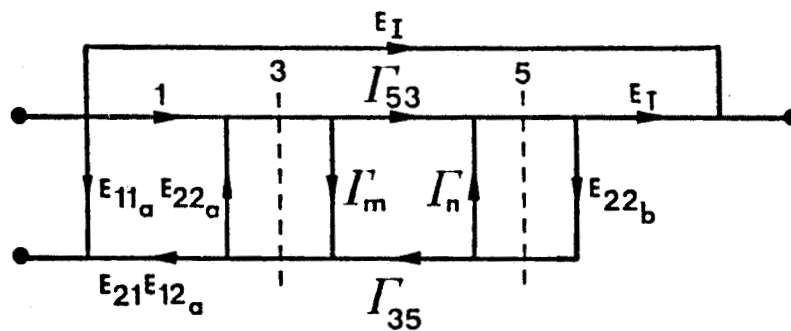


Figure 2.27 : Modélisation des erreurs en transmission : mesure du port 3 vers le port 5.

commutateurs à FET AsGa intégrables (ANZAC SW 200), et de charges adaptées fabriquées au laboratoire sur substrat de verre. La figure 2.25 présente le masque de réalisation de ce circuit.

2.4.7.2 Modélisation des erreurs et calibrage du pont mixte

Un graphe d'erreurs, issu de la modélisation des mesures en transmission exposée au § 2.4.1, peut être associé à chaque configuration du pont mixte (tableau 2.2).

– Modèle d'erreur en réflexion

Les modèles représentatifs des mesures de coefficients de réflexion sur les ports 3 et 5 font apparaître figure 2.26, les vecteurs d'erreurs suivants :

- erreur de directivité
- erreur de réponse en fréquence en réflexion
- erreur d'adaptation de source
- erreur d'adaptation de charge.

On retrouve ici les trois paramètres du quadripôle d'erreur, déjà explicités lors de la mesure du coefficient de réflexion d'un dipôle (cf. 2.3). Quant à l'adaptation de charge, elle est liée à la qualité de la charge adaptée qui referme le second port du quadripôle. Dans le cas du pont mixte, cette charge est vue au travers du commutateur S_3 (ou S_4), en position "isolation", dont le TOS relativement élevé (typiquement 1,3) contribue à l'erreur d'adaptation de charge.

– Modèle d'erreur en transmission

Le modèle d'erreur en transmission de type "one-path" (cf 2.4.1) est constitué du graphe d'erreur en réflexion sur le port 3, auquel on adjoint les termes propres à la mesure en transmission :

- erreur d'isolation,
- erreur de réponse en fréquence en transmission,

comme le montre la figure 2.27.

Il est à noter que, dans cette configuration, l'erreur d'adaptation de charge est représentée par le vecteur E_{22b} et non pas par E_{22c} , puisque le commutateur S_4 est en position "transmission".

Le calibrage du pont mixte, qui nécessite la détermination de dix vecteurs d'erreur, est réalisé

suivant la procédure complète décrite au § 2.4.3, où seules les mesures de coefficients de transmission en sens "inverse" sont supprimées.

2.4.7.3 Détermination du coefficient de transmission

Le quadripôle à mesurer est alors connecté aux ports 3 et 5 du pont de mesure. Les trois configurations du module de commutation fournissent successivement les valeurs Γ'_m, Γ'_n et Γ'_{53} , qu'on peut exprimer de la manière suivante, compte-tenu des graphes d'erreur des figures 2.26 et 2.27 :

- Réflexion sur le port 3

$$\Gamma'_m = \Gamma_m + \frac{\Gamma_{53}\Gamma_{35}E_{22c}}{1 - \Gamma_n E_{22c}} \quad (2-20)$$

- Réflexion sur le port 5

$$\Gamma'_n = \Gamma_n + \frac{\Gamma_{53}\Gamma_{35}E_{22d}}{1 - \Gamma_m E_{22d}} \quad (2-21)$$

- Transmission du port 3 vers le port 5

$$\Gamma'_{53} = E_I + \frac{E_F \Gamma_{53}}{(1 - \Gamma_m E_{22a})(1 - \Gamma_n E_{22b}) - \Gamma_{53}\Gamma_{35}E_{22a}E_{22b}} \quad (2-22)$$

Les relations (2-20), (2-21) et (2-22) forment un système d'équations sous dimensionné, dont la résolution doit permettre de déterminer Γ_{53} .

Afin de réduire à trois le nombre d'inconnues, on adopte l'hypothèse que le quadripôle à tester est réciproque :

$$\Gamma_{53} = \Gamma_{35}$$

Les paramètres du quadripôle, Γ_m, Γ_n et surtout Γ_{53} , peuvent alors être calculés à l'aide des relations suivantes :

$$\Gamma_m \# \Gamma'_m - \Gamma_{53}^2 E_{22c} (1 + \Gamma'_n E_{22c}) \quad (2-23)$$

$$\Gamma_n \# \Gamma'_n - \Gamma_{53}^2 E_{22d} (1 + \Gamma'_m E_{22d}) \quad (2-24)$$

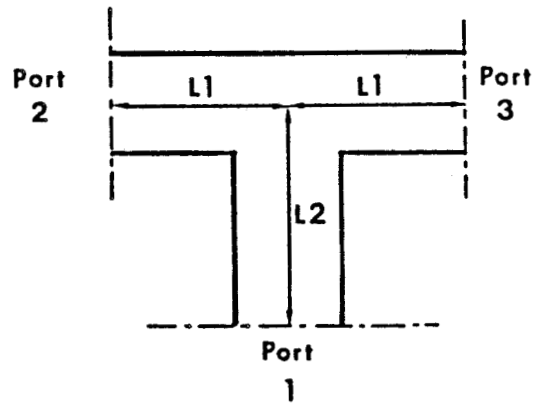


Figure 2.28 : Schématisation d'un Té non adapté.

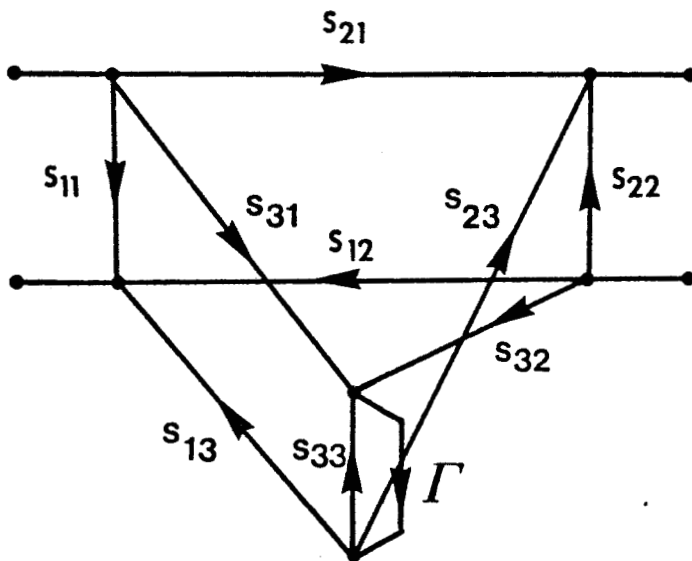


Figure 2.29 : Graphe de fluence représentatif d'un Té non adapté avec charge de coefficient de réflexion $\Gamma = \rho e^{j\Phi}$ connectée sur l'accès 3.

$$\Gamma_{53\#} = \frac{-E_F + \left[E_F^2 + 4 (\Gamma'_{53} - E_I)^2 (1 - \Gamma'_m E_{22a}) (1 - \Gamma'_n E_{22b}) (E_{22a} E_{22b} - E_{22c} E_{22a} - E_{22b} E_{22d}) \right]^{1/2}}{2 (\Gamma'_{53} - E_I) (E_{22a} E_{22b} - E_{22c} E_{22a} - E_{22b} E_{22d})} \quad (2-25)$$

Il est à noter qu'au cours du développement des expressions (2-20), (2-21) et (2-22), les termes en $(E_{22})^3$ dont le module est proche de -60 dB, ont été négligés.

2.4.8 Mesure de quadripôles non adaptés

2.4.8.1 Réalisation de la charge-test

L'évaluation des performances de notre système dans le cas de la mesure de quadripôles non adaptés a nécessité la réalisation d'une charge-test à coefficient de réflexion variable.

La charge décrite par Woods [8] satisfait à cette condition ; elle est constituée d'un court-circuit variable connecté à l'une des branches d'un Té non adapté, le coefficient de transmission étant mesuré entre les deux autres accès.

La matrice de répartition du Té représenté figure 2.28, s'écrit

$$S_{Te} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} e^{j(\pi-2\Phi_2)} & \frac{2}{3} e^{-j(\Phi_1+\Phi_2)} & \frac{2}{3} e^{-j(\Phi_1+\Phi_2)} \\ \frac{2}{3} e^{-j(\Phi_1+\Phi_2)} & \frac{1}{3} e^{j(\pi-2\Phi_1)} & \frac{2}{3} e^{-2j\Phi_1} \\ \frac{2}{3} e^{-j(\Phi_1+\Phi_2)} & \frac{2}{3} e^{-j\Phi_1} & \frac{1}{3} e^{j(\pi-2\Phi_1)} \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

avec :

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \beta l_1 \\ \Phi_2 &= \beta l_2 \end{aligned}$$

Lorsqu'une charge de coefficient de réflexion $\Gamma = 1 e^{j\Phi}$ est placée sur l'accès 3, les accès 1 et 2 forment un quadripôle dont le coefficient de transmission T et les coefficients de réflexion Γ_1 et Γ_2 , calculés à partir du graphe de la figure 2.29 ont pour expression :

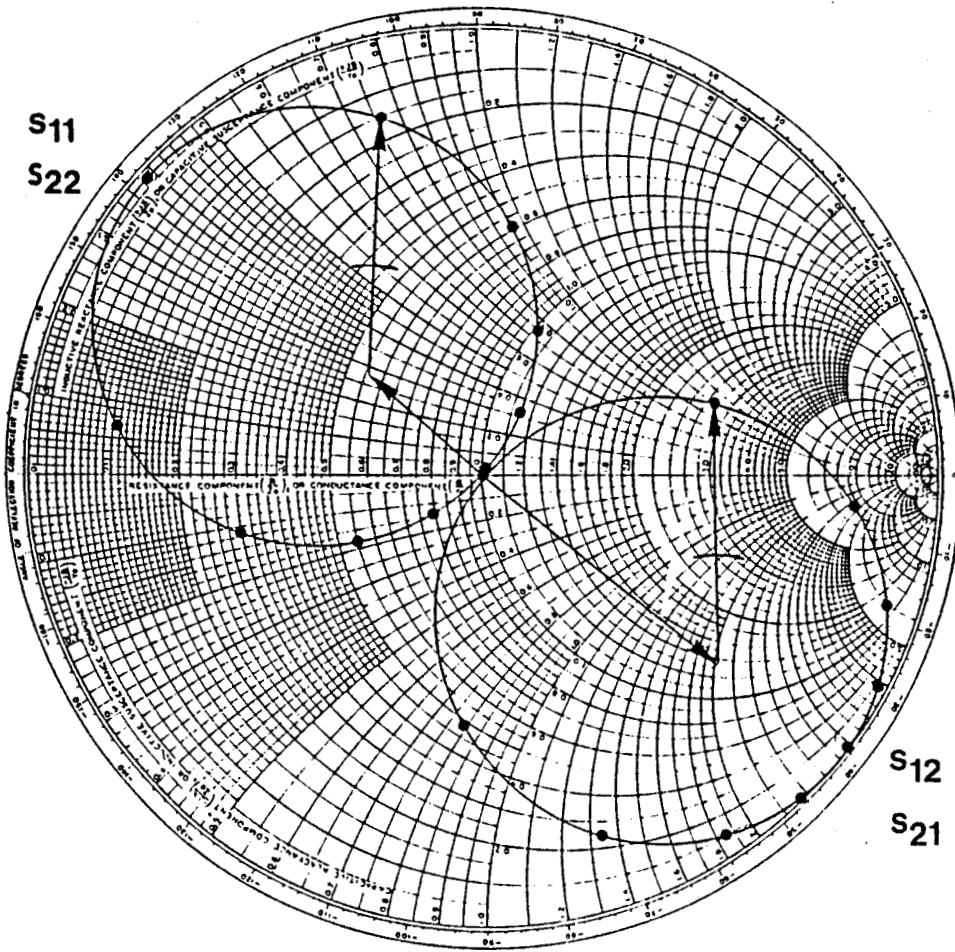


Figure 2.30 : Coefficients de réflexion et de transmission de la charge de Woods mesurés à l'analyseur de réseau pour quelques positions du piston.

$$T = S_{21} + \frac{S_{31}S_{23}\Gamma}{1 - S_{33}\Gamma} = \frac{2}{3}e^{-j(\Phi_1+\Phi_2)} + \frac{\frac{4}{9}\rho e^{-j(3\Phi_1+\Phi_2+\Phi)}}{1 + \frac{\rho}{3}e^{-j(2\Phi_1+\Phi)}} \quad (2-27)$$

$$\Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{31}S_{13}\Gamma}{1 - S_{33}\Gamma} = \frac{1}{3}e^{j(\pi-2\Phi_2)} + \frac{\frac{4}{9}\rho e^{-j(2\Phi_1+\Phi_2+\Phi)}}{1 + \frac{\rho}{3}e^{-j(2\Phi_1+\Phi)}} \quad (2-28)$$

$$\Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{32}S_{23}\Gamma}{1 - S_{33}\Gamma} = \frac{1}{3}e^{j(\pi-2\Phi_1)} + \frac{\frac{4}{9}\rho e^{-j(4\Phi_1+\Phi)}}{1 + \frac{\rho}{3}e^{-j(2\Phi_1+\Phi)}} \quad (2-29)$$

Lorsque la phase de Γ varie entre 0 et 2π , les lieux des vecteurs T , Γ_1 et Γ_2 tracés sur abaque de Smith sont des cercles de rayon 0.5 passant par le centre et tangents au bord de l'abaque. On génère ainsi toute une gamme de quadripôles, dont les cas sont les suivants :

- $|\Gamma_1| = |\Gamma_2| = 0$ Quadripôle adapté
 $|T| = 1$
- $|\Gamma_1| = |\Gamma_2| = 1$ Quadripôle à transmission nulle
 $|T| = 0$

Cette charge a été réalisée à l'aide d'un Té de type SMA et du piston de court-circuit utilisé précédemment (cf 1.5.6.2), et caractérisée à l'analyseur de réseau HP8510. L'abaque de la figure 2.30 présente les coefficients de réflexion et de transmission mesurés pour diverses positions du piston.

2.4.8.2 Résultats

Un nouveau logiciel de mesure a été développé [7] ; il assure notamment l'automatisation du module de commutation (cf 2.4.7.1) et la correction des erreurs liées au pont mixte (cf 2.4.7.2).

La nouvelle configuration du pont de mesure de coefficients de transmission qui inclut :

- le prototype décrit au § 1.6.1.
- le module de commutation en technologie microruban,

a pu être testée sur la charge de Woods. Les figures 2.31 à 2.34 présentent les résultats obtenus lors de la mesure des coefficients de transmission et de réflexion d'un quadripôle, sous la forme de courbes d'erreur.

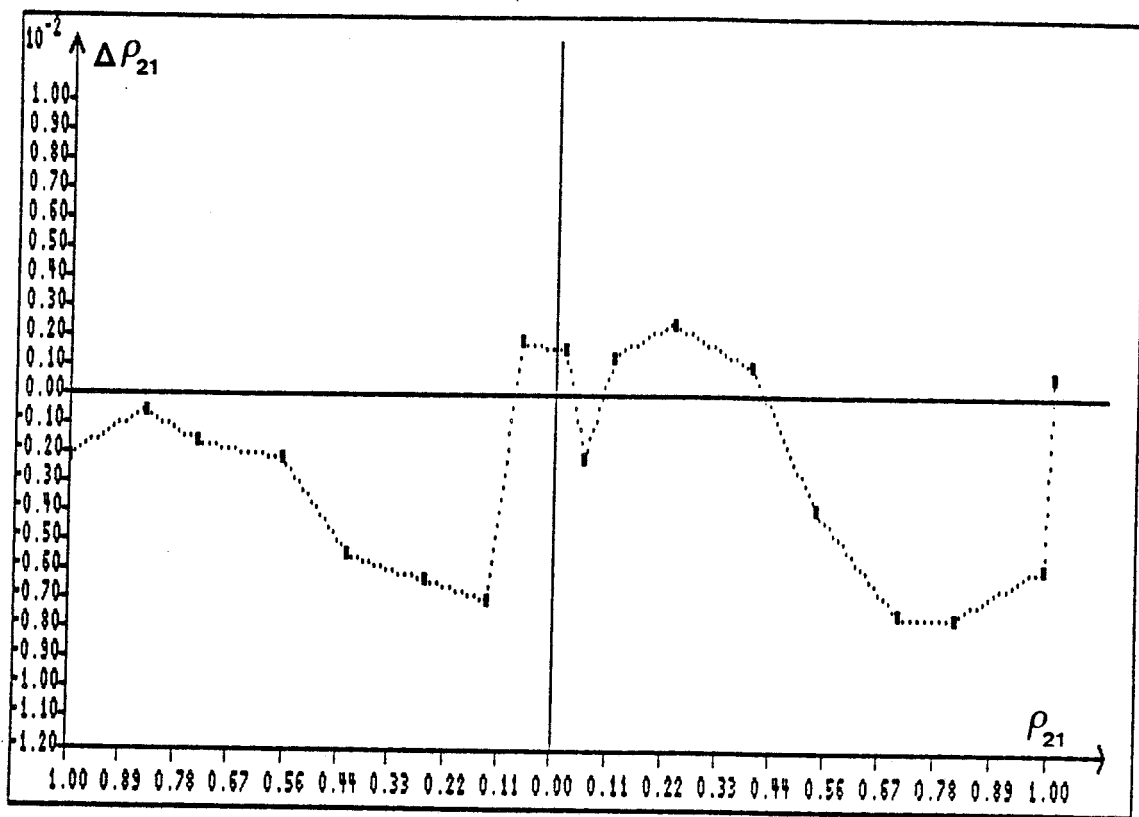


Figure 2.31

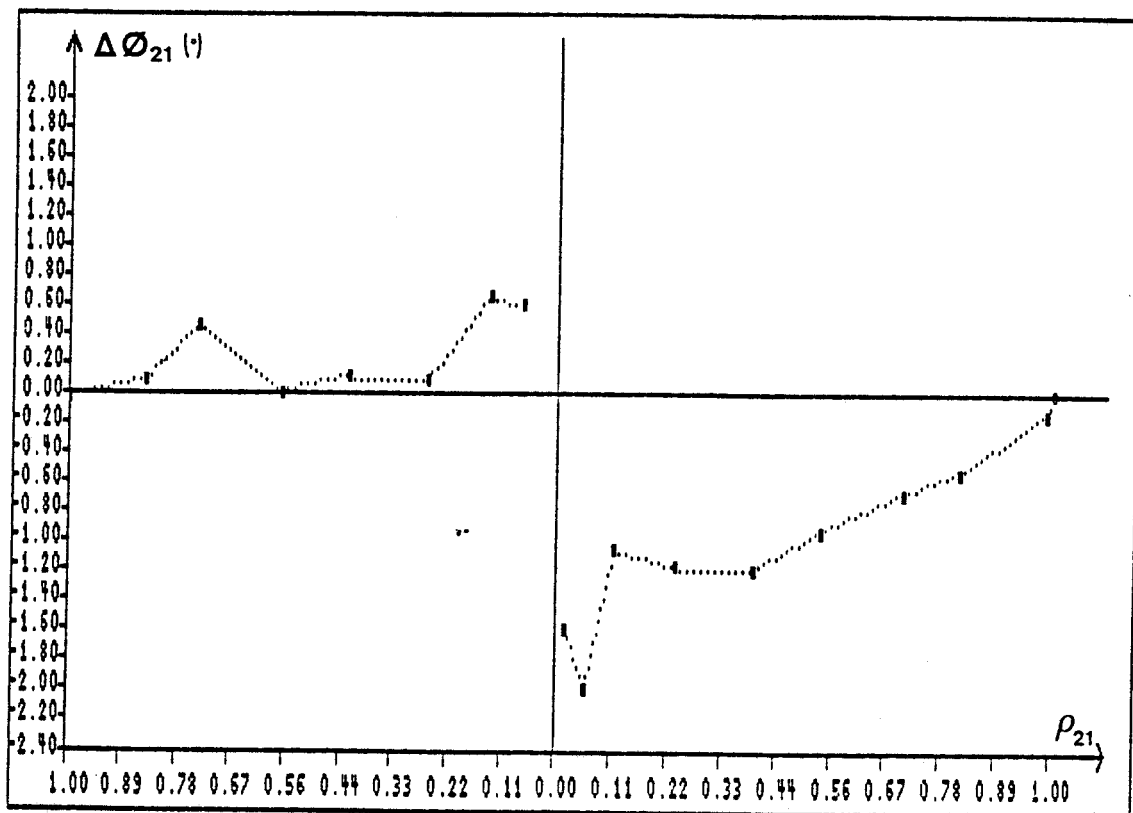


Figure 2.32

Figure 2.31 , 2.32 : Incertitude obtenue sur le module (Figure 2.31) et la phase (Figure 2.32) du coefficient de transmission de la charge de Woods, mesures effectuées à l'aide du pont mixte.

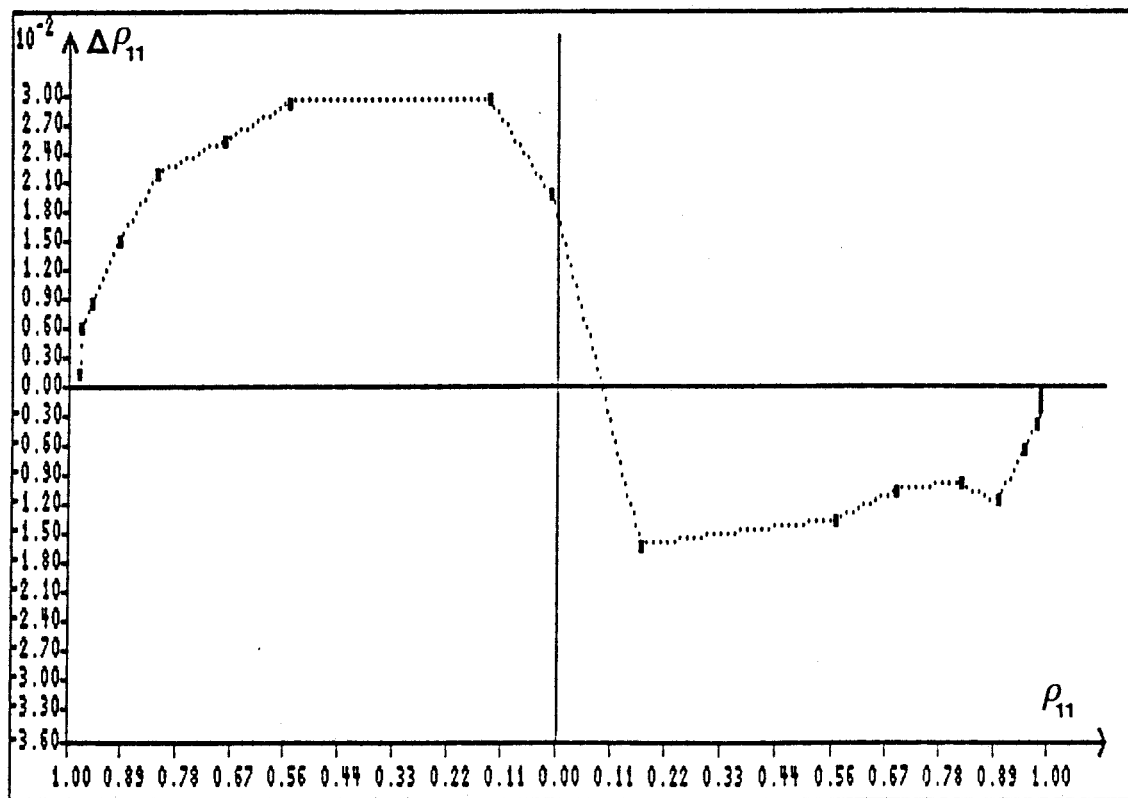


Figure 2.33

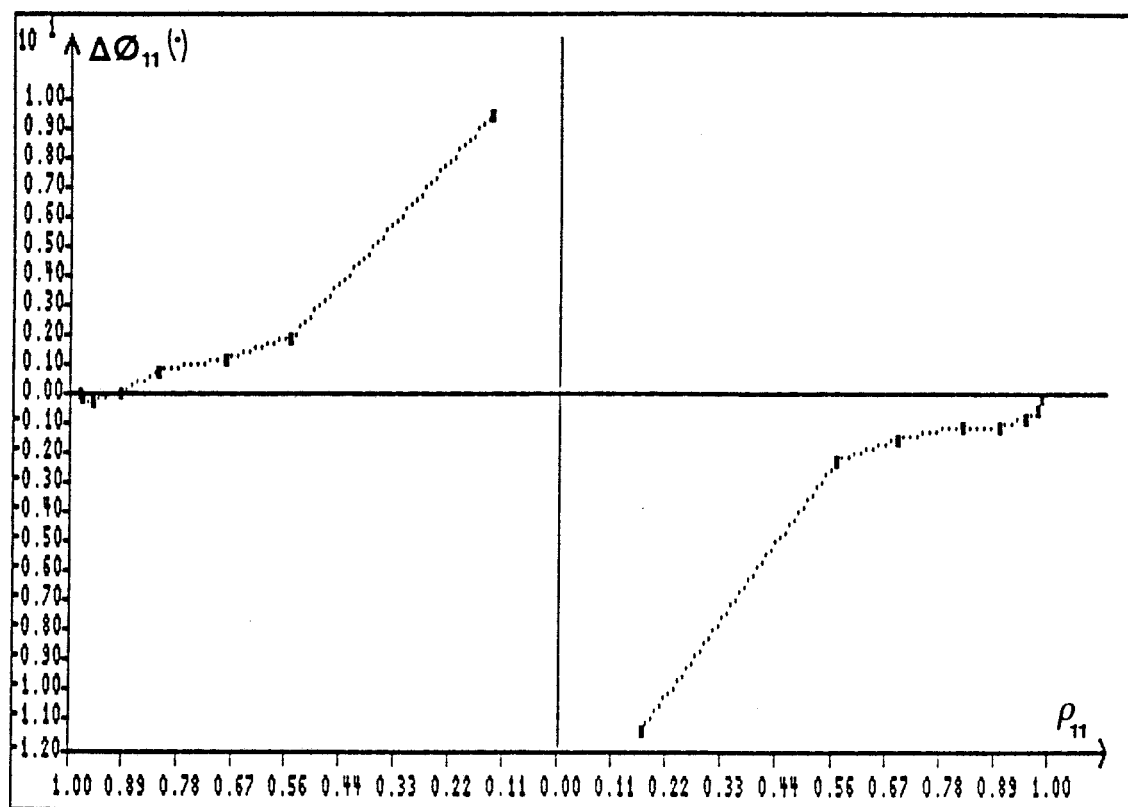


Figure 2.34

Figures 2.33 , 2.34 : Incertitude obtenue sur le module (Figure 2.33) et la phase (Figure 2.34) du coefficient de réflexion de la charge de Woods, mesures effectuées à l'aide du pont mixte.

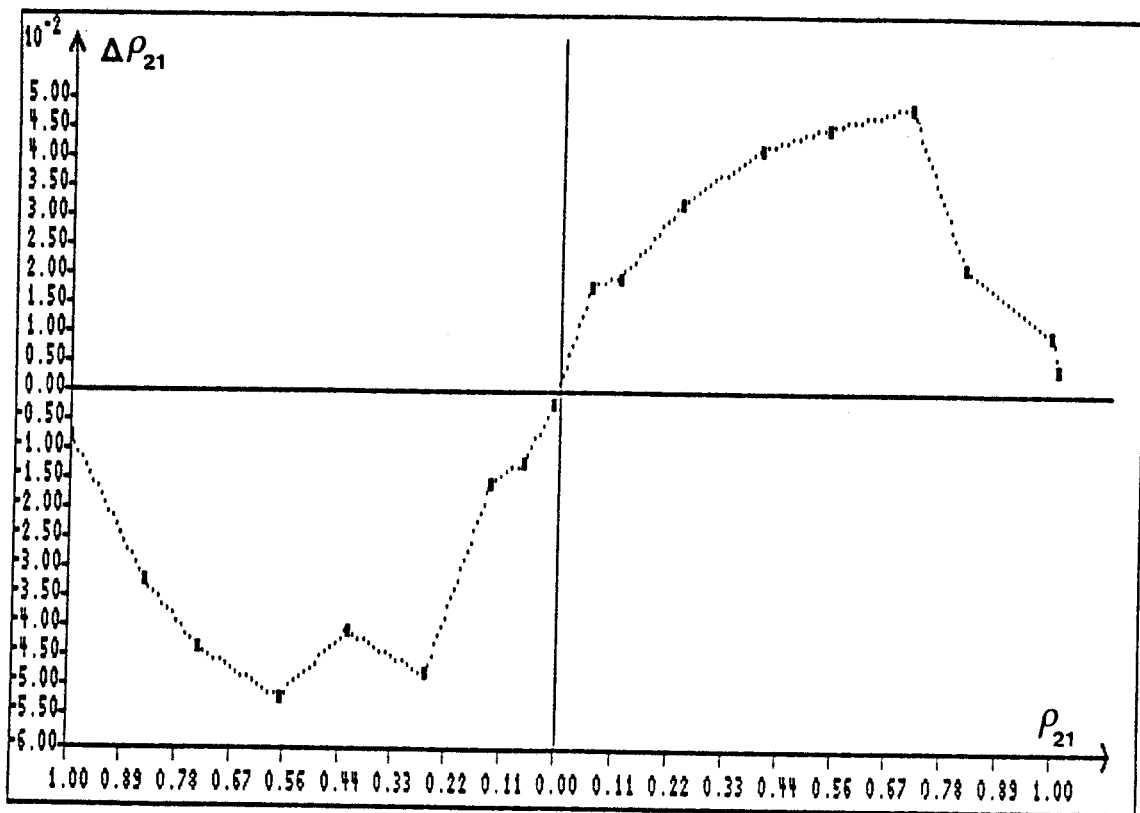


Figure 2.35

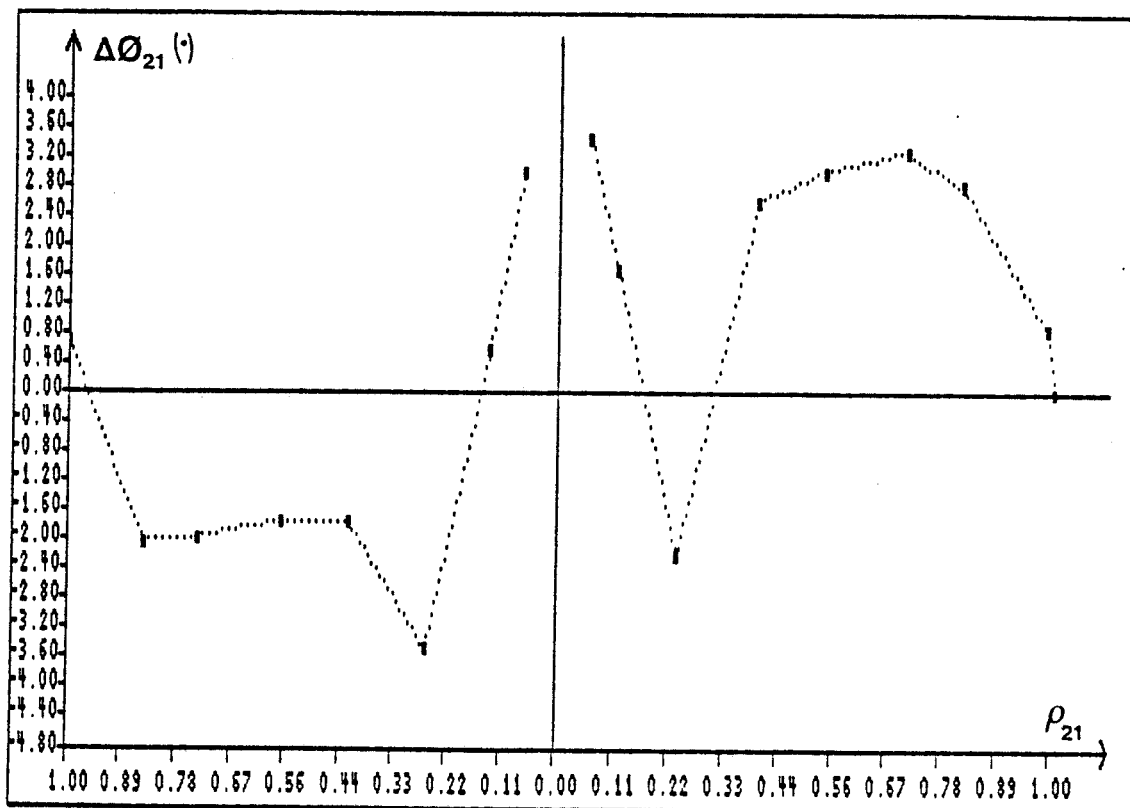


Figure 2.36

Figures 2.35 , 2.36 : Incertitude obtenue sur le module (Figure 2.35) et la phase (Figure 2.36) du coefficient de transmission de la charge de Woods, mesures effectuées à l'aide du pont en transmission simple.

- **Mesure du coefficient de transmission**

Les courbes des figures 2.31 et 2.32 font apparaître sur la mesure de Γ_{53} effectuée à l'aide du pont mixte :

- une erreur de module $|\Delta\rho_{53}| \leq 0.007$
- une erreur de phase $\Delta\Phi_{53} \# 2^\circ$ lorsque $\rho_{53} \leq 0.1$
 $\Delta\Phi_{53} < 1^\circ$ lorsque $\rho_{53} \geq 0.5$

- **Mesure du coefficient de réflexion**

Les erreurs commises sur la mesure de coefficients de réflexion, relevées sur les figures 2.33 et 2.34, s'avèrent relativement importantes :

- $|\Delta\rho_m| \leq 0.03$
- $0 \leq |\Delta\Phi_m| \leq 11^\circ$

Néanmoins, les résultats obtenus à l'aide du pont mixte lors de la mesure du coefficient de transmission de quadripôles non adaptés peuvent être jugés satisfaisants.

A titre de comparaison, nous présentons figures 2.35 et 2.36 les courbes d'incertitude obtenues par la mesure de la charge de Woods à l'aide du pont en transmission simple, où seuls sont corrigés les défauts d'isolation et de réponse en fréquence. Les erreurs maximales relevées sont les suivantes :

- ± 0.055 sur ρ_{53}
- $\pm 4^\circ$ sur Φ_{53}

2.5 Correction des erreurs apportées par le détecteur

Les erreurs observées sur le module de coefficient de réflexion ou de transmission nous amènent à étudier une méthode de linéarisation de la réponse du détecteur de sortie.

2.5.1 Principe de la détection quadratique

Les détecteurs (HP 8473B) utilisés sur le prototype à 1.5 GHz sont constitués d'une diode Schottky à faible barrière non polarisée.

Le schéma de principe de la figure 2.37 met en évidence les principaux éléments participant à la détection :

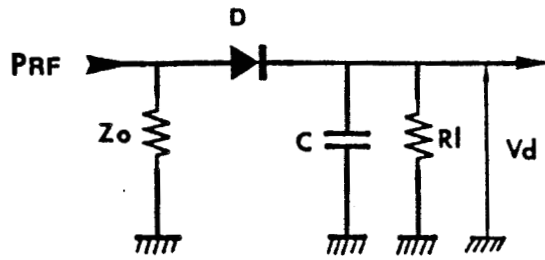


Figure 2.37 : Schéma de principe d'un détecteur à diode Schottky.

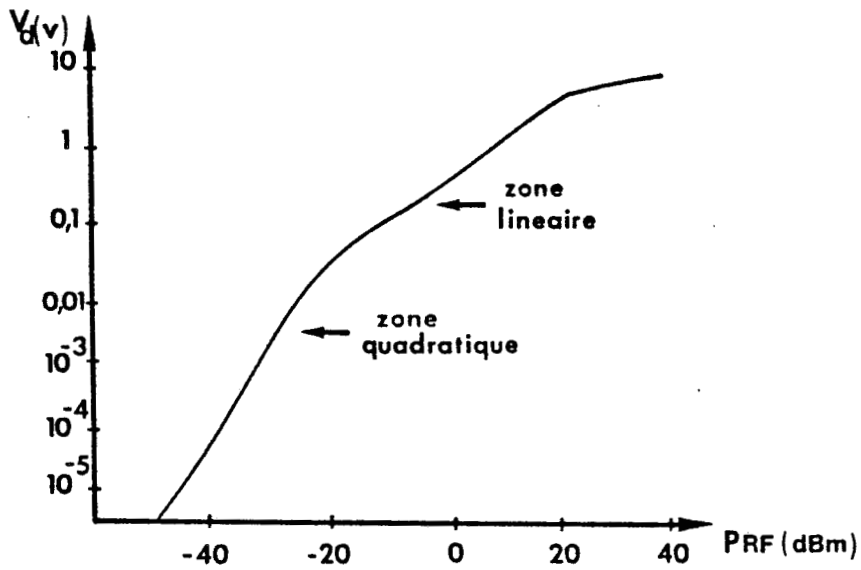


Figure 2.38 : Courbe de réponse $V_D = f(P_{RF})$ d'un détecteur à diode Schottky.

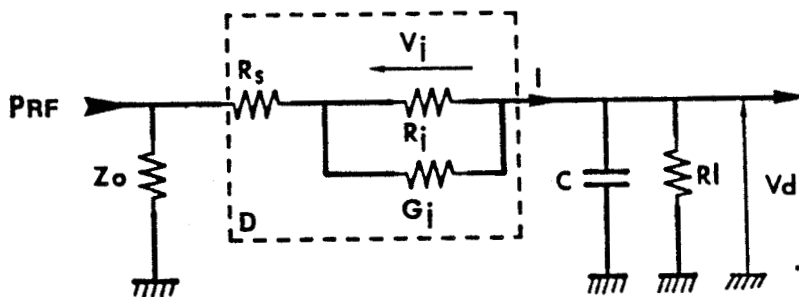


Figure 2.39 : Représentation du détecteur incluant le schéma équivalent de la diode Schottky.

- le réseau d'adaptation résistif Z_0 , qui assure un faible taux d'ondes stationnaires dans une large bande de fréquence,
- la diode détectrice D ,
- la capacité de détection C ,
- la résistance de charge R_L .

On note P_{RF} , la puissance hyperfréquence injectée au détecteur,

V_D , la tension détectée.

La courbe de réponse d'un détecteur à diode Schottky [9], présentée figure 2.38, permet de distinguer deux zones importantes :

- la zone "quadratique", qui s'étend du bruit jusqu'à des puissances de l'ordre de -20 dBm, où $V_D = \alpha P_{RF}$,
- la zone linéaire, où $V_D = \alpha (P_{RF})^{1/2}$

La loi de détection dans la zone quadratique peut être exprimée analytiquement. A cette fin, on remplace, dans le schéma de principe de la figure 2.37, la diode Schottky détectrice par son schéma équivalent [10], dont les éléments sont les suivants :

- R_j : résistance de jonction,
- C_j : capacité de jonction,
- R_S : résistance série.

Ce qui conduit à une nouvelle représentation du détecteur, donnée figure 2.39.

La diode Schottky obéit à l'équation de la diode classique, qui permet d'exprimer le courant I traversant la jonction en fonction de la tension V_j qui lui est appliquée :

$$I = I_S \left[\exp\left(\frac{qV_j}{nKT}\right) - 1 \right] \quad (2-30)$$

avec : I_S : courant de saturation
 q : charge de l'électron $1.6 \cdot 10^{-19}$ Cb
 n : facteur d'idéalité $1 < n < 2$
 K : constante de Boltzmann $1.38 \cdot 10^{-23}$ J.K⁻¹
 T : température absolue.

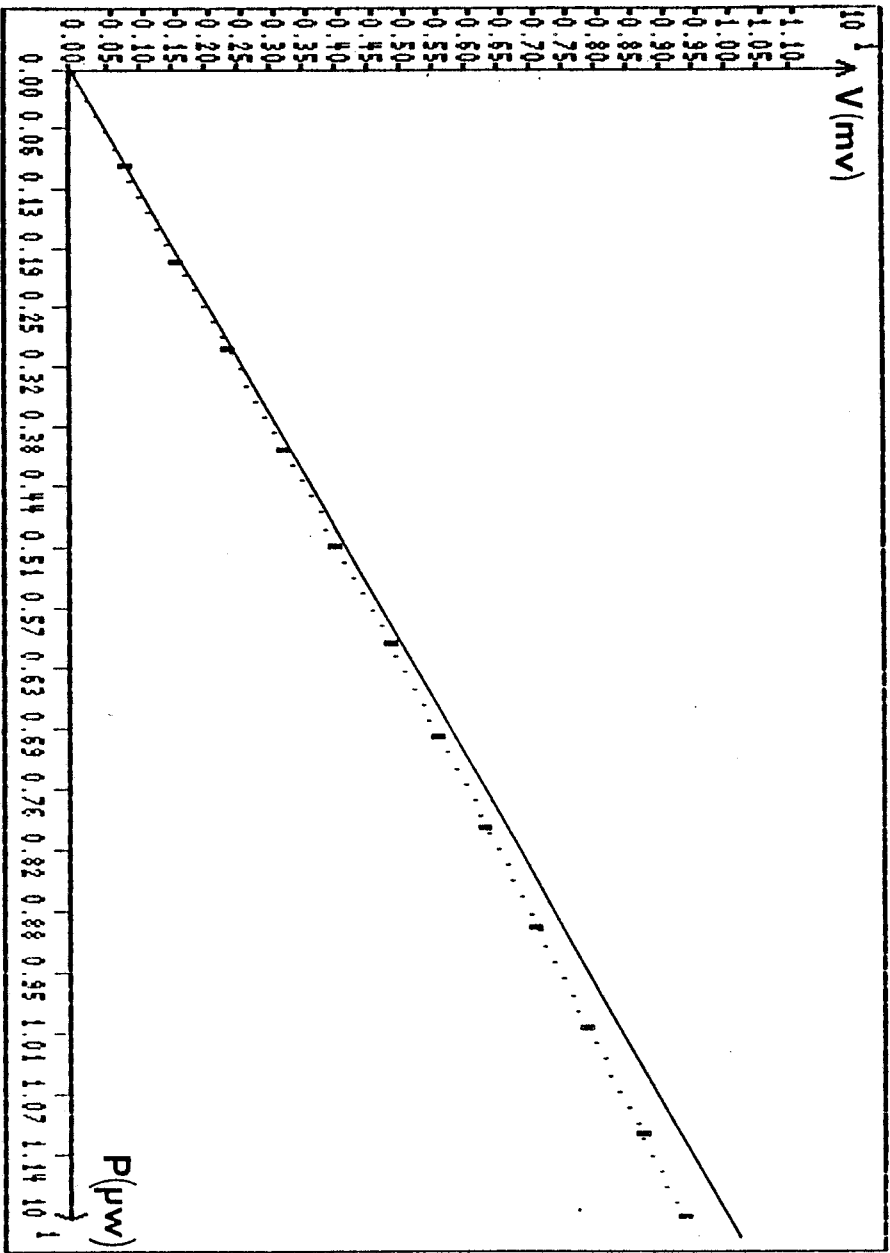


Figure 2.40 : Caractéristique de sortie mesurée d'un détecteur HP 8473B.

On note : $V_t = \frac{nKT}{q}$

Lorsque la tension V_j est faible, on peut écrire le courant I sous la forme :

$$I = I_S \left[\left(\frac{V_j}{V_t} \right) + \frac{1}{2!} \left(\frac{V_j}{V_t} \right)^2 + \dots + \frac{1}{n!} \left(\frac{V_j}{V_t} \right)^n + \dots \right] \quad (2-31)$$

Supposons maintenant que la puissance hyperfréquence soit injectée au détecteur par un générateur d'impédance interne Z_0 , qui délivre une tension $v = V \cos \omega t$; la tension appliquée à la jonction s'exprime alors sous la forme :

$$V_j = \frac{R'_j}{R_v} V \cos \omega t$$

avec :

$$R'_j = \frac{R_j}{1 + jR_j C_j \omega}$$

$$R_v = \frac{Z_0}{2} + R_S + R'_j$$

La capacité se chargeant à la valeur moyenne du courant I , la tension détectée V_D a pour expression :

$$V_D = \frac{R_L R'_j I_S}{R_L + R_v} \left[\frac{1}{4} \left(\frac{R'_j \cdot V}{R_v \cdot V_t} \right)^2 + \frac{1}{64} \left(\frac{R'_j \cdot V}{R_v \cdot V_t} \right)^4 + \dots \right] \quad (2-32)$$

Ce qui nous permet d'écrire la loi de détection sous la forme :

$$V_D = \alpha_1 P_{RF} + \alpha_2 (P_{RF})^2 + \dots \quad (2-33)$$

que l'on peut comparer à la loi de détection quadratique idéale : $V_D = \alpha P_{RF}$.

La tension détectée n'apparaît pas strictement proportionnelle à la puissance hyperfréquence appliquée à la diode. La dérive par rapport à la loi quadratique, due à la présence de termes contenant des puissances de P_{RF} supérieures à 1, est illustrée par la figure 2.40, qui présente la caractéristique de sortie mesurée d'un détecteur HP 8473B.

Par conséquent, nous sommes conduits à rechercher un modèle numérique et une procédure de calibrage qui permettent de linéariser la caractéristique du détecteur utilisé à la sortie du pont de mesure.

2.5.2 Linéarisation de la caractéristique du détecteur

2.5.2.1 Modèle de simulation numérique

La loi de détection d'une diode Schottky peut être approchée à l'aide du modèle proposé par Hoer [11] :

$$P = K v^{\beta f(v)} \quad (2-34)$$

qui permet de calculer la puissance hyperfréquence P appliquée au détecteur, à partir de la mesure de la tension v , qu'on exprime :

$$v = (V - V_0)$$

avec V , la tension détectée,
 V_0 , la tension détectée en absence de signal d'entrée ($P = 0$).

La fonction $f(v)$ est définie par :

$$f(v) = 1 + b_1 v + b_2 v^2 + \dots + b_n v^n$$

Dans ce modèle, les termes $V_0, k, \beta, b_1 \dots b_n$ apparaissent comme des constantes, qu'il conviendra de déterminer à partir de la caractéristique mesurée $P = f(V)$ du détecteur.

Il est à noter que pour une diode qui présente une loi de détection quadratique lorsque P est proche de 0, $\beta = 1$; K est alors la pente à l'origine de la caractéristique.

2.5.2.2 Détermination des constantes

- Détermination de K et V_0

Lorsque la puissance appliquée à la diode est très faible (de -50 à -40 dBm environ), elle peut être exprimée en fonction de V par la fonction suivante :

$$P = K (V - V_0) \quad (2-35)$$

qui est de la forme :

$$y = A_0 + A_1 V$$

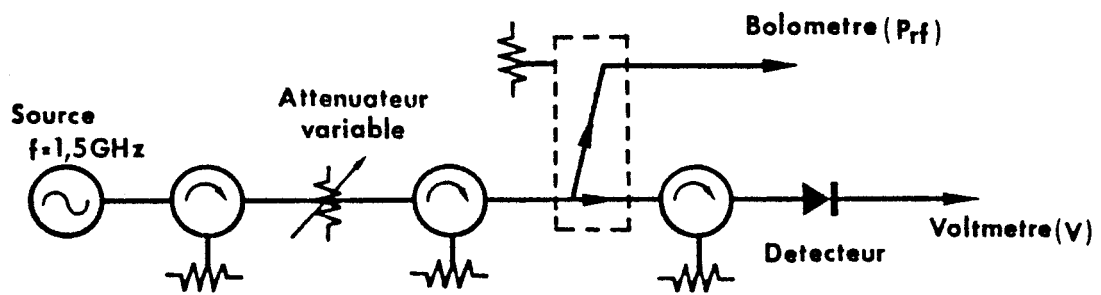


Figure 2.41 : Dispositif utilisé pour la mesure de la caractéristique des détecteurs.

Un minimum de trois points de mesure à très bas niveau sont donc nécessaires pour déterminer A_0 et A_1 à l'aide du critère des moindres carrés. K et V_0 sont ensuite calculés à l'aide des relations :

$$K = A_1$$
$$V_0 = -\frac{A_2}{A_1}$$

- Détermination de β, b_0, \dots, b_n

On transforme l'expression (2-34), de manière à faire apparaître une combinaison linéaire de fonction simples de v :

$$\text{Log} \left(\frac{P}{K} \right) = \beta \text{Log} v + \beta b_1 v \text{Log} v + \beta b_2 v^2 \text{Log} v + \dots + \beta b_n v^n \text{Log} v \quad (2-36)$$

à laquelle on peut associer la fonction d'approximation :

$$y' = B_0 \varphi_0(v) + B_1 \varphi_1(v) + B_2 \varphi_2(v) + \dots + B_n \varphi_n(v)$$

avec :

$$\varphi_0(v) = \text{Log} v$$
$$B_0 = \beta$$

$$\varphi'_1(v) = v^i \text{Log} v$$
$$B_i = \beta \cdot b_i$$

La détermination des coefficients B_0 à B_n de la fonction d'approximation à l'aide du critère des moindres carrés requiert un nombre de points de mesure $\geq n + 2$.

Afin d'accéder à des valeurs réalistes des constantes du modèle, on utilisera en pratique un nombre important de points de mesure répartis sur l'ensemble de la caractéristique.

2.5.2.3 Dispositif de mesure

La mesure de la caractéristique du détecteur est effectuée à l'aide du dispositif de la figure 2.41, qui comprend :

- une source hyperfréquence,
- un atténuateur variable,
- un coupleur 3 dB,
- un bolomètre.

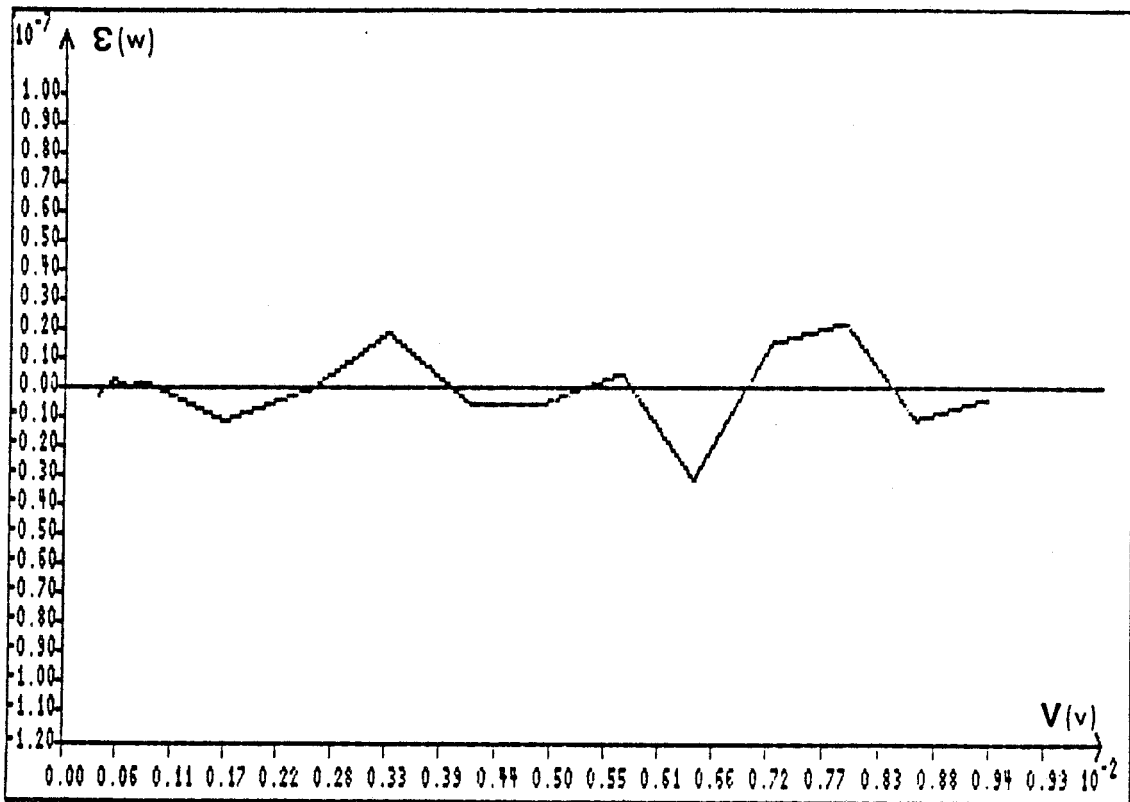


Figure 2.42 : Tracé de l'erreur résiduelle $\epsilon = P_{\text{mesurée}} - P_{\text{simulée}} = f(v)$

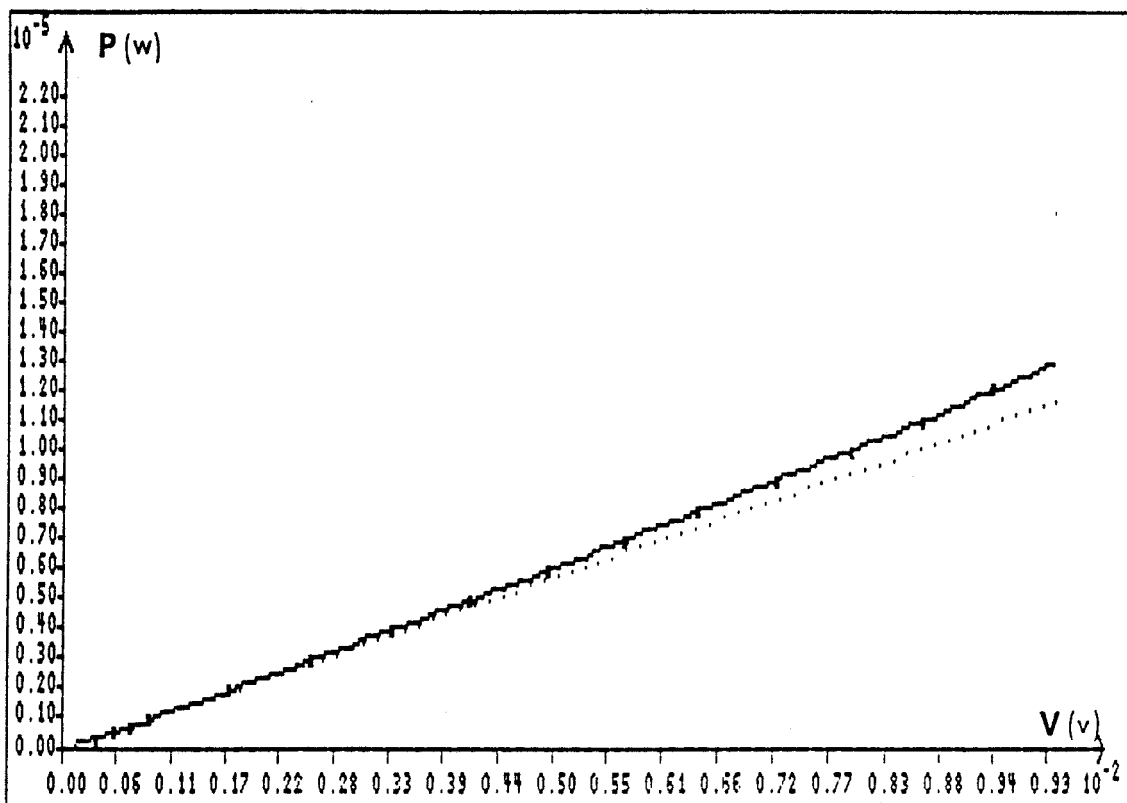


Figure 2.43 : Linéarisation de la caractéristique d'un détecteur HP 8473B.

et permet d'appliquer au détecteur différents niveaux de puissance, contrôlés par le bolomètre.

2.5.2.4 Application à la linéarisation de la caractéristique d'un détecteur HP 8473B

La plage d'utilisation du détecteur est dans le cas de notre système, comprise entre $10\mu W$ (-50 dBm) et $15\mu W$ (# -18 dBm).

Nous devons donc procéder à la linéarisation de la caractéristique dans cette zone.

Tout d'abord, on détermine les constantes K et V_0 du modèle de simulation à l'aide de trois points de mesure relevés pour des puissances incidentes comprises entre 50 et 100 nW.

Le choix du degré du polynôme $f(v)$ est dicté par le critère suivant : on augmente n jusqu'à ce que la courbe d'erreur résiduelle définie par $\varepsilon = P_{\text{mesurée}} - P_{\text{simulée}}$, se répartisse de manière aléatoire autour de zéro. A titre d'exemple, nous présentons figure 2.42 la courbe $\varepsilon = f(V)$ dans le cas où $n = 4$.

Cette procédure de linéarisation a conduit à l'approximation de la caractéristique de détecteur de sortie présentée figure 2.43.

2.5.3 Application à la mesure de coefficients de réflexion ou de transmission

L'équation de linéarisation du détecteur a été intégrée aux logiciels de mesure de coefficients de réflexion et de transmission ; l'efficacité de la correction peut donc être testée sur les prototypes fonctionnant à 1.5 GHz.

- Mesures en réflexion

La charge-test utilisée, du type "charge de Woods" [8], est constituée d'un Té SMA auquel est connecté un piston de court-circuit. Le second accès du Té est fermé sur une charge adaptée ; le troisième port présente alors, en fonction de l'étirement du piston, toute une gamme de coefficients de réflexion dont la mesure, effectuée à l'analyseur de réseau, est présentée figure 2.44.

La comparaison des courbes d'erreur données figures 2.45 et 2.46 permet d'apprécier l'amélioration apportée à la mesure du coefficient de réflexion par la correction de la dérive quadratique du détecteur.

Les écarts relevés sans correction du détecteur sont :

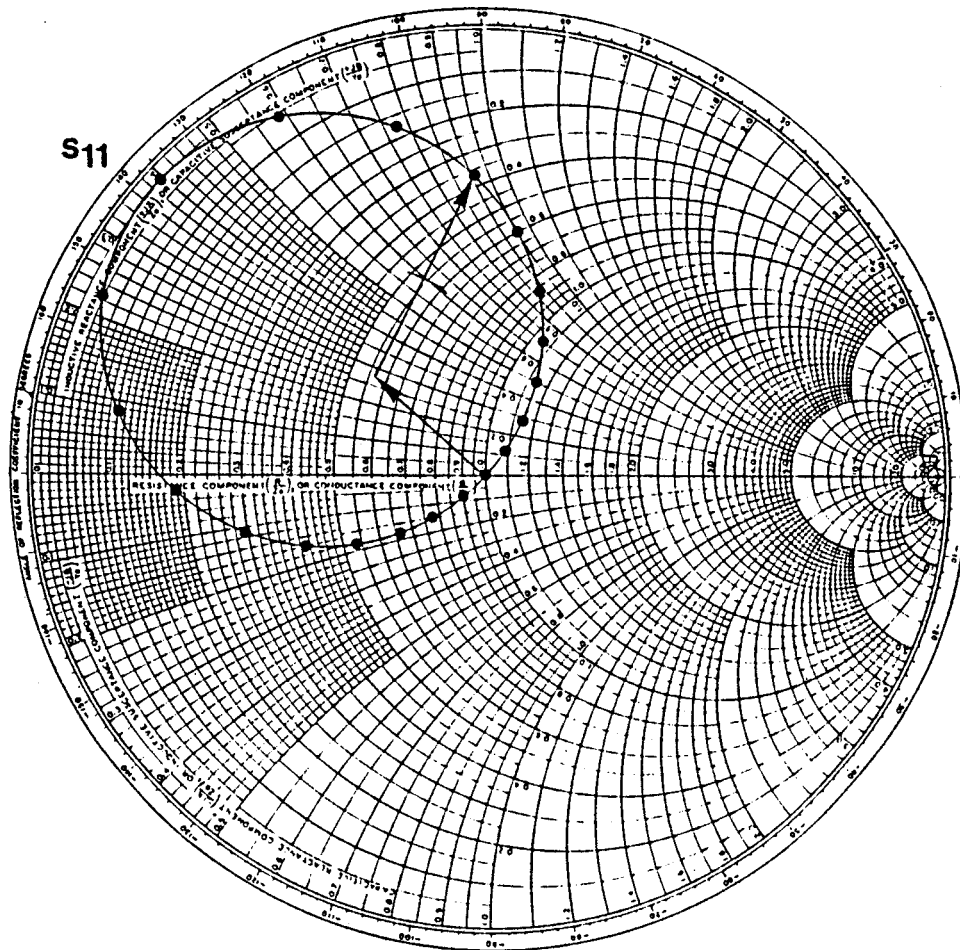


Figure 2.44 : Coefficients de réflexion de la charge de Woods mesurés à l'analyseur de réseau pour quelques positions du piston.

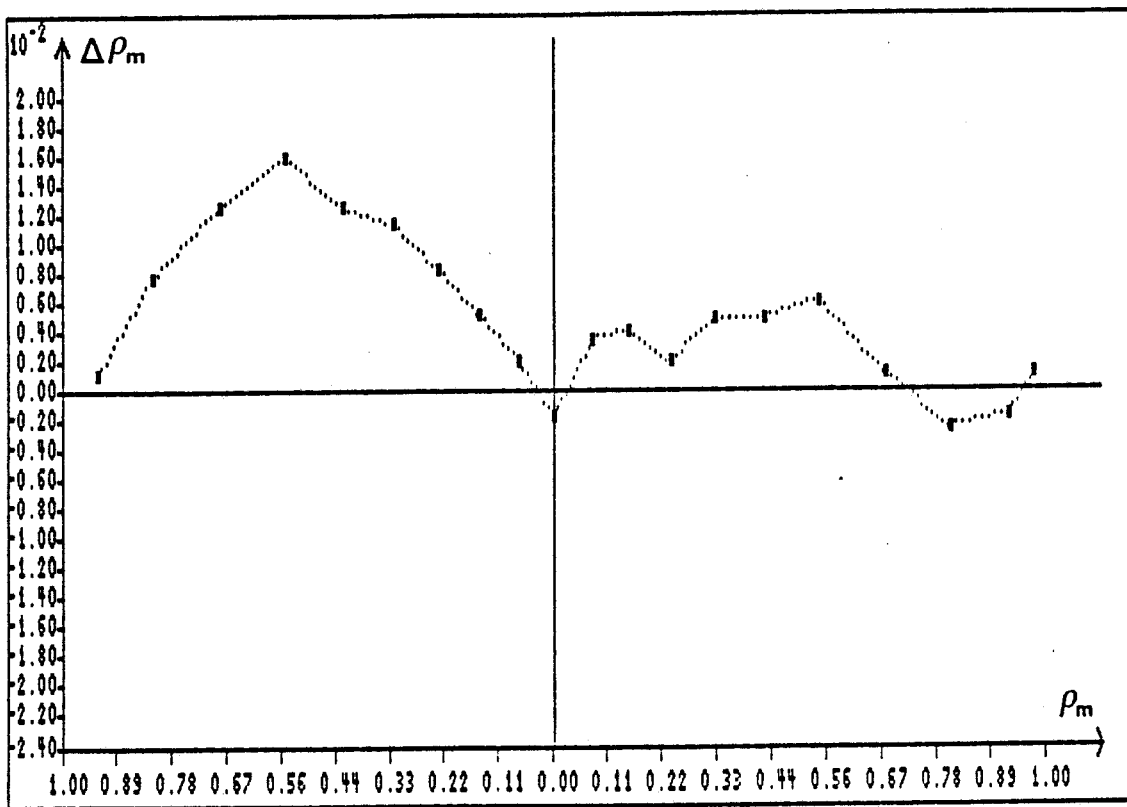


Figure 2.45a

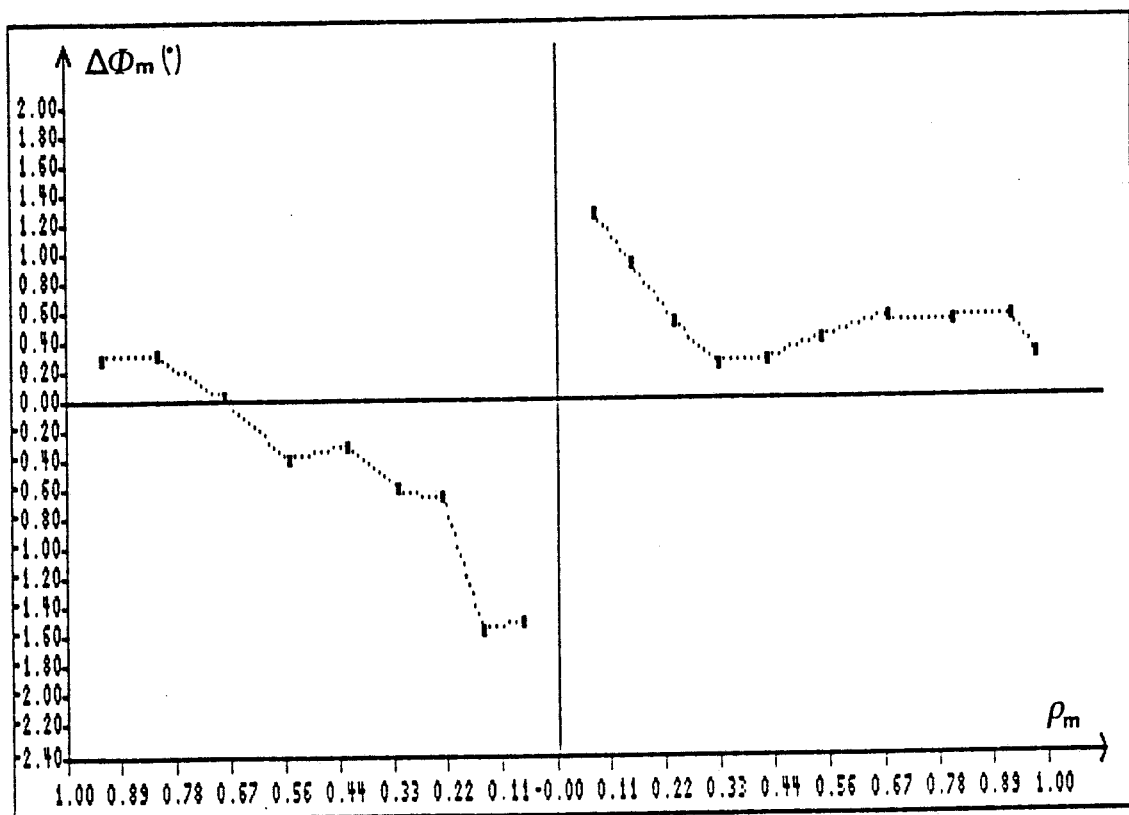


Figure 2.45b

Figure 2.45 : Incertitude en module (a) et la phase (b) obtenue sur la mesure du coefficient de réflexion de la charge de Woods sans correction du détecteur D_2 .

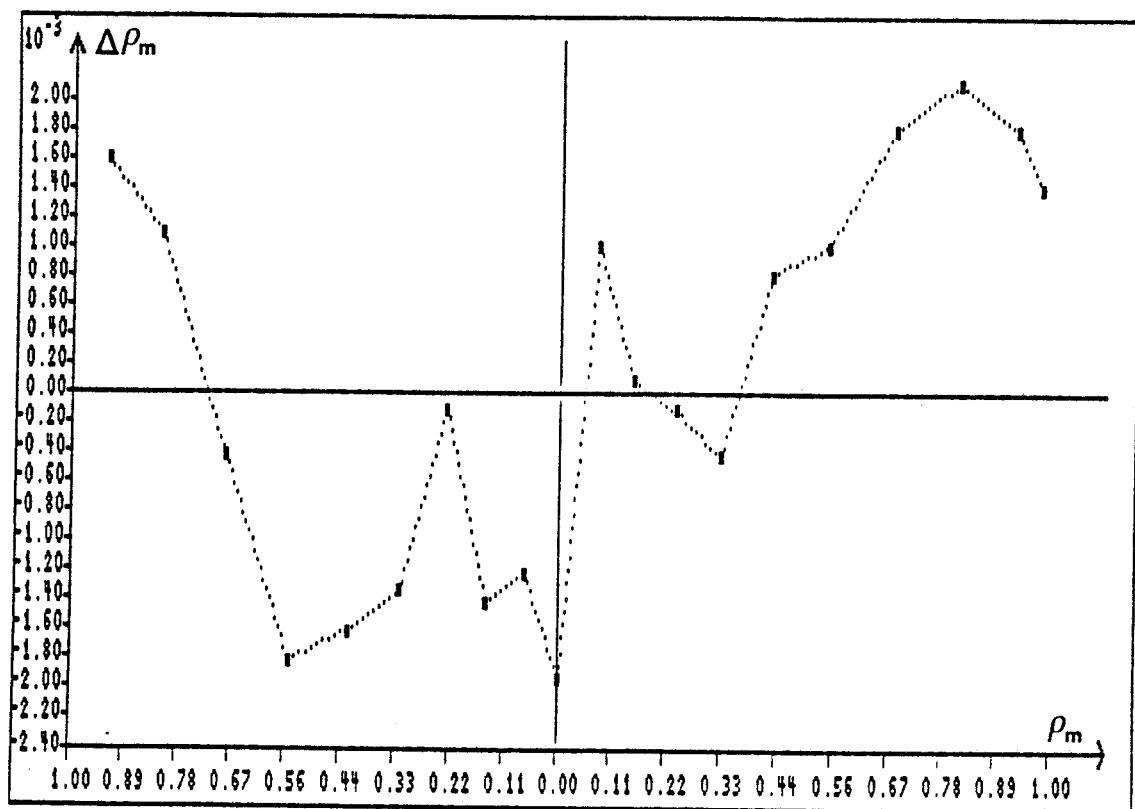


Figure 2.46a

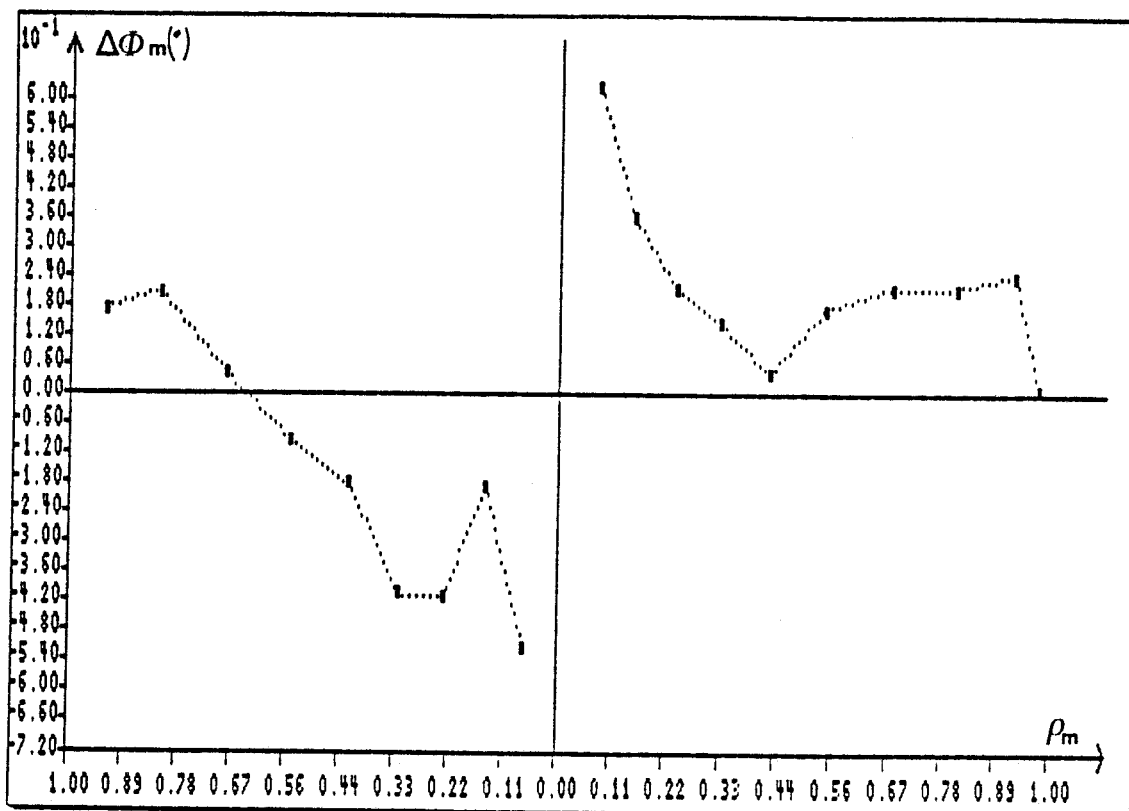


Figure 2.46b

Figure 2.46 : Incertitude obtenue en module (a) et phase (b) sur la mesure du coefficient de réflexion de la charge de Woods, avec correction du détecteur D_2 .

- $|\Delta\rho| \leq 0,018$
- $|\Delta\Phi| \leq 1,6^\circ$

Alors que la linéarisation du détecteur conduit aux résultats suivants :

- $|\Delta\rho| \leq 0,002$
- $|\Delta\Phi| \leq 0,6^\circ$
- Mesures en transmission

Les mesures de coefficients de transmission effectuées sur l'atténuateur adapté HP 8594 B permettent de conclure aux incertitudes suivantes, illustrées par la figure 2.47.

- de 3.10^{-3} à 3.10^{-4} sur ρ_{53}
- de $0,1^\circ$ à $0,4^\circ$ sur Φ_{53}

2.6 Conclusion

Le chapitre 1 ayant montré la nécessité d'une méthode de correction des erreurs systématiques du pont de mesure, le problème a été abordé au cours de ce deuxième chapitre.

Tout d'abord, nous analysons brièvement les erreurs spécifiques aux systèmes de test hyperfréquences, imputables aux défauts de directivité et d'isolation entre voies de mesure et de référence, à la désadaptation de la source et de la charge, ainsi qu'à une réponse en fréquence non uniforme.

Un mode de correction de ces erreurs, analogue à celui des analyseurs de réseau vectoriels, est ensuite mis en oeuvre et testé sur le pont de mesure fonctionnant à 1.5 GHz, décrit au chapitre 1. Il s'agit de définir le graphe d'erreur associé à chaque configuration de mesure (réflexion ou transmission) qui permet de relier analytiquement le paramètre mesuré au paramètre réel de l'objet en test ; les éléments (ou vecteurs d'erreur) de ce graphe sont déterminés par une mesure sur des charges connues.

Le calibrage du système en réflexion, dont le graphe d'erreur comprend trois termes, a été effectué à l'aide de la méthode Hewlett-Packard, qui utilise les éléments de référence suivants : charge adaptée, court-circuit, circuit ouvert. L'incertitude maximale obtenue après correction sur la mesure du coefficient de réflexion d'un piston de court-circuit répond maintenant au cahier des charges.

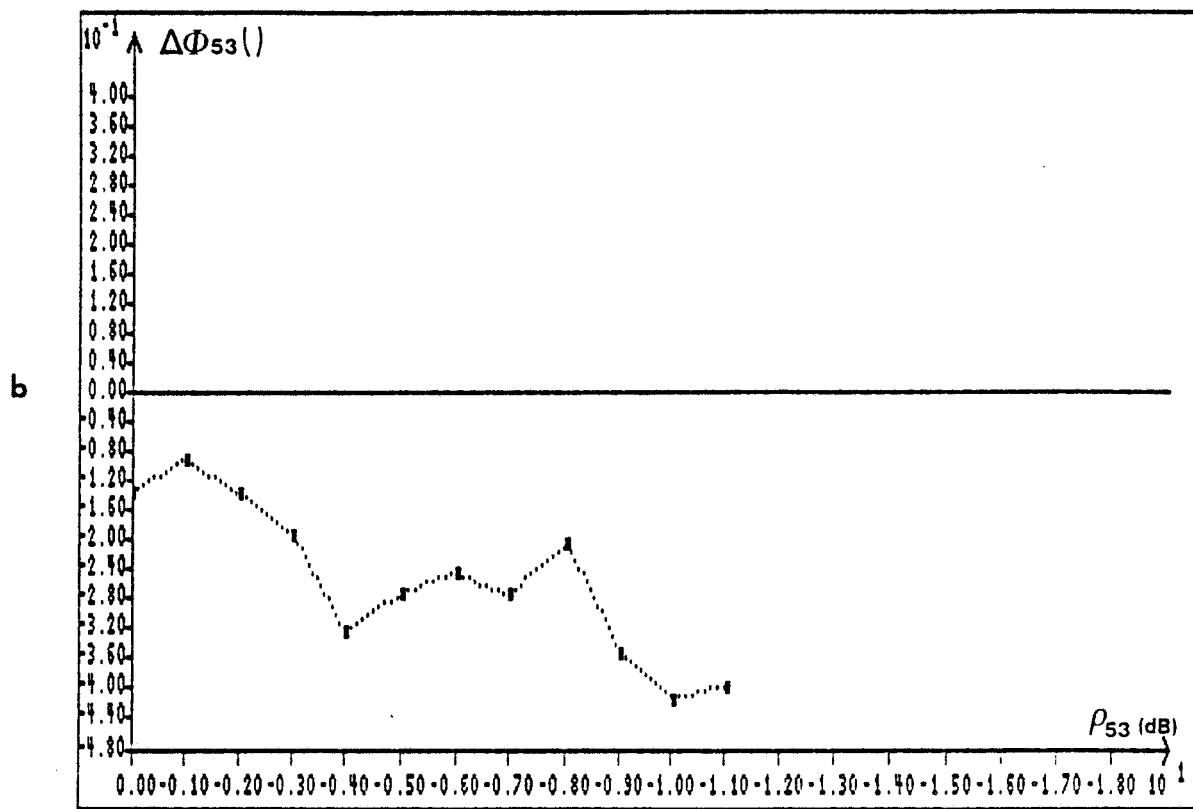
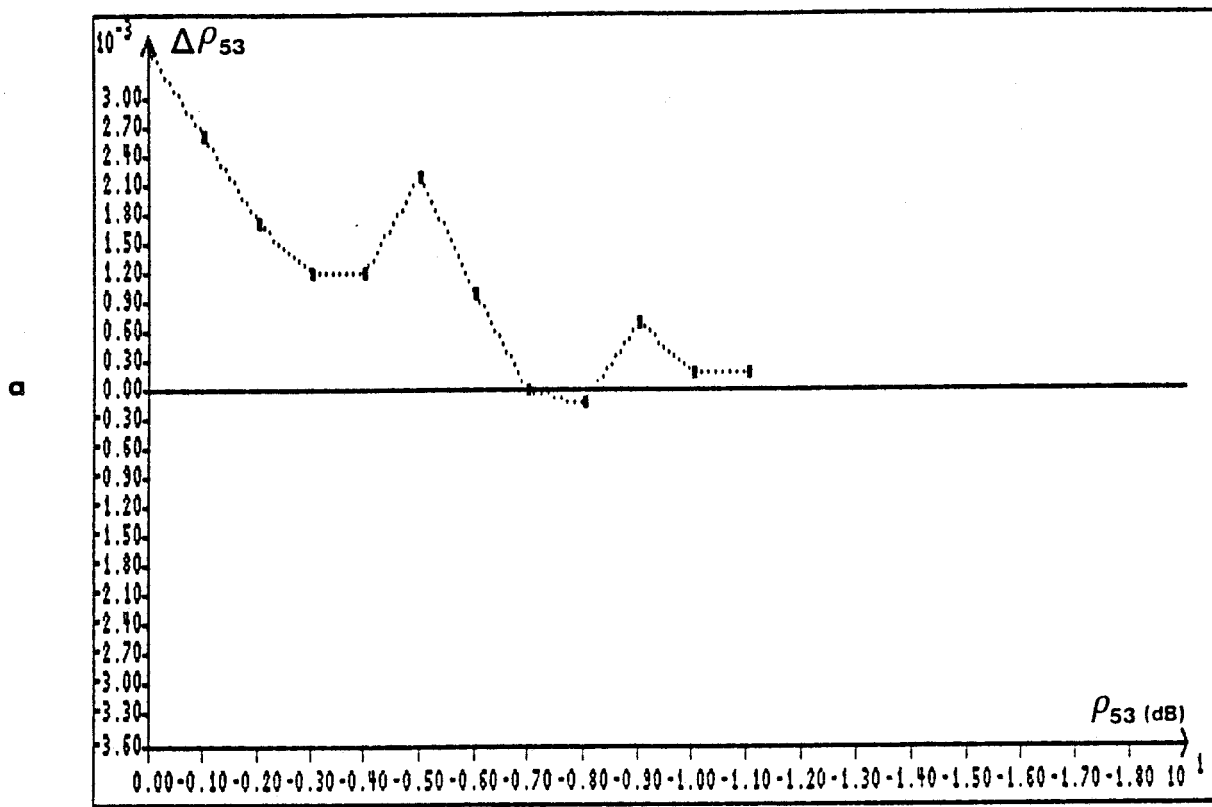


Figure 2.47 : Incertitude obtenue en module (a) et phase (b) sur la mesure du coefficient de transmission de l'atténuateur adapté , avec correction du détecteur D_2 .

En transmission, nous avons été amenés à traiter successivement le cas d'un quadripôle adapté, puis celui d'un quadripôle désadapté.

Lorsque le quadripôle sous test est adapté, le calibrage du pont ne nécessite que deux mesures en transmission, effectuées dans les configurations suivantes : ports de mesure reliés, ports de mesure fermés sur des charges adaptées.

La méthode de calibrage est plus complexe dans le second cas ; les coefficients de réflexion du quadripôle générant des termes d'erreurs supplémentaires, le graphe d'erreur comprend maintenant dix termes. De plus, la détermination du coefficient de transmission d'un quadripôle non adapté nécessite la mesure préalable de ses coefficients de réflexion ; nous avons donc été amenés à réaliser un pont mixte, constitué du système de mesure en transmission simple et d'un module de commutation en technologie microruban.

Les mesures effectuées sur un atténuateur adapté dans le premiers cas, puis sur une charge à coefficients de réflexion et de transmission variables (charge de Woods) dans le second cas, ont conduit à des résultats satisfaisants.

L'amélioration de la précision apportée par le pont mixte lors de la mesure du coefficient de transmission d'un quadripôle non adapté est indéniable ; toutefois, le nombre et la complexité des opérations de calibrages nécessitées par cette configuration apparaissent peu compatibles avec une éventuelle application industrielle.

Enfin, la linéarisation de la réponse du détecteur de sortie, qui présente une dérive par rapport à la loi quadratique, a permis de corriger une partie des erreurs résiduelles, tant en réflexion qu'en transmission.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 2

- [1] HEWLETT-PACKARD
"HP8510 Network Analyzer - Operating and Programming" pp 165-180.
- [2] E.F. DA SILVA, M.K. MCPHUN
"Calibration of Microwave Network Analyser for Computer-Corrected S-Parameter Measurements"
Electronics Letters, Vol. 9, n° 6, pp 126-128, March 1973.
- [3] E.F. DA SILVA, M.K. MCPHUN
"Calibration Techniques for One-Port Measurement"
Microwave Journal, pp 97-100, June 1978.
- [4] B. BIANCO, A. CORANA, S. RIDELLA, C. SIMICICH
"Evaluation of Errors in Calibration Procedures for Measurements of Reflection Coefficient"
IEEE Transactions MTT-22, pp 354-358, Dec. 1978.
- [5] S. REHNMARK
"On the Calibration Process of Automatic Network Analyzer Systems"
IEEE Transactions MTT-22, pp 457-458, April 1974.
- [6] J. FITZPATRICK
"Error Models for Systems Measurement"
Microwave Journal, pp 13-16, May 1978.
- [7] P. HEUCHON
"Conception d'un pont interférométrique multi-état en vue de la mesure en micro-ondes d'un coefficient de réflexion ou de transmission"
Mémoire CNAM, Lille, Mars 1989.
- [8] D. WOODS
"Generation of Reflection Coefficient Standard of any Value by Means of a Three-Port Coaxial Junction at Microwave Frequencies"
Electronics Letters, vol. 10, n° 18, pp 379-380, Septembre 1974.

- [9] HEWLETT-PACKARD
"Schottky Barrier Diode Video Detectors"
Application Note 923.
- [10] F. GARDIOL
"Hyperfréquences" - Edition Dunod.
- [11] C.A. HOER
"Measuring and Minimizing Diode Detector Nonlinearity"
IEEE Transactions IM-25, pp 324-329, Dec. 1976.

Chapitre 3

**Application à la mesure du taux d'humidité d'un solide ou
d'un liquide en hyperfréquences**

Chapitre 3

Application à la mesure du taux d'humidité d'un solide ou d'un liquide en hyperfréquences

3.1 Introduction

Le système simplifié de mesure de coefficient de réflexion ou de transmission dont nous avons étudié le principe et les performances au cours des deux premiers chapitres est destiné au contrôle non destructif. La mesure du taux d'humidité des solides ou des liquides, qui s'inscrit dans ce domaine, apparaît comme un problème très important, notamment d'un point de vue économique. Ainsi que nous le rappelons dans une première partie essentiellement bibliographique [28] divers procédés de mesure de la teneur en eau sont déjà couramment employés.

Toutefois, l'évolution constante des cahiers des charges conduit à explorer sans cesse de nouvelles méthodes, parmi lesquelles la mesure d'humidité au moyen des hyperfréquences, devenue envisageable grâce à la disponibilité et à la diminution du coût des composants micro-ondes. Une brève synthèse des principes et des propriétés des divers systèmes de mesure d'humidité, et plus particulièrement des dispositifs utilisant les micro-ondes, s'avère nécessaire, avant d'aborder la conception du capteur associé au pont de mesure interférométrique fonctionnant à 1.5 GHz. Nous procédons enfin à l'étude de faisabilité de l'application proposée, à savoir la détermination de la teneur en eau des graines : blé, colza, orge, tournesol.

3.2 Généralités sur la mesure d'humidité

3.2.1 Intérêt et définition du taux d'humidité

Le problème de la connaissance du taux d'humidité des matériaux est ancien, dans la mesure où il détermine leur qualité et leur possibilité de conservation. Par ailleurs, son intérêt économique est évident ; lors de transactions commerciales, il est primordial de connaître la quantité d'eau contenue dans un matériau. Celle-ci est caractérisée par :

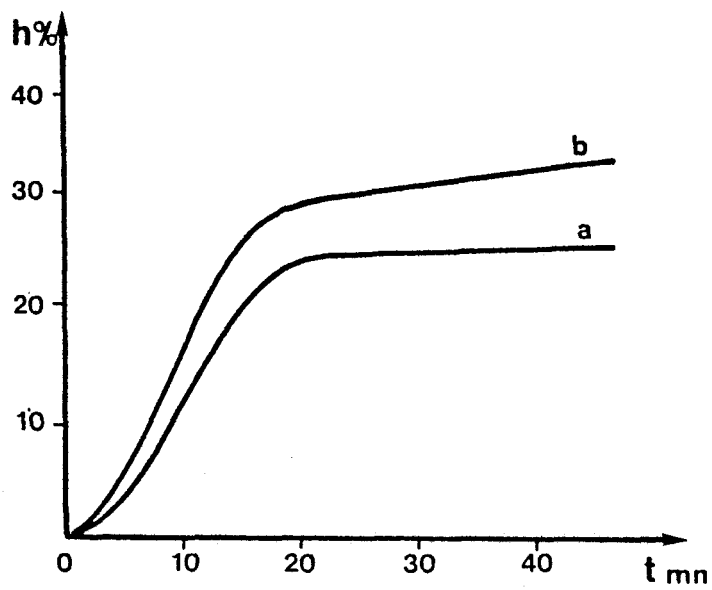


Figure 3.1 : Etalonnage par la méthode gravimétrique
a : substance inaltérée
b : substance altérée par la chaleur

- le taux d'humidité absolu :

$$H_a = \frac{\text{masse d'eau}}{\text{masse de produit sec}} = \frac{m_e}{m_s} \quad (3-1)$$

- le taux d'humidité relatif :

$$H_r = \frac{\text{masse d'eau}}{\text{masse totale de produit humide}} = \frac{m_e}{m_e + m_s} \quad (3-2)$$

C'est le taux d'humidité relatif qui est le plus couramment utilisé ; on l'exprime généralement en pourcents et on le note :

$$h = H_r \times 100 \quad (3-3)$$

Nous allons nous attacher à mettre au point un procédé permettant de déterminer h . Le problème a déjà été posé antérieurement ; il ressurgit néanmoins au fur et à mesure des besoins, soit pour des matériaux différents, soit avec des cahiers des charges de plus en plus exigeants, justifiant ainsi notre étude.

3.2.2 Rappel des procédés de mesure d'humidité existants [1] [2]

3.2.2.1 Méthode gravimétrique

Cette méthode est surtout utilisée pour l'étalonnage des systèmes de mesure du taux d'humidité des solides et des liquides. Son principe consiste à peser un échantillon humide et à le sécher complètement en étuve avant de le peser à nouveau.

Ce procédé de mesure d'humidité est relativement long ; le séchage réalisé dans une étuve de type conventionnel nécessite au moins une heure. La mesure est beaucoup plus rapide (quelques minutes) si l'on utilise un procédé de séchage par micro-ondes (système OSI [3]). Il convient par ailleurs d'éviter toute altération de la substance par la chaleur.

Ce phénomène peut être caractérisé par la courbe de l'humidité en fonction du temps, dont un exemple est présenté figure 3.1. Lorsque le tracé présente un palier horizontal parallèle à l'axe des temps, la substance n'a pas été altérée par la chaleur. C'est l'inverse lorsque la courbe continue à

croître indéfiniment après avoir atteint le coude correspondant à la fin du séchage ; la détermination du taux d'humidité est alors impossible.

3.2.2.2 L'hygromètre à absorption spectrométrique (infrarouge)

Cette méthode de mesure est fondée sur la constatation qu'en infrarouge (IR) l'humidité provoque l'absorption de certaines radiations tandis que d'autres longueurs d'ondes sont transmises. Parmi les premières on trouve la longueur d'onde $\lambda_1 = 1.93 \mu m$ et parmi les secondes $\lambda_2 = 1.4$ et $1.7 \mu m$.

On utilise cette méthode pour déterminer l'humidité des gaz et des liquides, par transparence, et des solides, par réflexion (système MOISTURE REGISTER PRODUCTS [4]). La mesure consiste à déterminer le rapport des signaux infrarouges ayant ces deux longueurs d'ondes, après leur traversée du gaz ou du liquide ou après réflexion sur le corps solide. Ce rapport dépend de l'humidité à mesurer, puisque celle-ci n'absorbe que l'une des deux radiations émises, celle qui n'est pas absorbée servant de référence. Dans le cas de solides, cette méthode présente l'inconvénient de ne fournir qu'une mesure superficielle.

3.2.2.3 Les systèmes fonctionnant aux radiofréquences

Les radiofréquences sont utilisées depuis plusieurs dizaines d'années pour la mesure d'humidité. Un exemple de ce type de systèmes, traité par Bernard et al. [5], est utilisé pour la détermination du taux d'humidité des sols. La fréquence de 10 MHz est ici retenue, la partie réelle ϵ' de la permittivité du matériau dépendant peu de la température à cette fréquence. La cellule de mesure, de type capacitif, comporte plusieurs électrodes constituées d'antennes implantées dans le sol ; on l'utilise également pour la mesure de matériaux textiles. Cette cellule, dont la capacité à vide est de l'ordre du pF, entre dans la composition d'un résonateur accordé sur une fréquence proche de 10 MHz. La condition d'oscillation est obtenue par adjonction d'une résistance négative qui annule celle du résonateur chargé par le matériau. La fréquence d'oscillation rend alors compte de la capacité de la cellule et par conséquent du taux d'humidité du matériau.

Un autre type de cellule fonctionnant à des fréquences voisines consiste en une ligne coaxiale fendue placée soit à l'intérieur (Lebrun [6]), soit à proximité (système SENSORTECH [7]) du

matériau à tester, dont la présence modifie les paramètres de propagation du champ électromagnétique. Ce type de cellule est notamment utilisé dans le domaine agroalimentaire.

3.2.2.4 Les capteurs à oxyde d'aluminium

L'élément sensible des capteurs d'humidité à oxyde d'aluminium (système PANAMETRICS [8]) consiste en un condensateur dont le diélectrique poreux (Al_2O_3) absorbe une quantité d'eau qui varie comme la pression de vapeur d'eau atmosphérique. La mesure repose sur une détermination de la résistance équivalente du composant. Un tel capteur est parfois utilisé pour mesurer le taux d'humidité de matériaux solides; on fait alors l'hypothèse d'un taux d'humidité identique dans le matériau et dans l'air environnant. Ce procédé présente l'inconvénient d'être relativement long, dans la mesure où il faut attendre que l'équilibre soit atteint.

3.2.2.5 L'utilisation des rayons gamma

La détermination de la teneur en eau des matériaux s'effectue aussi à partir de la mesure du facteur de réflexion et surtout de transmission des rayons gamma (sources au Césium 137 ou au Cobalt 60). Ce procédé est utilisé pour déterminer l'hydrogène total contenu dans les échantillons. Lorsque l'eau est le seul composé hydrogéné, la technique permet une mesure rapide de l'humidité (système OHMART [9], Rutledge [10]).

D'autres méthodes peuvent toutefois être préférées à celle-ci, compte tenu des dangers de l'utilisation de sources de rayons gamma.

3.2.2.6 Exemple de procédé chimique : la méthode de Karl Fischer [1]

De nombreuses méthodes chimiques de détermination du taux d'humidité reposent sur une réaction d'un composé avec l'eau à doser, suivie d'une détermination de l'excès du composé ou d'un produit formé. La méthode de Karl Fisher, qui a donné lieu à de nombreuses applications, est fondée sur la réduction, en présence d'eau, de l'iode par l'anhydride sulfureux. Elle permet de déterminer des teneurs en eau comprises entre quelques ppm et 100 % dans des substances solides, liquides et gazeuses. La méthode de Karl Fisher, comme la plupart des procédés chimiques, présente l'inconvénient d'être destructive.

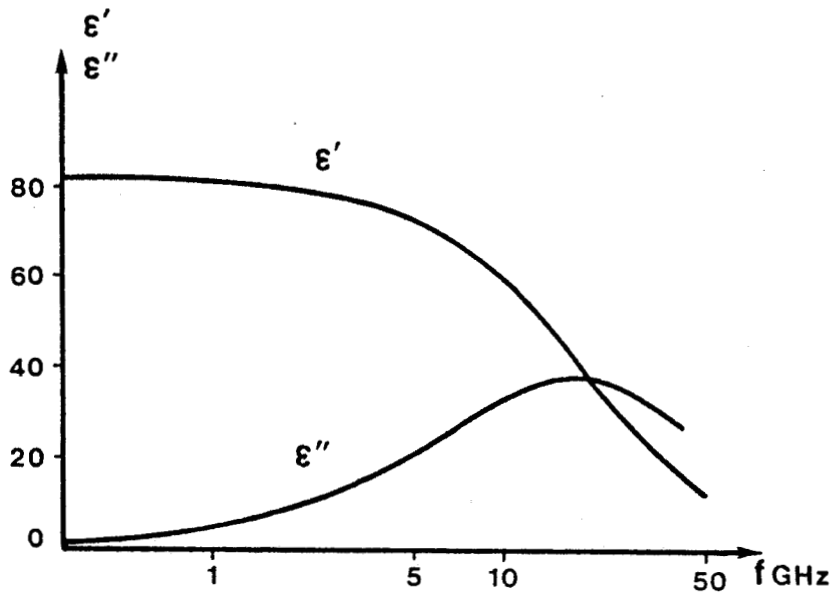


Figure 3.2 : Evolution de ϵ' , et ϵ'' , de l'eau en fonction de la fréquence.

3.2.3 Les systèmes de mesure d'humidité par micro-ondes

3.2.3.1 Définitions et principe de la mesure

La mesure de la quantité d'eau contenue dans un matériau utilise l'interaction des microondes avec le milieu de permittivité complexe :

$$\epsilon^* = \epsilon' - j\epsilon'' \quad (3-4)$$

où ϵ' est la constante diélectrique du matériau, et ϵ'' le facteur de pertes diélectriques.

Cette interaction est caractérisée par la constante de propagation γ de l'onde électromagnétique dans le milieu considéré

$$\gamma = \alpha + j\beta = j\frac{2\pi}{\lambda}(\epsilon' - p - j\epsilon'')^{1/2} \quad (3-5)$$

avec $p = \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2$

où λ représente la longueur d'onde dans l'espace libre, et λ_c la longueur d'onde de coupure en propagation guidée. Dans le cas d'une propagation libre, $p = 0$.

La relation (3-5) permet d'exprimer :

- la constante d'atténuation

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{\epsilon' - p}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon' - p}\right)^2} - 1 \right) \right]^{1/2} \quad (3-6)$$

- la constante de phase

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \left[\frac{\epsilon' - p}{2} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{\epsilon''}{\epsilon' - p}\right)^2} + 1 \right) \right]^{1/2} \quad (3-7)$$

La détermination du taux d'humidité au moyen des hyperfréquences est fondée sur l'importante différence entre la permittivité de l'eau, très élevée à ces fréquences (figure 3.2), et celle du matériau sec.

L'ajout d'une petite quantité d'eau entraîne donc une modification sensible des propriétés

diélectriques du matériau et par conséquent de la constante de propagation γ ; ces variations peuvent être quantifiées par divers procédés.

Le principe de la mesure est le même aux radiofréquences, mais l'interprétation des résultats est souvent rendue délicate par la coexistence de différents mécanismes d'absorption (ions, effet Maxwell-Wagner, etc ...) qui compliquent l'évolution des paramètres caractéristiques du matériau (ϵ' , ϵ'' , α , β) en fonction par exemple de la fréquence et de la température. Dans ces conditions, on comprend l'intérêt d'utiliser les fréquences microondes où les paramètres dépendent presque exclusivement de la teneur en eau et varient de façon monotone.

Un nombre important de résultats de mesures de permittivité en hyperfréquences effectuées sur divers produits en fonction de leur taux d'humidité ont été publiés, nous en présentons quelques exemples au § 3.2.4.

3.2.3.2 Description des systèmes de mesure

Un système hyperfréquence de mesure de taux d'humidité est constitué, d'une manière générale, de quatre parties :

- une unité de mise en forme du matériau à tester, qui contrôle la température, la densité et les paramètres géométriques de l'échantillon ;
- un capteur microondes qui est le siège de l'interaction entre l'onde électromagnétique et le matériau humide ;
- un transducteur microondes, constitué notamment d'une source hyperfréquence et d'un détecteur, qui délivre un signal caractéristique des propriétés diélectriques de la substance à mesurer ;
- une unité d'acquisition et de traitement du signal issu du transducteur.

Différentes grandeurs électriques [11], mesurables en hyperfréquences, peuvent être reliées à la permittivité et donc à la quantité d'eau contenue dans le matériau. On peut, notamment, mesurer :

- le module et/ou l'argument du coefficient de réflexion Γ ,
- le module et/ou l'argument du coefficient de transmission T ,

- le module et/ou l'argument de la pulsation de résonance complexe ω^* d'une cavité résonnante chargée par le matériau.

Diverses configurations de mesure sont utilisées pour la détermination de ces paramètres ; une classification des capteurs microondes de mesure d'humidité, proposée par Kraszewski [12], distingue tant pour les mesures en réflexion que pour les mesures en transmission, différents types de structures :

- ouverte, résonnante ou non [13],
- fermée, résonnante [14] ou non.

3.2.3.3 Propriétés des mesureurs d'humidité microondes

Les mesureurs d'humidité utilisant les hyperfréquences présentent, vis-à-vis des divers procédés que nous avons évoqués au § 3.2.2 un certain nombre d'avantages :

- l'effet des pertes par conduction (ions), qui ne sont pas forcément liées à la teneur en eau, décroît avec la fréquence ; il est donc moins sensible en microonde qu'aux radiofréquences ;
- contrairement aux méthodes par radiations ionisantes, les mesures hyperfréquences, toujours réalisées à faible niveau sont sans danger pour l'opérateur ;
- le contrôle du taux d'humidité au moyen des hyperfréquences s'avère non destructif, contrairement aux procédés chimiques ;
- les procédés de mesure d'humidité par micro-ondes sont rapides ;
- les mesures basées sur une transmission de l'onde hyperfréquence permettent une mesure en volume de la teneur en eau des solides, contrairement aux méthodes mettant en oeuvre une mesure en réflexion, tel l'infrarouge.

Néanmoins, les publications relatives à la détermination du taux d'humidité au moyen des hyperfréquences font état de problèmes spécifiques à ce type de mesure :

- En toute rigueur, il n'existe une relation analytique simple entre le taux d'humidité h et une grandeur électrique mesurable quelconque que dans le cas où le matériau à tester est homogène [15]. Les observations découlant de l'expérience s'avèrent toutefois plus encourageantes ; en effet, malgré la complexité de la structure physique des matériaux humides, il existe généralement une simple relation linéaire entre par exemple, l'atténuation

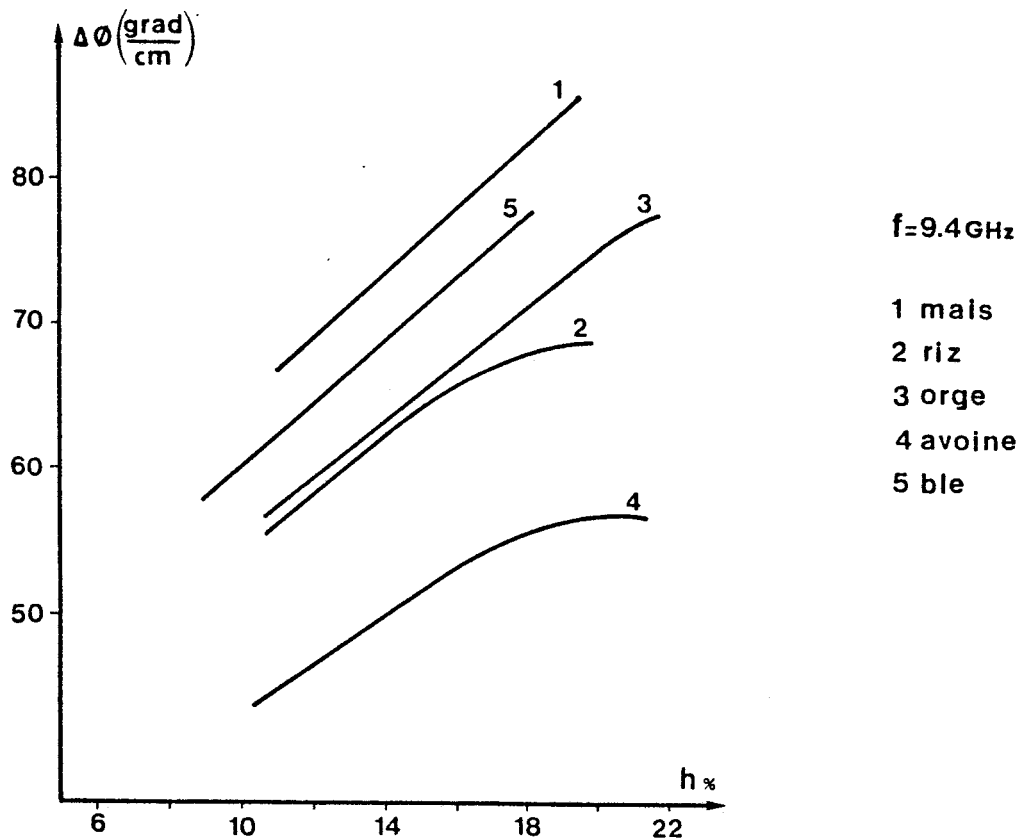
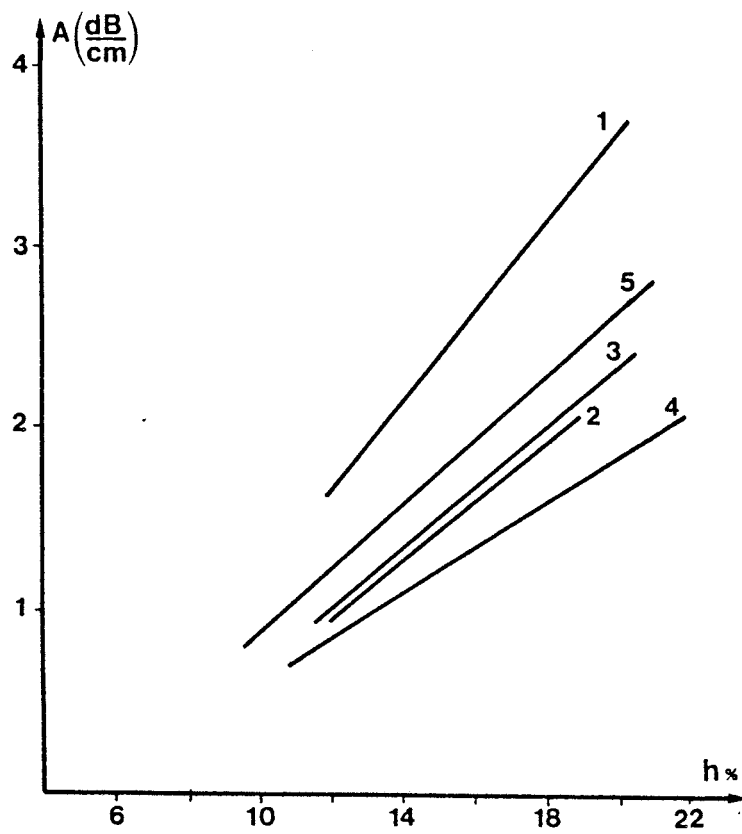


Figure 3.3 : Atténuation (a) et déphasage (b) de l'onde hyperfréquence en fonction de h , d'après Kraszewski [12].

et le déphasage d'une onde se propageant à travers l'échantillon, tout au moins dans une gamme limitée de taux d'humidité. Ce propos est illustré par les courbes de la figure 3.3 publiées par Kraszewski [12].

- D'autre part, on observe [11] [16] que la température de l'échantillon affecte les propriétés diélectriques de l'eau absorbée ainsi que les interactions entre les molécules d'eau et le matériau sec, introduisant des erreurs sur la mesure du taux d'humidité qui nécessitent une compensation dans chaque cas particulier.
- En fait, les variations de densité imputables à la forme et aux dimensions géométriques du produit, s'avèrent être le facteur le plus préjudiciable à une mesure précise du taux d'humidité, dans la mesure où elles produisent le même effet qu'un changement de la quantité d'eau dans le matériau. Des solutions mécaniques peuvent être apportées à ce problème : par exemple, des vibrations appliquées à l'échantillon avant ou pendant la mesure doivent contribuer à réduire les variations de densité. D'autre part, on peut envisager d'effectuer une correction de la mesure à l'aide d'une relation préétablie entre le paramètre mesuré et la densité du produit. Kraszewski [12] [16] propose par ailleurs un procédé de détermination du taux d'humidité insensible aux variations de densité, qui consiste à mesurer simultanément deux paramètres plutôt qu'un seul : module et phase du coefficient de transmission, par exemple.

3.2.4 Etude bibliographique des propriétés diélectriques de matériaux en fonction de leur taux d'humidité

La connaissance des propriétés diélectriques est indispensable pour prédire le comportement d'un matériau soumis à un champ électrique ou à l'inverse, pour déterminer l'effet de ce matériau sur les caractéristiques du champ électrique.

C'est pourquoi la mesure de la permittivité relative complexe $\epsilon_r^* = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$, de divers matériaux (céréales, tabac, thé, coton, laine...) a donné lieu à un grand nombre de publications [17] [18] où il apparaît que les propriétés diélectriques de la plupart des matériaux biologiques varient essentiellement avec :

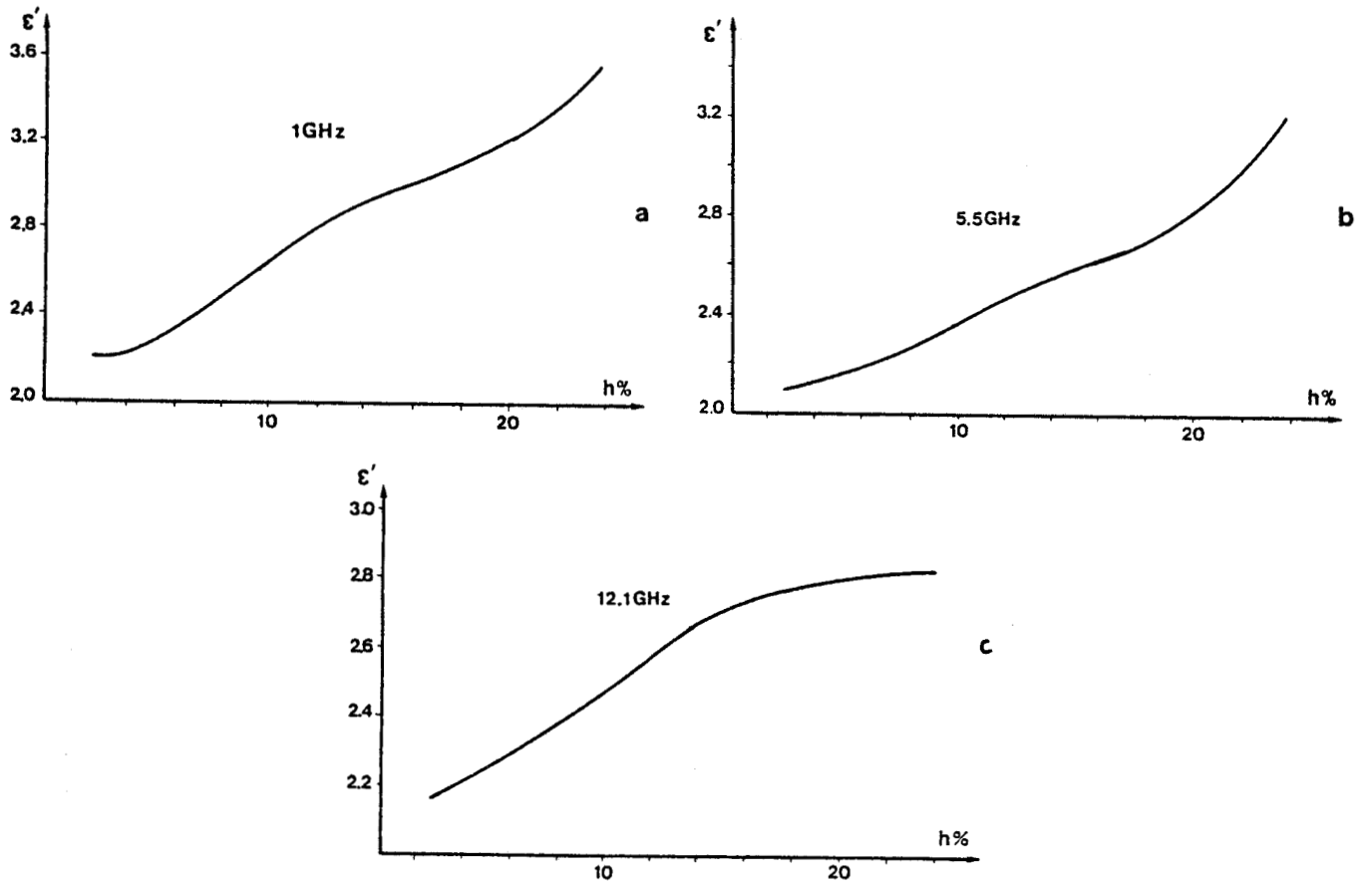


Figure 3.4 : Evolution de ϵ' , en fonction de h pour une variété de blé d'après Nelson [19], [20].

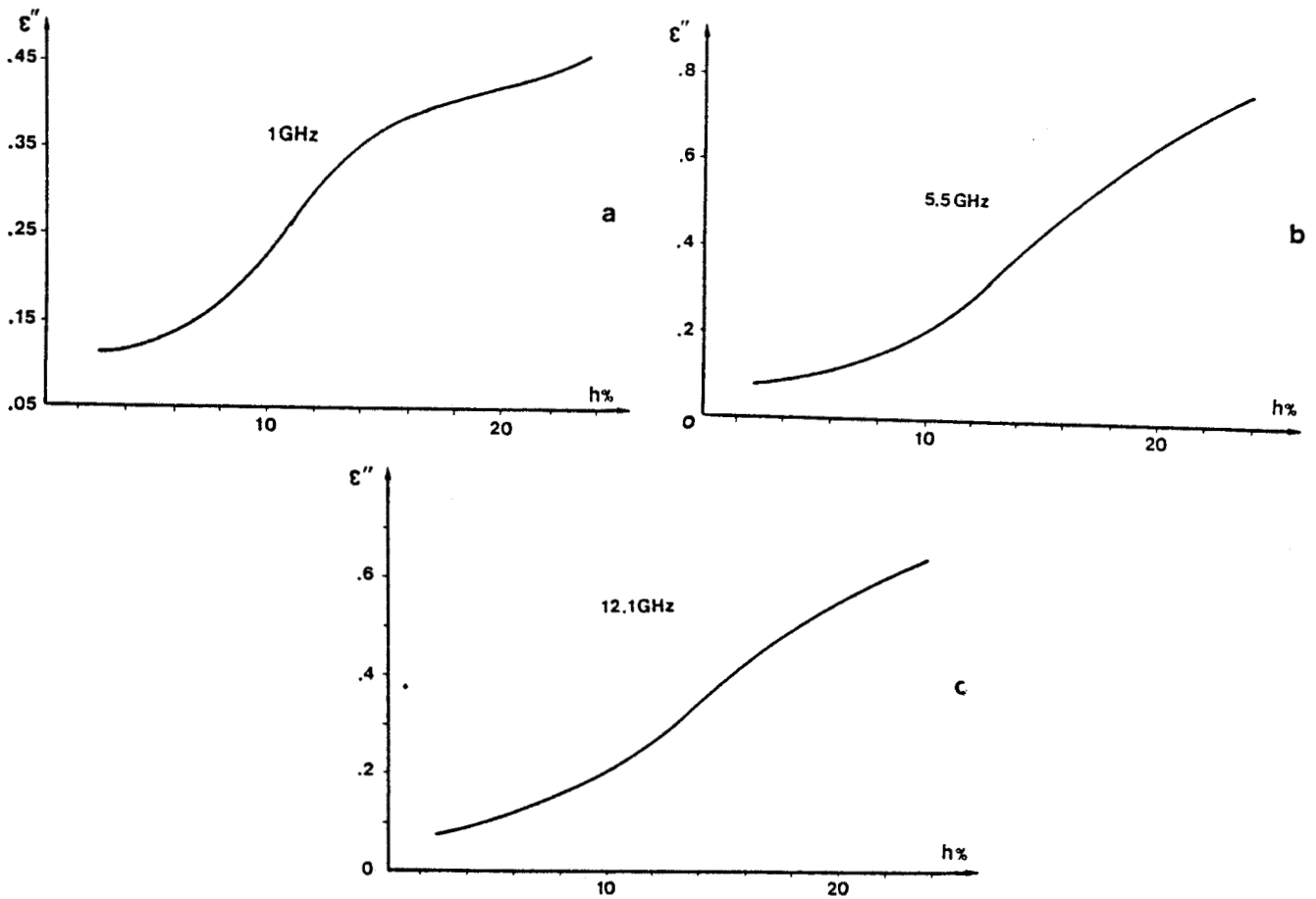


Figure 3.5 : Evolution de ϵ'' , en fonction de h pour une variété de blé d'après Nelson [19], [20].

- la fréquence,
- le taux d'humidité,
- la température.

Compte tenu de l'application à traiter, nous nous sommes plus particulièrement intéressés aux travaux relatifs à l'évolution, en microondes, de la permittivité des matériaux en fonction de leur taux d'humidité h . Les courbes des figures 3.4 à 3.8 présentent quelques résultats significatifs de mesures de permittivité effectuées sur divers matériaux humides :

- figures 3.4 et 3.5 : $\epsilon'_r(h)$ et $\epsilon''_r(h)$ d'une variété de blé (hard red winter wheat) à 1 GHz (a), 5.5 GHz (b), 12.1 GHz (c) d'après Nelson [19] [20].
- figure 3.6 : $\epsilon'_r(h)$ à 11 GHz (a) et $\epsilon''_r(h)$ à 1, 2.45 et 11 GHz (b) pour une variété de maïs (yellow dent field corn) d'après Nelson [21]
- figure 3.7 : $\epsilon'_r(h)$ (a) et $\epsilon''_r(h)$ (b) du tabac à 12.5 GHz d'après Schilz [15]
- figure 3.8 : $\epsilon'_r(h)$ (a) et $\epsilon''_r(h)$ (b) du sable à 1 et 10 GHz [22].

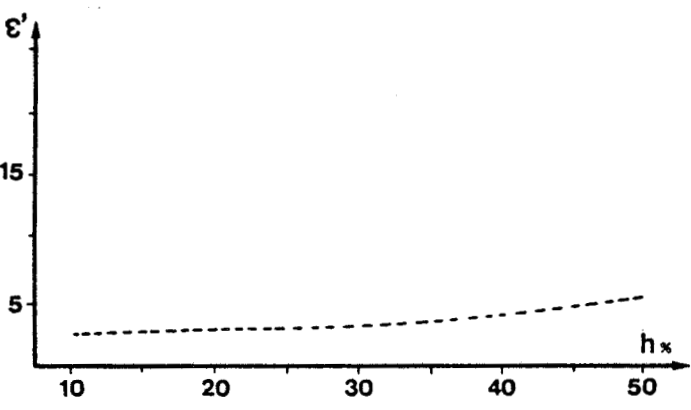
Des propriétés intéressantes pour la mesure du taux d'humidité au moyen des hyperfréquences sont observées : d'une part, les matériaux secs présentent des pertes relativement faibles, d'autre part, ϵ'_r et ϵ''_r croissent de façon significative avec le taux d'humidité.

Par ailleurs, des mesures répétitives de permittivité, effectuées sur une variété de maïs (yellow dent field corn) et publiées par Nelson [21], sont résumées par le tableau 3.1. Elles font apparaître que ϵ'_r varie relativement peu d'un échantillon à l'autre pour un même taux d'humidité.

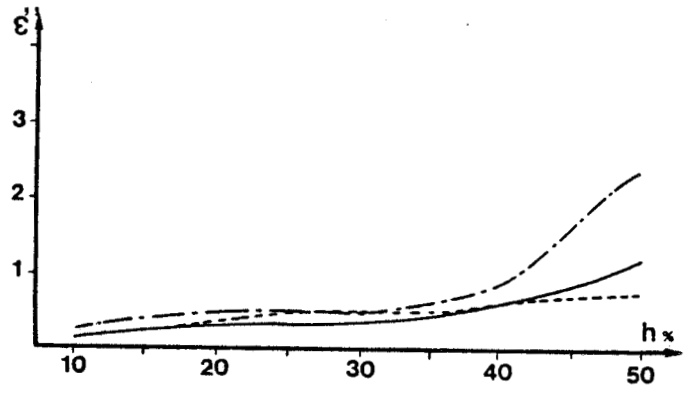
De plus, le tracé de la partie réelle des matériaux en fonction de la fréquence présente un palier au voisinage de 1 GHz ; ainsi, ϵ'_r semble être le paramètre le plus représentatif du taux d'humidité des graines en hyperfréquences.

	Taux d'humidité (%)					
	10-20		20-30		30-50	
Fréquence (Ghz)	ϵ'_r	ϵ''_r	ϵ'_r	ϵ''_r	ϵ'_r	ϵ''_r
1	6	18	6	15	5	15
245	3	11	4	11	4	15
11	2	10	7	16	8	20

Tableau 3.1 : Valeurs moyennes des coefficients de variation (%) obtenus par des mesures répétitives de la permittivité relative d'une variété de maïs (yellow-dent field corn) d'après Nelson [21].



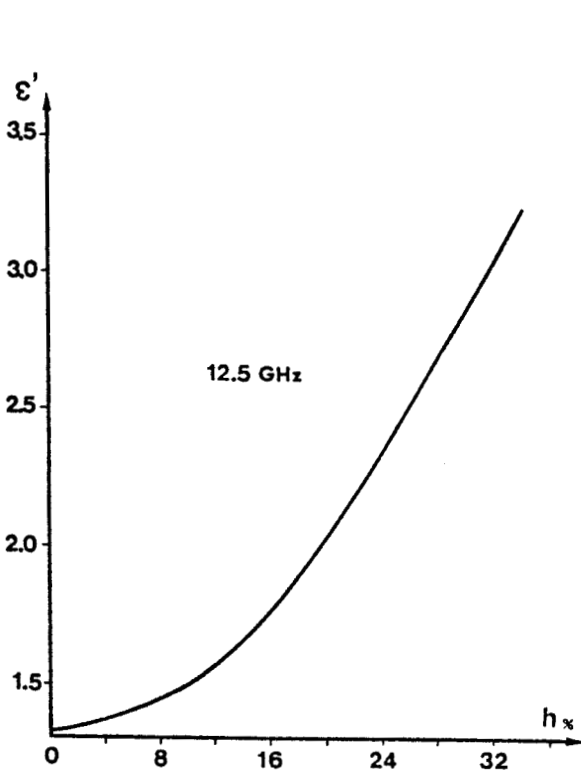
a



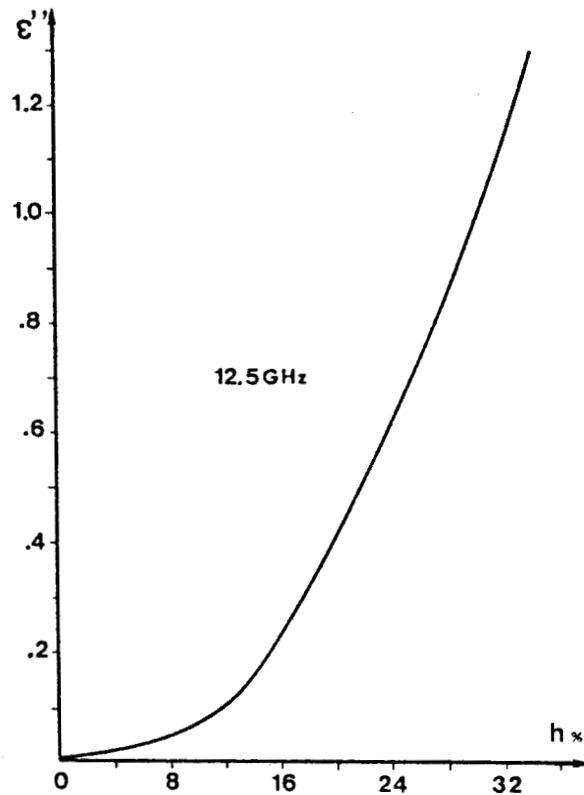
b

Figure 3.6 : Evolution de ϵ' , et ϵ'' , en fonction de h pour une variété de maïs d'après Nelson [21].

- 1 GHz
- - - 2.45 GHz
- · · · 11 GHz



a



b

Figure 3.7 : Evolution de ϵ' , et ϵ'' , du tabac en fonction de h d'après Schilz [15].

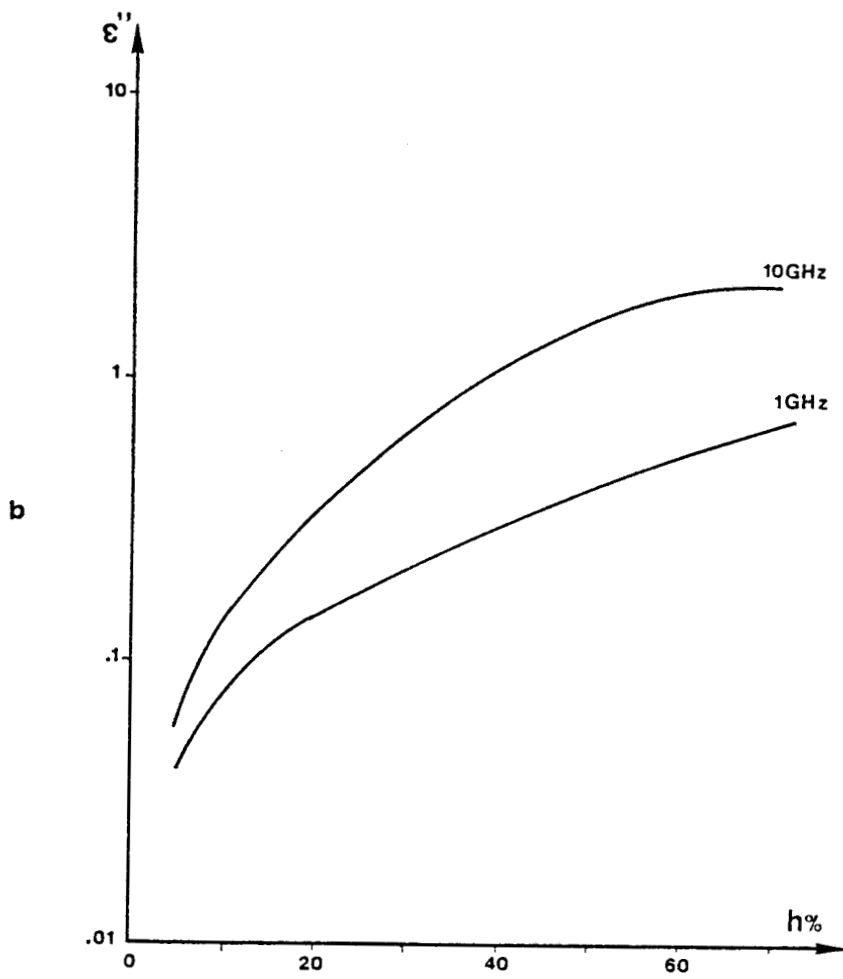
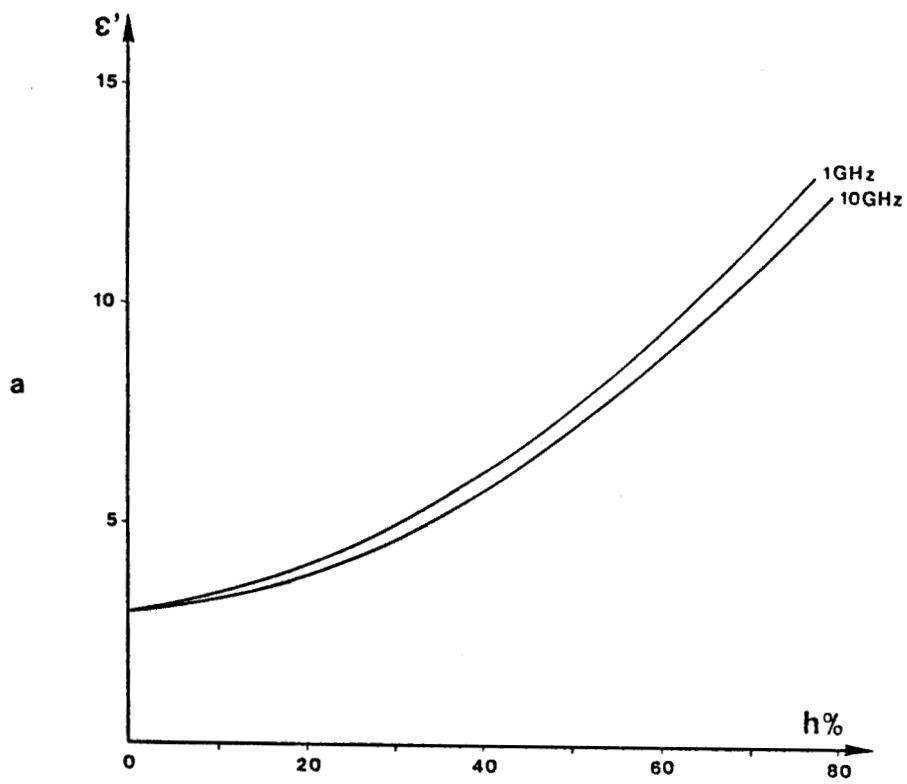


Figure 3.8 : Evolution de ϵ' , et ϵ'' , du sable en fonction de h [22].

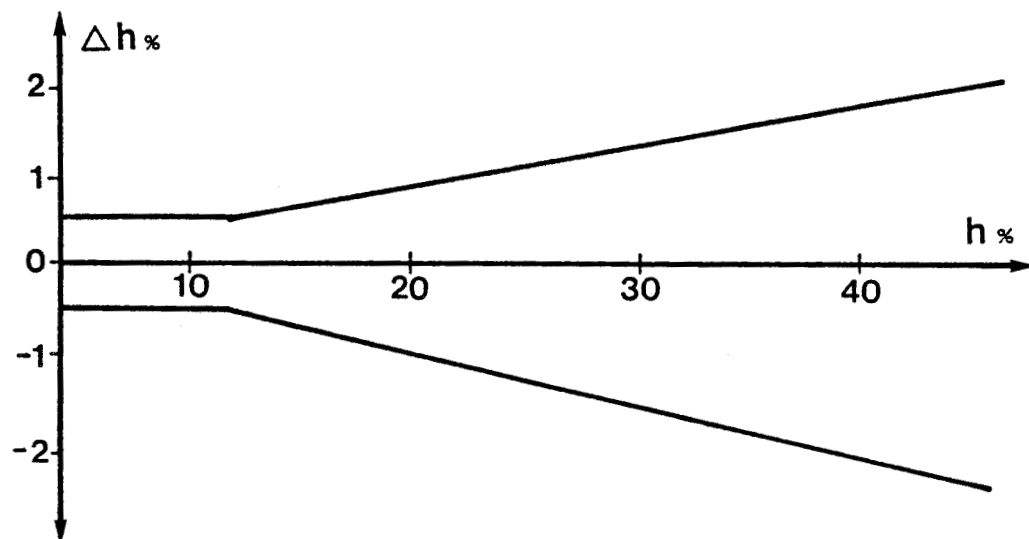


Figure 3.9 : Limites de précision requises des humidimètres.
Service des Instruments de mesure.

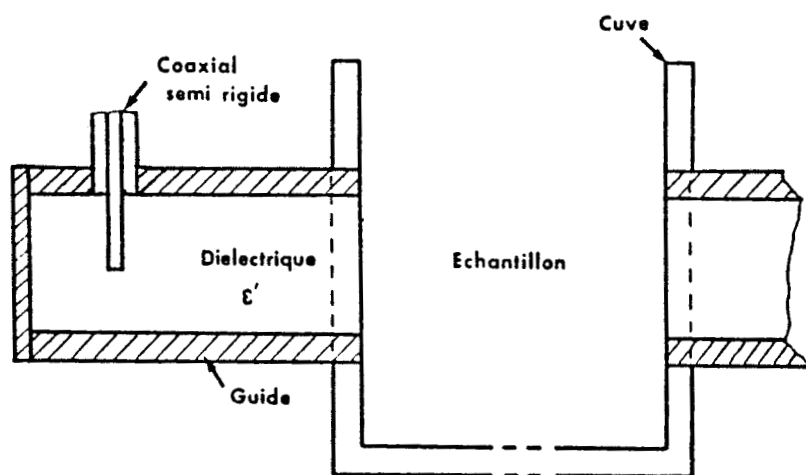


Figure 3.10 : Capteur de mesure d'humidité dans les grains.

3.3 Détermination du taux d'humidité dans les graines : conception du capteur de mesure

3.3.1 Définition du problème

Le problème qui nous a été soumis par la Société AGROSYSTEMES est de mettre au point un système micro-ondes de mesure du taux d'humidité dans les graines, destiné à opérer dans les silos.

Afin que la procédure habituellement employée puisse être conservée, la mesure doit être effectuée sur un échantillon de volume inférieur à 1 litre.

Les matériaux à tester étant soit des céréales : maïs, blé, orge..., soit des oléagineux : colza, tournesol..., la gamme des taux d'humidité couramment rencontrés est très large : de 5 à 40 voire 50 pourcents d'humidité relative, en effet, les céréales et plus particulièrement le maïs, contiennent naturellement plus d'eau que les oléagineux.

Les résultats fournis par l'humidimètre doivent s'insérer dans une fourchette de tolérance fixée par le Service des Instruments de mesure du Ministère de l'Industrie et de la Recherche, représentée figure 3.9. L'erreur maximale tolérée est de 5 centièmes de la valeur du titre (ou taux d'humidité) sans être inférieure à 0.6 %.

3.3.2 Choix de la structure de mesure

En hyperfréquence, la partie réelle ϵ' , de la permittivité relative apparaissant comme un paramètre très représentatif de la variation du taux d'humidité des graines (cf 3.2.4), c'est donc sur la détermination de la phase du coefficient de transmission que se fonde le dispositif que nous nous proposons de réaliser.

Notre choix s'est porté sur un capteur à structure ouverte non résonnante (cf 3.2.3), représenté figure 3.10. L'échantillon de grains à mesurer est placé dans une cuve, qui joue le rôle d'unité de mise en forme, réalisée en plexiglass, ce qui permet de minimiser les réflexions sur les parois. Les antennes, qui assurent la transmission de l'onde hyperfréquence à travers le matériau, sont constituées chacune d'un tronçon de guide rectangulaire métallique rempli de diélectrique à faible pertes ; la réalisation de ces antennes est décrite au §3.3.3.1.

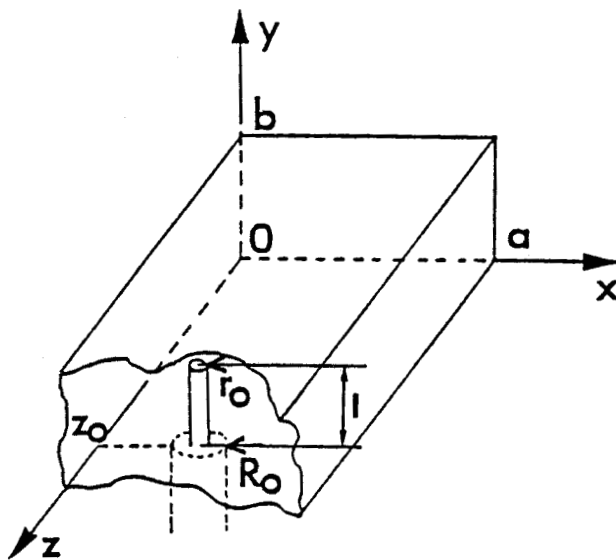


Figure 3.11 : Représentation de l'antenne.

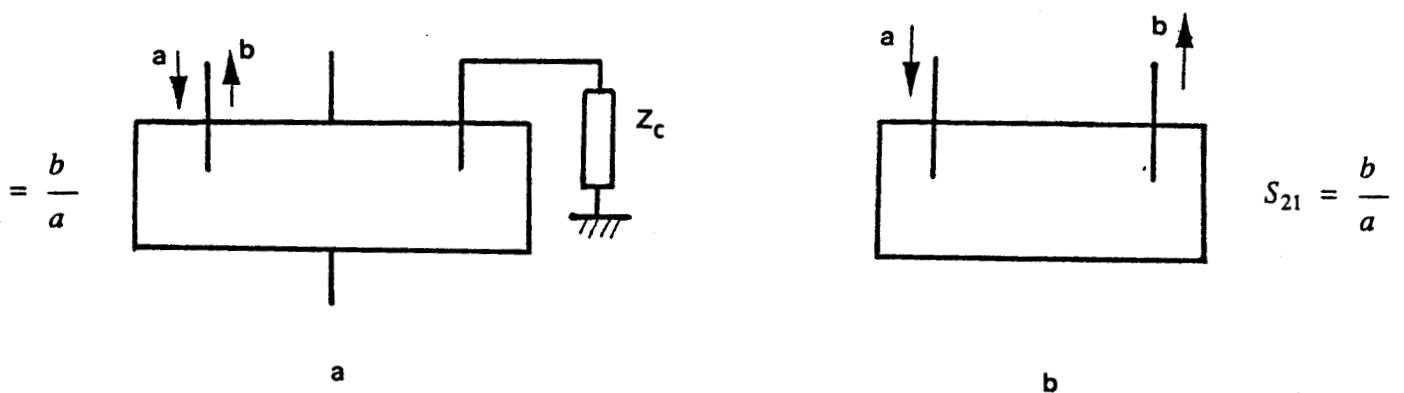


Figure 3.12 : Configurations utilisées pour le test à l'analyseur de réseau de la transition guide-coaxial :
 a : réflexion
 b : transmission.

Le coefficient de transmission, caractéristique de l'interaction de l'onde électromagnétique avec l'échantillon sous test, est déterminé à l'aide du pont de mesure (transducteur microonde) à 1.5 GHz dont la mise en oeuvre et les performances ont été exposées au cours des deux premiers chapitres.

3.3.3 Réalisation de la cellule de mesure

3.3.3.1 Réalisation des antennes. Calcul de la transition guide-coaxial

Le tronçon de guide rectangulaire métallique constituant l'antenne, de dimensions a et b , est représenté figure 3.11 ; l'une de ses extrémités est fermée par un court-circuit, tandis que l'autre consiste en une ouverture rectangulaire.

Ce guide est alimenté par une antenne filaire de longueur l , située à la distance Z_o du court-circuit, formée par le conducteur central de rayon r_o d'une ligne coaxiale de rayon extérieur R_o .

Afin que le fonctionnement de l'antenne soit optimal, il s'agit d'assurer l'adaptation entre le guide et l'antenne coaxiale.

Le problème a été résolu au laboratoire par Nguyen [23] qui a calculé l'impédance de rayonnement d'une antenne linéaire plongeant dans un guide rectangulaire rempli d'un diélectrique de permittivité $\epsilon^* \# \epsilon_o \epsilon_r$. Si on suppose que le guide d'onde s'étend à l'infini d'un côté, le coefficient de réflexion au niveau de la transition s'exprime par la relation :

$$|\Gamma| = \frac{(R - R_c)^2 + X^2}{(R + R_c)^2 + X^2}$$

où R_c est l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale

$Z = R + jX$ est l'impédance de rayonnement de l'antenne linéaire

Les valeurs de a , b , ϵ_r , r_o , R_o étant fixées, l'adaptation est obtenue à la fréquence f_o pour un couple (l, Z_o) optimal,

Ces travaux ont conduit à l'écriture d'un logiciel de calcul de transition "guide-coaxial" [23], que nous avons utilisé pour la conception des antennes destinées au capteur de mesure d'humidité dans les graines, après en avoir défini les divers paramètres.

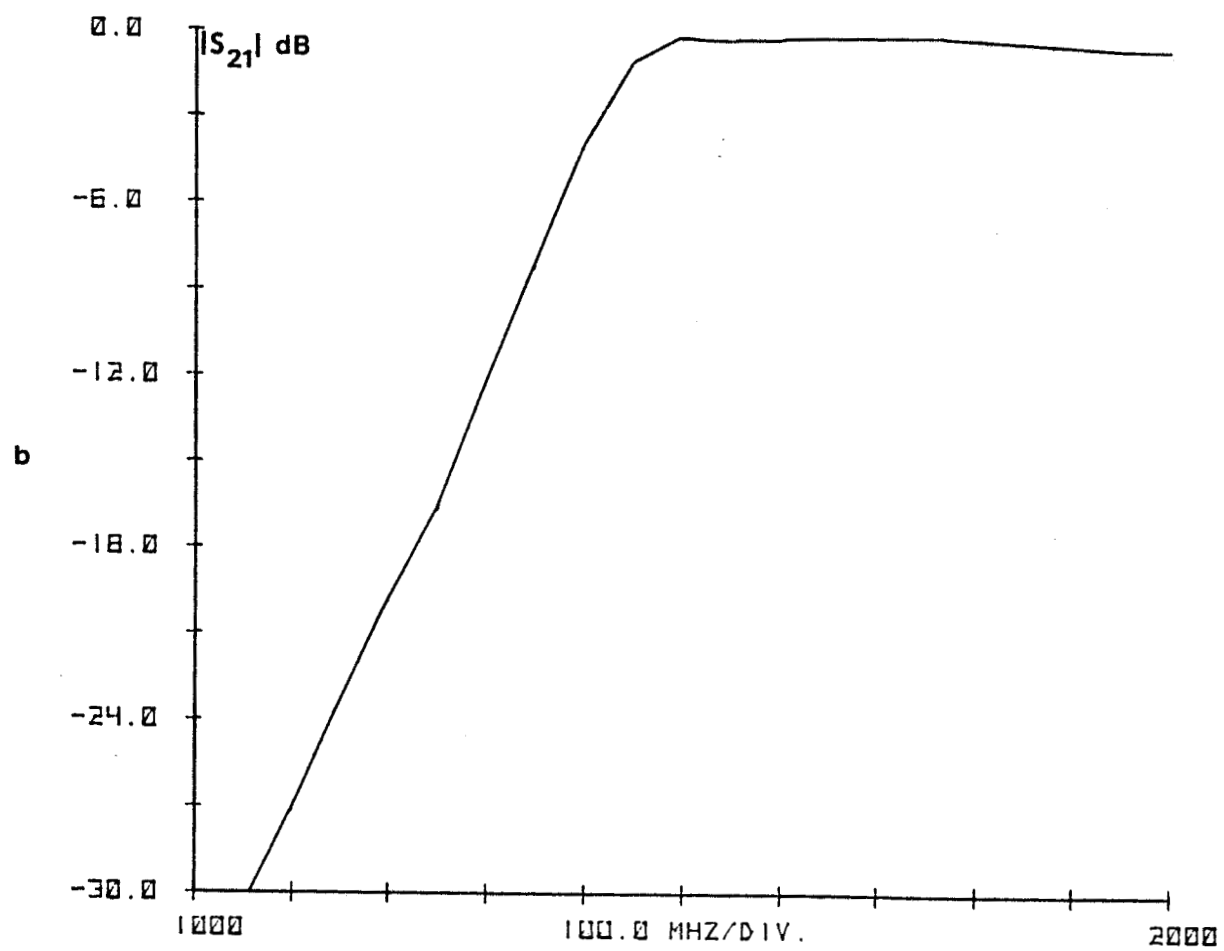
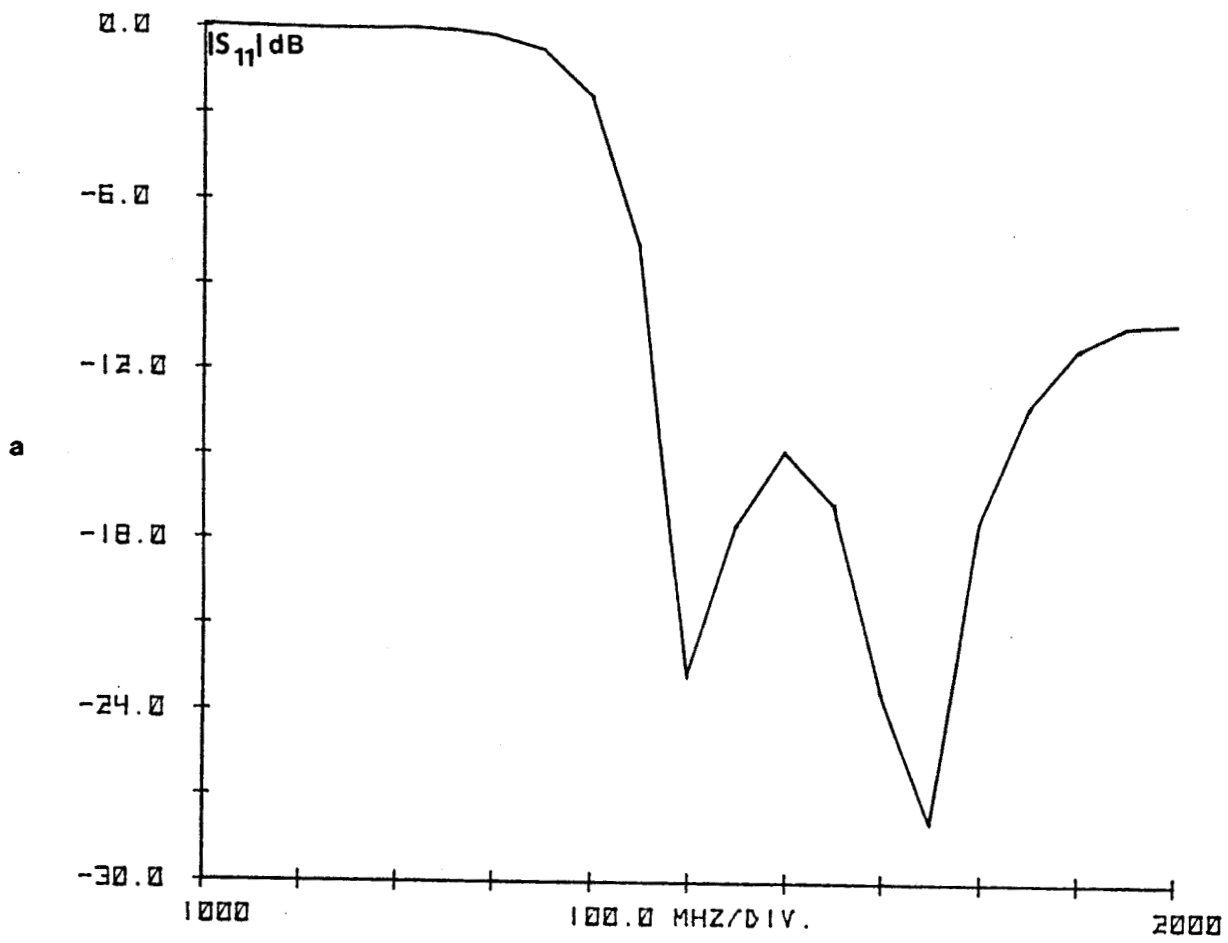


Figure 3.13 : Coefficients de réflexion (a) et de transmission (b), mesurés à l'analyseur de réseau, de tronçons de guides rectangulaires remplis de Teflon ($a = 80$ mm, $b = 40$ mm), alimentés par une antenne filaire ($2 r_0 = 1.3$ mm, $l = 27$ mm, $z_0 = 28$ mm).

- Choix du diélectrique

Les travaux relatifs aux propriétés diélectriques des graines font état, pour les taux d'humidité de 10 à 40 % environ, de valeurs de la constante diélectrique que ϵ_r , situées entre 2 et 5. Afin que les réflexions entre l'ouverture du guide et l'échantillon soient minimisées, la permittivité du diélectrique entrant dans la réalisation des antennes doit être du même ordre. Pour des raisons de coût, notre choix s'est porté sur du Teflon ($\epsilon_r \approx 2$).

- Dimensions des antennes

Le volume de l'échantillon étant limité par des contraintes industrielles, nous sommes astreints à utiliser des antennes de dimensions minimales.

Les dimensions retenues pour le guide sont alors : $a = 8$ cm et $b = 4$ cm, ce qui fixe la fréquence de coupure du premier mode (TE_{10}) : $f_c \approx 1.32$ GHz.

Des tests en réflexion et en transmission, avec les configurations données figure 3.12, ont été effectués à l'analyseur de réseau sur les antennes ainsi réalisées. Les courbes présentées figure 3.13 font apparaître à 1.5 GHz les résultats suivants :

- - 22 dB pour le module du coefficient de réflexion,
- - 0.2 dB pour le module du coefficient de transmission.

ce qui est tout à fait satisfaisant.

3.3.3.2 Dimensions de la cellule

Les dimensions de la cellule en plexiglass sont les suivantes :

- longueur : 8 cm,
- largeur : 13 cm,
- hauteur : 9 cm

Ce qui correspond à un volume d'échantillon de 0.936 l.

Si l'on se place, en première approximation, dans l'hypothèse d'un mode de propagation TEM,

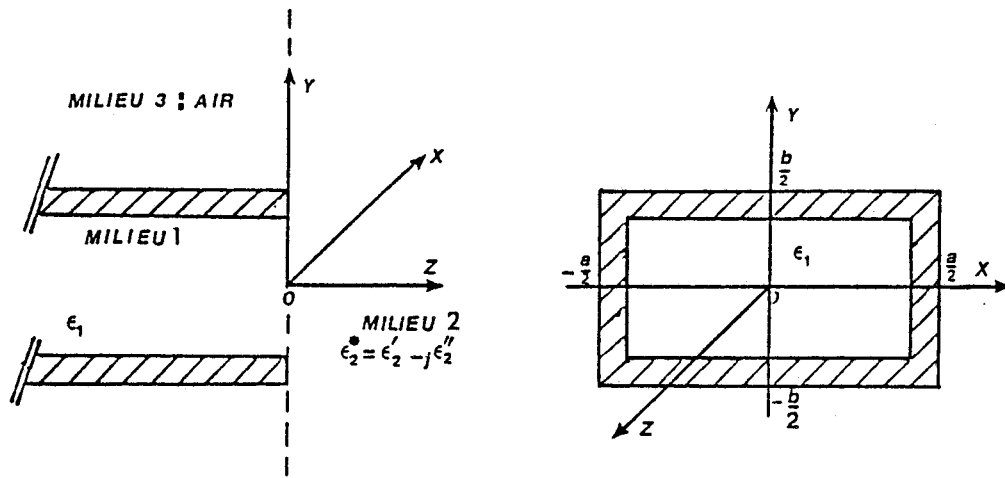


Figure 3.14 : Modélisation utilisée pour traiter la discontinuité guide rectangulaire - milieu sous-test.

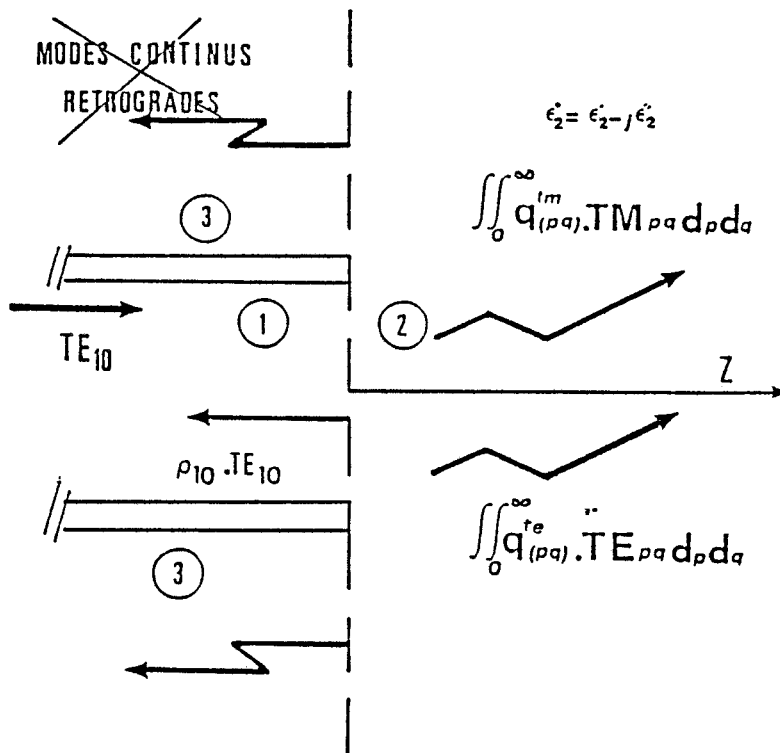


Figure 3.15 : Représentation des modes de propagation dans la structure, d'après Mamouni [24].

l'excursion maximale de phase, obtenue par la mesure d'échantillons de taux d'humidité extrêmes, s'exprime :

$$\Delta\Phi = \Phi_2 - \Phi_1 = \frac{2\pi L}{\lambda} (\sqrt{\epsilon'_2} - \sqrt{\epsilon'_1})$$

où L est la longueur de l'échantillon, et ϵ'_1 et ϵ'_2 respectivement les valeurs maximum et minimum de permittivité présentées par la substance à mesurer.

Dans notre cas, $\Delta\Phi \neq 100^\circ$.

3.3.4 Exploitation d'une méthode modale de calcul des champs rayonnés

L'hypothèse d'un mode de propagation TEM ne pouvant être justifiée, l'étude de notre capteur, d'un point de vue électromagnétique, nécessite l'emploi d'une méthode plus rigoureuse de calcul des champs rayonnés par l'antenne émettrice dans le matériau à tester.

Or nous disposons d'une méthode modale, élaborée au laboratoire [24] de calcul de champ rayonné par l'ouverture d'un guide rectangulaire en contact avec un milieu dissipatif. Cette méthode, fondée sur le traitement électromagnétique de la discontinuité entre les deux milieux, a été exploitée avec succès dans le cadre de la radiométrie, pour des matériaux fortement absorbants [25] [26]; il nous paraît donc intéressant de l'appliquer maintenant au cas de la mesure d'humidité, pour obtenir des informations sur l'atténuation et le déphasage du signal au cours de sa transmission dans la cellule.

3.3.4.1 Définition de la méthode modale

La structure étudiée, présentée figure 3.14, est constituée d'un guide rectangulaire rempli d'un diélectrique sans pertes de permittivité ϵ'_1 . L'ouverture de ce guide est appliquée sur un milieu semi-infini, supposé homogène, linéaire et isotrope, de permittivité $\epsilon_2^* = \epsilon'_2 - j\epsilon''_2$.

Un traitement de type guide d'onde, présenté en détail par A. Mamouni [24], permet de déterminer les modes de propagation dans toute la structure (figure 3.15) ; les conditions de continuité conduisent alors aux expressions suivantes :

$$E_{10} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} (1 + \rho_{10}) = \int_0^\infty \int_0^\infty \left\{ q_{pq}^{te} E_{pq}^{te} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + q_{pq}^{tm} E_{pq}^{tm} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \right\} dp dq$$

h(%)	10	12	14	16	18	20
ϵ'_r	2.53	2.67	2.83	2.97	3.13	3.3
ϵ''_r	0.24	0.28	0.33	0.38	0.41	0.43

Tableau 3.2 : Permittivité relative d'une variété de blé (hard red winter wheat) pour divers taux d'humidité à 1.5 Ghz d'après Nelson [20]

$$H_{10} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} (1 - \rho_{10}) = \int_0^{\infty} \int_0^{\infty} \left\{ q_{pq}^{te} H_{pq}^{te} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + q_{pq}^{tm} H_{pq}^{tm} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} \right\} dp dq$$

avec :

- E_{10} , champ électrique du mode incident TE_{10}
- E_{pq}^{te} , champ électrique du mode TE_{pq}
- E_{pq}^{tm} , champ électrique du mode TM_{pq}
- H_{10} , champ magnétique du mode incident TE_{10}
- H_{pq}^{te} , champ magnétique du mode TE_{pq}
- H_{pq}^{tm} , champ magnétique du mode TM_{pq}
- q^{te} , fonction de couplage des modes TE
- q^{tm} , fonction de couplage des modes TM
- ρ_{10} , coefficient de réflexion relatif au mode TE_{10}

Ces relations permettent, notamment, d'accéder :

- aux composantes du champ électrique \vec{E} (E_x, E_y, E_z) dans le second milieu,
- au coefficient de réflexion ρ_{10} caractéristique, dans notre cas, du quadripôle à mesurer.

3.3.4.2 Application au capteur de mesure d'humidité. Cas du blé

Les travaux publiés par Nelson (cf. §2.2.4) sur la mesure de permittivité des graines nous ont permis, dans le cas d'une variété de blé (hard red winter wheat), de constituer le tableau 3.2 qui présente l'évolution de ϵ' et ϵ'' , à 1.5 GHz pour des taux d'humidité h compris entre 10 et 20 %. Nous disposons ainsi de valeurs de ϵ_2^* , nécessaires à l'application de la méthode modale au cas du capteur de mesure d'humidité.

Les caractéristiques de l'antenne (a, b, ϵ'_1) ont quant à elles été définies au §3.3.1.

- Cartes de champs

Les figures 3.16 et 3.17 présentent l'évolution du module du champ électrique E , calculée à l'aide de la méthode modale, en fonction de $x(a), y(b)$ et $z(c)$ pour les valeurs extrêmes de permittivité présentées tableau 3.2.

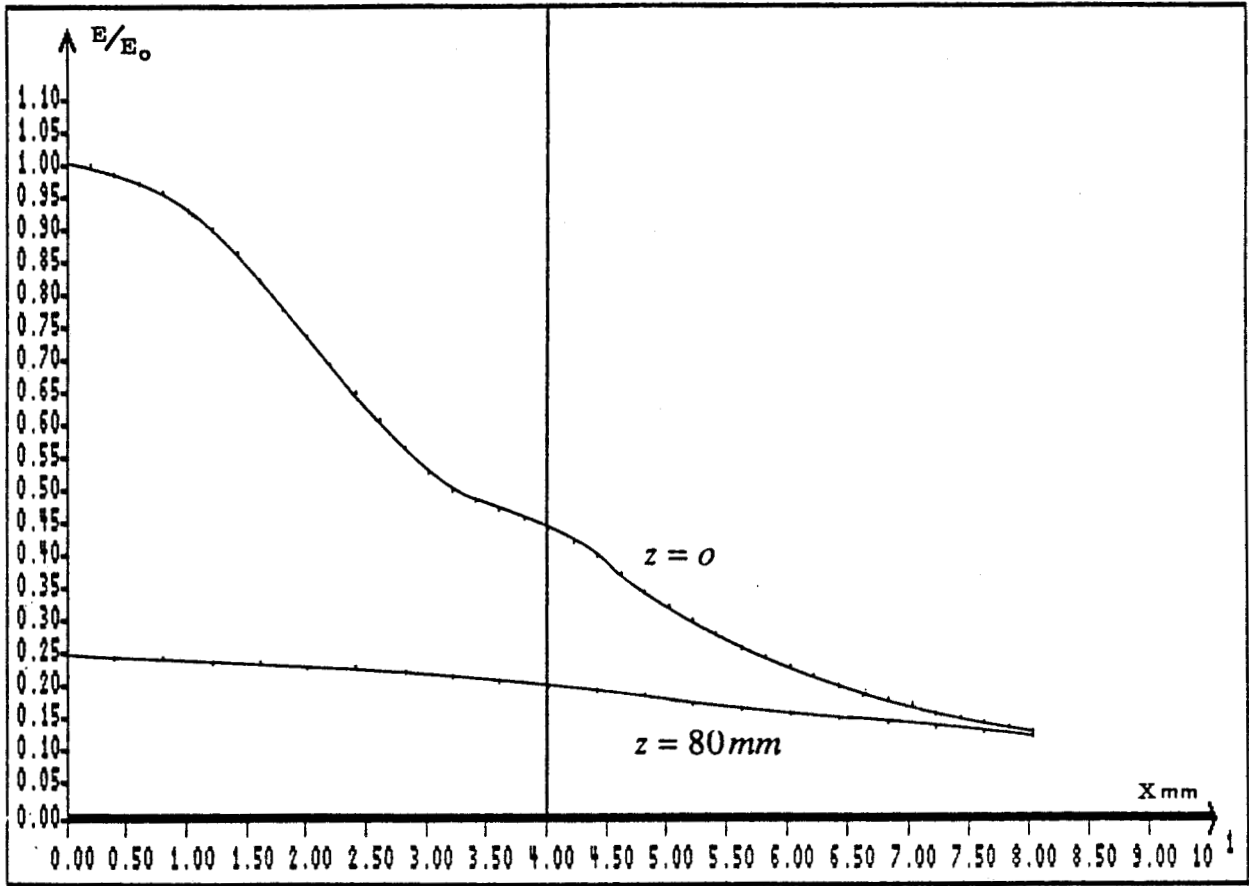


Figure 3.16a

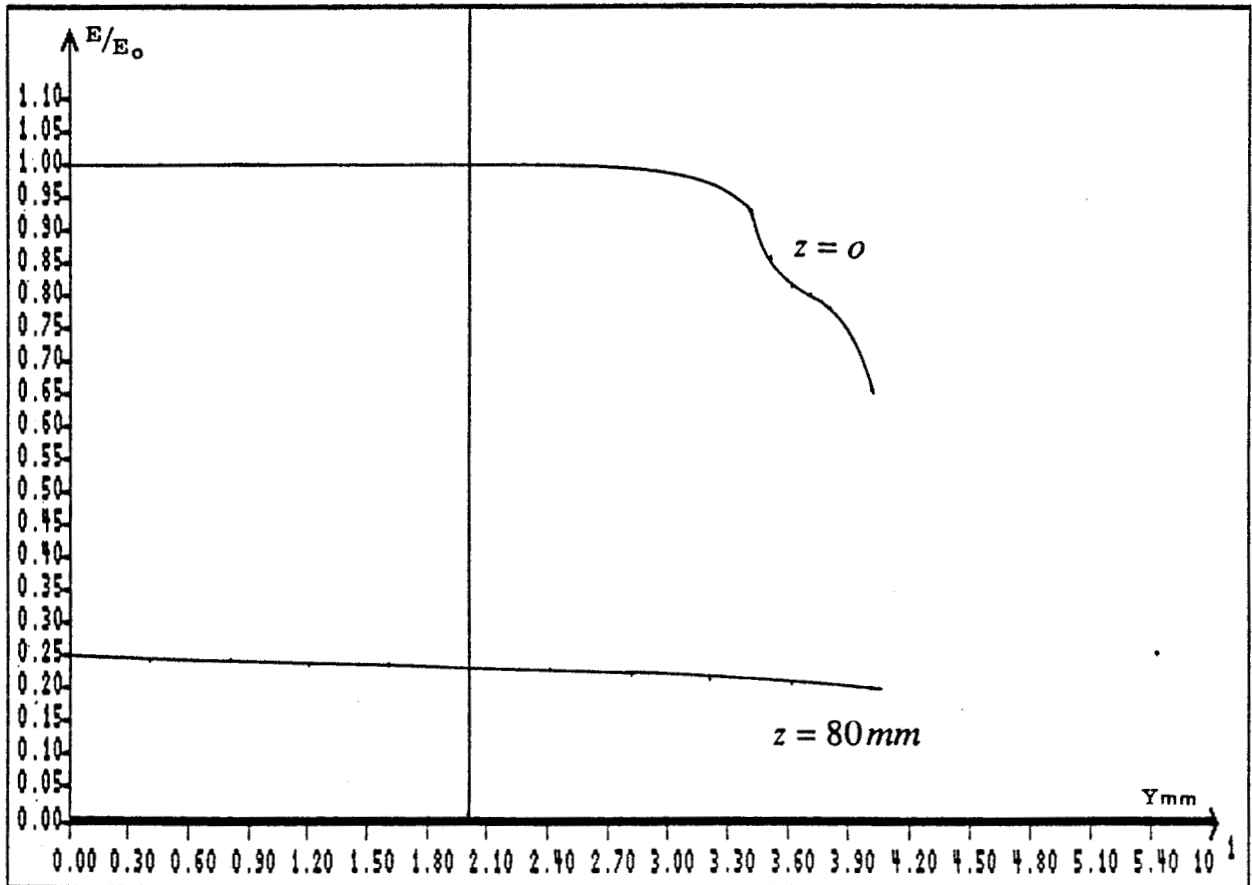


Figure 3.16b

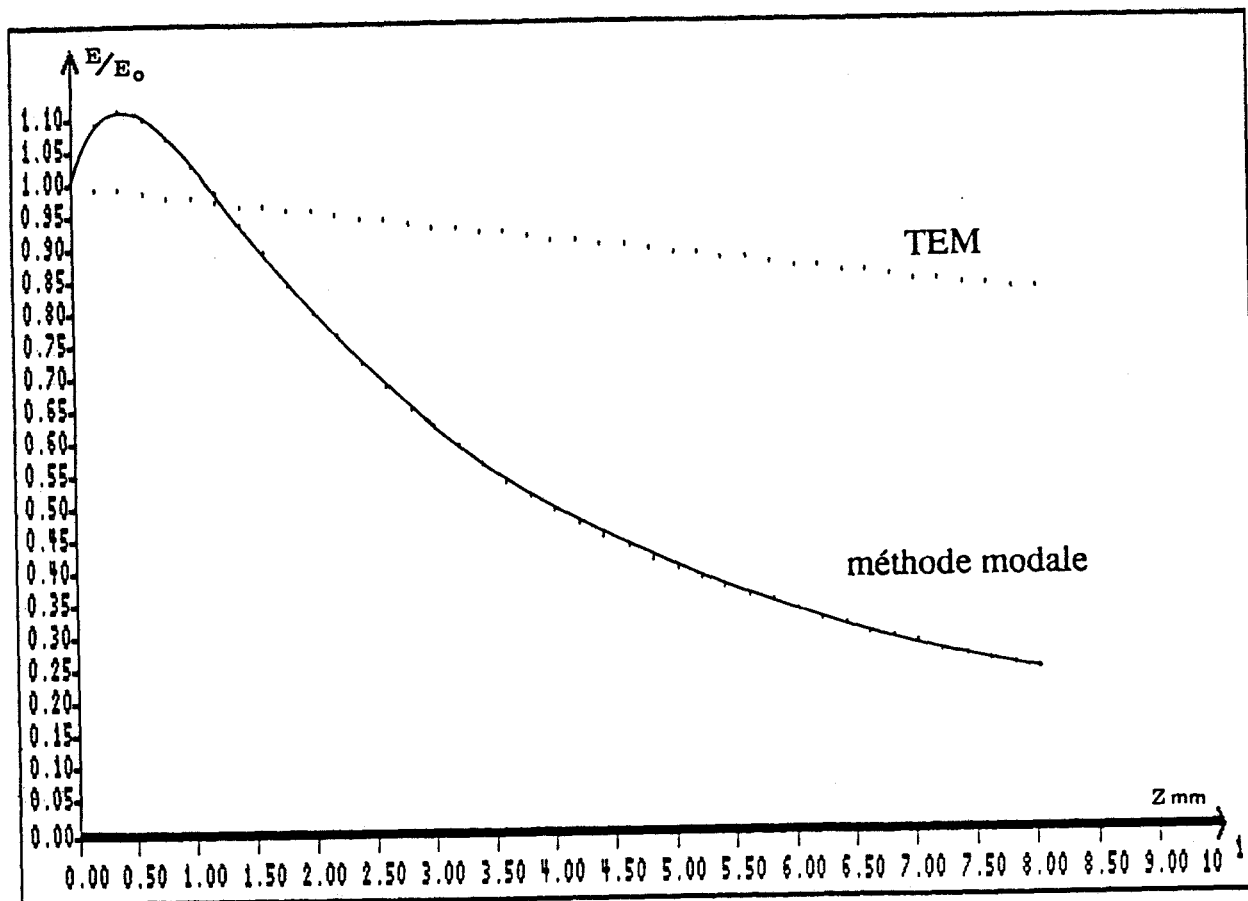


Figure 3.16c

Figure 3.16 : Evolution calculée du module du champ électrique E en fonction de x (a) , y (b) et z (c) ; $a = 80 \text{ mm}$, $b = 40 \text{ mm}$, $\epsilon'_{r1} = 2$, $\epsilon'_{r2} = 2.53$, $\epsilon''_{r2} = 0.24$.

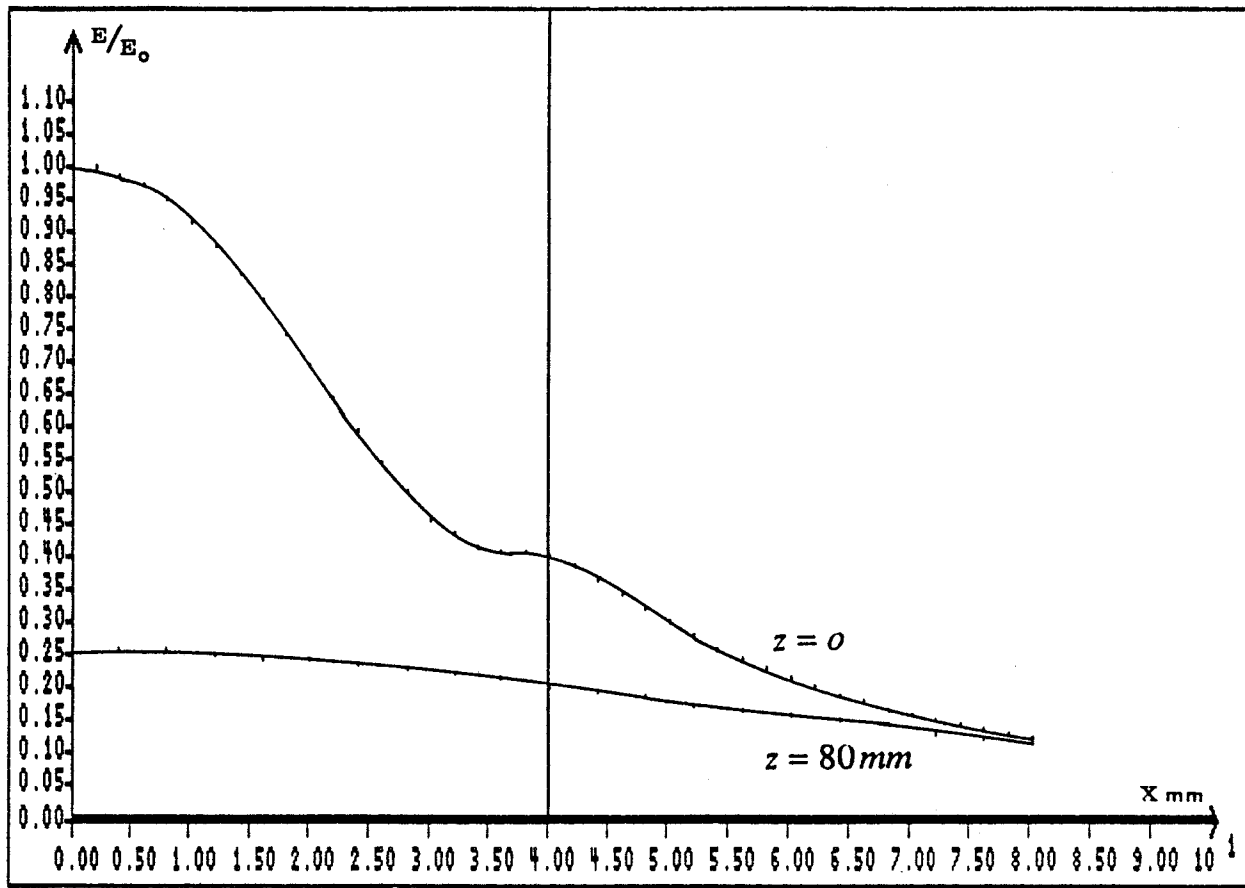


Figure 3.17a

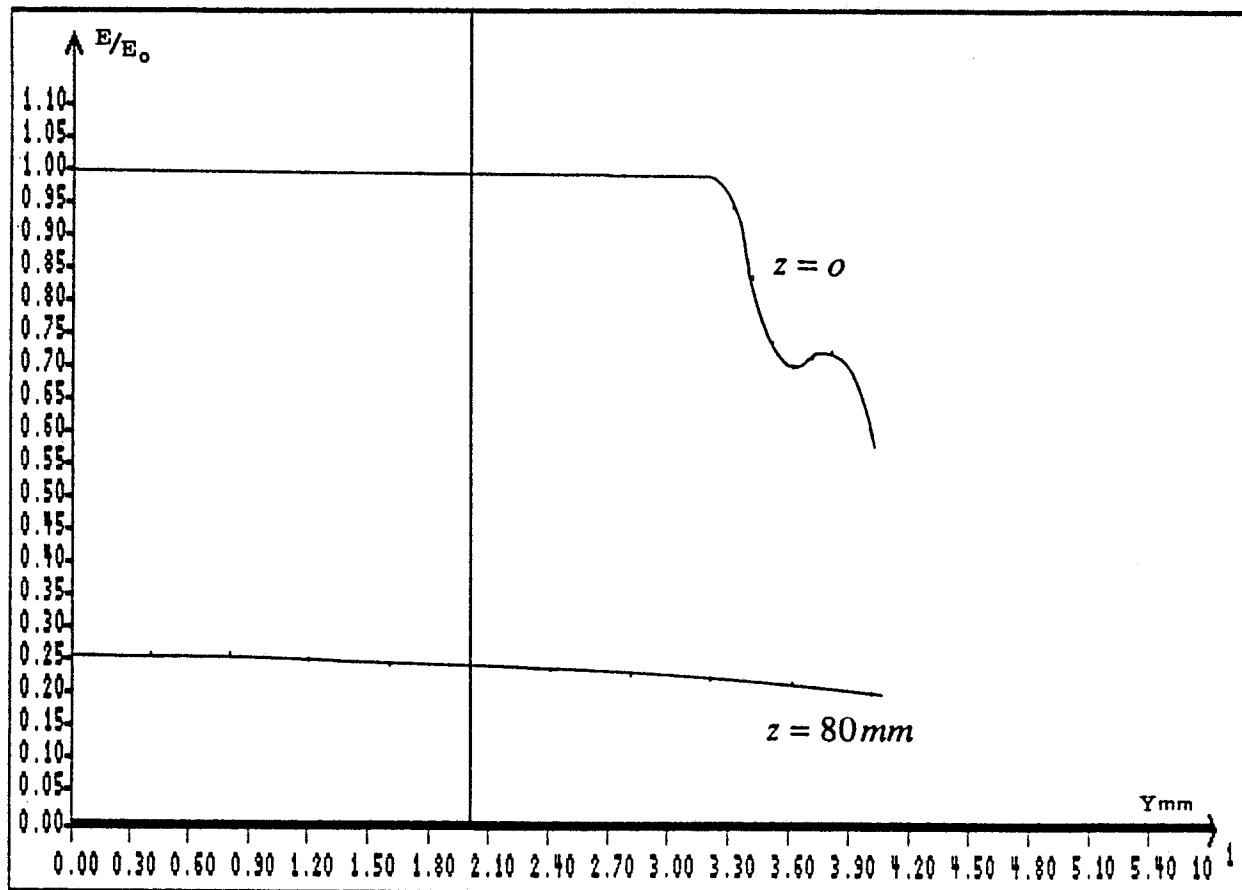


Figure 3.17b

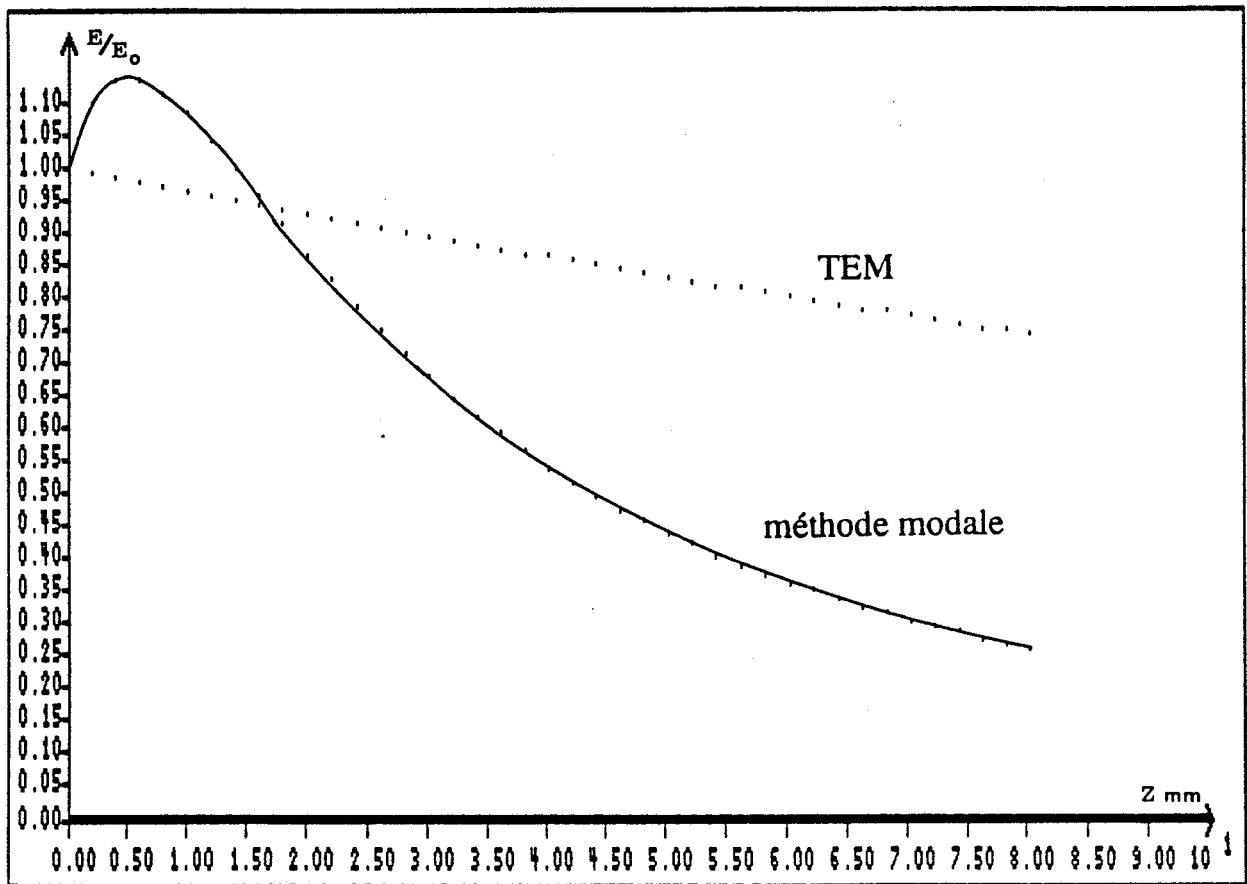
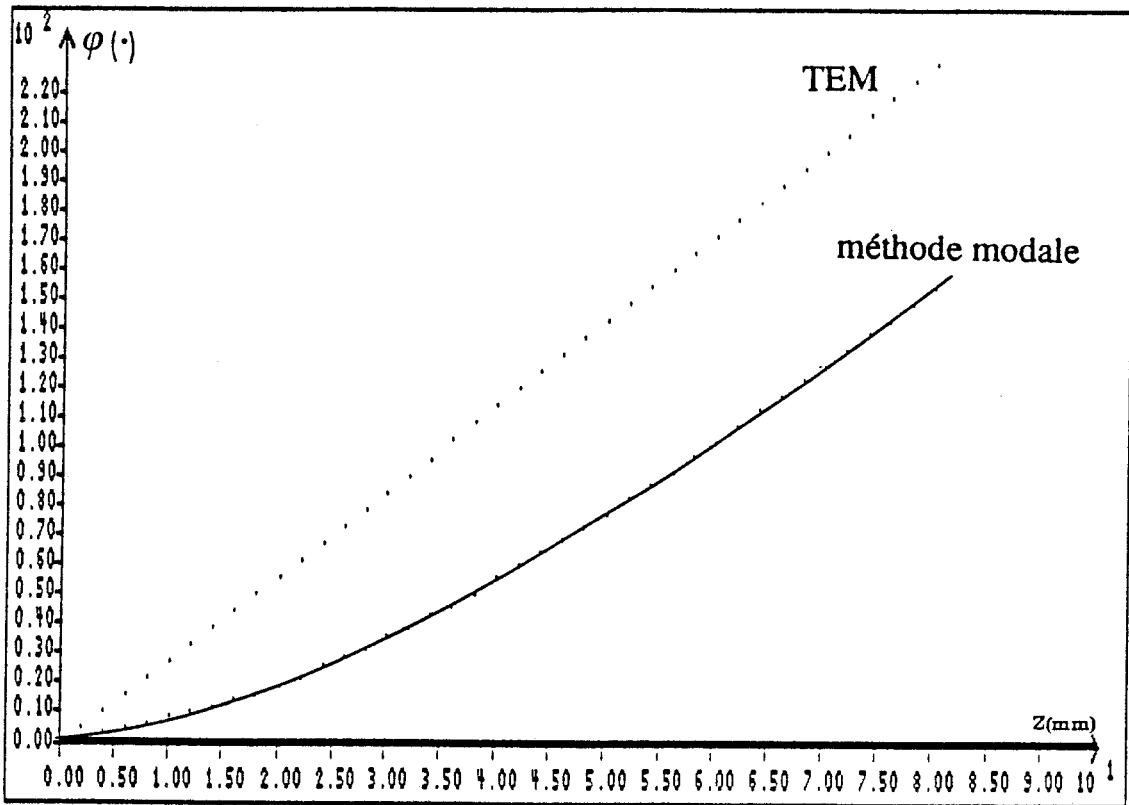
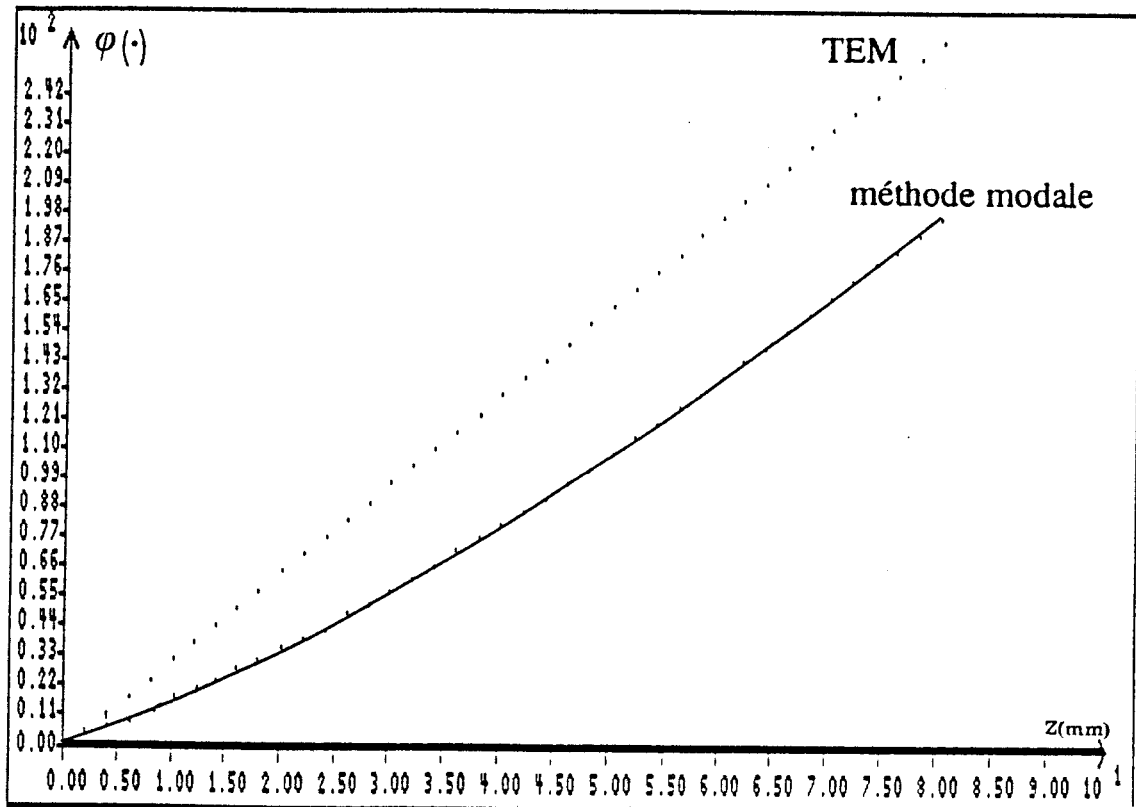


Figure 3.17 c

Figure 3.17 : Evolution calculée du module du champ électrique E en fonction de x (a), y (b) et z (c) ; $a = 80 \text{ mm}$, $b = 40 \text{ mm}$, $\epsilon'_1 = 2$; $\epsilon'_2 = 3.3$, $\epsilon''_2 = 0.43$, $f = 1.5 \text{ GHz}$.



3.18



3.19

- Figures 3.18 et 3.19 :** Evolution de la phase du champ électrique Φ en fonction de z , calculée en TEM (- - -) et par la méthode modale (—); $a = 80$ mm , $b = 40$ mm , $\epsilon'_1 = 2$, $f = 1.5$ Ghz
- figure 3.18 : $\epsilon'_2 = 2.53$, $\epsilon''_2 = 0.24$
 - figure 3.19 : $\epsilon'_2 = 3.3$, $\epsilon''_2 = 0.43$

Dans le plan de l'antenne émettrice ($z = 0$), les tracés de E en fonction de x et y mettent en évidence un phénomène de diffraction, déjà rapporté par A. Mamouni dans le cas de matériaux faiblement dissipatifs. On constate d'ailleurs, que cette diffraction est d'autant plus importante que ϵ_2^* est plus faible. Dans le plan de l'antenne réceptrice ($z = 80\text{mm}$), le champ électrique présente peu de variations en fonction de x et y .

Le tracé de E en fonction de z , pour $x = y = 0$ fait apparaître dans les deux cas une atténuation sur l'axe bien supérieure à celle du mode TEM.

Une comparaison des évolutions de la phase du champ électrique en fonction de z pour $x = y = 0$, calculées par la méthode modale et en TEM est présentée figures 3.18 et 3.19.

On observe, près de l'ouverture du guide, un effet de champ proche caractérisé par une variation plus lente de la phase calculée par la méthode modale, qui, lorsque z augmente, tend à présenter une évolution proche de celle de la phase du mode TEM.

Si l'on émet l'hypothèse que, compte tenu du théorème de réciprocité des antennes, l'effet de champ proche est le même près de l'ouverture du guide récepteur, on obtient dans le cas réel les évolutions de phase présentées figures 3.20 et 3.21.

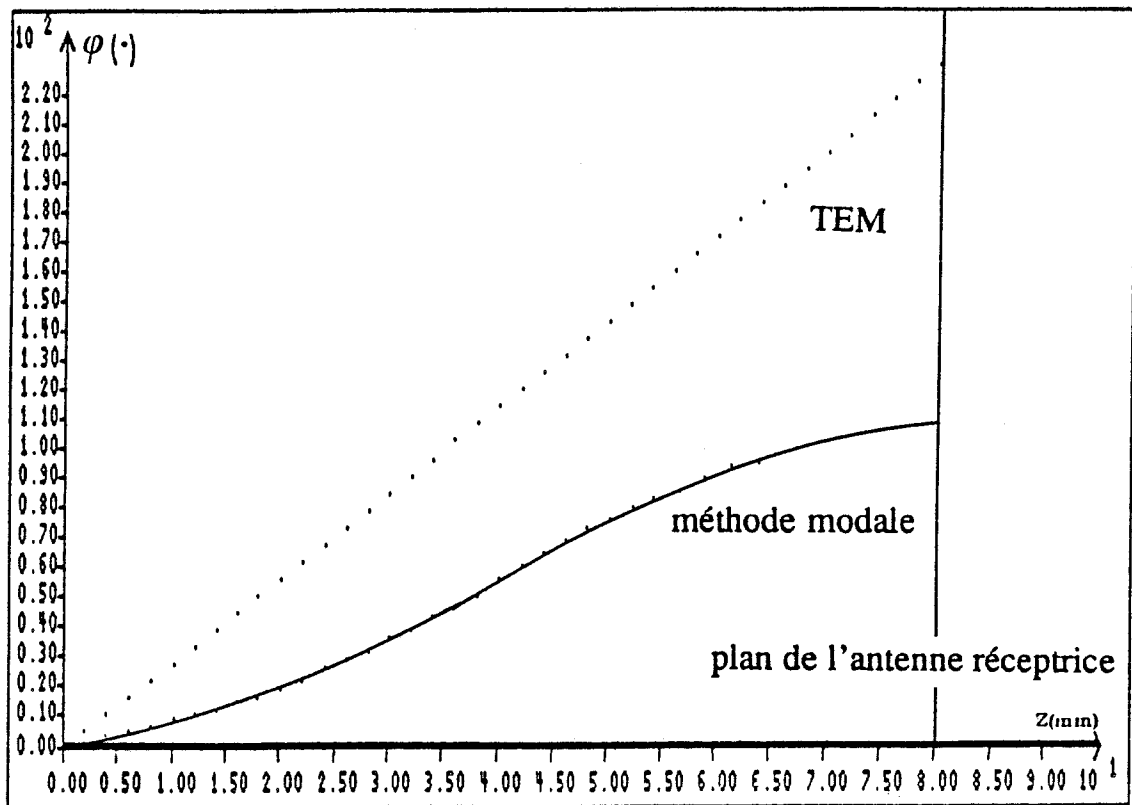
- Evolution du coefficient de réflexion en fonction de h

Les évolutions du module et de la phase du coefficient de réflexion ρ_{10} en fonction du taux d'humidité h , calculées par la méthode modale à partir des valeurs de ϵ_2^* du blé (tableau 3.2), sont présentées figure 3.22.

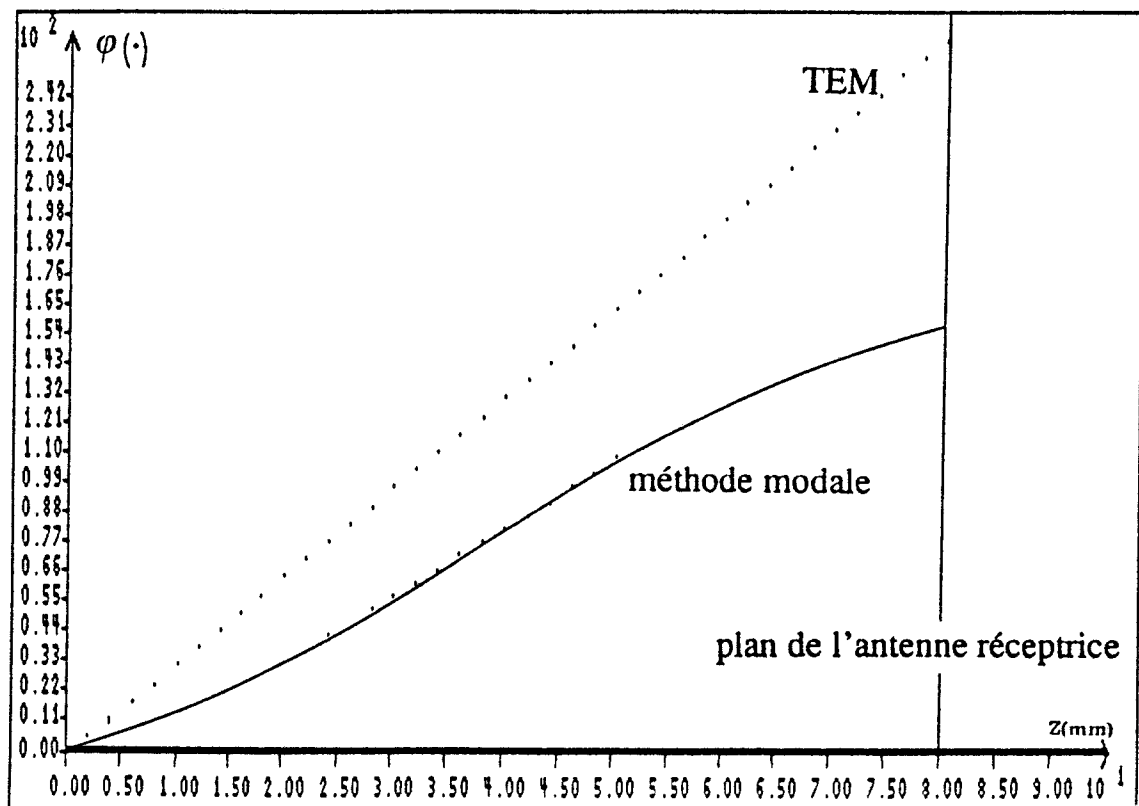
On observe que :

- $-7.78\text{ dB} \leq |\rho_{10}| \leq -6.76\text{ dB}$
- $-166.9^\circ \leq \Phi(\rho_{10}) \leq -160.4^\circ$

L'ensemble "capteur-matériau à mesurer" apparaît donc comme un quadripôle désadapté, dont le coefficient de réflexion varie toutefois relativement peu. Cette caractéristique est intéressante, dans la mesure où l'étude du système (§ 2.4.6) a montré l'influence du coefficient de réflexion sur la détermination du coefficient de transmission : lorsque la désadaptation du quadripôle est constante, l'erreur qu'elle engendre est minimisée.



3.20



3.21

Figures 3.20 et 3.21 : Evolution de la phase du champ électrique Φ en fonction de z ; prise en compte de l'effet de champ proche à l'ouverture du guide récepteur

• figure 3.20 : $\epsilon'_{r2} = 2.53$, $\epsilon''_{r2} = 0.24$

• figure 3.21 : $\epsilon'_{r2} = 3.3$, $\epsilon''_{r2} = 0.43$

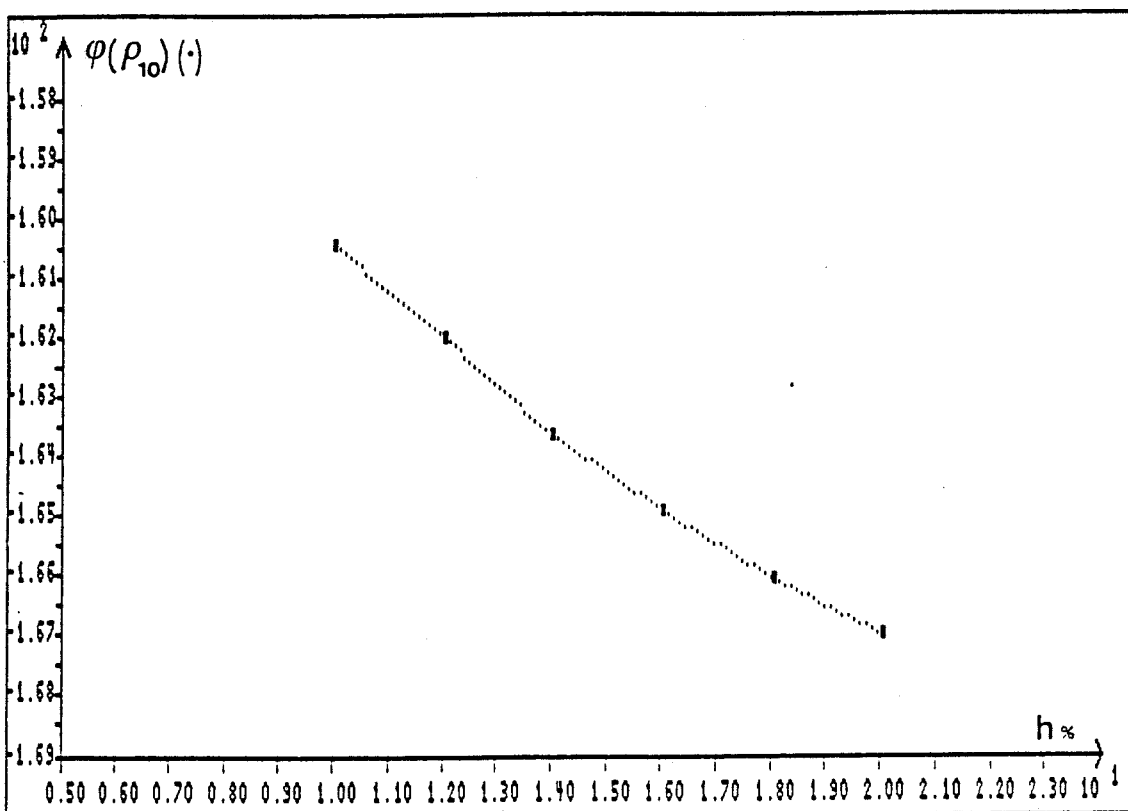
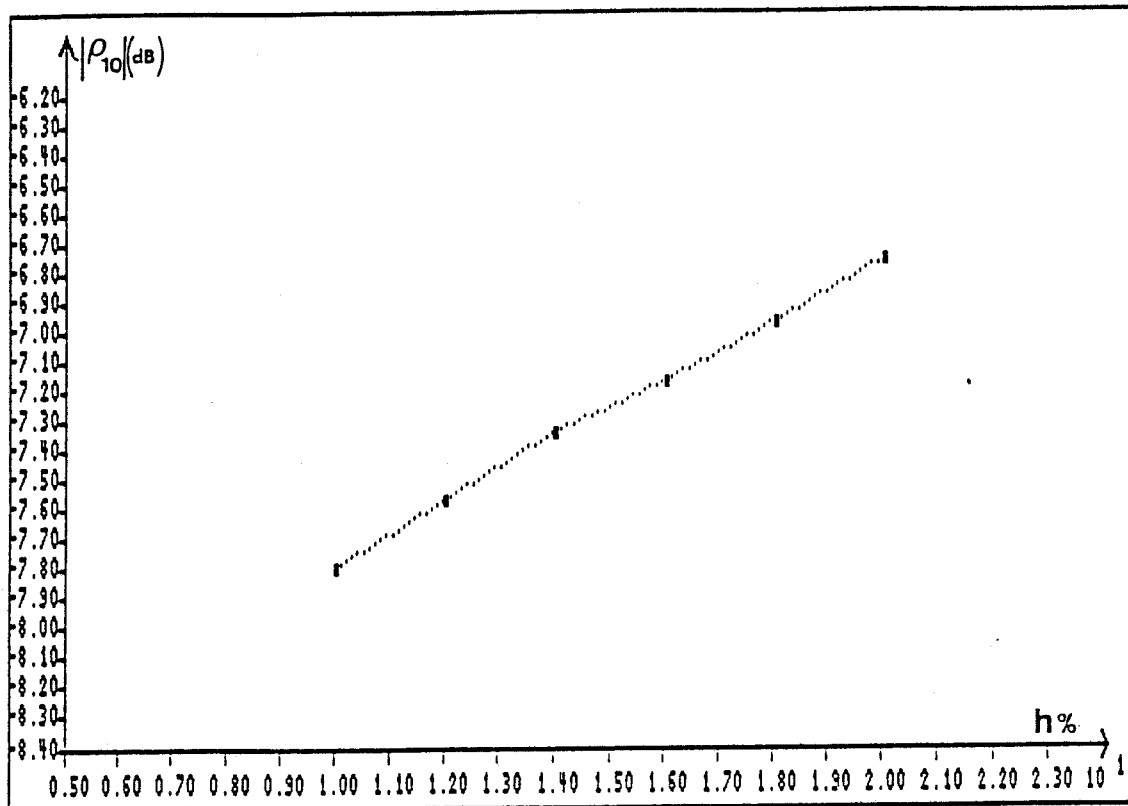


Figure 3.22 : Evolutions du module (a) et de la phase (b) du coefficient de réflexion ρ_{10} en fonction de h ; $a = 80$ mm , $b = 40$ mm , $\epsilon'_1 = 2$, $f = 1.5$ Ghz.

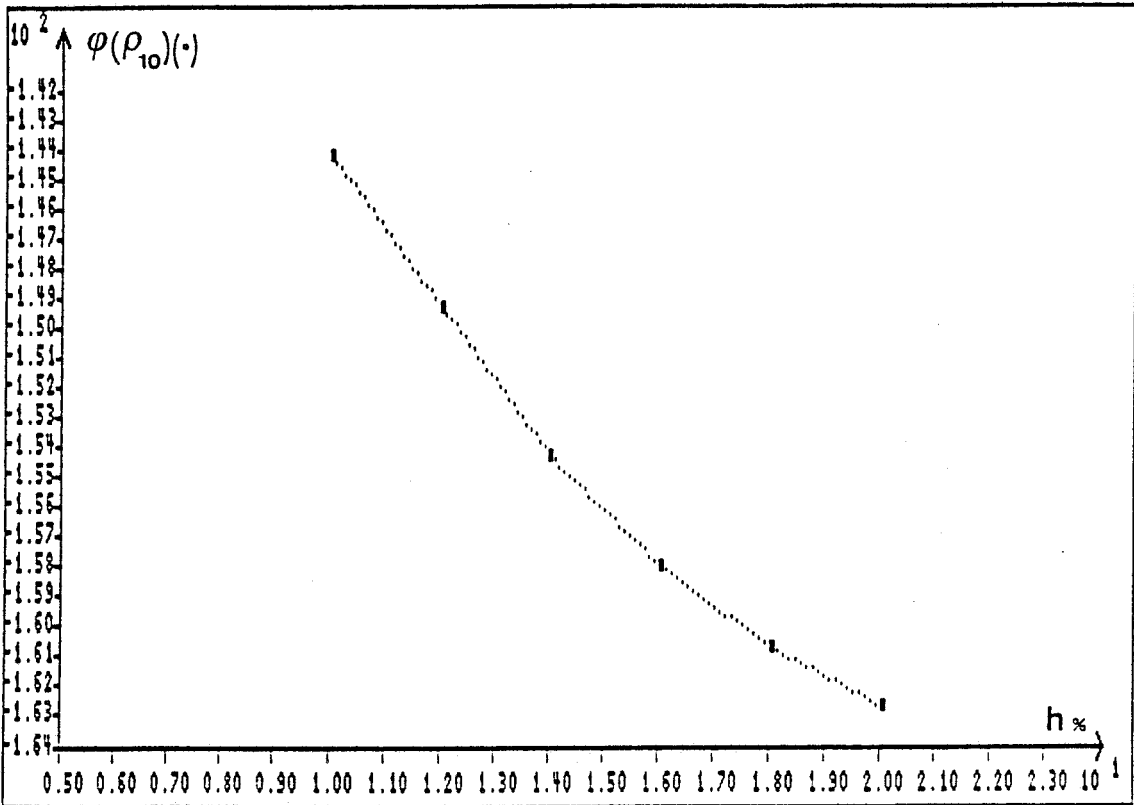
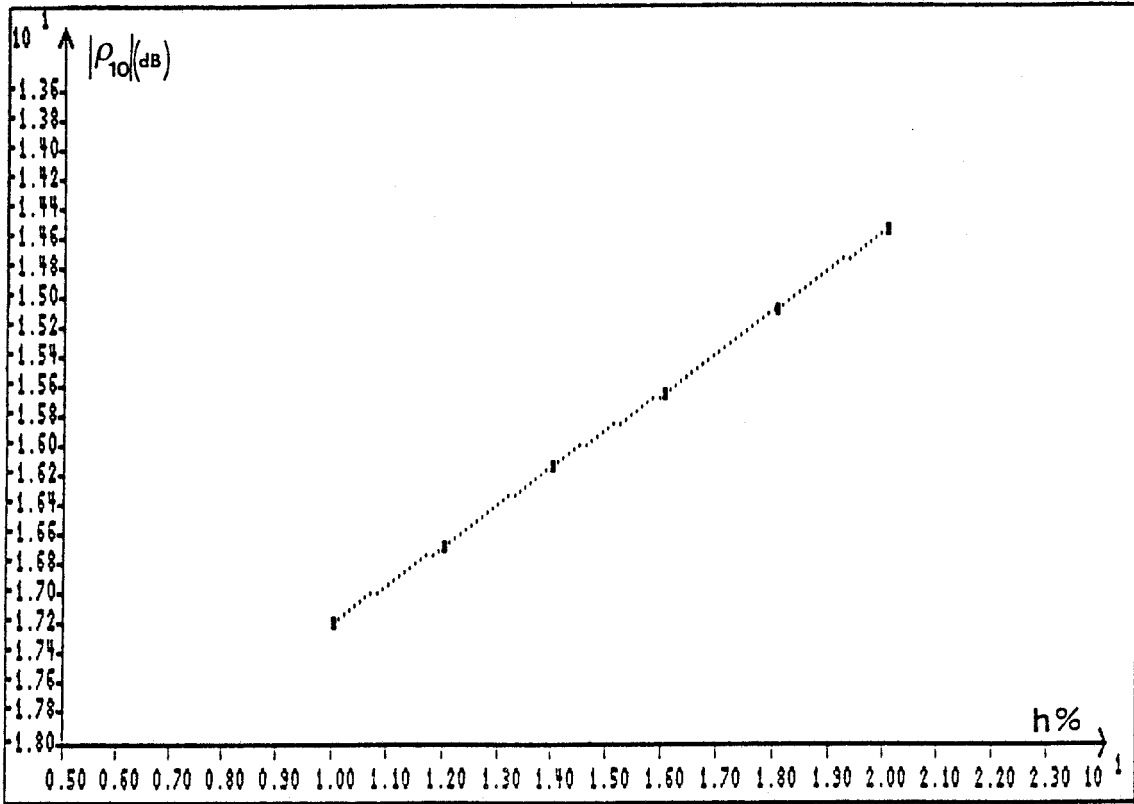


Figure 3.23 : Evolutions du module (a) et de la phase (b) du coefficient de réflexion ρ_{10} en fonction de h ; $a = 140$ mm , $b = 68$ mm , $\epsilon'_1 = 2$, $f = 1.5$ Ghz.

Par ailleurs, il est à noter que l'augmentation de l'ouverture du guide, caractérisée par les dimensions a et b , permet de diminuer notablement le module du coefficient de réflexion ρ_{10} . Les courbes de la figure 3.23, issues de calculs effectués dans les mêmes conditions que précédemment avec $a = 140\text{mm}$ et $b = 68\text{mm}$, montrent les résultats suivants :

- $-17.17\text{ dB} \leq |\rho_{10}| \leq -14.53\text{ dB}$
- $-162.5^\circ \leq \Phi(\rho_{10}) \leq -144.1^\circ$

Dans notre cas, les dimensions du guide ne peuvent être accrues, compte tenu du volume maximal de l'échantillon que nous sommes tenus de respecter.

D'une manière générale, on peut toutefois conclure que la minimisation du coefficient de réflexion à l'interface antenne-milieu à tester passe soit par l'augmentation de la taille du guide, soit par une mesure à une fréquence plus élevée, ce qui a pour conséquence, pour des dimensions données, d'accroître l'ouverture du guide vis-à-vis de la longueur d'onde.

3.4 Détermination du taux d'humidité dans les graines : mesures à 1.5 GHz

3.4.1 Faisabilité à l'analyseur de réseau

L'étude de faisabilité de cette application a été réalisée au moyen de l'analyseur de réseau HP8510, qui nous permet de mesurer de façon précise et simultanée l'ensemble des paramètres caractéristiques de notre capteur :

- module et phase du coefficient de réflexion,
- module et phase du coefficient de transmission.

et d'en déduire le ou les paramètres représentatifs du taux d'humidité.

Cette étude préliminaire a été menée sur les matériaux les plus couramment rencontrés : blé et maïs, à l'aide d'échantillons de taux d'humidité h connus fournis par AGROSYSTEMES.

Nous présentons les résultats obtenus par la mesure à 1.5 GHz de :

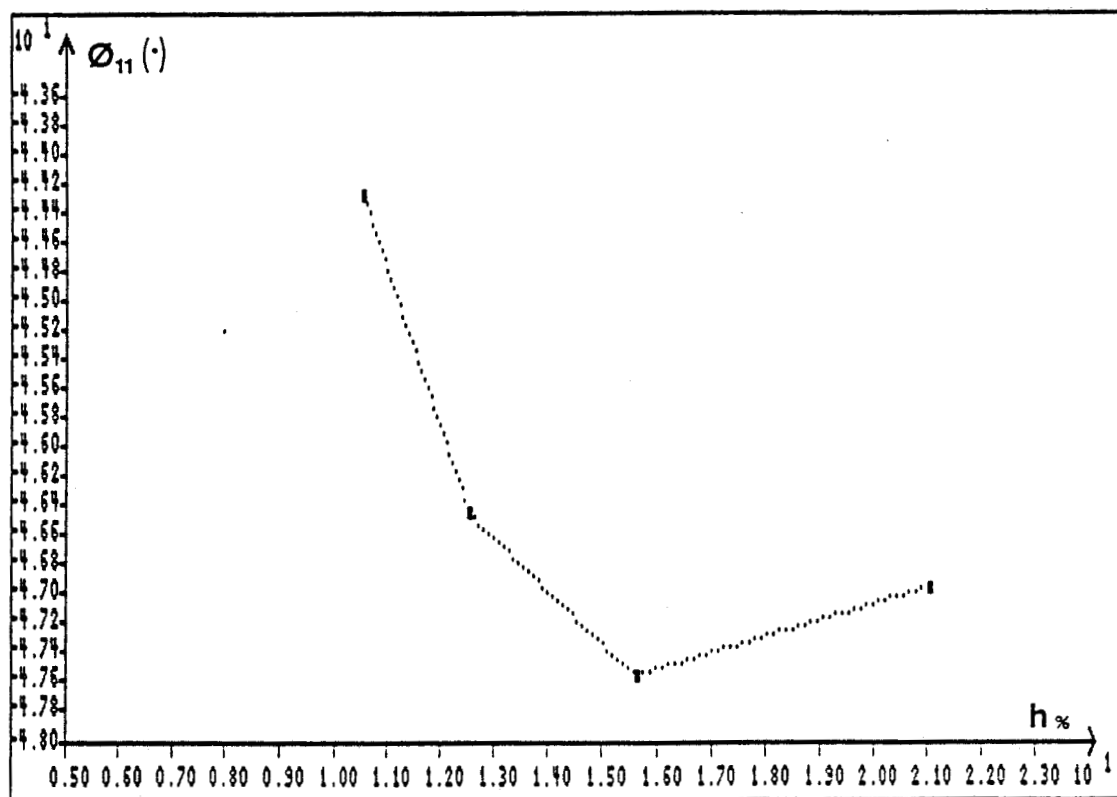
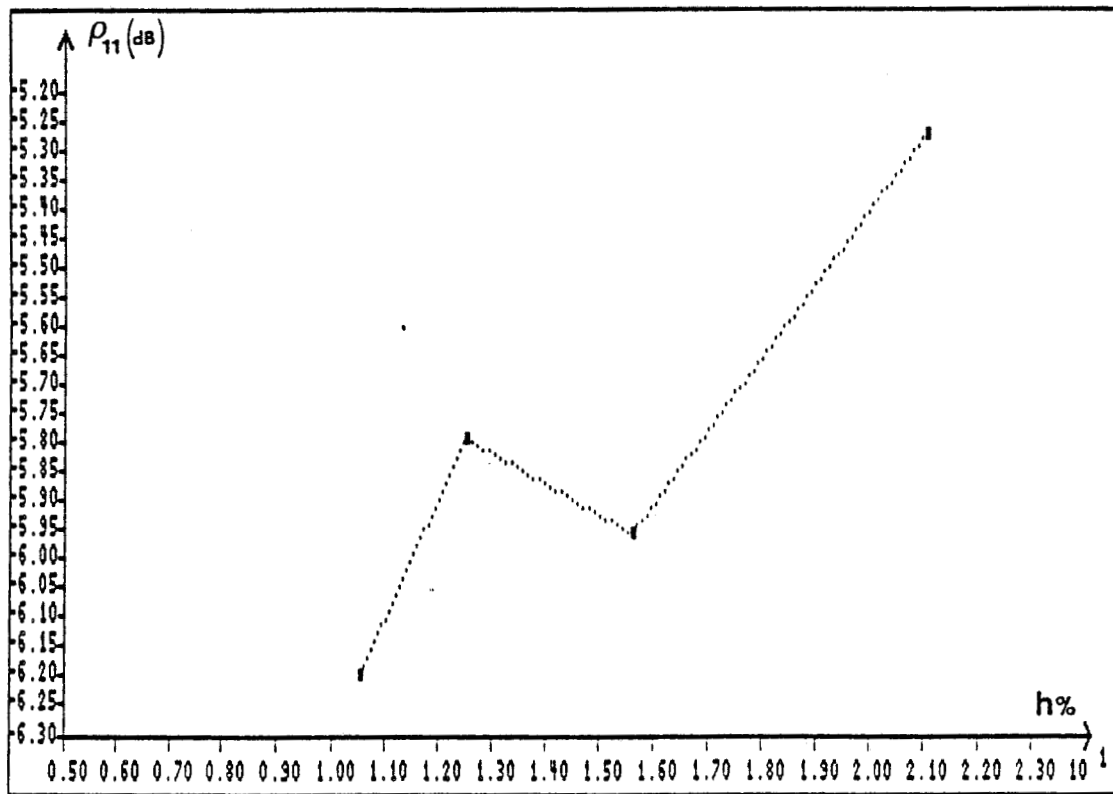


Figure 3.24 : Evolutions mesurées du module (a) et de la phase (b) du coefficient de réflexion du capteur en fonction de h à 1.5 Ghz - Echantillons de blé.

- 4 échantillons de blé, de taux d'humidité h compris entre 10.5% et 21%,
- 5 échantillons de maïs, de taux d'humidité h compris entre 12.8% et 34%.

La précision absolue sur les taux d'humidité de référence est de ± 0.3 points.

3.4.1.1 Mesure du coefficient de réflexion

Les évolutions du module et de la phase du coefficient de réflexion $S_{11} = \rho_{11} e^{j\Phi_{11}}$ du capteur mesuré à l'analyseur de réseau sont présentées figure 3.24 pour le blé et figure 3.25 pour le maïs.

- Mesures sur le blé

Les résultats observés sont les suivants :

$$- 6.19 \text{ dB} \leq \rho_{11} \leq -5.27 \text{ dB}$$

$$- \Phi_0 - 46^\circ.9 \leq \Phi_{11} \leq \Phi_0 - 44^\circ.3$$

avec Φ_0 une valeur constante indéterminée.

Le module du coefficient de réflexion mesuré (figure 3.24a) apparaît, pour l'ensemble des taux d'humidité, supérieur d'environ 1.5 dB à celui calculé par la méthode modale (figure 3.22). Ce phénomène peut être expliqué par la présence de réflexions parasites qui ne sont pas prises en compte par le calcul.

Cet écart est, par ailleurs, imputable au matériau lui-même qui n'est pas strictement homogène et présente sans doute des valeurs de permittivité un peu différentes de celles que nous avons utilisées dans la simulation. En effet, les propriétés diélectriques d'un même produit dépendent de multiples facteurs tels la variété, la région de production, le climat ...

Les valeurs mesurées et calculées du module et de la phase du coefficient de réflexion évoluent néanmoins dans le même sens.

- Mesures sur le maïs

Les coefficients de réflexion mesurés sont du même ordre de grandeur que dans le cas du blé :

$$- 6.35 \text{ dB} \leq \rho_{11} \leq -4.02 \text{ dB}$$

$$- 53^\circ.1 \leq \Phi_{11} \leq -48^\circ.2$$

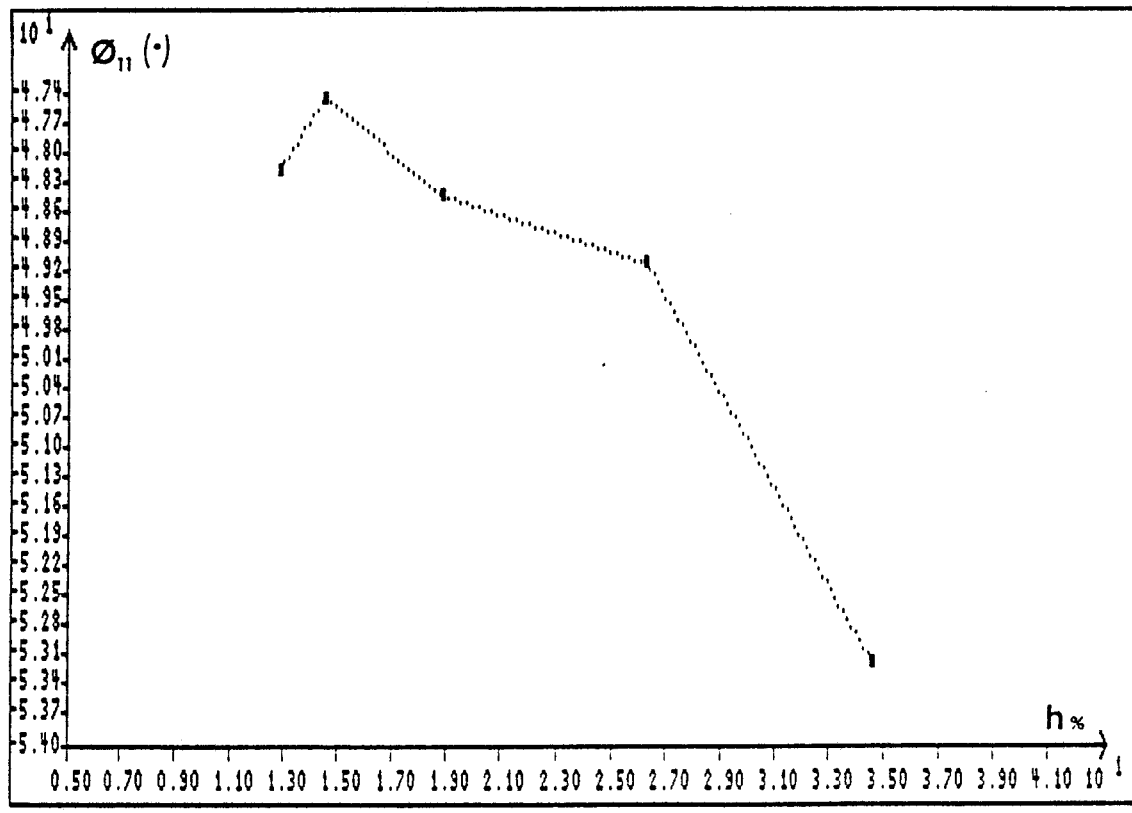
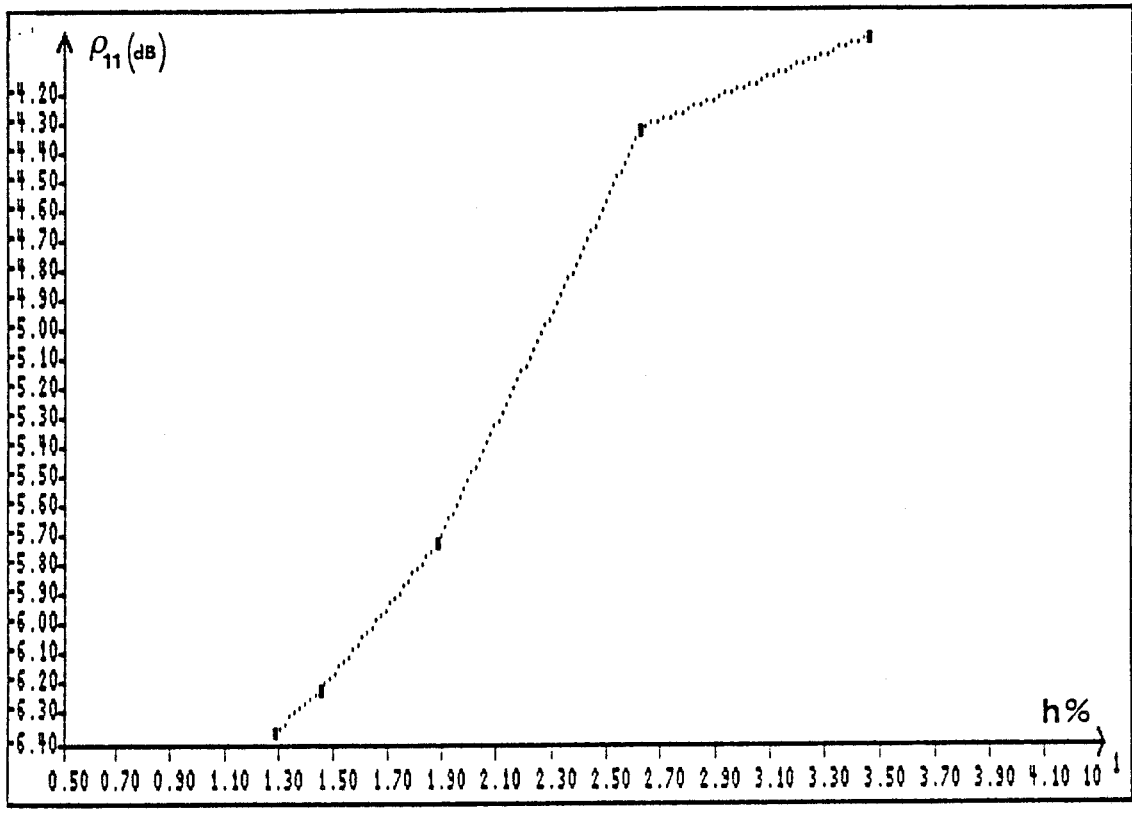


Figure 3.25 : Evolutions mesurées du module (a) et de la phase (b) du coefficient de réflexion du capteur en fonction de h à 1.5 Ghz. Echantillons de maïs.

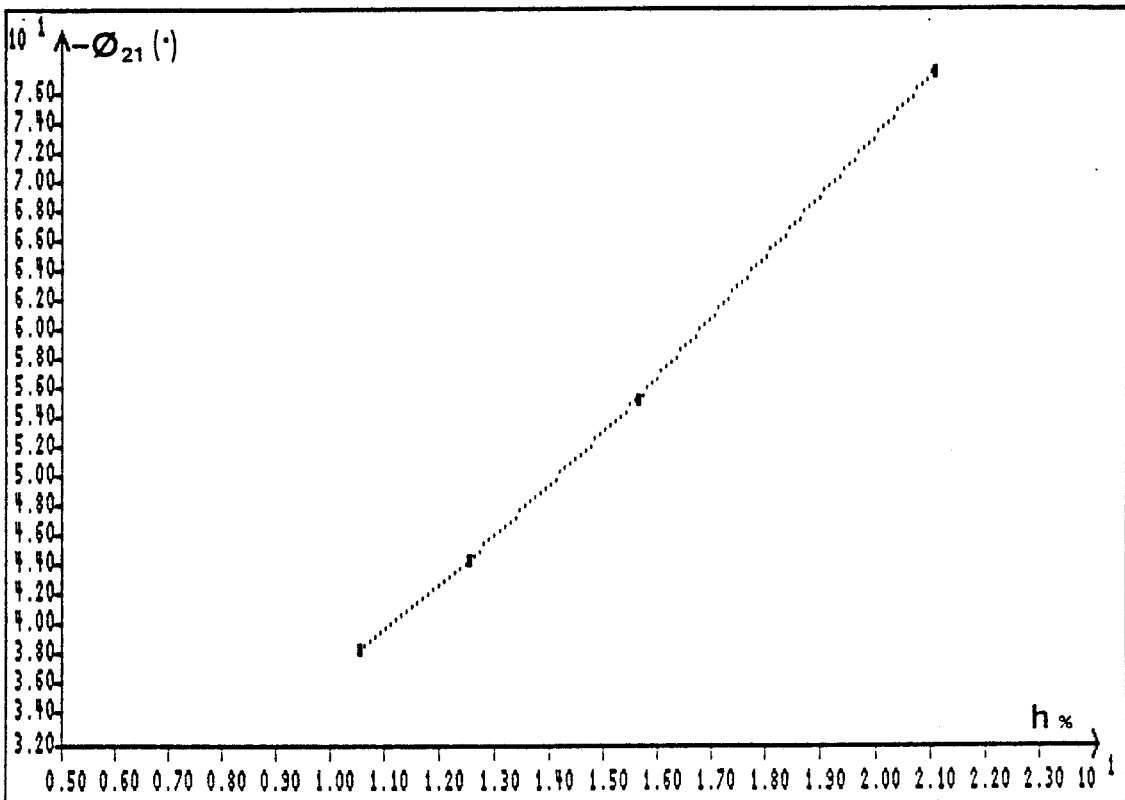
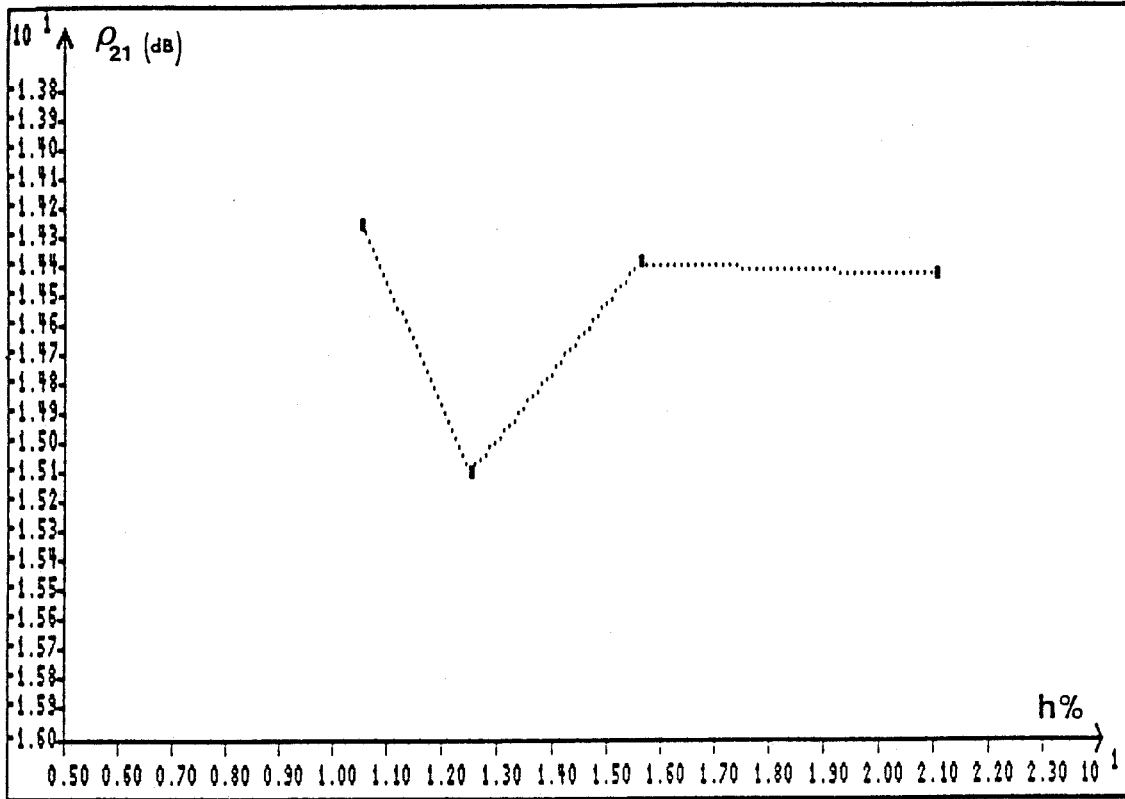


Figure 3.26 : Evolutions mesurées du module (a) et de la phase (b) du coefficient de transmission du capteur en fonction de h à 1.5 Ghz. Echantillons de blé.

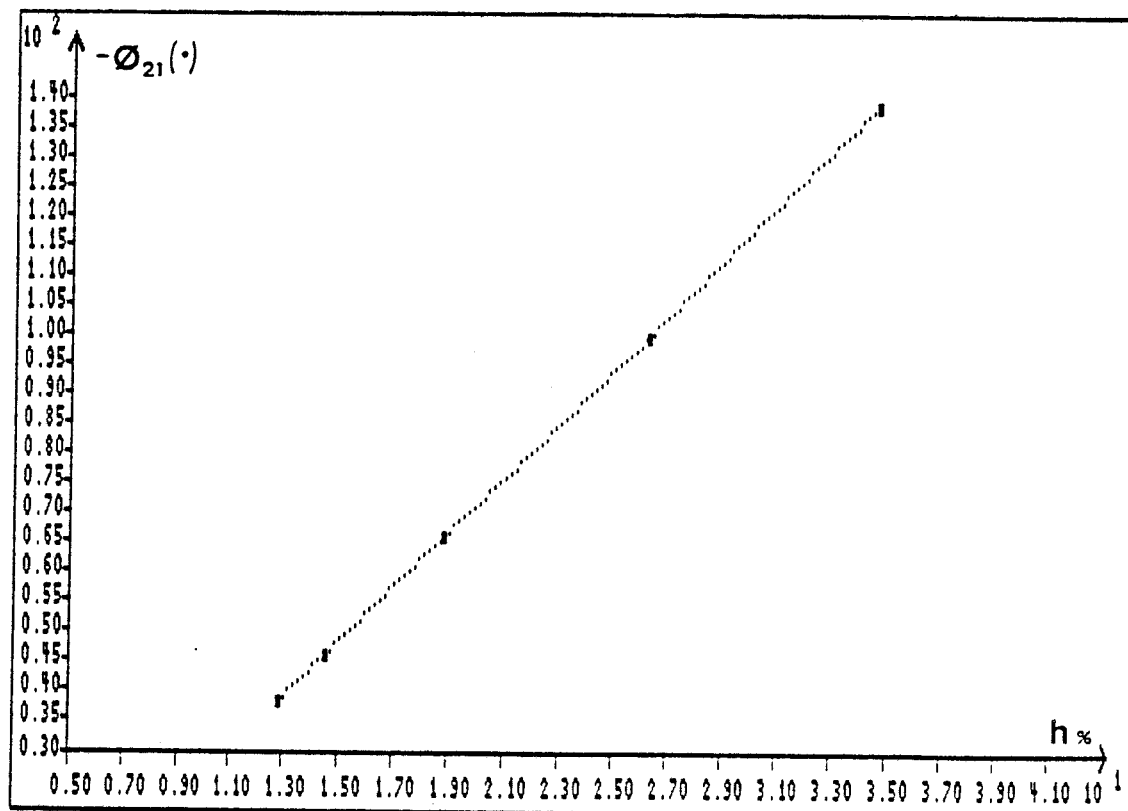
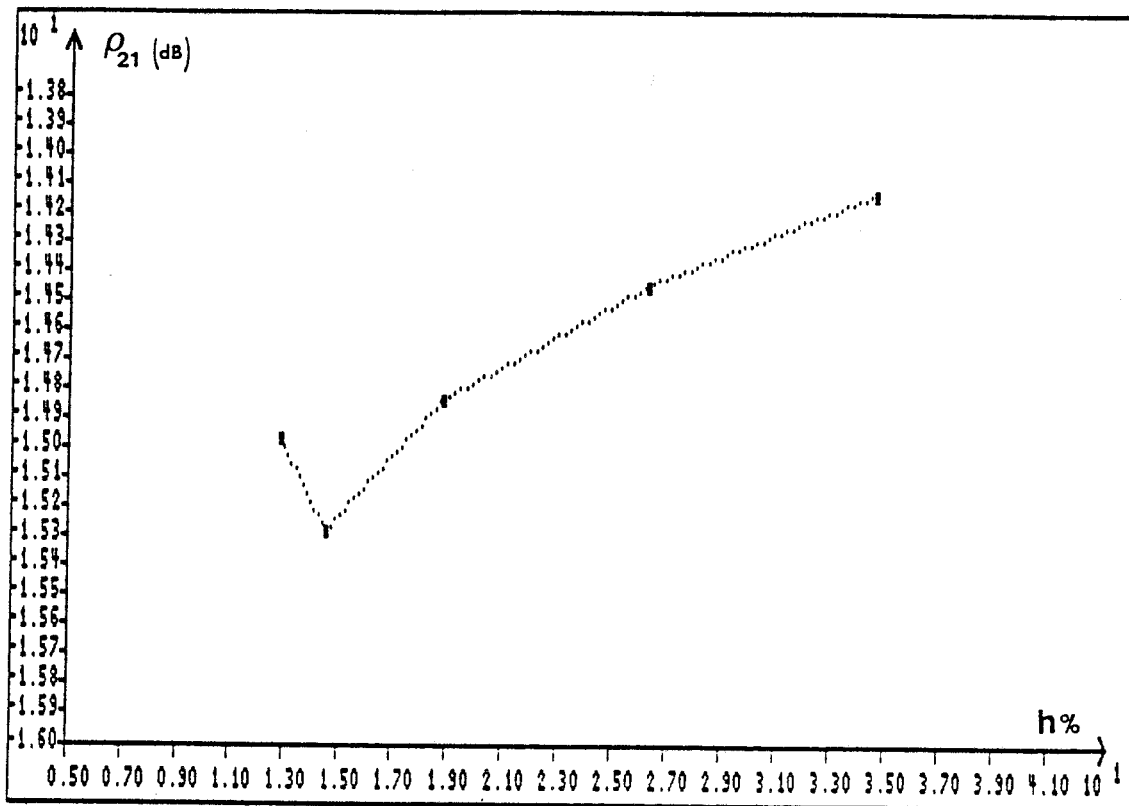


Figure 3.27 : Evolutions mesurées du module (a) et de la phase (b) du coefficient de transmission du capteur en fonction de h à 1.5 Ghz. Echantillons de maïs.

3.4.1.2 Mesure du coefficient de transmission

Les figures 3.26 et 3.27 présentent, en fonction du taux d'humidité h , le coefficient de transmission mesuré $S_{21} = \rho_{21} e^{j\Phi_{21}}$, respectivement dans le cas du blé et du maïs.

- Module de S_{21}

Le module du coefficient de transmission de l'ordre de -15dB, n'apparaît significatif du taux d'humidité ni pour le blé ni pour le maïs, dans la mesure où son évolution ne s'avère pas monotone. Mladek [27] attribue ce phénomène à une longueur d'échantillon trop faible.

- Phase de S_{21}

La phase Φ_{21} du coefficient de transmission varie, tant pour le blé que pour le maïs, de façon quasi linéaire, Les excursions maximales de phase observées sont de :

- 39° pour le blé,
- 100° pour le maïs.

Compte tenu des taux d'humidité des échantillons mesurés, la courbe $\Phi_{21} = f(h)$ admet une pente de :

- 3°.7 par point d'humidité dans le cas du blé,
- 4°.6 par point dans le cas du maïs.

La phase du coefficient de transmission apparaît donc bien représentative des variations de taux d'humidité dans les graines.

Il apparaît dans ces conditions qu'une erreur de 1° sur la mesure de phase engendre une incertitude absolue sur la mesure d'humidité de 0.2 à 0.3%, comparable à celle qui affecte les taux d'humidité de référence (§ 3.4.1). Le cahier des charges énoncé dans le premier chapitre (§ 1.3) est ainsi justifié.

3.4.1.3 Reproductibilité de la mesure

Une série de mesures répétitives a été effectuée sur chacun des échantillons de blé et de maïs, la cellule étant vidée puis remplie à nouveau entre deux mesures consécutives.

Nous nous sommes particulièrement attachés, compte tenu des résultats précédents, à évaluer le degré de reproductibilité de la phase Φ_{21} du coefficient de transmission, illustré par la figure 3.28.

L'écart maximum observé sur l'ensemble des mesures de Φ_{21} est de $\pm 2^\circ$ pour le blé et $\pm 2.5^\circ$

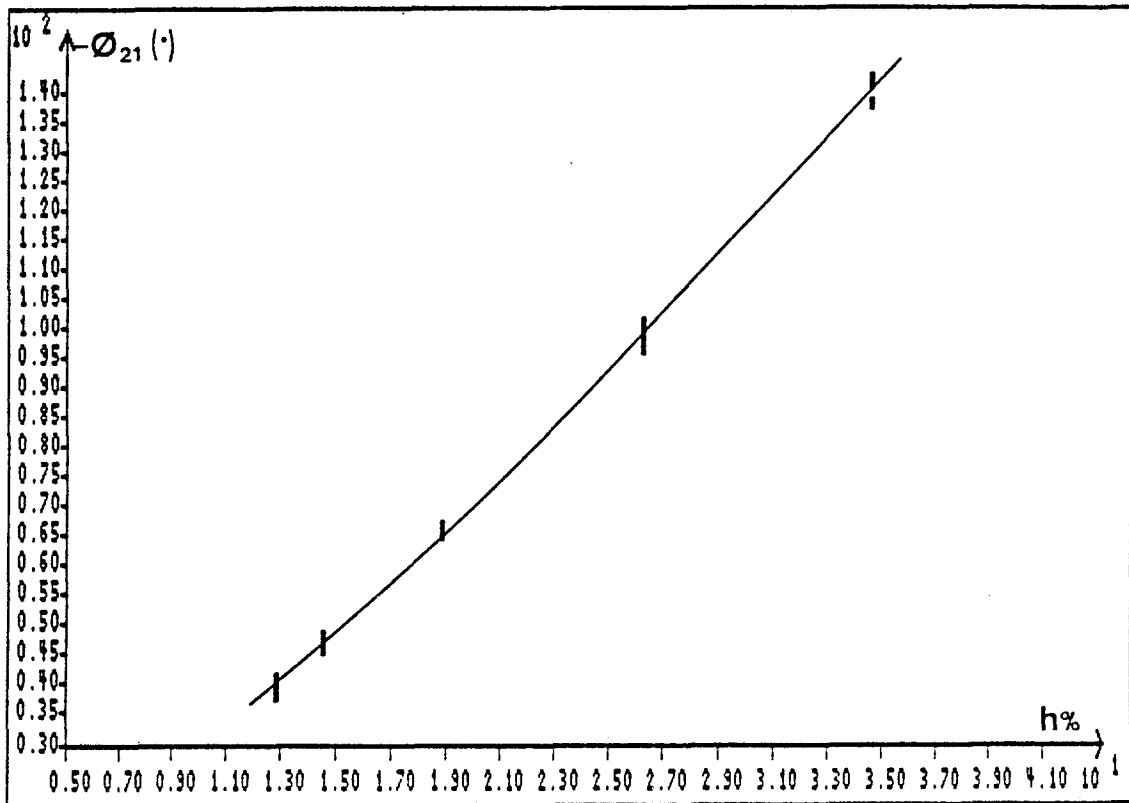
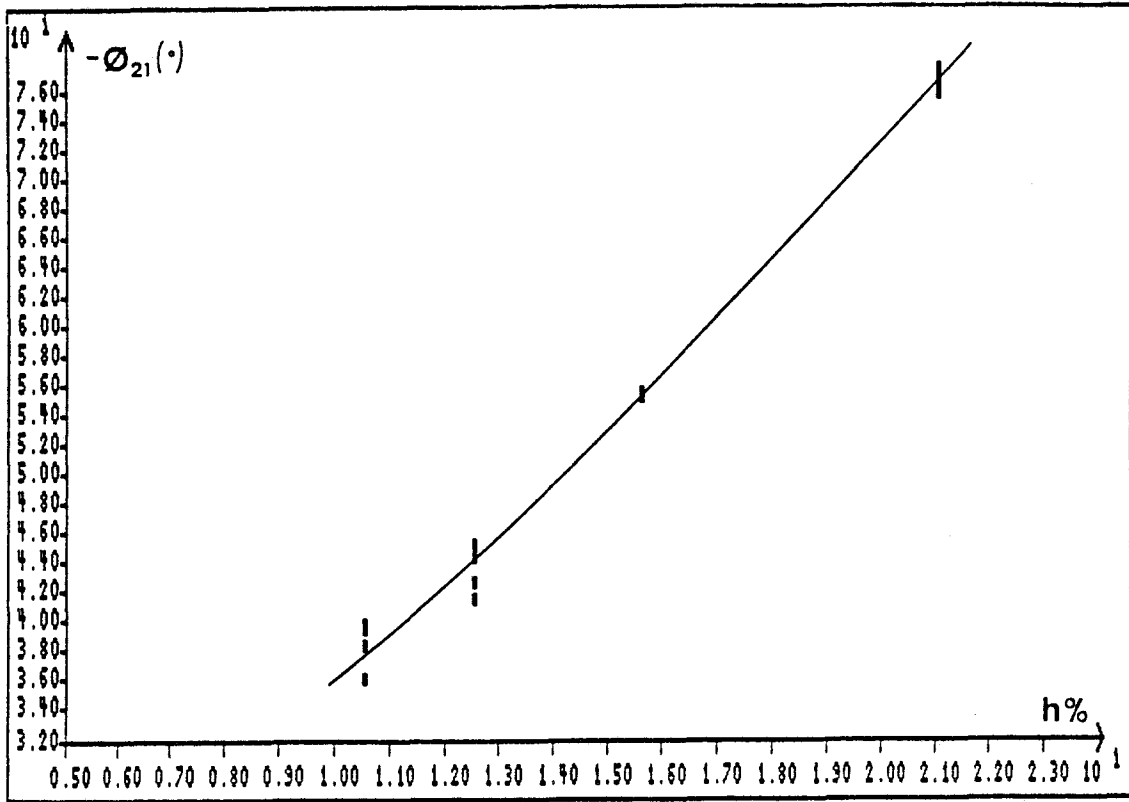


Figure 3.28 : Reproductibilité de la mesure de Φ_{21} en fonction de h . Cas du blé (a) et du maïs (b).

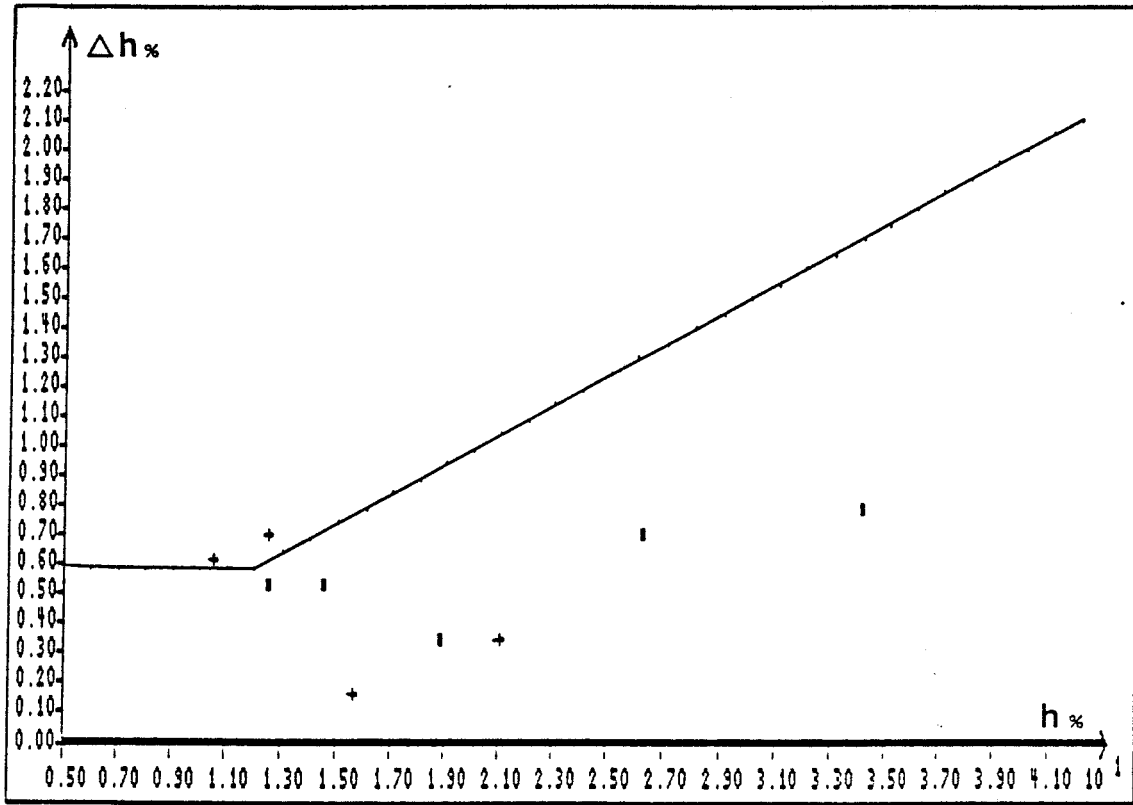


Figure 3.29 : Incertitude sur la mesure du taux d'humidité h .

+ Blé

■ Maïs

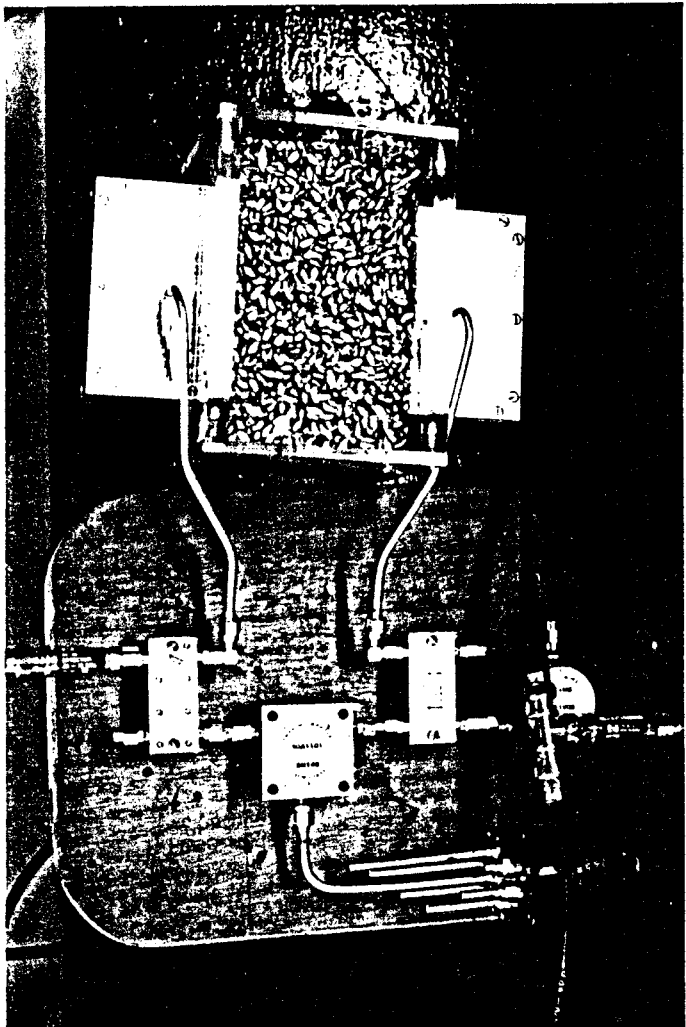


Figure 3.30 : Application du pont de mesure en transmission simple à la détermination du taux d'humidité des graines.

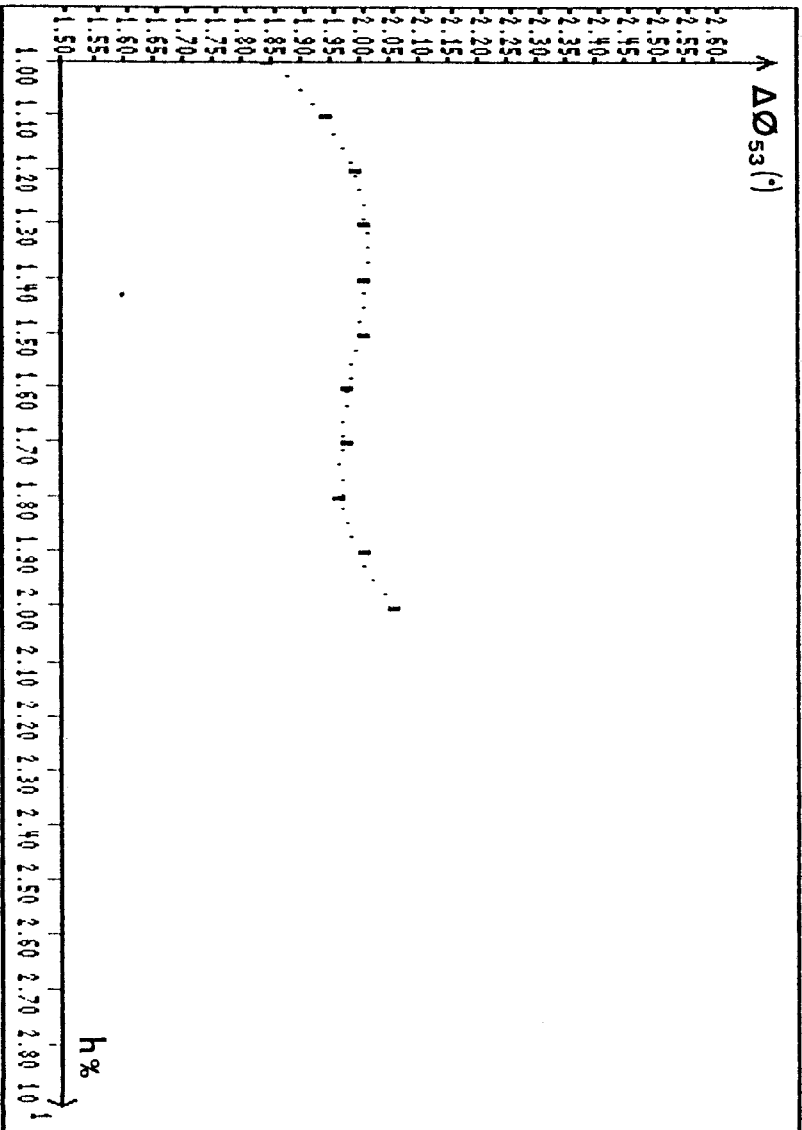


Figure 3.31 : Simulation de l'erreur apportée à la mesure de Φ_{53} par les coefficients de réflexion du capteur pour divers taux d'humidité. Cas du blé.

pour le maïs. L'incertitude Δh correspondant à ces écarts de phase pour chacun des échantillons de blé (+) et de maïs (■) apparaît figure 3.29. L'ensemble des résultats s'insère dans la fourchette de tolérance fixée par le Service des Instruments de mesure (§ 3.3.1) matérialisée en traits pleins, à l'exception toutefois des mesures effectuées sur les échantillons de blé à faible teneur en eau.

Une meilleure reproductibilité peut néanmoins être obtenue à l'aide d'un tassement par vibrations mécaniques par exemple ; la première partie de cette étude de faisabilité s'avère donc satisfaisante.

3.4.2 Mesures à l'aide du pont interférométrique

3.4.2.1 Choix de la structure de mesure. Simulations

Parmi les structures du pont interférométrique multi-état que nous avons étudiées au cours des deux premiers chapitres, la configuration de mesure en transmission "simple", représentée figure 3.30, nous semble le mieux convenir à une application industrielle. Certes, le pont de mesure "mixte" qui permet à la fois des mesures en réflexion et en transmission donne une mesure plus précise du coefficient de transmission d'un quadripôle désadapté, mais son mode de calibrage est peu approprié à une utilisation en silo.

Nous avons procédé, à partir des mesures des paramètres S_{ij} du capteur opérées à l'analyseur de réseau pour divers échantillons de graines à une simulation de l'erreur commise par notre système sur la mesure de la phase Φ_{21} du coefficient de transmission. Les résultats en sont présentés figure 3.31 dans le cas d'échantillons de blé ; ils font apparaître une erreur d'environ -2° , et confirment que cette erreur se présente comme un défaut de plan de référence auquel se superpose une dérive due aux variations des coefficients de réflexion de la cellule. Il convient toutefois de noter que la faible amplitude de cette dérive ($<1^\circ$) provient d'une bonne compensation des termes d'erreur (cf § 2.4.6) propres aux composants entrant dans la réalisation du prototype. Ce résultat ne peut donc être généralisé.

3.4.2.2 Mesure de Φ_{21} (h) pour diverses sortes de graines

Nous disposons, afin de tester le fonctionnement de notre système de mesure sur une gamme très large de produits, d'échantillons de graines de tailles et de formes très différentes :

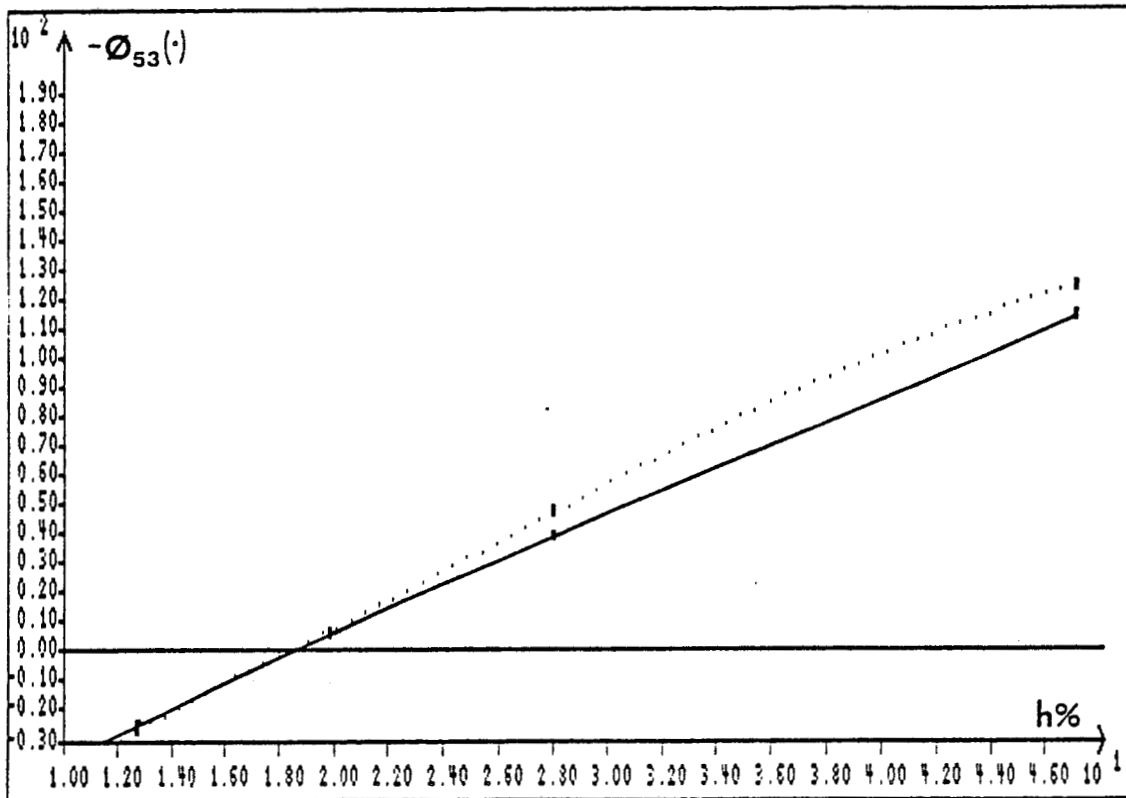


Figure 3.32 : Comparaison des mesures de phase acquises à l'analyseur de réseau HP8510 et sur le prototype, pour divers échantillons de maïs.

— Analyseur de réseau
 - - - - Prototype de mesure.

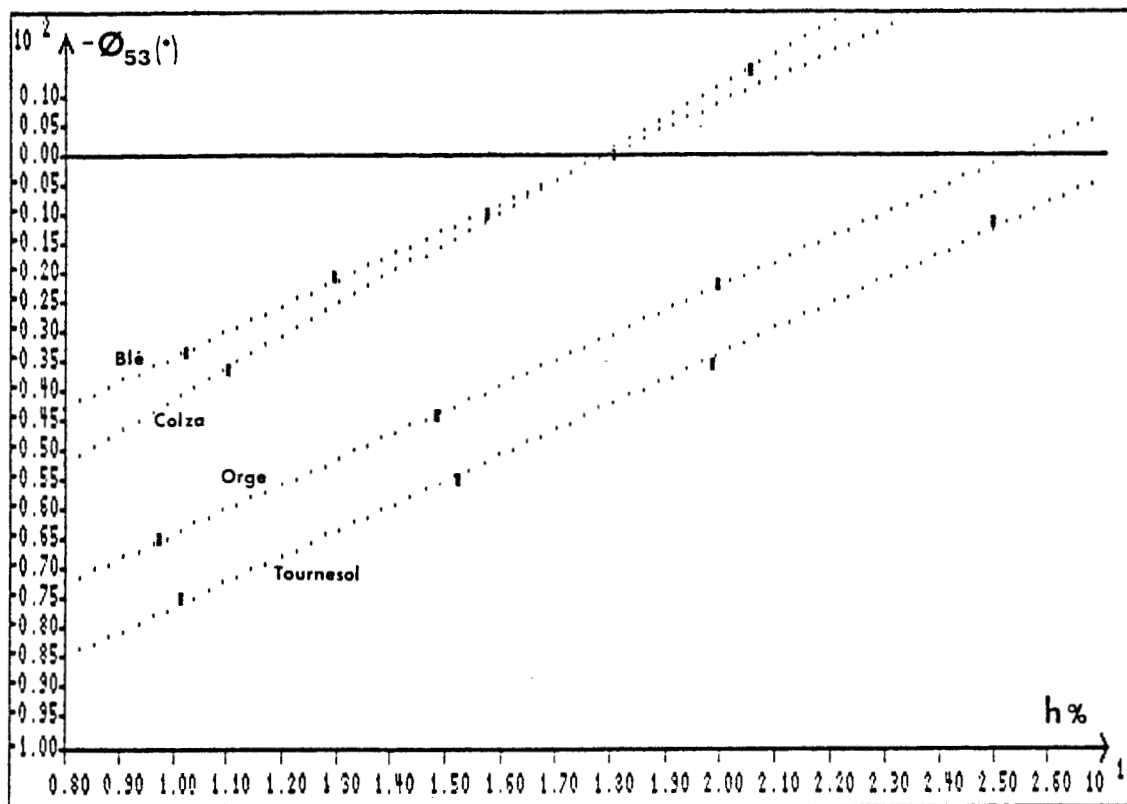


Figure 3.33 : Evolution de Φ_{53} en fonction de h pour divers types de graines.

- maïs : $12\% \leq h \leq 47\%$
- blé : $10\% \leq h \leq 20\%$
- orge : $10\% \leq h \leq 20\%$
- tournesol : $10\% \leq h \leq 25\%$
- colza : $11\% \leq h \leq 20\%$

La figure 3.32 présente une comparaison des courbes $\Phi_{21}(h)$ mesurées à 1.5 GHz à l'analyseur de réseau d'une part, et sur le pont interférométrique d'autre part, pour des échantillons de maïs de taux d'humidité h variant de 12% à 47%. Lorsque h est compris entre 10 et 20%, on observe une bonne concordance entre les deux courbes. Pour des teneurs en eau plus élevées, on observe un écart qui croît avec h , imputable en partie à l'augmentation du coefficient de réflexion du capteur, mais surtout à un défaut de reproductibilité de l'échantillon. En effet, à mesure que le taux d'humidité augmente, les problèmes de tassement liés à la viscosité des grains deviennent plus critiques.

L'ensemble des résultats de mesures effectuées sur les autres échantillons sont donnés figure 3.33. Il apparaît que pour chacun des produits : blé, colza, orge, tournesol, l'évolution de Φ_{53} en fonction de h est quasi linéaire. On peut toutefois conclure que, pour ces différents types de graines, il n'existe pas de courbe d'étalonnage unique du mesureur d'humidité.

3.4.2.3 Reproductibilité de la mesure

En ce qui concerne la reproductibilité de la mesure de phase, il convient de dissocier les erreurs liées :

- au pont de mesure,
- à l'échantillon

dont une première estimation est présentée tableau 3.3.

Des mesures répétitives effectuées toutes les cinq minutes sur une période d'une heure, sans opération de recalibrage du pont et sans vidange de l'échantillon (blé à 12.51%) permettent de conclure à une bonne stabilité du prototype de mesure à 1.5 GHz.

En revanche, et bien qu'on ait pris soin d'appliquer à l'échantillon (blé à 12.51%, maïs à 12.64%) un tassement par vibrations, la vidange de la cellule entre deux mesures consécutives conduit

	Mesure sans manipulation de l'échantillon	Mesure avec manipulation et tassement
Blé à 12,51 % moyenne et écart type	$\bar{\Phi} = 31,31^\circ$ $\sigma = 0,12^\circ$	$\bar{\Phi} = 28,16^\circ$ $\sigma = 0,6^\circ$
Maïs à 12,64 % moyenne et écart type		$\bar{\Phi} = 21,35^\circ$ $\sigma = 0,8^\circ$

Tableau 3.3 : Reproductibilité de la mesure de Φ_{53}

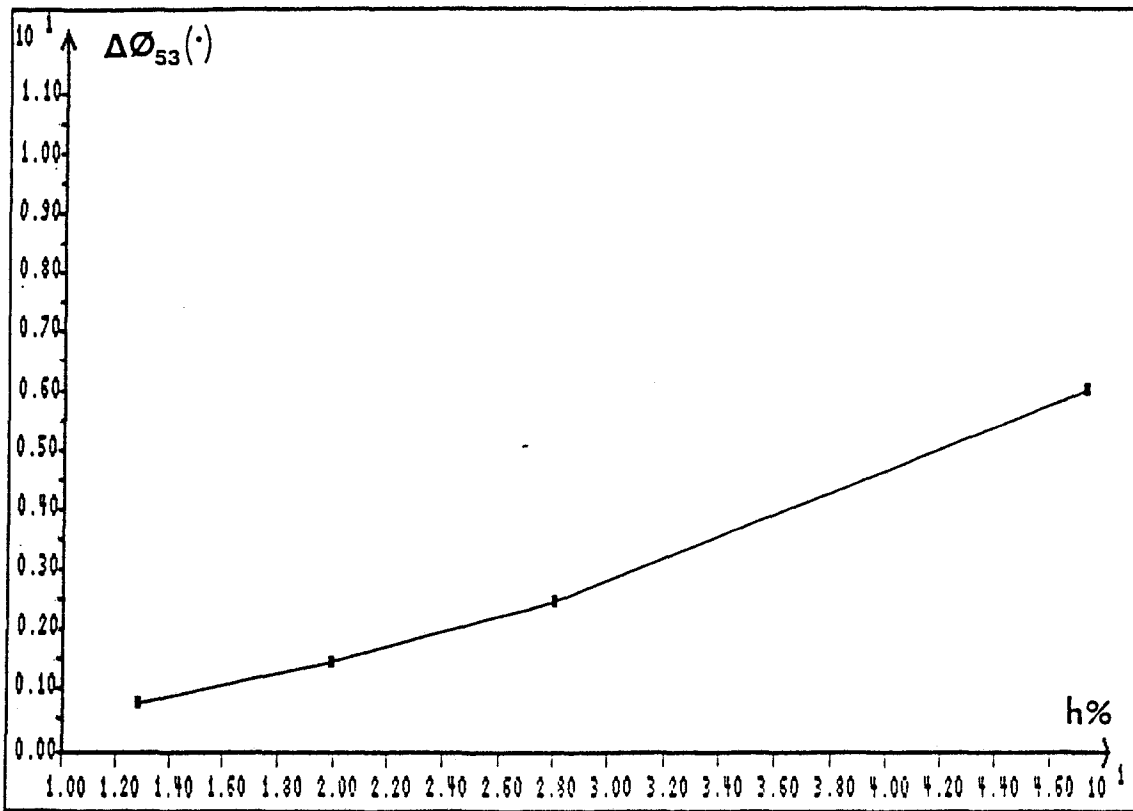


Figure 3.34 : Écarts de mesure observés en fonction de h lors de mesures répétitives effectuées sur des échantillons de maïs.

à des écarts de mesure plus importants. Cette incertitude sur la mesure de la phase du coefficient de transmission, due aux variations de tassement, donc de densité de l'échantillon est mise en évidence par la courbe de la figure 3.34 qui présente les écarts observés en fonction du taux d'humidité lors de mesures répétitives effectuées sur des échantillons de maïs.

3.4.2.4 Effet de la température

Les variations de la phase du coefficient de transmission en fonction de la température de l'échantillon, relevées sur le prototype à 1.5 GHz, sont présentées figure 3.35. Pour l'ensemble des échantillons soumis à cette étude :

- blé à 12.51% et 20.54% de taux d'humidité,
- maïs à 12.64% et 19.7%,

on observe une variation quasi linéaire de Φ_{53} en fonction de la température (comprise entre 3°C et 20°C), dont la pente est d'environ 1° par degré celsius.

Ces résultats, qui font état de l'augmentation de la phase du coefficient de transmission, et par conséquent de la partie réelle ϵ' , de la permittivité des graines, avec la température sont en accord avec ceux publiés dans la littérature [11] [16], et montrent la nécessité d'une prise en compte de cet effet.

3.4.2.5 Calibrage du pont de mesure

Nous avons utilisé lors de cette étude de faisabilité la procédure de mesure et le mode de calibrage du prototype à 1.5 GHz décrits au cours des deux premiers chapitres.

Le calibrage est donc effectué comme précédemment à l'aide de deux mesures successives en transmission dans les configurations suivantes :

- ports de mesure fermés sur des charges adaptées,
- ports de mesure reliés.

On peut néanmoins envisager, dans le cas d'une utilisation sur le terrain, de réaliser les conditions de mesure d'isolation et de réponse en fréquence de manière plus appropriée.

La mesure du défaut d'isolation de la structure peut notamment être rendue automatique par l'utilisation de commutateurs hyperfréquences à deux positions, tels ceux qui ont été implantés dans

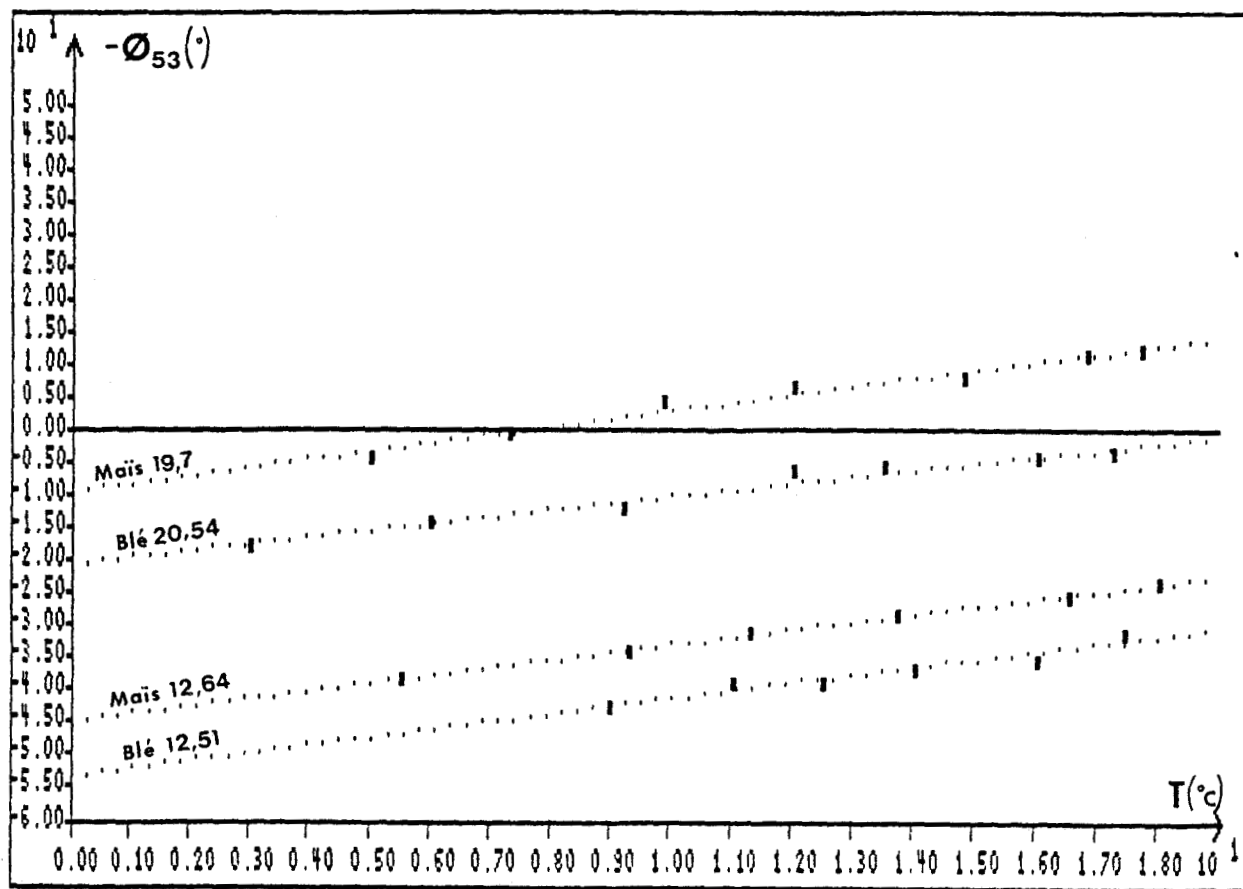


Figure 3.35: Variation introduite sur la mesure de Φ_{53} par la température de l'échantillon (prototype à 1.5 Ghz).

le module en technologie microruban du pont mixte (§ 2.4.7). A cette fin, on place une charge adaptée sur l'une des voies du commutateur.

L'autre position permet alors la seconde opération de calibrage, pour laquelle nous proposons d'effectuer une mesure sur la cellule remplie de matériau sec (blé, maïs . . . selon le cas).

3.5 Conclusion

Un bref rappel des divers procédés de détermination de la teneur en eau des solides et des liquides, puis un exposé des fondements et des propriétés des systèmes de mesure d'humidité par micro-ondes, tous deux issus d'une étude bibliographique, nous ont permis de présenter, après l'avoir justifiée, les principes d'une méthode de mesure répondant au problème posé: la détermination du taux d'humidité des graines. Cette méthode, qui utilise les variations, avec l'humidité, de la partie réelle ϵ' de la permittivité du matériau, consiste à mesurer en hyperfréquences la phase du coefficient de transmission d'une cellule contenant le matériau à contrôler.

Le capteur de mesure, constitué d'antennes rectangulaires situées de part et d'autre d'une cellule en plexiglas, a tout d'abord fait l'objet d'une modélisation d'un point de vue électromagnétique, qui permet d'obtenir des informations sur la réflexion et la transmission du signal hyperfréquences appliqué à l'échantillon. Il est ensuite testé expérimentalement à l'analyseur de réseau sur des échantillons de graines de divers taux d'humidité h , à la fréquence de 1.5 GHz.

Les variations de la phase du coefficient de transmission en fonction de h s'avèrent significatives, et cette première étape de l'étude de faisabilité permet de valider le cahier des charges du pont interférométrique fixé au premier chapitre : un écart de phase de 1° correspond en effet à une erreur absolue d'environ 0.3% sur le taux d'humidité h , analogue à l'incertitude sur les taux référence fournis.

Nous procédons ensuite à des essais sur le pont interférométrique à 1.5 GHz mettant en évidence l'effet du tassement et de la température de l'échantillon sur la mesure de Φ donc de h . Moyennant un contrôle de ces deux paramètres, il semble que les marges fixées sur la mesure du taux d'humidité puissent être atteintes.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 3

- [1] J. DUBOIS
"Humidité dans les solides, liquides et gaz"
Techniques de l'Ingénieur, P. 3760, 1982.
- [2] "Le point sur les capteurs - mesures de l'humidité"
Le Nouvel Automatismes, pp 55-63, mai 1983.
- [3] OSI
Notice de l'appareil AVC 80
- [4] MOISTURE REGISTER PRODUCTS
Notice de l'appareil MCP-1
- [5] BERNARD et al.
"Comparison of Three In Situ Surface Soil Moisture Measurements and Application to C-Band Scatterometer Calibration"
IEEE Transactions GE-22, pp. 388-394, July 1984.
- [6] A. LEBRUN, A. CHAPOTON
"Mesures d'humidité dans les solides et les liquides."
Journée SEE sur les nouvelles applications des micro-ondes. Lille 1983.
- [7] SENSORTECH
Notice de l'appareil ST 1100
- [8] PANAMETRICS
Notice de l'appareil M Series
- [9] OHMART
Notice de l'appareil Micro 5000
- [10] W.C. RUTLEDGE
"Experiences of on-line chip moisture measurement and its application for digester control "
Document OHMART

- [11] A. KRASZEWSKI
"Microwave Instrumentation for Moisture Content Measurement"
Journal of Microwave Power, 8 (3), pp. 323-335, 1973.
- [12] A. KRASZEWSKI
"Microwave Aquametry - A Review"
Journal of Microwave Power, 15 (4), pp. 209-220, 1980.
- [13] Y. MIYAI
"A New Microwave Moisture Meter for Grains"
Journal of Microwave Power, 13 (2), pp. 163-166, 1978.
- [14] A. W. KRASZEWSKI, T.S. YOU, S.O. NELSON
"Microwave Resonator Technique for Moisture Content Determination in Single Soybean Seeds"
Proc. 18th EMC, pp. 903-908, STOCKHOLM, 1988.
- [15] W. SCHILZ, B. SCHIEK
"Microwave Systems for Industrial Measurements"
Advances in Electronics and Electron Physics, vol. 55, pp. 309-312, pp. 321-325, 1981.
- [16] A. KRASZEWSKI, S. KULINSKI, Z. STOSIO
"A Preliminary Study On Microwave Monitoring of Moisture Content in Wheat"
Journal of Microwave Power, 12 (3), pp. 241-252, 1977.
- [17] S.O. NELSON
"Review of Factors Influencing the Dielectric Properties of Cereal Grains"
Cereal Chemistry, 58 (6), pp. 487-492, 1981.
- [18] "Dielectric Properties of Grain and Seed"
ASAE STANDARDS 1985, pp. 82-89.
- [19] S.O. NELSON
"Microwave Dielectric Properties of Grain and Seed"
TRANSACTIONS of the ASAE, 16 (5), pp. 902-905, 1973.

- [20] S.O. NELSON, L.E. STETSON
"Frequency and Moisture Dependence of the Dielectric Properties of Hard Red Winter Wheat"
J. Agric. Engng. Res., 21, pp. 181-192, 1976.
- [21] S.O. NELSON
"Frequency and Moisture Dependence of the Dielectric Properties of High-Moisture Corn"
Journal of Microwave Power, 13 (2), pp. 213-218, 1978.
- [22] A. CHAPOTON
Communication personnelle.
- [23] D.D. NGUYEN
"Thermographie et chauffage micro-onde : contribution à la conception et à la réalisation de Systèmes destinés au Génie Biologique et Médical"
Thèse de 3^e Cycle, Lille, Déc. 1980.
- [24] A. MAMOUNI
"Radiométrie micro-onde en champ proche : Applications médicales (Thermographie micro-onde)"
Thèse d'Etat, Lille, Mai 1988.
- [25] B. BOCQUET
"Contribution à l'exploitation de la radiométrie micro-onde : imagerie thermique ; application en cancérologie ; thermométrie en volume "
Thèse de Doctorat, Lille, Janvier 1989.
- [26] PH. LAUER
"Exploitation d'une méthode numérique appliquée au calcul des intensités radiométriques en TMO et TMOC"
Diplôme d'Etudes Approfondies, Lille, Juillet 1986.
- [27] J. MLADEK, Z. BERAN
"Sample Geometry, Temperature and Density Factors in the Microwave Measurement of Moisture"
Journal of Microwave Power, 15 (4), pp. 242-250, 1980.

[28] A. KRASZEWSKI

"Microwave aquametry - A Bibliography 1955-1979"

Journal of Microwave Power, 15 (4), pp. 298-310, 1980

Chapitre 4

**Conception en technologie hybride d'un système de mesure
de coefficients de transmission fonctionnant à 3 GHz**

Chapitre 4

Conception en technologie hybride d'un système de mesure de coefficients de transmission fonctionnant à 3 GHz

4.1 Introduction

Les études préliminaires, consacrées à la définition d'un système simplifié de mesure de coefficient de réflexion ou de transmission puis à son application à la détermination de la teneur en eau des solides, ont conduit à des résultats satisfaisants. Nous sommes maintenant amenés à transposer la structure étudiée, mise en oeuvre dans un premier temps à l'aide de sous systèmes du commerce, en technologie hybride microruban, seconde étape de la réalisation de notre capteur.

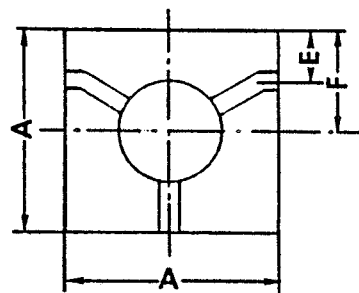
Chacun des composants de l'interféromètre est caractérisé au préalable ; les performances du nouveau prototype de mesure du coefficients de transmission, fonctionnant à 3 GHz, sont ensuite testées sur différents types de charges.

Enfin, nous abordons la réalisation en structure microbande des éléments extérieurs à l'interféromètre proprement dit : détecteur, déphaseur et exposons les critères de choix de la source hyperfréquence.

4.2 Définition du système

Afin d'être capables, dans le cadre d'une application, de proposer un système de mesure qui réponde mieux à la notion de capteur que le prototype à 1.5 GHz, nous envisageons l'intégration de la structure que nous avons développée en technologie hybride microruban. Cette intégration doit permettre de réduire notablement le coût du dispositif, dont la configuration est celle du pont de mesure en transmission "simple", déjà adoptée pour la détermination du taux d'humidité des graines (§ 3.4.2).

La fréquence de fonctionnement retenue pour ce second prototype est, pour des raisons d'encombrement notamment, de 3 GHz plutôt que 1.5 GHz. L'étude, d'un point de vue électromagnétique, de la cellule destinée à la mesure du taux d'humidité dans les graines (§ 3.3.4) a montré que l'accroissement de la fréquence permet d'aboutir à une configuration qui minimise le



Dimensions (mm)					
A	B	C max.	D max.	E	F
20	1.0	7.0	14.0	5.0	9.5

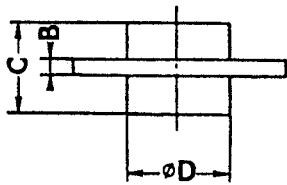


Figure 4.1 : Caractéristiques géométriques des circulateurs et isolateurs TDK.

coefficient de réflexion de la cellule, tout en conservant une taille d'échantillon raisonnable. Cette réduction du coefficient de réflexion du quadripôle sous test assure une détermination plus précise du coefficient de transmission. Par ailleurs, les circuits réalisés sont le plus couramment de dimensions inférieures à 6 cm × 12 cm.

L'étude menée au cours des deux premiers chapitres a permis de mettre en évidence les paramètres critiques du pont de mesure et d'en dégager les règles de réalisation ; il s'agit notamment de minimiser :

- la désadaptation des ports de mesure et de référence, caractéristique des coefficients de réflexion des circulateurs et des coupleurs,
- le couplage entre les deux voies du pont et le défaut d'isolation, imputables aux fuites des circulateurs et des coupleurs.

En outre, il convient d'isoler le détecteur d'entrée de l'interféromètre proprement dit, de manière à ce que la tension qu'il fournit soit insensible aux variations de charges de référence et à mesurer. Nous sommes donc amenés dans un premier temps, afin de nous assurer du respect de ces règles de réalisation, à tester séparément les composants utilisés :

- coupleurs 3 dB,
- circulateurs,
- isolateurs,
- charges adaptées,

avant d'envisager leur implantation.

Notons que le coupleur 3 dB qui assure le contrôle de la puissance d'entrée est remplacé par un coupleur 6 dB : les deux détecteurs fonctionnent ainsi à des niveaux plus proches.

4.3 Test des composants du pont interférométrique

4.3.1 Circulateurs et isolateurs

Notre choix s'est porté sur des circulateurs et isolateurs "drop-in" (TDK CU9543L) dont les

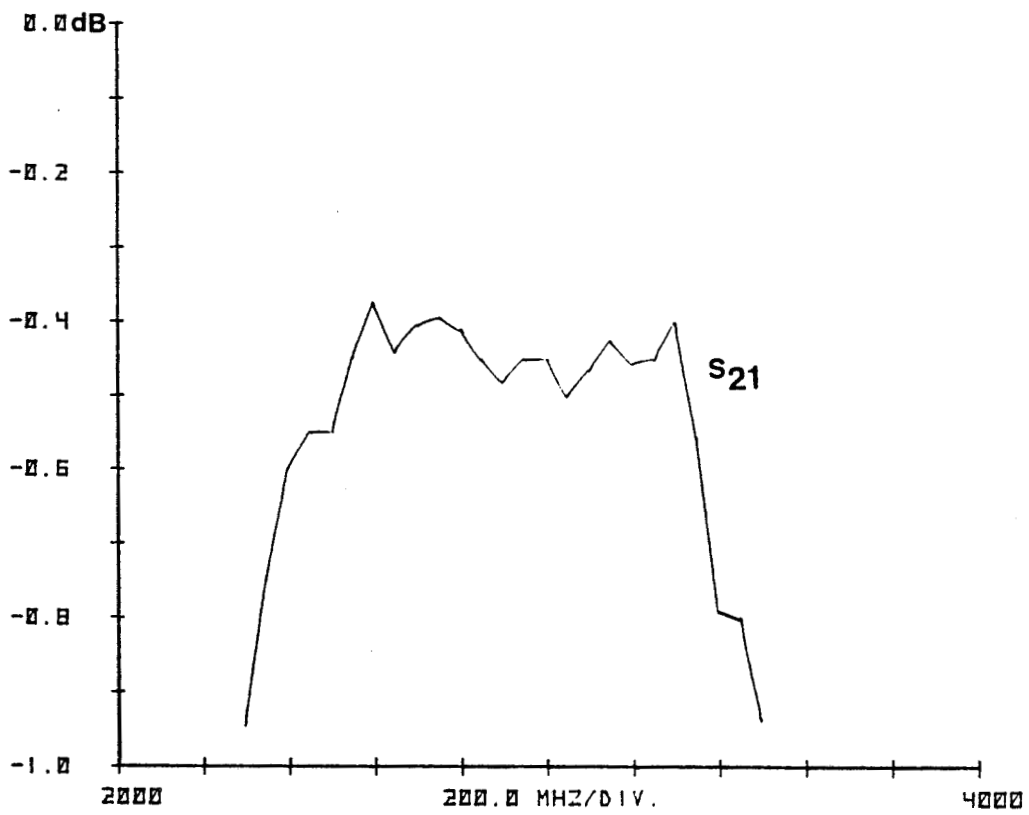
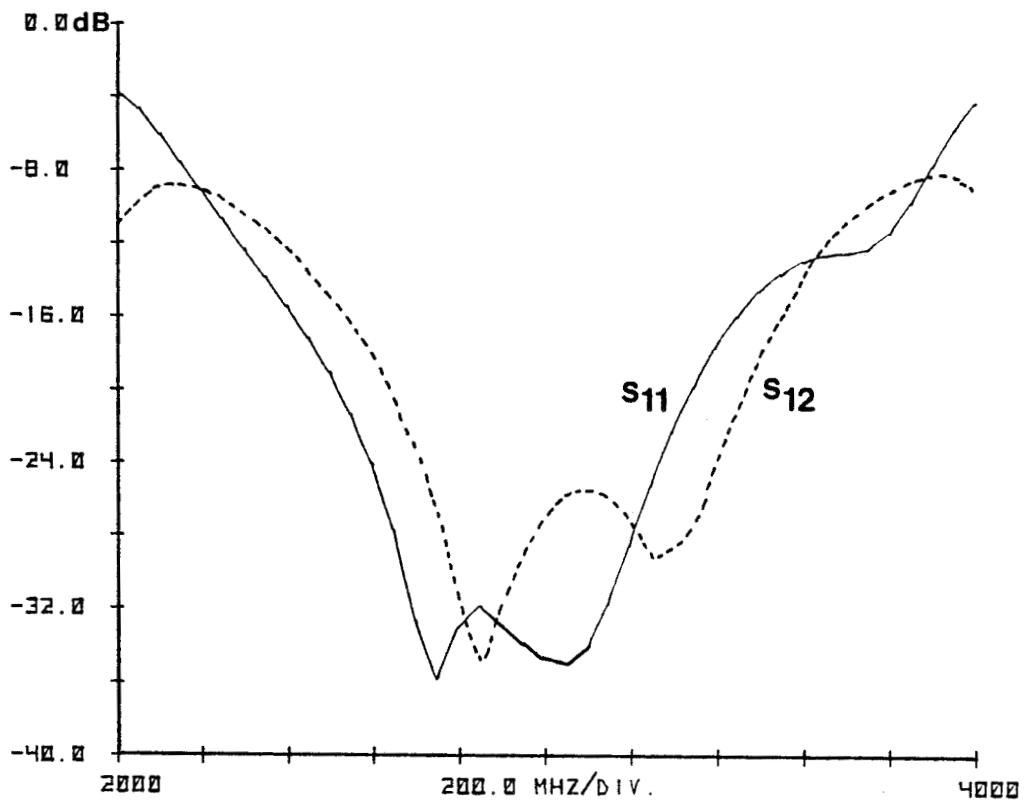


Figure 4.2 : Caractérisation des circulateurs à l'analyseur de réseau .
 a : adaptation (S_{11}) et isolation (S_{12})
 b : pertes d'insertion (S_{21})

caractéristiques géométriques sont données figure 4.1. Les spécifications hyperfréquences de ces composants, fournies par le constructeur [1], sont les suivantes :

- fréquence : 2.8 à 3.2 GHz,
- isolation : 20 dB,
- pertes d'insertion : 0.5 dB,
- T.O.S. : 1.2.

Toutefois, les performances de ces circulateurs ou isolateurs, mesurées à l'analyseur de réseau, se sont avérées meilleures, comme l'illustre la figure 4.2 On relève dans toute la bande de fréquence des pertes d'insertion d'environ 0.5 dB, à 3 GHz, l'isolation et les coefficients de réflexion sont de l'ordre de -35 dB.

4.3.2 Coupleurs 3 dB et 6 dB

Les coupleurs en technologie microruban seront directement gravés sur le substrat servant à l'implantation de l'ensemble des composants du pont interférométrique. Il s'agit de Duroïd 6010.5 (ROGERS) dont les caractéristiques sont les suivantes :

- permittivité relative $\epsilon_r = 10.5$;
- hauteur de substrat $h = 1.27$ mm ;
- métallisation double face en cuivre d'épaisseur $t = 17.5$ μm .

Ce matériau présente l'avantage de se découper aisément. L'épaisseur du substrat a été choisie proche de celle du circuit imprimé qui supporte les ferrites des circulateurs et des isolateurs (1.0 mm), afin d'assurer un bon raccordement des lignes de transmission et des plans de masse.

Les coupleurs 3 dB et 6 dB sont réalisés en structure "branchline", à partir de lignes de transmission quart-d'onde (figure 4.3), dont les impédances caractéristiques Z_{oa} et Z_{ob} sont respectivement calculées, en fonction du couplage C, à l'aide des relations suivantes :

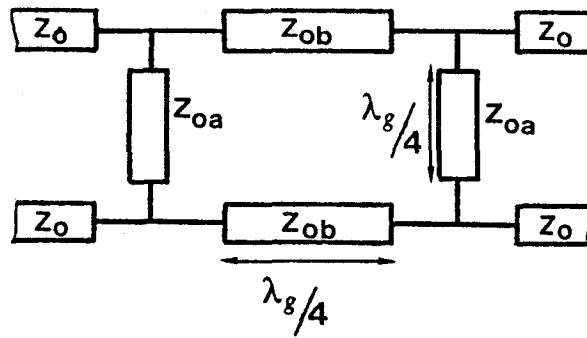


Figure 4.3 : Schématisation d'un coupleur en structure "branchline" réalisé à partir de lignes quart d'onde.

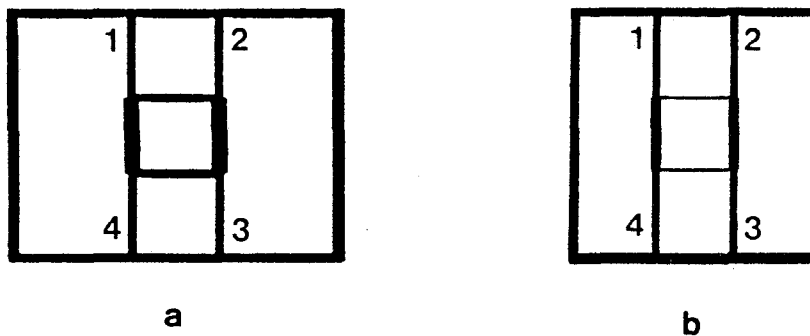


Figure 4.4 : Masques de réalisation des coupleurs 3 dB (a) et 6 dB (b) (échelle 1).

impédance caractéristique $Z_c (\Omega)$	longueur d'onde guidée λ_g (cm)	largeur de ligne l (μm)
35.4	3.6395	2068
43.3	3.7053	1467
50	3.7570	1091
86.6	3.9373	218

Tableau 4.1 : Caractéristiques des lignes microrubans utilisées. Substrat Duroïd 6010.5 ($\epsilon_r = 10.5$, $h = 1.27$ mm, $t = 17.5$ μm).

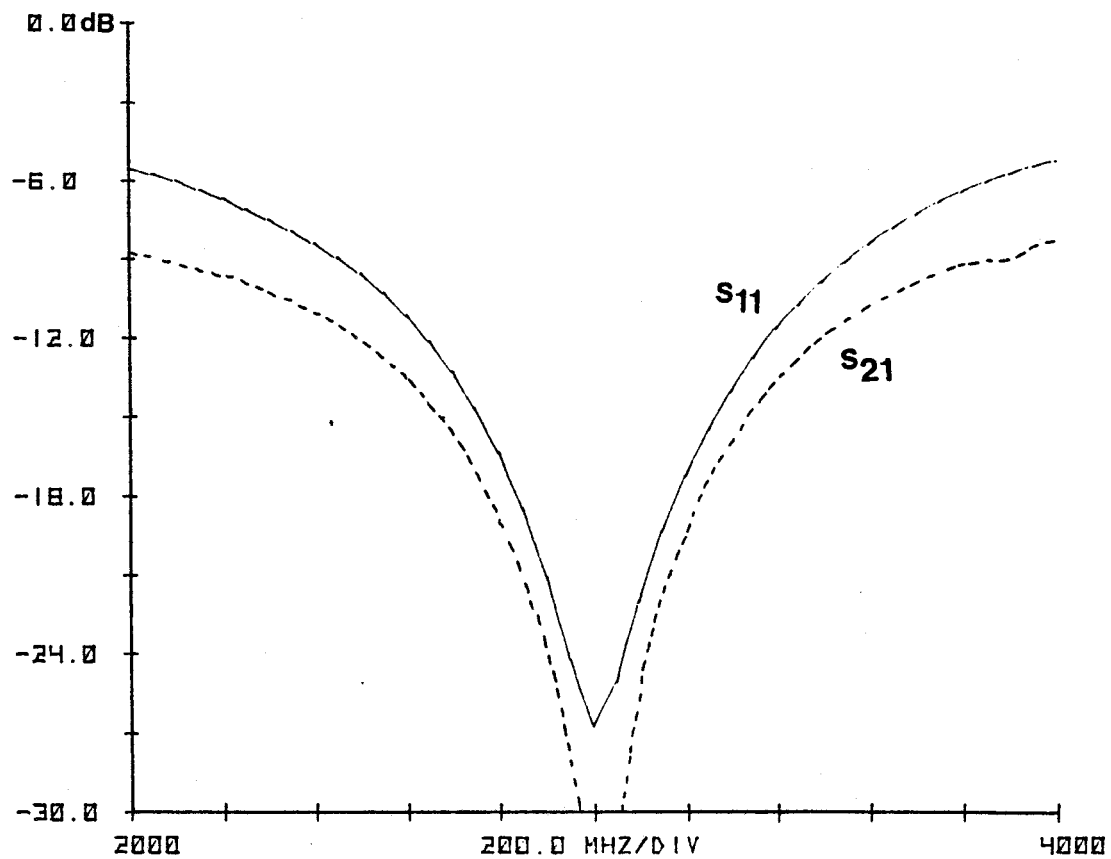


Figure 4.5a

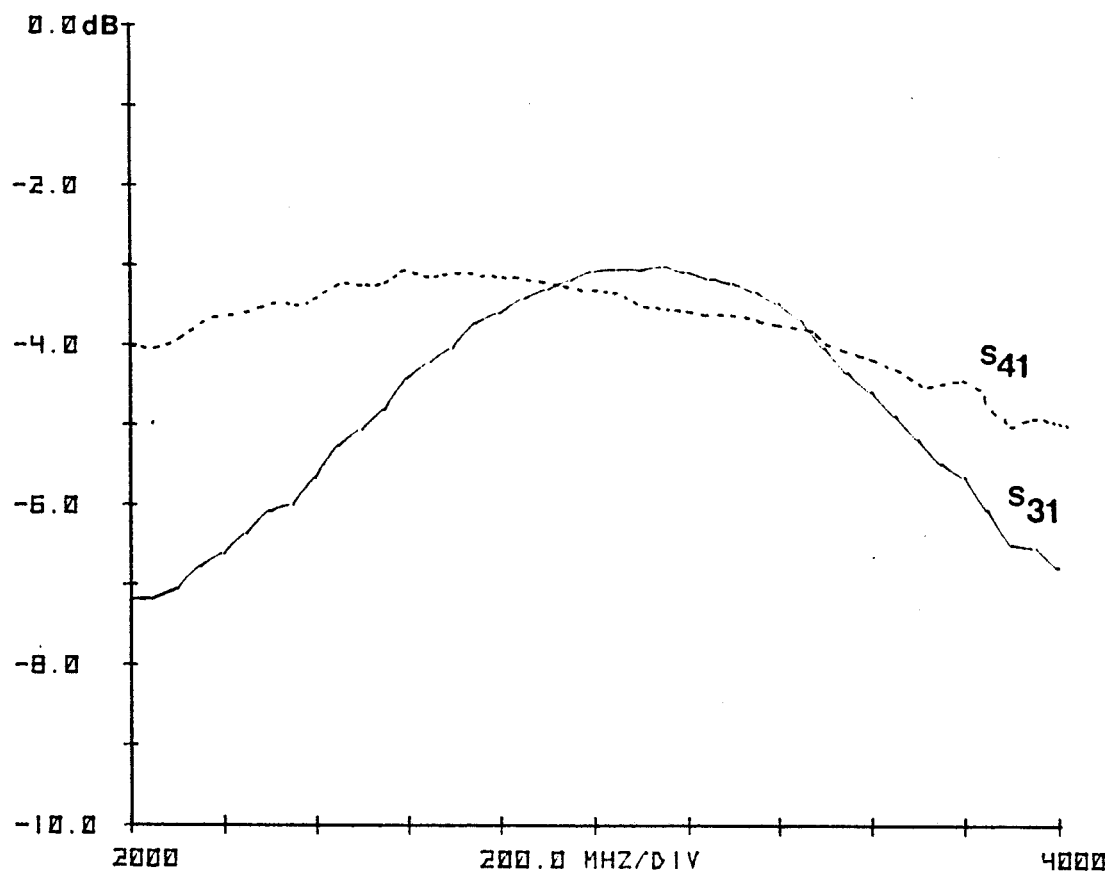


Figure 4.5b

Figure 4.5 : Caractérisation des coupleurs "branchline" 3 dB à l'analyseur de réseau :

a : adaptation (S_{11}) et isolation (S_{21})

b : couplage (S_{31}) et directivité (S_{41})

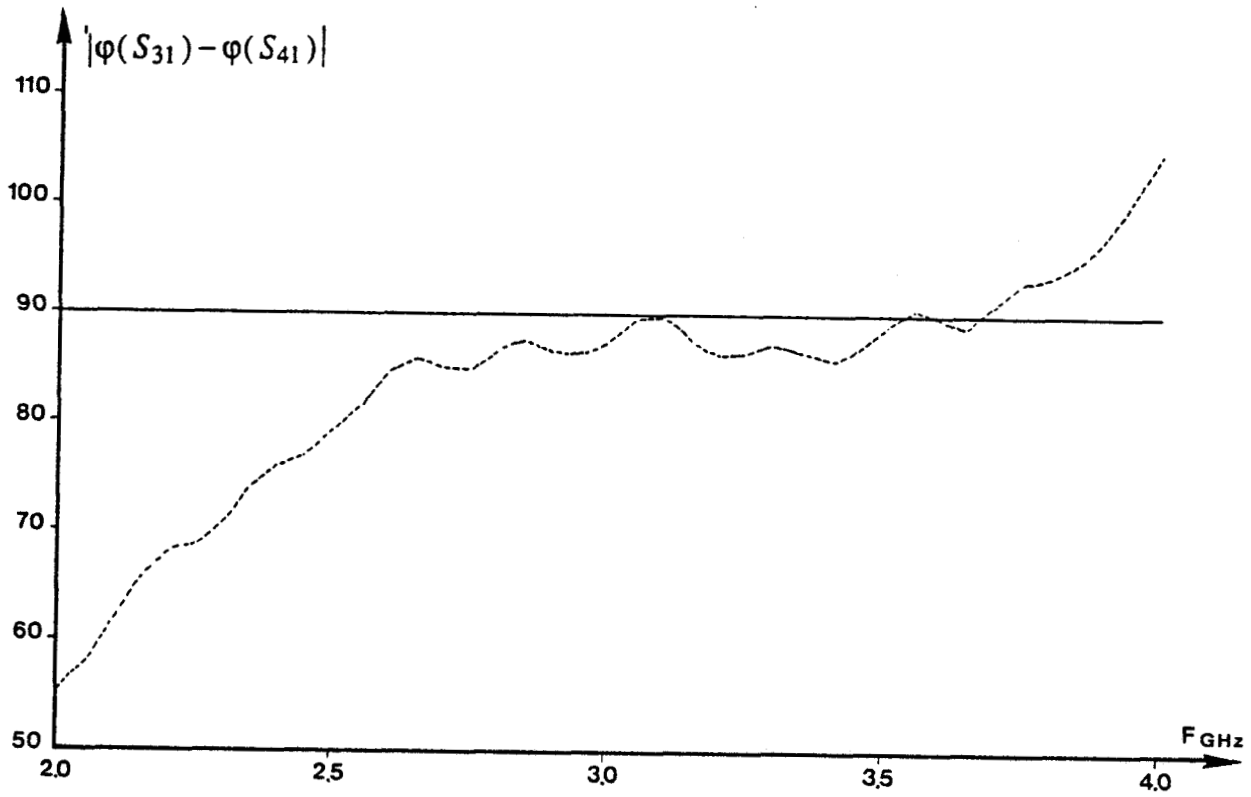


Figure 4.6 : Evolution mesurée à l'analyseur de réseau, de $|\varphi(S_{31}) - \varphi(S_{41})|$ du coupleur 3 dB.

$$C = \frac{Z_{oa}}{Z_{ob}} = \frac{m}{n}$$
$$Z_{oa} = \frac{Z_o}{n} \tag{4-1}$$
$$Z_{ob} = \frac{Z_o}{m}$$

avec : $n^2 = 1 + m^2$

Un logiciel implanté sur micro-ordinateur permet le calcul des paramètres géométriques de ces lignes de transmission :

- largeur l ,
- longueur d'onde guidée λ_g ,

à partir des caractéristiques du substrat (ϵ_r, h, t), de la fréquence et de l'impédance caractéristique à obtenir.

- Coupleur 3 dB - 90°

L'application des relations (4-1) avec $C = \frac{1}{\sqrt{2}}$, fournit les valeurs d'impédances caractéristiques suivantes :

- $Z_{oa} = Z_o = 50 \Omega$
- $Z_{ob} \# 35.4 \Omega$

dont les paramètres géométriques sur Duroïd 6010.5 à 3 GHz sont donnés tableau 4.1.

Les paramètres S_{ij} du coupleur 3 dB ainsi réalisé, dont le masque est présenté figure 4.4a, ont été mesurés à l'analyseur de réseau, et sont reproduits figure 4.5.

On relève à 3 GHz des performances très satisfaisantes :

- adaptation : -26 dB,
- isolation : -35 dB,
- couplage : -3.06 dB,
- directivité : -3.3 dB.

Ces résultats sont complétés par le tracé, présenté figure 4.6, de la différence des phases des paramètres S_{31} et S_{41} qui à 3 GHz est de 87.3°.

Figure 4.7a

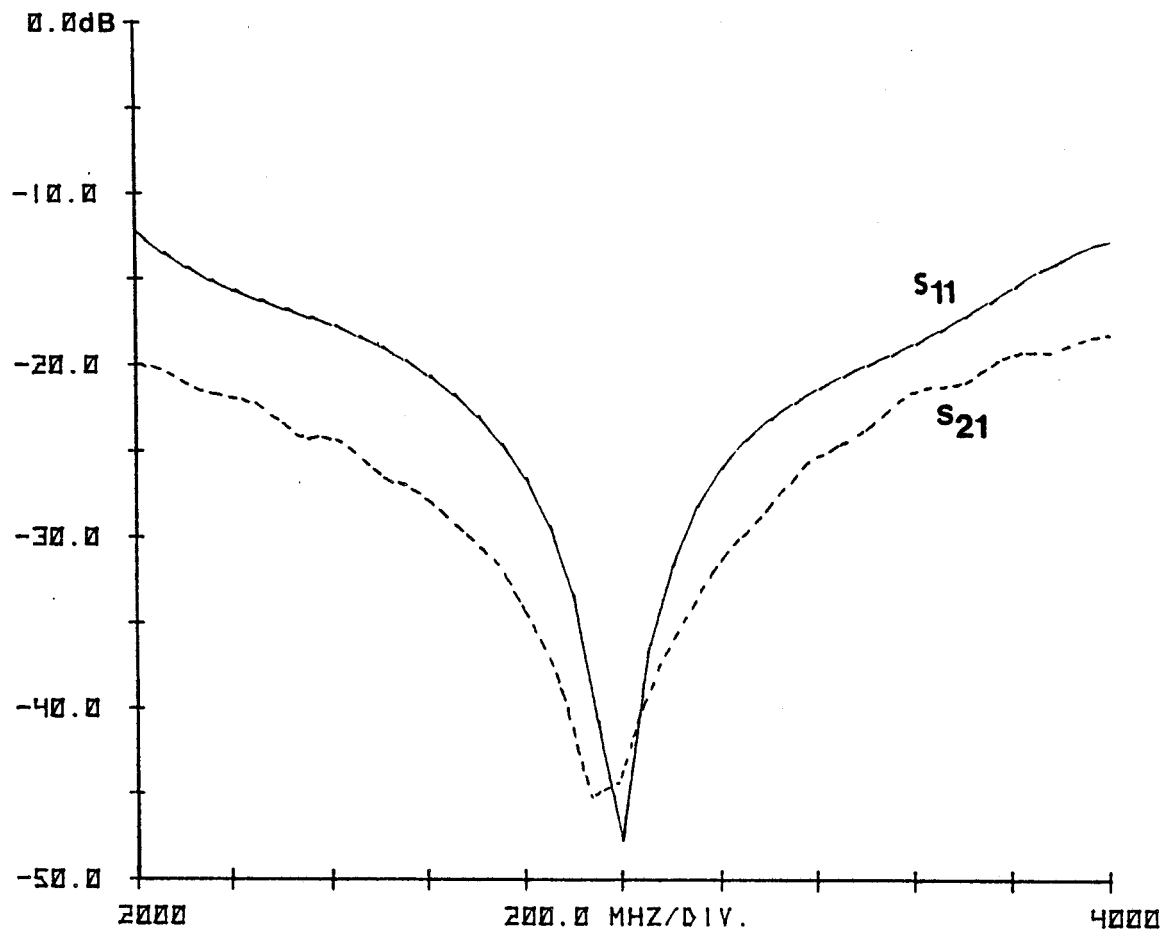


Figure 4.7b

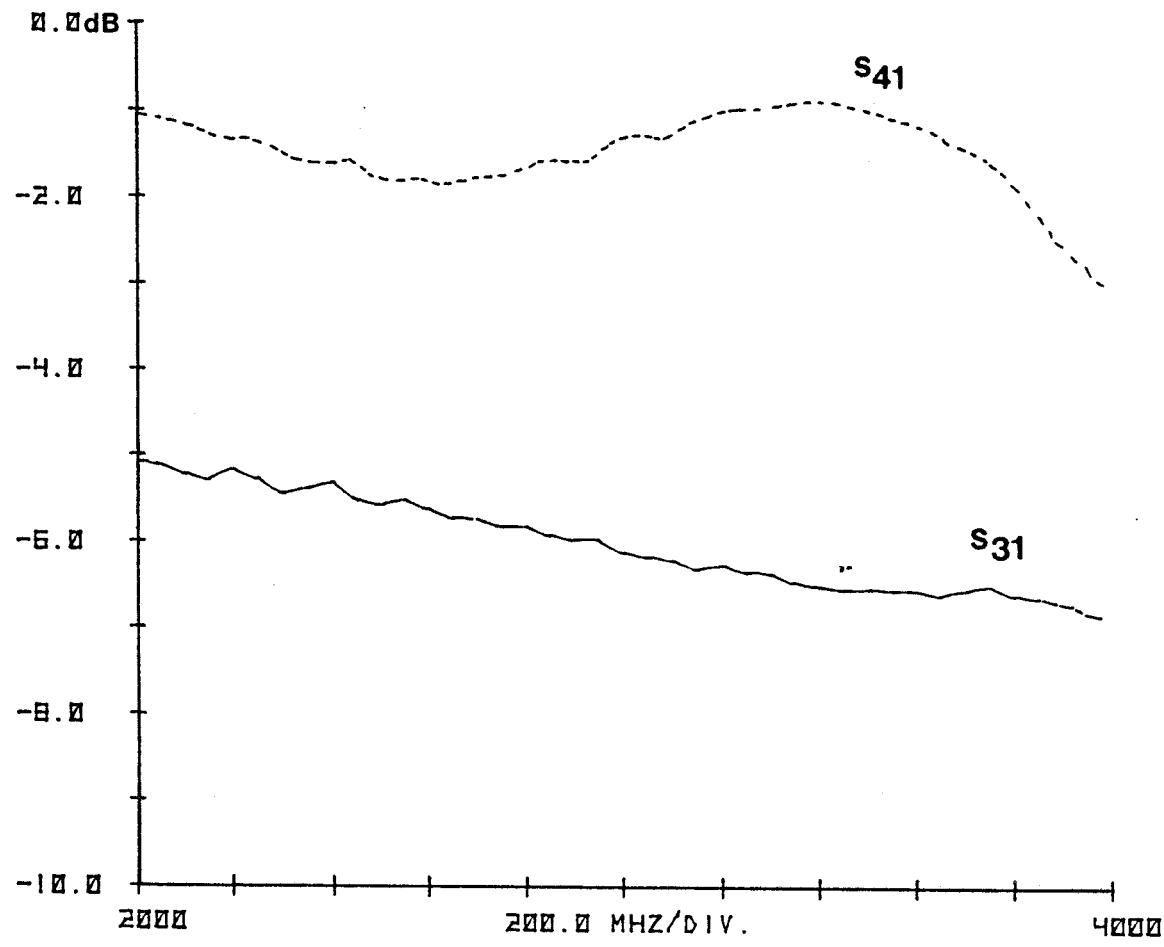


Figure 4.7 : Caractérisation des coupleurs "branchline" 6 dB à l'analyseur de réseau :
a : adaptation (S_{11}) et isolation (S_{21})
b : couplage (S_{31}) et directivité (S_{41})

- **Coupleur 6 dB**

Un couplage de 6 dB (soit $C = \frac{1}{2}$) est obtenu à l'aide de lignes d'impédances caractéristiques :

- $Z_{oa} = 43.3 \Omega$,

- $Z_{ob} = 86.6 \Omega$,

ce qui, compte tenu des valeurs de λ_g et de l données tableau 4.1, conduit au masque de réalisation de la figure 4.4 b.

Les courbes de la figure 4.7 permettent d'observer l'évolution en fonction de la fréquence des paramètres S_{ij} du coupleur 6 dB réalisé sur Duroïd à partir de ces spécifications et font apparaître à 3 GHz les caractéristiques suivantes :

- adaptation : -48 dB,

- isolation : -44 dB,

- couplage : -6.1 dB,

- directivité : -1.35dB,

proches de celles du composant idéal, puisque dans ce cas la directivité est de -1.25 dB.

4.3.3 Charges adaptées

Les charges adaptées entrant dans la réalisation du pont interférométrique en technologie hybride sont constituées de résistances 50Ω fabriquées à partir d'un substrat de verre :

- permittivité $\epsilon_r' = 6$,
- hauteur $h = 0.5$ mm

dont l'une des faces est recouverte successivement :

- d'une couche résistive : alliage $Ni - Cr$, $R_0 = 120 \Omega$, épaisseur 200 \AA ;
- d'une couche métallisée : Au , épaisseur 500 \AA

La gravure des résistances nécessite deux opérations technologiques, auxquelles sont associés les masques de la figure 4.8 :

- la première étape consiste à décaper la couche d'or aux endroits qui n'entrent pas dans la réalisation des contacts (figure 4.8a),



Figure 4.8 : Masques de réalisation des résistances 50Ω sur verre (échelle 1).

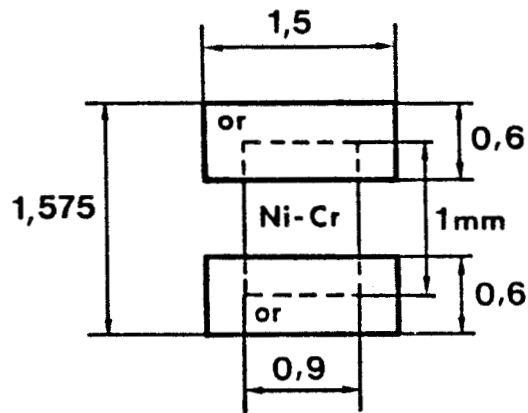


Figure 4.9 : Caractéristiques géométriques des résistances 50Ω sur verre.

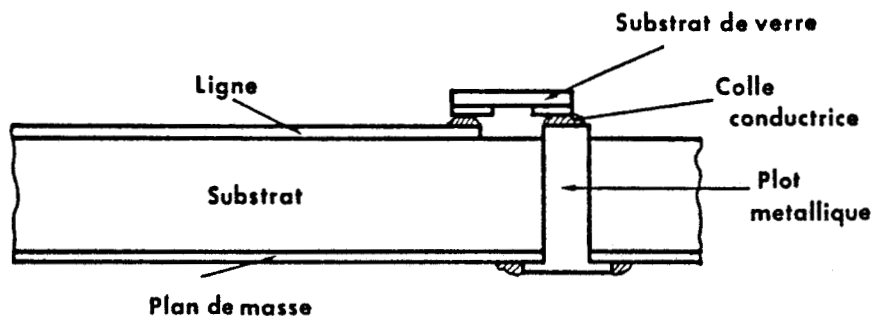


Figure 4.10 : Implantation sur substrat Duroïd des résistances 50Ω .

- la seconde opération élimine la couche résistive $N_i - C_r$, ne laissant que les plots résistifs situés entre les métallisations (figure 4.8 b).

Les solvants appropriés, ainsi que les substrats de verre, nous ont été fournis par la Société Thomson-CSF de Marcq en Baroeul.

Les résistances, dont les caractéristiques géométriques sont données figure 4.9, sont ensuite séparées à l'aide d'une scie diamant.

La mesure en continu s'étant avérée satisfaisante ($R = 50 \Omega \pm 1 \%$), nous avons procédé aux tests hyperfréquences en plaçant une des résistances ainsi obtenues à l'extrémité d'une ligne microruban, comme le montre la figure 4.10. Le module du coefficient de réflexion mesuré à l'entrée de la ligne microruban (figure 4.11a) varie entre -32 dB et -25 dB, pour des fréquences comprises entre 1 et 5 GHz. En particulier, $|S_{11}| = -30 \text{ dB}$ à 3 GHz.

Nous présentons à titre de comparaison, figure 4.11b, les résultats d'une mesure effectuée dans les mêmes conditions sur une résistance "chip" 50 Ω au carbone. On obtient alors $|S_{11}| = -22 \text{ dB}$ à 3 GHz.

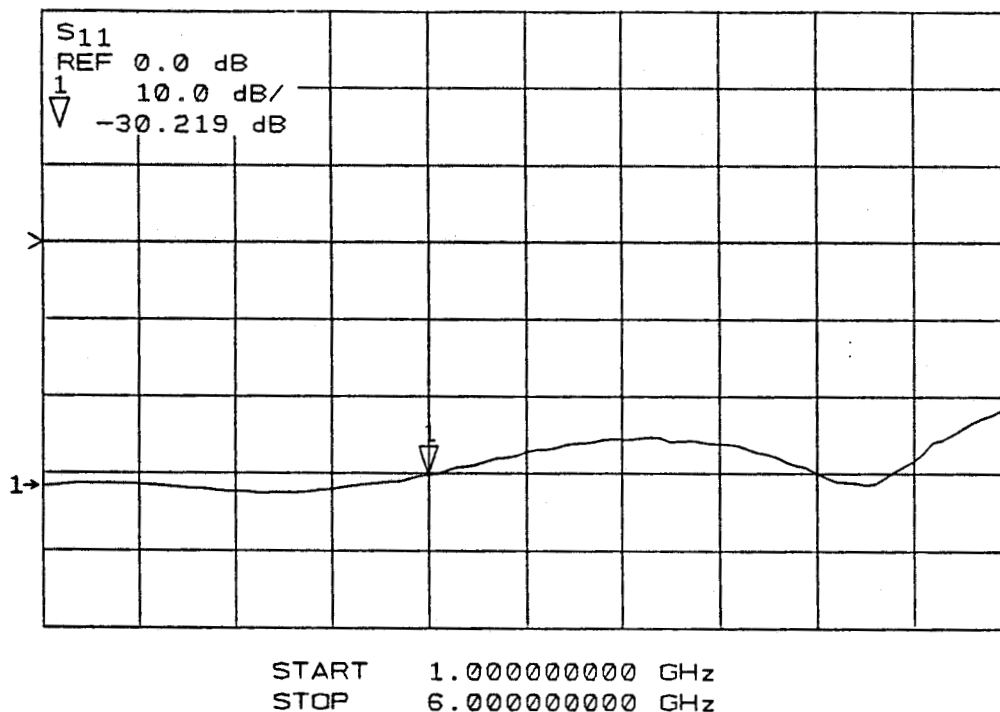


Figure 4.11a

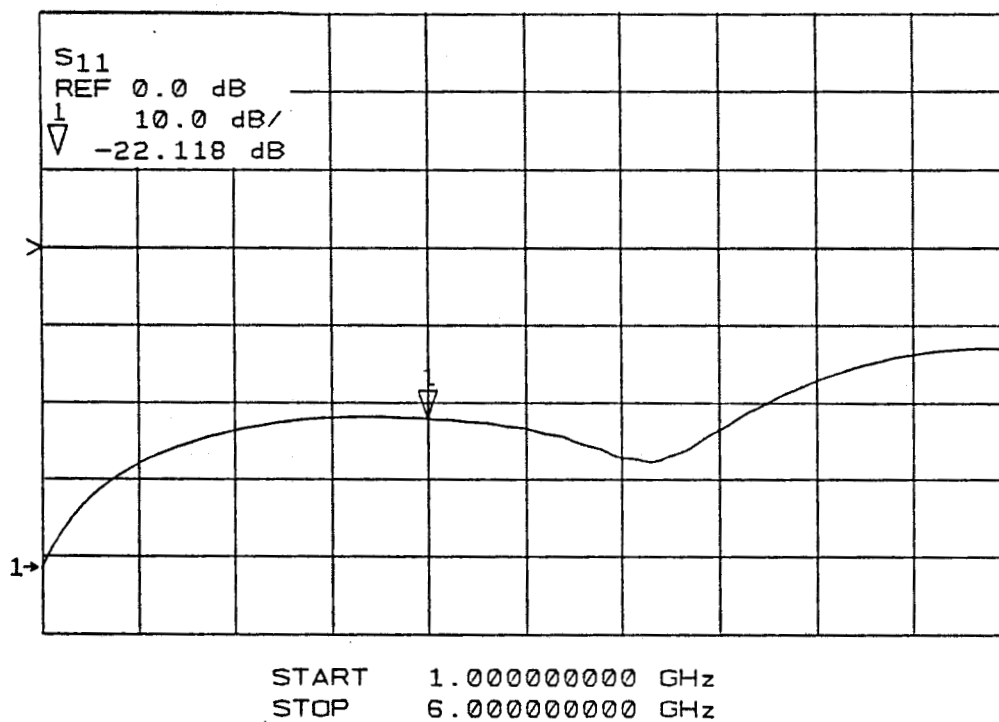


Figure 4.11b

Figure 4.11 : Mesure à l'analyseur de réseau du paramètre S_{11} :

- des résistances 50 Ω sur verre (a),
- des résistances "chip" 50 Ω au carbone (b)

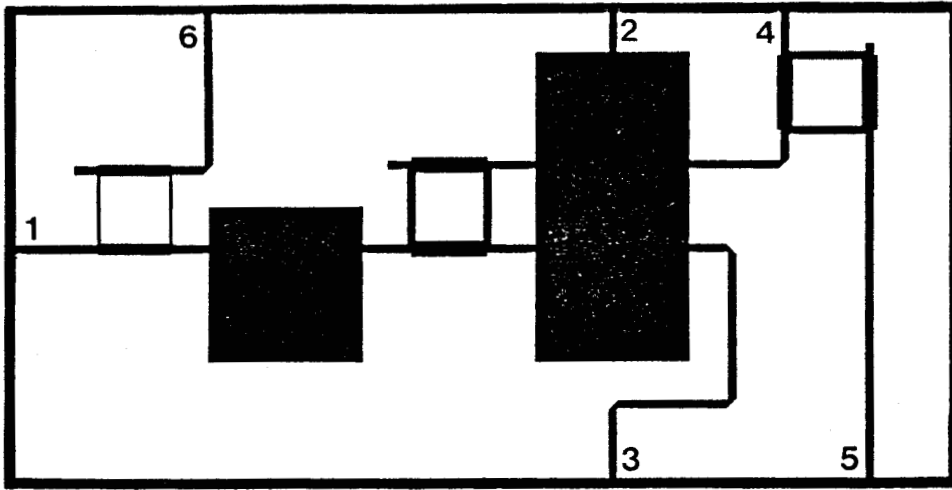


Figure 4.12 : Masque de réalisation du prototype à 3 GHz en technologie hybride microruban (échelle 1).

4.4 Mise en oeuvre du système complet

4.4.1 Implantation des composants

Chacun des éléments du pont interférométrique ayant été testé, nous pouvons maintenant procéder à la réalisation et à la caractérisation du circuit complet. Ce dernier comporte six accès, indiqués sur le masque de la figure 4.12, auxquels seront connectés : la source hyperfréquence (accès 1), les détecteurs d'entrée (accès 6) et de sortie (accès 4), la charge de référence (accès 2) et le quadripôle à mesurer (entre les accès 3 et 5).

Le substrat Duroïd sur lequel ont été préalablement gravés les coupleurs 3 dB et 6 dB et les lignes 50 Ω microrubans, est évidé aux emplacements où doivent être implantés les circulateurs et isolateurs. La connexion de ces composants à l'ensemble du circuit est effectuée au moyen de soudures pratiquées au niveau des plots d'accès et du plan de masse. Les résistances 50 Ω sur verre constituant les charges adaptées sont fixées à l'extrémité des lignes microrubans par de la colle conductrice et reliées au plan de masse de la même manière que lors de leur test à l'analyseur de réseau (figure 4.9).

Il est à noter qu'afin d'assurer, d'une part, une meilleure isolation du détecteur d'entrée et, d'autre part, de minimiser le couplage entre les voies de mesure et de référence, un isolateur a été placé en amont du quadripôle à mesurer.

L'implantation des composants achevée, le circuit, de dimensions 6 cm \times 12 cm, est placé dans un boîtier en aluminium équipé de connecteurs de type SMA. Lors de l'étape de pré-industrialisation, les connecteurs SMA seront remplacés par des connecteurs K [10] ; ces derniers sont dotés, comme les connecteurs APC-7 utilisés sur les analyseurs de réseau, d'une interface métal-air plus homogène que l'interface métal-téflon des connecteurs SMA, et présentent pour nous le meilleur rapport qualité-prix.

4.4.2 Caractérisation à l'analyseur de réseau

L'ensemble des paramètres S_{ij} du circuit a été mesuré à l'analyseur de réseau HP8510. Les résultats de cette caractérisation à 3 GHz, proposés tableau 4.2, entraînent les observations suivantes :

- les coefficients de réflexion S_{ii} du circuit complet confirment les mesures préalables effectuées sur chacun des composants et s'avèrent donc satisfaisants ; on note en particulier

S_{ij}	Module en dB	Phase en degrés	S_{ij}	Module en dB	Phase en degrés
S_{11}	-28.16	14.30	S_{41}	-53.28	122.05
S_{12}	-49.92	11.56	S_{42}	-3.66	261.77
S_{13}	-50.47	357.38	S_{43}	-39.33	252.37
S_{14}	-34.87	99.51	S_{44}	-25.88	72.24
S_{15}	-59.58	211.42	S_{45}	-3.14	292.80
S_{16}	-5.93	88.71	S_{46}	-48.07	306.15
S_{21}	-5.59	31.46	S_{51}	-52.98	114.05
S_{22}	-36.72	139.80	S_{52}	-31.49	345.47
S_{23}	-42.87	323.52	S_{53}	-50.52	54.55
S_{24}	-27.30	202.88	S_{54}	-3.15	292.69
S_{25}	-55.29	258.34	S_{55}	-26.35	351.00
S_{26}	-42.36	228.61	S_{56}	-57.14	338.81
S_{31}	-5.43	53.84	S_{61}	-5.96	89.40
S_{32}	-35.97	313.07	S_{62}	-46.33	40.38
S_{33}	-21.71	33.32	S_{63}	-44.35	50.53
S_{34}	-21.23	30.37	S_{64}	-41.63	1.85
S_{35}	-44.69	113.35	S_{65}	-58.04	349.74
S_{36}	-41.94	344.41	S_{66}	-35.33	123.37

Tableau 4.2 : Paramètres S du pont de mesure en technologie hybride.
F = 3 Ghz.

Ligne	Module ρ_e	Phase Φ_e (degré)
1	0.9727	88.17
2	0.9806	21.01
3	0.9773	319.75
4	0.9705	268.59
5	0.9594	208.97
6	0.9605	142.49

Tableau 4.3 : Coefficients de réflexion des lignes étalons mesurés à l'analyseur de réseau. F = 3 Ghz.

la bonne adaptation du port de référence ($\rho_{22} \# -36 \text{ dB}$). On remarque toutefois que le port de mesure 3 présente un coefficient de réflexion médiocre ($\rho_{33} \# -21 \text{ dB}$) sans doute imputable aux coudes formés par la ligne d'accès. Ceux-ci peuvent être supprimés par l'utilisation d'un isolateur dont la topologie permet sa connexion entre deux lignes formant entre elles un angle de 90° .

- les paramètres de couplage des coupleurs 3 dB (S_{54}, S_{45}) et 6 dB (S_{16}, S_{61}) sont également conformes aux prévisions.
- les pertes d'insertion des circulateurs et isolateurs n'apparaissent pas explicitement ; néanmoins, la mesure de S_{21}, S_{31} et S_{42} autorise à penser qu'elles sont faibles.
- l'isolation des divers composants semble en revanche avoir subi une sévère dégradation, particulièrement sensible sur la mesure des paramètres $S_{23}, S_{32}, S_{35}, S_{53}, S_{62}$ et S_{63} par exemple. Une mauvaise technique d'implantation des circulateurs et isolateurs, ou la trop grande proximité des composants peut être à l'origine de ce phénomène.

4.4.3 Mesure de quadripôles

4.4.3.1 Caractérisation des charges de référence

Les charges de référence sont constituées, comme lors de la mise en oeuvre du prototype à 1.5 GHz, de tronçons de lignes en circuit ouvert placés sur un commutateur à six positions (RADIALL R 575166). Les longueurs de ces lignes sont uniformément réparties entre 0 et $\lambda_g/2$ ($\lambda_g/2 \# 7 \text{ cm}$ à 3 GHz).

La caractérisation des charges-étalons, effectuée au moyen de l'analyseur de réseau, a fourni à 3 GHz les valeurs de coefficients de réflexion indiquées tableau 4.3

4.4.3.2 Etalonnage des charges-test

La caractérisation du fonctionnement du prototype à 3 GHz nécessite, ainsi que nous l'avons fait à 1.5 GHz, d'effectuer des mesures sur deux types de charges-test :

- quadripôle adapté : il s'agit d'un atténuateur (HP 8494B , § 1.6.6.1) ajustable de 0 à -11 dB par pas de 1 dB, caractérisé à l'analyseur de réseau ;

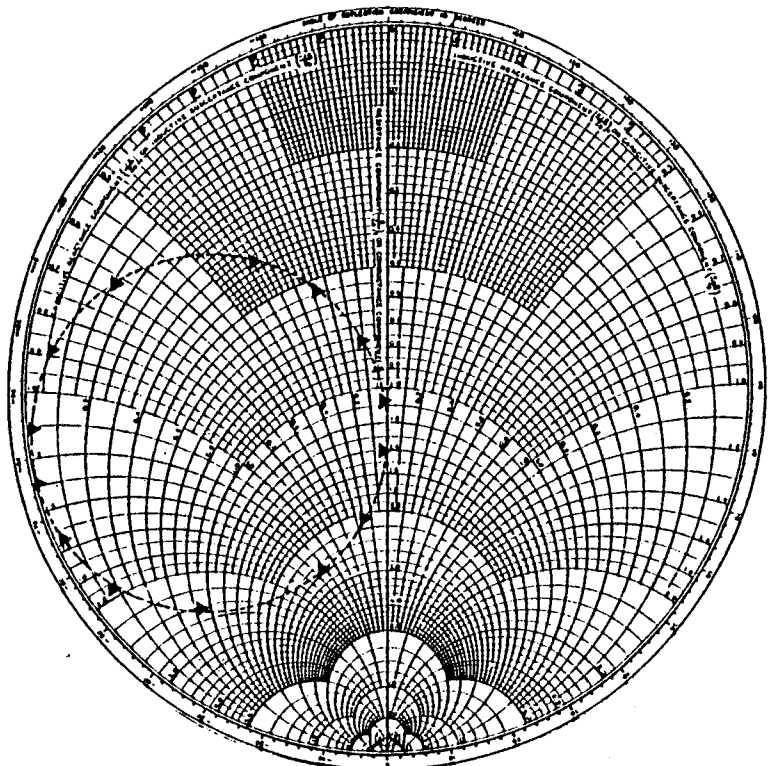


Figure 4.13 : Mesure à 3 GHz à l'analyseur de réseau des coefficients de transmission de la charge de Woods.

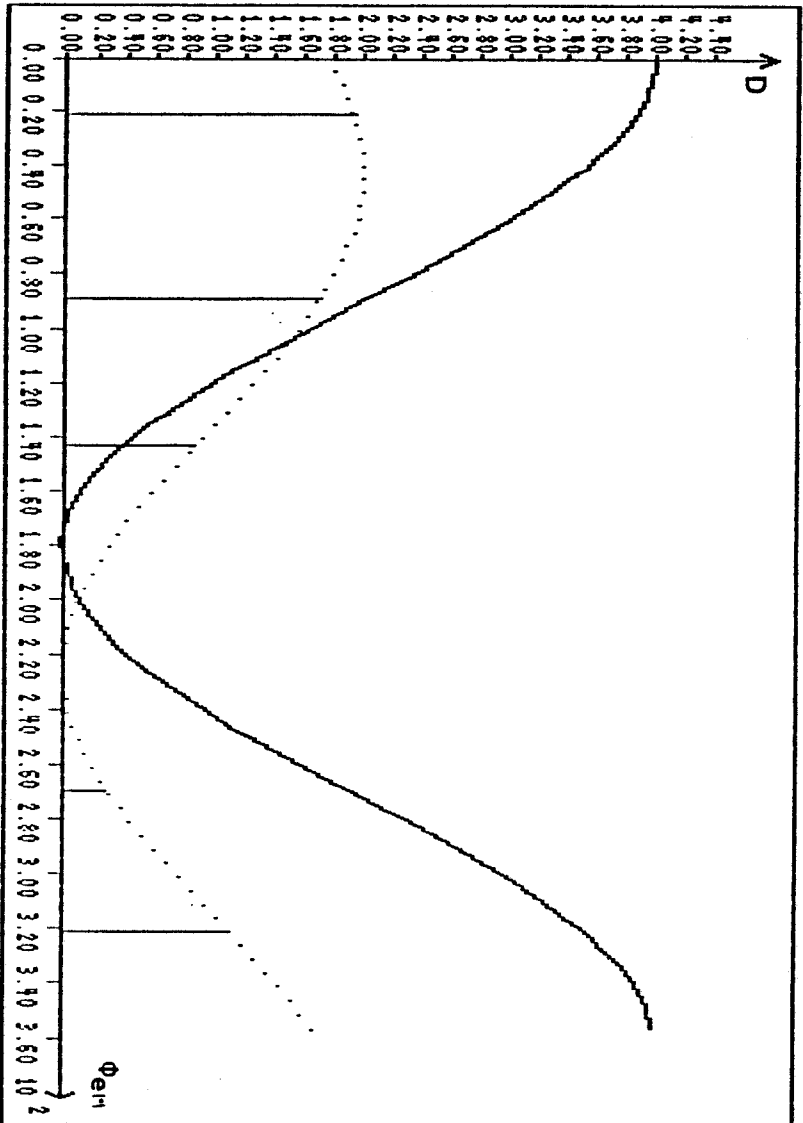


Figure 4.14 : Interférogramme issu de la mesure de $\Gamma_{53} = 1e^{j\theta}$:
 ----- Prototypé de mesure à 3 GHz,
 ——— Cas idéal.

- quadripôle non-adapté : la charge de "Woods", décrite au chapitre 2 (§ 2.4.8.1), constitue un quadripôle à désadaptation variable dont les coefficients de transmission, mesurés à 3 GHz à l'analyseur de réseau pour quelques positions du piston, sont présentés sur l'abaque de la figure 4.13.

Nous avons affaire, dans les deux cas, à des quadripôles réciproques.

4.4.3.3 Résultats

La détermination de coefficients de transmission à l'aide du prototype à 3 GHz en technologie hybride se déroule selon les procédures mises au point sur le pont de mesure en transmission simple fonctionnant à 1.5 GHz ; la mesure des puissances d'entrée et de sortie est, comme précédemment, effectuée au moyen de détecteurs coaxiaux (HP 8473 B).

Les nouvelles valeurs numériques :

- des coefficients de réflexion Γ_e des charges de référence,
- des constantes de la fonction d'approximation de la caractéristique $V_D = f(P_{RF})$ du détecteur de sortie (§ 2.5),

résultant de caractérisations à 3 GHz, ont été introduites dans le logiciel de mesure [9]. Rappelons que le calibrage du pont en transmission simple nécessite deux mesures en transmission : ports de mesure reliés, ports de mesure fermés sur des charges adaptées. Ces opérations, effectuées ici de façon manuelle, devront être adaptées à chaque type d'application ; nous avons d'ailleurs proposé au troisième chapitre une méthode de calibrage propre à la mesure d'humidité (§ 3.4.2.5.).

La figure 4.14 permet de vérifier, dans un premier temps, que l'interférogramme (- - -) issu de la mesure de $\Gamma_{33} = 1 e^{j\theta}$ (ports de mesure 3 et 5 reliés) est bien de forme sinusoïdale. On peut également apprécier l'excès d'atténuation et la dissymétrie que présente le pont de mesure par rapport à l'interféromètre idéal (—).

- Mesure de quadripôles adaptés

Les écarts en module et en phase, entre les coefficients de transmission mesurés par notre prototype et les valeurs de référence fournies par l'analyseur de réseau sont présentés figure 4.15 pour les différentes positions de l'atténuateur adapté. Les incertitudes maximales relevées sont de :

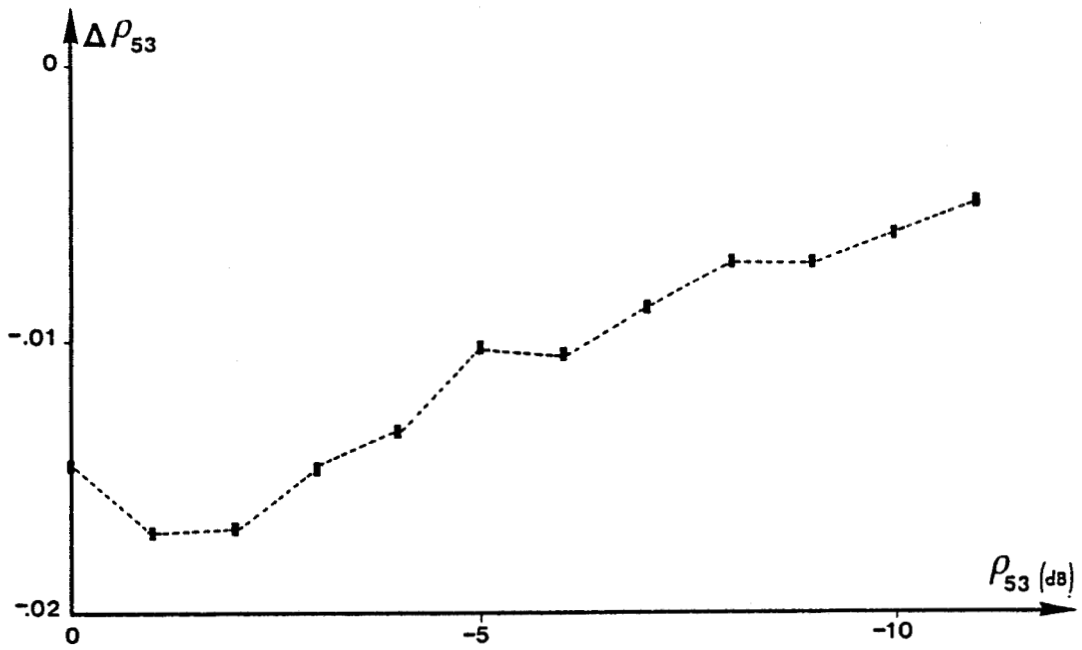


Figure 4.15a

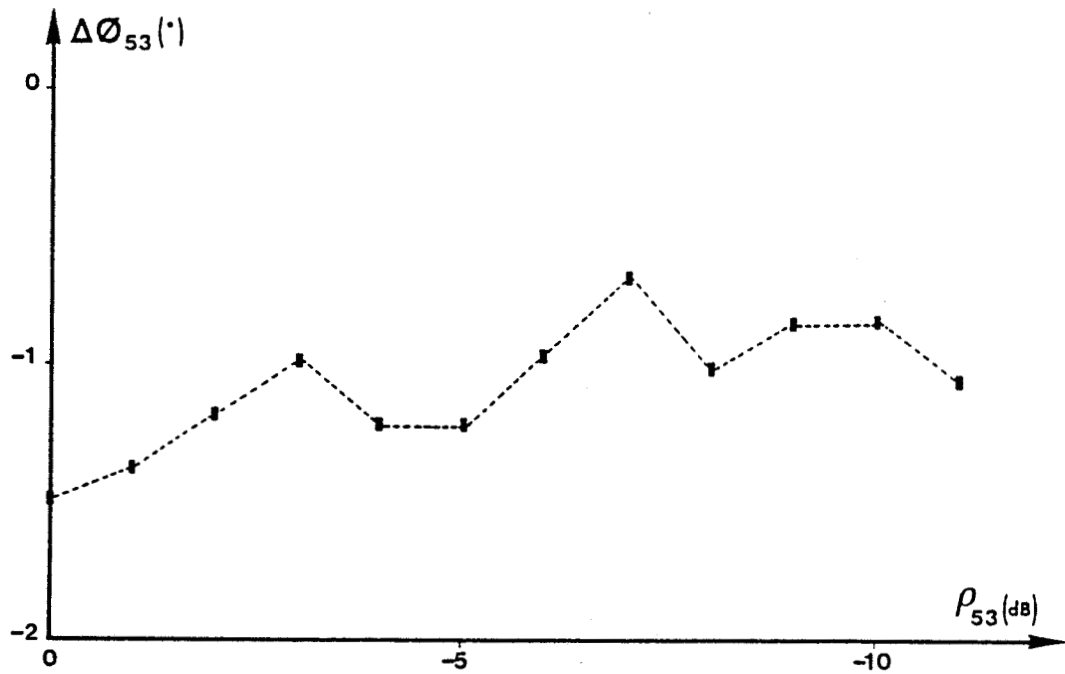


Figure 4.15b

Figure 4.15 : Incertitude en module (a) et phase (b) obtenue par la mesure de l'atténuateur adapté.

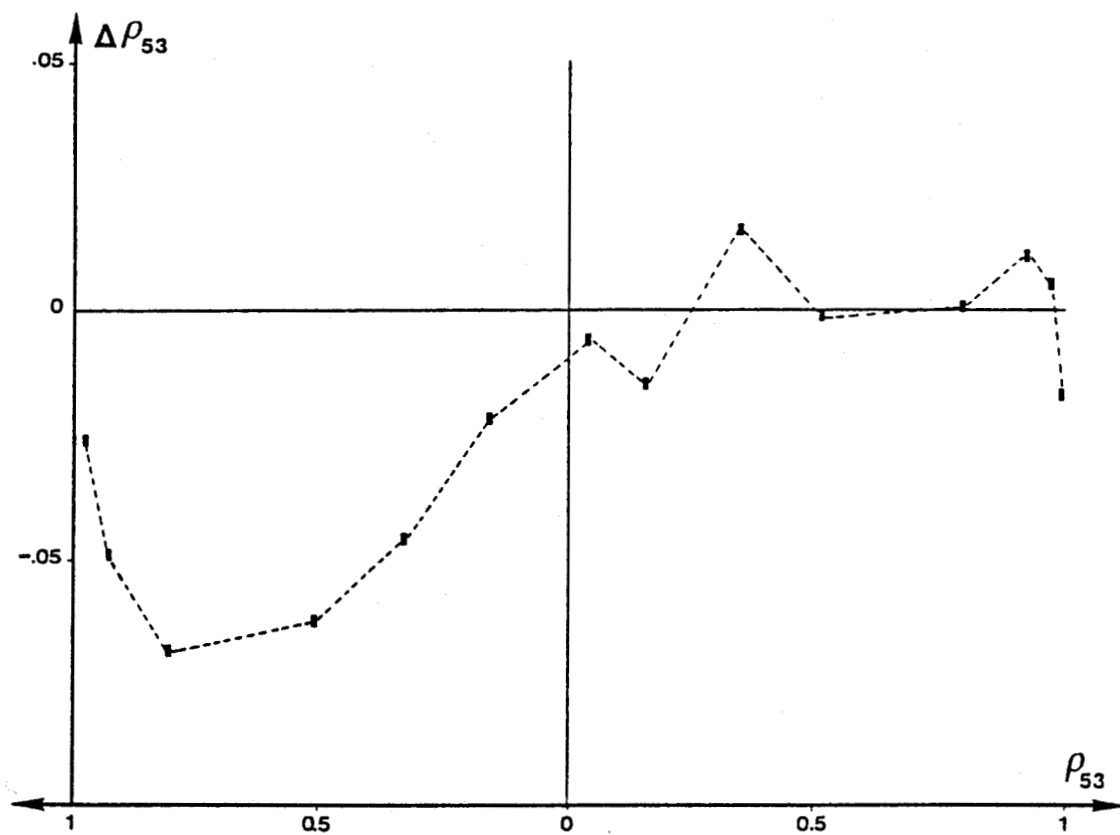


Figure 4.16a

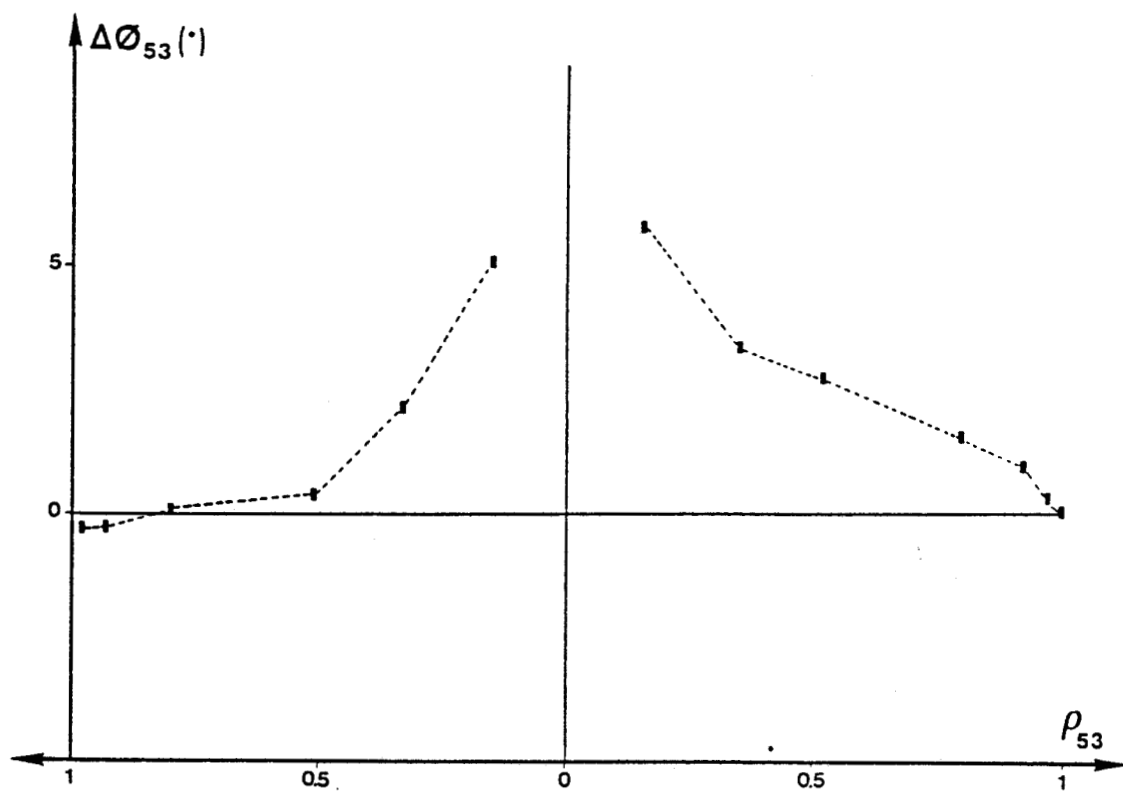


Figure 4.16b

Figure 4.16 : Incertitude en module (a) et phase (b) obtenue par la mesure de la charge de Woods.

- 0,017 sur le module de Γ_{53} ,
- -15° sur Φ_{53} .

- Mesure de quadripôles non adaptés

Les erreurs commises par notre système de mesure sont, cette fois, plus importantes. On observe, (figure 4.16) :

- $|\Delta\rho_{53}| \leq 0.07$,
- $|\Delta\Phi_{53}| \leq 6^\circ$,

pour des coefficients de transmission de module $\rho_{53} \geq 0.15$, ce qui correspond à des coefficients de réflexion de la charge de Woods compris entre 0 et 0.9. Ces écarts restent néanmoins comparables aux incertitudes observées lors des mesures effectuées à l'aide du prototype à 1.5 GHz.

On peut donc prévoir, dans le cas d'une application, des performances analogues à celles que nous avons obtenues avec le système à 1.5 GHz lors de l'étude de faisabilité d'un capteur d'humidité.

4.5 Prospectives

4.5.1 Détecteur à diode Schottky en structure microruban

Les détecteurs coaxiaux HP8473B dont nous avons fait usage jusqu'ici présentent d'excellentes performances dans une très large bande de fréquence (10 MHz-18GHz), et sont de ce fait très onéreux. Afin d'adjoindre à notre prototype à 3 GHz des éléments de détection de plus faible coût, nous sommes amenés à étudier la réalisation, à partir de diodes Schottky, de détecteurs en structure microruban dont la bande passante pourra être nettement plus réduite.

Les principes de la détection quadratique ayant déjà été exposés au second chapitre (§2.5), nous nous contenterons ici d'évoquer la conception du circuit.

Notre choix s'est porté sur des composants de type "beam-lead", insérés dans un boîtier (figure 4.17) dont la connexion aux lignes microrubans s'effectue aisément au moyen de colle conductrice ; il s'agit de diodes Schottky "low-barrier" (HP5082-2775), qui par conséquent ne nécessitent pas de polarisation extérieure.

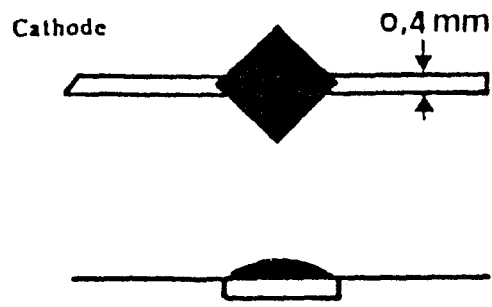


Figure 4.17 : Caractéristiques géométriques des diodes Schottky HP5082-2775.

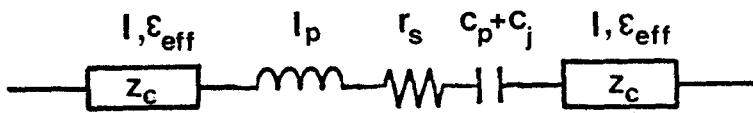


Figure 4.18 : Schéma équivalent à la diode Schottky utilisé dans la simulation.

La caractérisation à l'analyseur de réseau de la diode, montée dans un boîtier de test de type BMH, ayant fourni un paramètre S_{11} d'environ -0.2 dB à 3 GHz, l'adjonction d'un réseau d'adaptation en amont de la diode s'avère nécessaire.

4.5.1.1 Simulation

Nous avons procédé à l'aide du logiciel de CAO "TOUCHSTONE", à une simulation du coefficient de réflexion présenté par la diode munie de son réseau d'adaptation dans les configurations suivantes :

- adaptation résistive, constituée d'une résistance 50Ω placée en parallèle,
- adaptation réactive, au moyen d'une inductance en série avec la diode.

Les éléments du schéma équivalent à la diode Schottky utilisés dans cette simulation sont issus du catalogue constructeur [3], en ce qui concerne les éléments du boîtier, et d'une caractérisation au moyen de l'analyseur d'impédance, pour les paramètres propres au composant. Ce schéma équivalent est présenté figure 4.18.

Les résultats fournis par TOUCHSTONE font apparaître des coefficients de réflexion d'environ -17 dB pour l'adaptation résistive, et -30 dB dans le cas d'un réseau réactif.

4.5.1.2 Réalisation

La simplicité de mise en oeuvre de l'adaptation résistive nous a conduits à retenir cette configuration. Le réseau réactif est certes à même de procurer une meilleure adaptation, mais sa réalisation, compte tenu du type de composant utilisé, se montre délicate ; elle nécessite en effet une parfaite maîtrise des éléments de connexion et une connaissance exacte du schéma équivalent, ce qui n'est pas le cas.

Le circuit réalisé comprend donc :

- la diode Schottky HP5082-2775, fixée de part et d'autre aux lignes microrubans par de la colle conductrice,
- une résistance 50Ω sur verre (§ 4.3.3.) qui assure à la fois l'adaptation d'un point de vue hyperfréquence et le bouclage du courant continu généré par la diode détectrice,

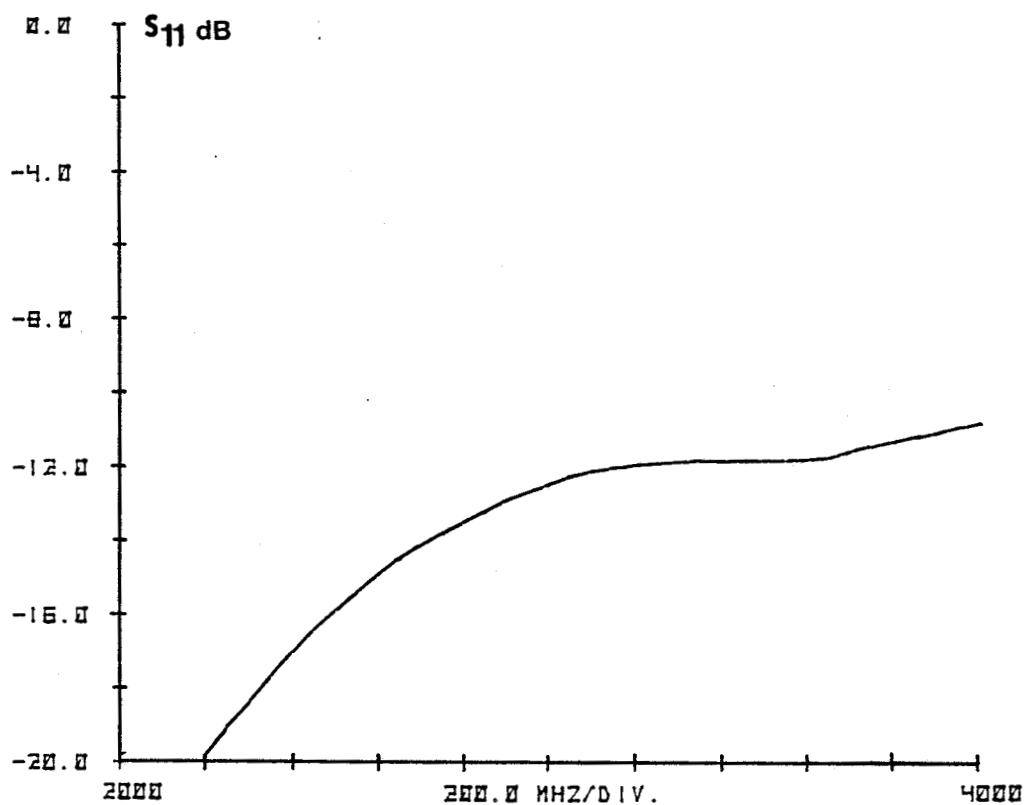


Figure 4.19 : Mesure à l'analyseur de réseau du coefficient de réflexion présenté par le détecteur. Adaptation résistive.

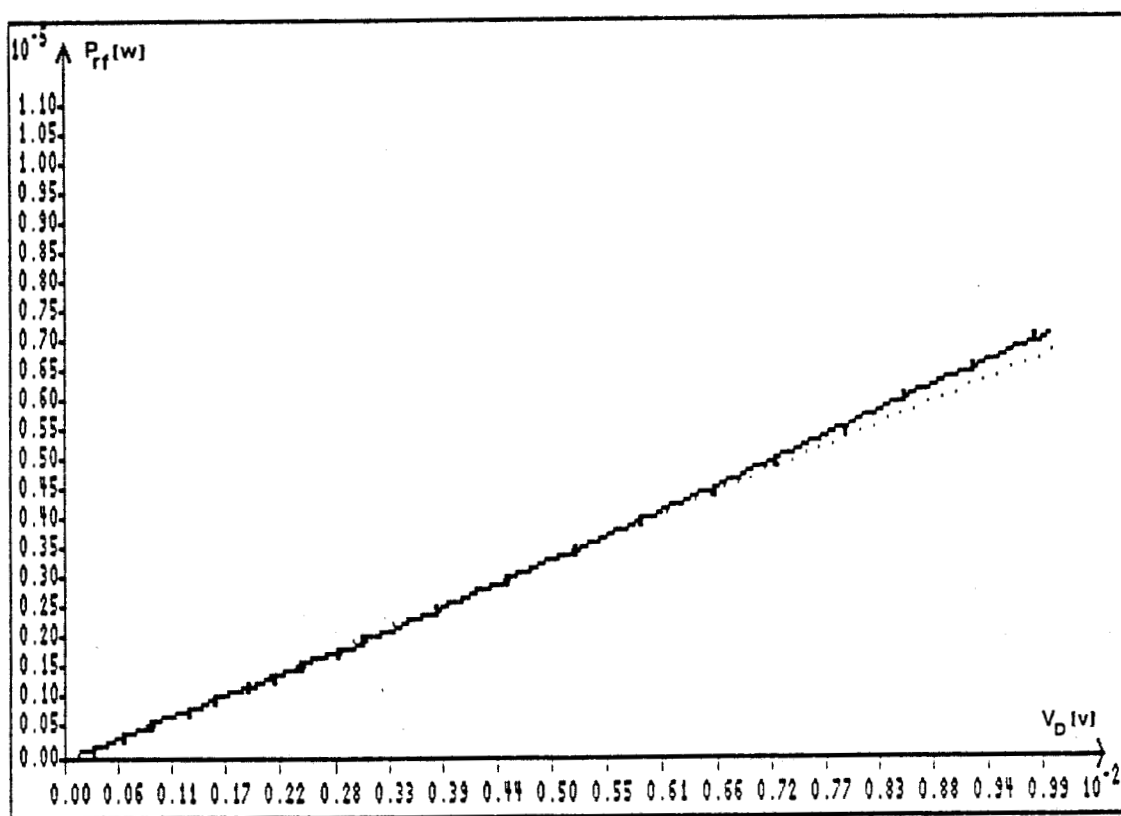


Figure 4.20 : Linéarisation de la caractéristique du détecteur en structure microruban ; $f = 3$ GHz.

- une capacité "chip" de 33 pF placée en aval de la diode pour éliminer le signal hyperfréquence dans cette partie du circuit.

Notons que la résistance et la capacité sont reliées au plan de masse par un plot doré, selon la technique utilisée pour la réalisation des charges adaptées (§ 4.3.3.)

4.5.1.3 Caractérisation

La caractérisation du détecteur à l'analyseur de réseau fournit un coefficient de réflexion (figure 4.19) d'environ -12 dB, au lieu de -17 dB escomptés. Cet écart est probablement dû à une méconnaissance des éléments du schéma équivalent ainsi qu'à une méthode de connexion mal adaptée.

Nous avons ensuite procédé au relevé de la caractéristique $V_D = f(P_{RF})$ du détecteur en structure microruban (figure 4.20), que nous avons pu linéariser au moyen du modèle numérique décrit au second chapitre (§ 2.5).

La caractérisation du détecteur a nécessité de placer le circuit dans un boîtier, équipé de connecteurs SMA, assez volumineux. Les détecteurs d'entrée et de sortie du pont de mesure pourront à l'avenir, compte tenu de leur faible encombrement, être implantés sur le même circuit que l'ensemble des composants de l'interféromètre. Dans ce cas, l'étalonnage du détecteur de sortie peut être effectué in situ en choisissant la combinaison quadripôle à mesurer - charge de référence qui produit le signal maximum.

4.5.2 Déphaseur à diode varicap

Nous avons envisagé de remplacer le commutateur à lignes qui a jusqu'ici servi à la mise en oeuvre des charges de référence par un déphaseur continu à diode varicap en technologie microruban. Un tel déphaseur aurait pour avantages d'être moins coûteux et moins encombrant ; par ailleurs, il permet d'accroître le nombre de points de mesure pour, d'une part, assurer un meilleur lissage de l'interférogramme et, d'autre part, prendre en compte si nécessaire davantage d'harmoniques dans la fonction d'approximation (§1.5.4.).

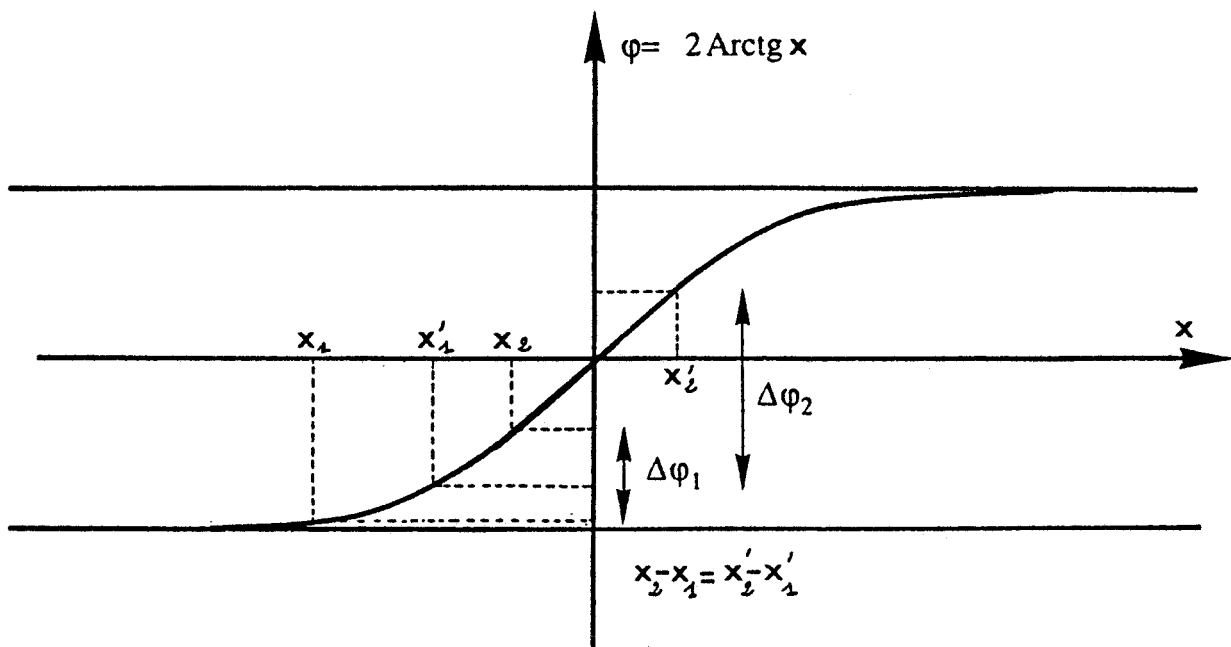


Figure 4.21 : Excursion de phase d'une diode varicap :

- diode seule $\Delta\varphi_1$
- diode + susceptance selfique $\Delta\varphi_2$



4.5.2.1 Principe

Le principe de déphaseur en réflexion retenu utilise les variations rapides de la phase du coefficient de réflexion d'un circuit L C parallèle autour de sa résonance.

L'élément variable est constitué d'une diode varicap [4] dont la capacité C est comprise entre C_{\max} et C_{\min} , selon la tension continue qui lui est appliquée.

Si dans un premier temps, nous supposons sa résistance série négligeable, la diode présente un coefficient de réflexion :

$$\Gamma = 1 e^{j\varphi}$$

avec
$$\varphi = -2 \operatorname{Arctg} R_c C(\nu) \omega$$

ce qui a pour conséquence de créer un déphasage total, représenté figure 4.21 :

$$\Delta\varphi_1 = -2 \left(\operatorname{Arctg} R_c C_{\max} \omega - \operatorname{Arctg} R_c C_{\min} \omega \right) \quad (4-2)$$

Plaçons maintenant en parallèle sur la varicap une susceptance selfique $-jB$; la phase du coefficient de réflexion présenté par ce circuit s'exprime :

$$\varphi = -2 \operatorname{Arctg} Z_c \left(C(\nu) \omega - B \right)$$

On montre qu'en choisissant :

$$B = \frac{C_{\max} + C_{\min}}{2} \omega$$

la dynamique de phase $\Delta\varphi_2$ obtenue est maximale, comme l'illustre la figure 4.21 et vaut :

$$\Delta\varphi_2 = 4 \operatorname{Arctg} Z_c \frac{C_{\max} - C_{\min}}{2} \omega \quad (4-3)$$

On peut en conclure que l'obtention d'un déphasage important implique que la différence entre les capacités C_{\max} et C_{\min} soit la plus élevée possible.

Il faut toutefois souligner qu'en pratique, la résistance série de la diode, non nulle, engendre des pertes d'insertion ; il convient donc de procéder au préalable à une caractérisation du composant, puis à une simulation de son fonctionnement.

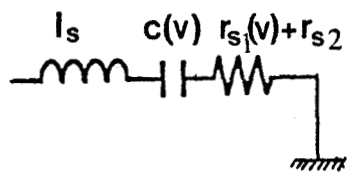


Figure 4.22 : Schéma équivalent à la varicap MA45238C utilisé dans la simulation.

4.5.2.2 Caractérisation de la varicap

Notre choix s'est porté sur des diodes varicap en "puce" (MA 45238C132) qui, selon le constructeur [5] présentent des variations de capacité de 15.7 pF à 3.5 pF pour des tensions de polarisation comprises entre 0 et -25V , ce qui, en application de la relation (4-3) devrait créer une excursion de phase de 320° .

La caractérisation de ce composant, qui doit nous permettre d'en déterminer le schéma équivalent, se déroule en deux étapes :

- La diode est tout d'abord montée dans un boîtier de test de type BMH. On procède alors à la mesure de la caractéristique $C(v)$, qui fait apparaître, pour des tensions de polarisation de 0 à -30 V des valeurs de capacité de 14.6 pF à 2.89 pF. La résistance série r_{s1} de la diode est quant à elle déduite d'une mesure d'impédance à 3 GHz, effectuée à l'analyseur de réseau HP8510 ; r_{s1} vaut environ $0.3\ \Omega$.
- Nous nous plaçons ensuite dans la configuration qui sera utilisée lors de la réalisation du déphaseur : la "puce", fixée au moyen de colle conductrice sur un plot doré en contact avec la plan de masse, est reliée à l'extrémité d'une ligne $50\ \Omega$ microruban par des fils d'or. $C(v)$ et $r_{s1}(v)$ étant cette fois supposés connus, la mesure du paramètre S_{11} présenté par la diode en fonction de la tension continue qui lui est appliquée permet de déterminer les valeurs de :
 - la self de connexion $l_s \# 0.6\ \text{nH}$,
 - la résistance du plot de court-circuit $r_{s2} \# 0.35\ \Omega$

4.5.2.3 Simulation du déphaseur

Les caractéristiques à 3 GHz d'un déphaseur réalisé à l'aide d'une diode MA45238C132 ont pu être simulées, en utilisant le schéma équivalent de la varicap présenté figure 4.22. Le déphasage maximal est obtenu en plaçant en parallèle avec la diode une susceptance de valeur $-j\ 0.145$. On observe, par comparaison avec les résultats issus de la théorie simplifiée exposée en 4.5.2.1 :

- une diminution de l'excursion de phase qui est ici d'environ 240° , au lieu des 318° que laissaient prévoir les valeurs de capacités mesurées,
- l'apparition de pertes d'insertion d'environ 15 dB, liées au coefficient de qualité du résonateur.

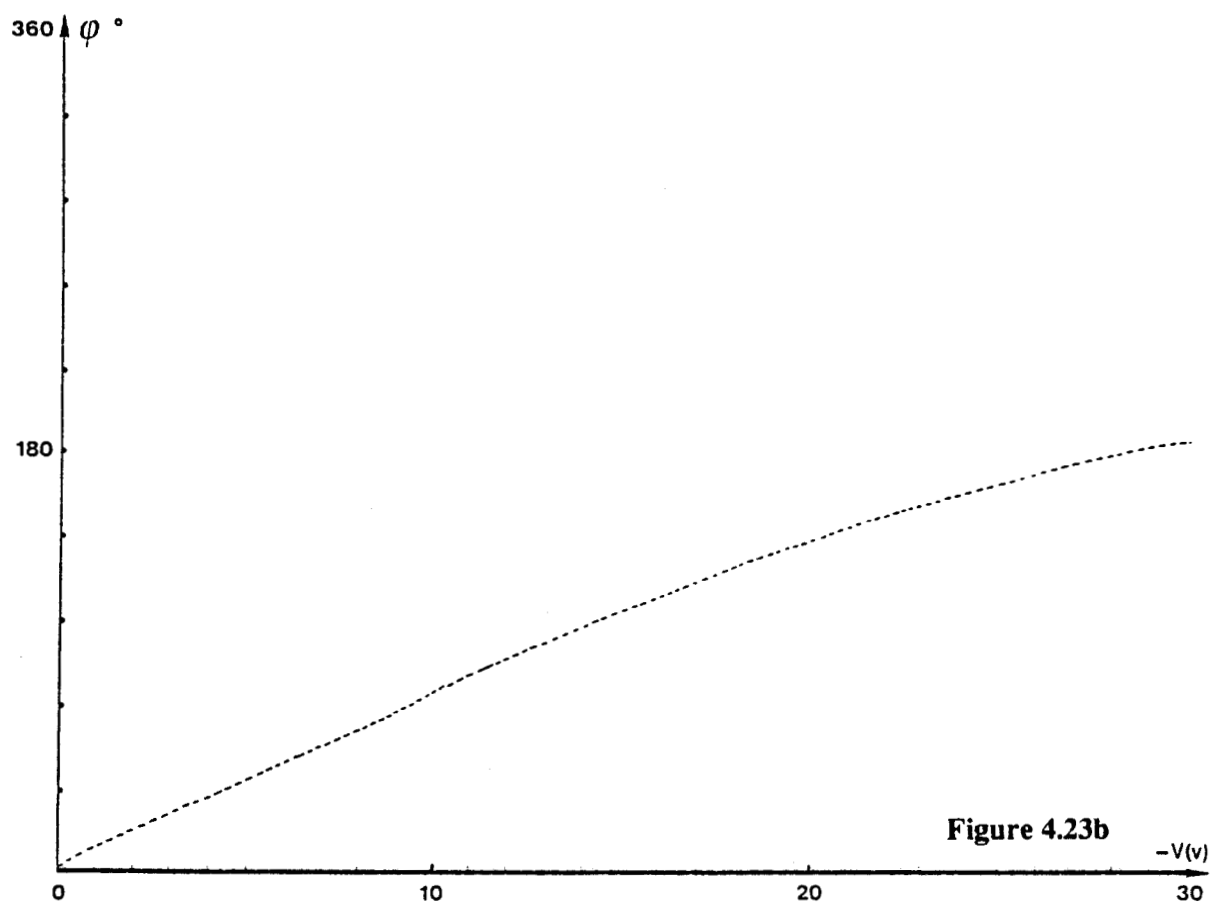
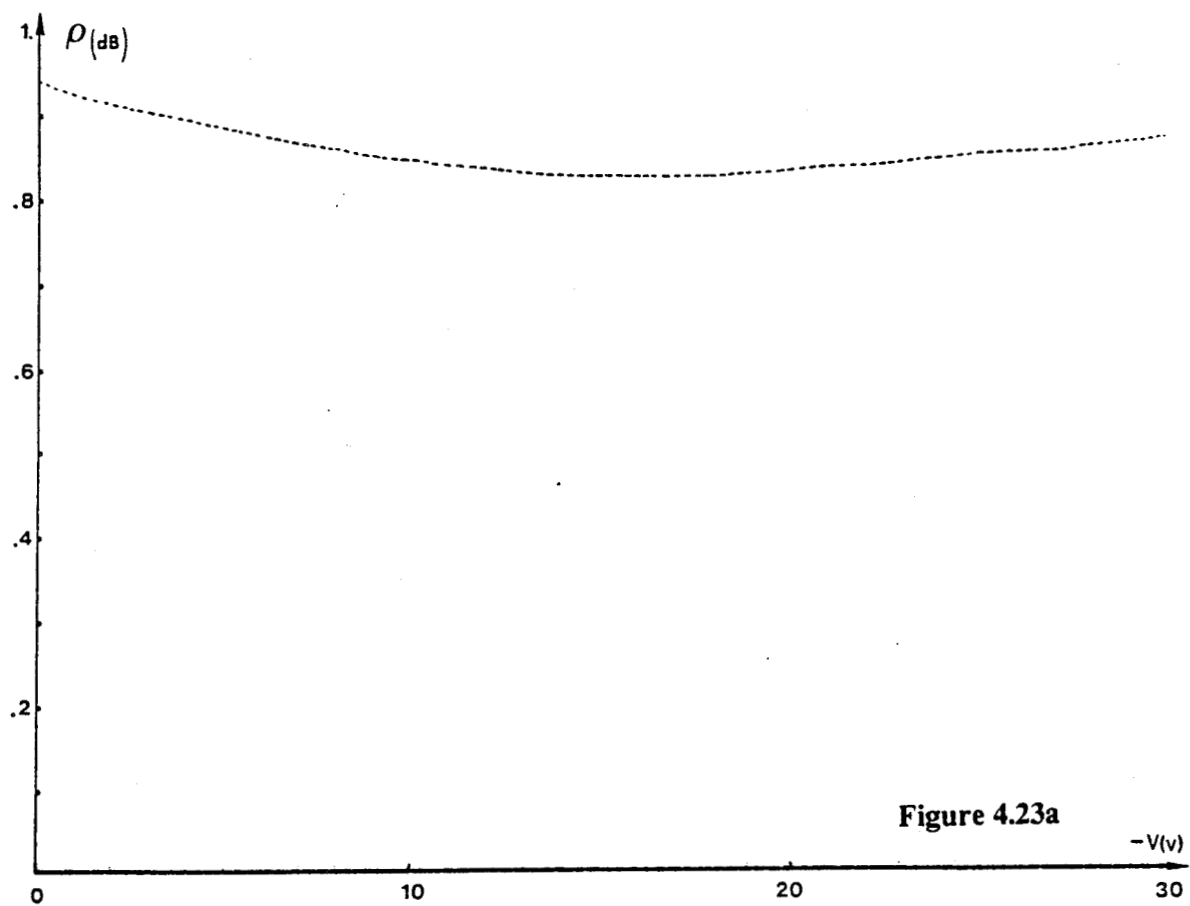


Figure 4.23 : Simulation du module (a) et de la phase (b) du coefficient de réflexion du circuit déphaseur à 3 GHz :

- diode MA 45238C
- susceptance parallèle : $-j 0.05$
- transformateur quart d'onde 20Ω

Nous avons alors choisi de limiter l'excursion de phase recherchée à 180° (une dynamique totale de 360° pouvant être obtenue par l'association de deux déphaseurs élémentaires) et nous sommes attachés à réduire les pertes d'insertion. Diverses méthodes [6] , [7] sont à cette fin couramment utilisées, parmi lesquelles l'adjonction en amont de la diode, proposée par Henoch [8], d'un transformateur quart d'onde d'impédance caractéristique Z'_c :

$$Z'_c{}^2 = Z_c \sqrt{r_s \cdot r_p}$$

où r_s est la résistance série de la diode et r_p la résistance équivalente à la résonance.

De nombreuses simulations, effectuées à partir du schéma équivalent de la figure 4.22 nous ont permis d'aboutir à une configuration optimale en associant à la diode :

- une susceptance parallèle $-j 0.05$,
- un transformateur quart-d'onde d'impédance caractéristique 20Ω .

Les courbes de la figure 4.23 font apparaître une excursion de phase $\Delta\phi$ de 180° ; le module du coefficient de réflexion est compris entre 0.82 et 0.95.

4.5.2.4 Réalisation

Les résultats de cette simulation ont conduit à la réalisation d'un circuit en technologie microruban, dont le masque est présenté figure 4.24.

La susceptance parallèle est constituée d'un tronçon de ligne en circuit ouvert placé derrière la diode (D) ; pour plus de commodité, le transformateur quart-d'onde est décalé de $\lambda_g/2$.

La mesure du paramètre S_{11} à 3 GHz (figure 4.25) permet d'observer pour des tensions de polarisation comprises entre 0 et -30 V une excursion de phase de 208° , plus importante que prévue, mais également une variation accrue du module du coefficient de réflexion, compris entre 0.95 et 0.63, ce qui correspond à des pertes d'insertion maximales de 4 dB.

Cet écart entre mesure et simulation peut être expliqué par une imprécision sur la longueur du stub due à la gravure, ou par un défaut de reproductibilité des éléments du schéma équivalent.

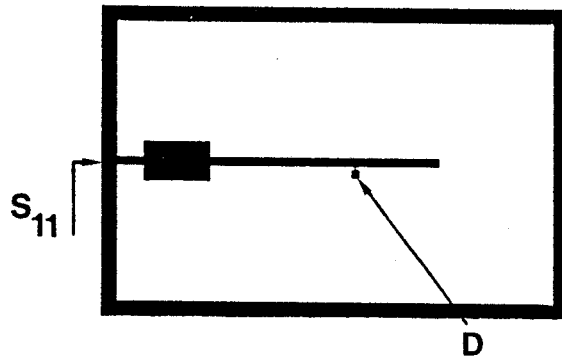


Figure 4.24 : Masque de réalisation du déphaseur (échelle 1).

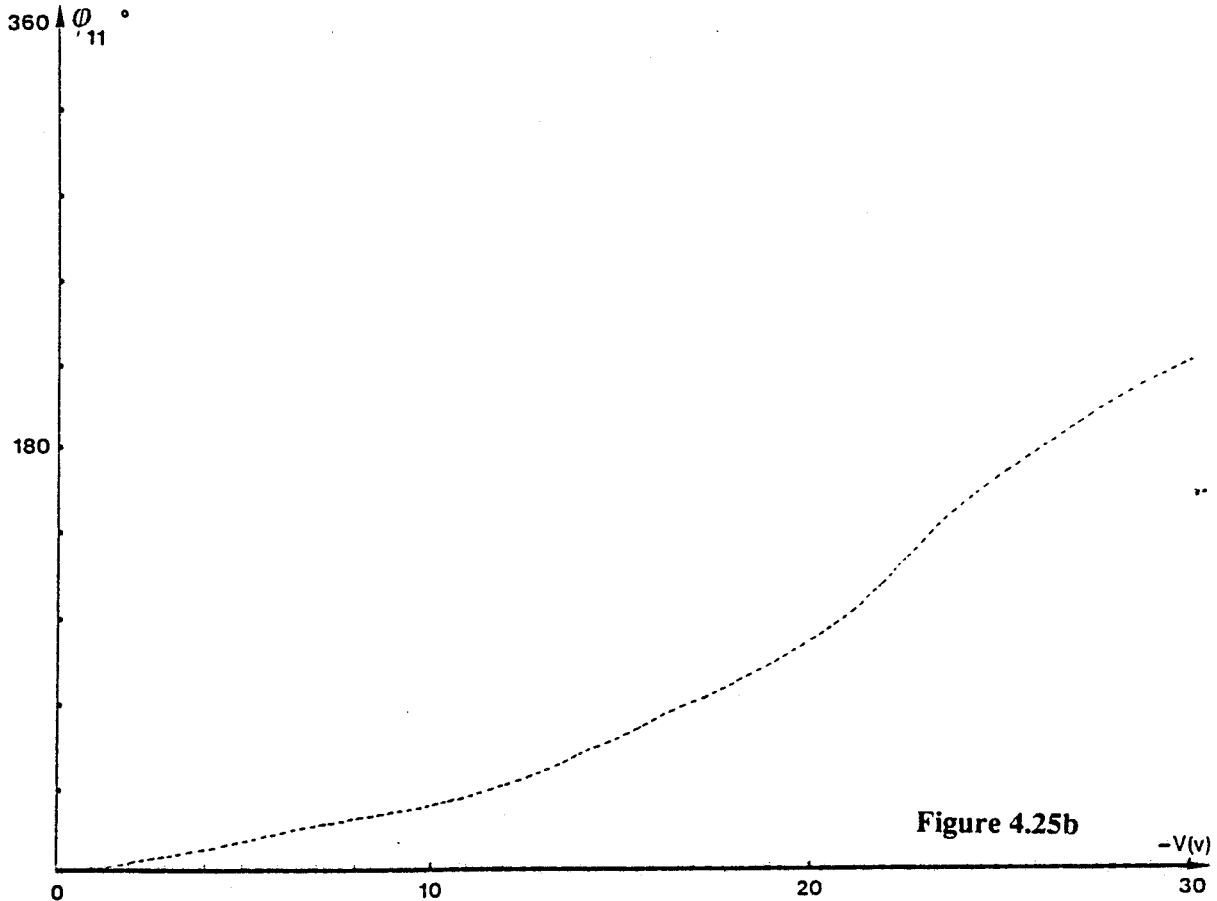
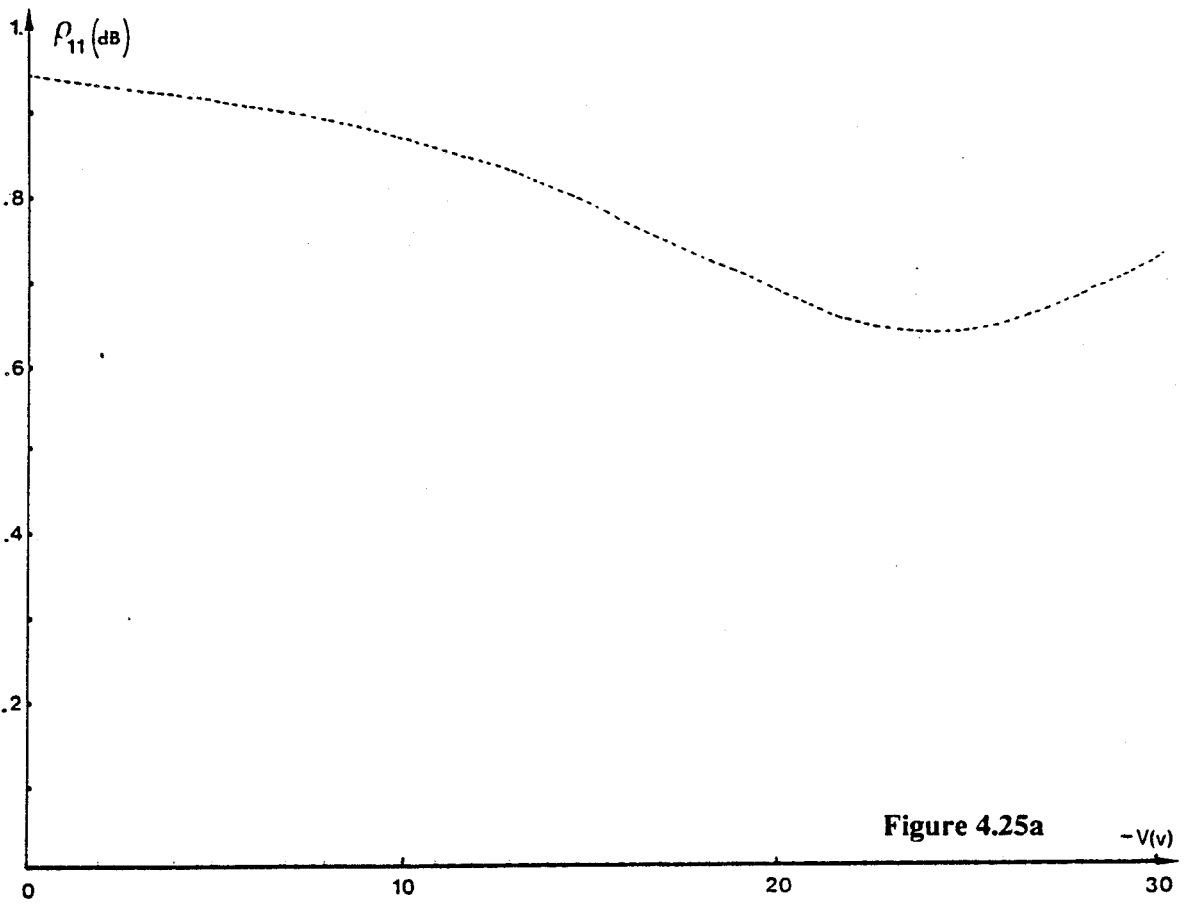


Figure 4.25 : Mesure à 3 GHz du module (a) et de la phase (b) du coefficient de réflexion du circuit déphaseur.

4.5.2.5 Conclusion

Cette configuration de déphaseur ne semble pas pouvoir être utilisée comme élément de référence pour l'interféromètre compte tenu des variations de pertes d'insertion observées tant par la simulation que par la mesure. L'approximation de l'interférogramme par la méthode des moindres carrés nécessite en effet que le module du coefficient de réflexion étalon ρ_e varie très peu en fonction de Φ_e .

4.5.3 Stabilité de la source

La source hyperfréquence utilisée lors des mesures sur les prototypes à 1.5 GHz et 3 GHz est un générateur Hewlett Packard de coût et d'encombrement importants, qui présente une bonne stabilité tant en puissance qu'en fréquence.

Il convient maintenant de faire le choix d'une source à 3 GHz mieux adaptée à notre capteur, et d'en définir les spécifications.

Dans la mesure où la zone de détection quadratique des diodes Schottky est limitée à des puissances incidentes comprises entre -50 dBm et -20 dBm, une source de faible puissance (≤ 0 dBm) suffit. Par ailleurs, le contrôle du niveau à l'entrée et la mesure du signal de sortie de l'interféromètre étant effectuées simultanément, une parfaite stabilité de la puissance émise par la source n'est pas nécessaire.

Afin d'évaluer la sensibilité de l'interféromètre à la fréquence, nous avons relevé la phase du coefficient de transmission entre 2.95 GHz et 3.05 GHz, les ports de mesure 3 et 5 étant reliés par deux câbles de faible longueur. On observe une variation de phase quasi-linéaire de 0.1°/MHz, ce qui nous autorise à conclure que, pour cette configuration du pont de mesure, une stabilité en fréquence de l'ordre du MHz est nécessaire.

4.6 Conclusion

La nécessité de proposer une structure de mesure compatible avec la notion de capteur nous a conduits à réaliser un prototype en technologie hybride microruban, dont nous avons tout d'abord défini la structure et les règles de réalisation, issues des travaux exposés dans les chapitres précédents. Le dispositif retenu, fonctionnant à 3 GHz, comporte des circulateurs et isolateurs "drop-in", des coupleurs 3 dB et 6 dB en structure microbande et des charges adaptées constituées de résistance 50 Ω sur verre. La caractérisation de tous ces composants ayant fourni de bons résultats, nous avons procédé à la mise en oeuvre du système complet. La mesure des paramètres S_{ij} du prototype à 3 GHz a révélé des paramètres de réflexion et de transmission de bonne qualité ; en revanche, l'implantation des différents composants a conduit à une dégradation de leur isolation. Les performances du pont de mesure se sont néanmoins avérées satisfaisantes ; on relève notamment des incertitudes sur la mesure du coefficient de transmission de quadripôles désadaptés comparables à celles du prototype à 1.5 GHz.

Nous nous sommes ensuite attachés à l'étude et à la réalisation d'un détecteur à diode Schottky en structure microbande, que nous pensons intégrer à une prochaine version du pont de mesure.

Enfin, nous avons envisagé de remplacer le commutateur à lignes, trop coûteux et trop encombrant, par un déphaseur continu à diode varicap. Toutefois, il semble que ce dispositif ne puisse être retenu dans la mesure où il présente des pertes d'insertions variables, incompatibles avec la méthode d'approximation utilisée pour déterminer le coefficient de transmission.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE 4

- [1] TDK Microwave Devices
Notice "Circulators and Isolators CU 9000 Series"
- [2] R. BADOUAL
"Les micro-ondes"
Tome 1, pp. 274-276, Ed. Masson
- [3] HEWLETT-PACKARD
"Microwave Semiconductor Diode and Transistor Designers Catalog"
pp. 146-150, 1984-1985 Edition.
- [4] P.F. COMBES, J. GRAFFEUIL, J.F. SAUTEREAU
"Composants, dispositifs et circuits actifs en micro-ondes"
pp. 71-75, Ed. Dunod.
- [5] M/A - COM
"Semiconductor Products Master Catalog"
pp. 46-47, Catalog 4009.
- [6] R.V. GARVER
"360° Varactor Linear Phase Modulator"
IEEE Transactions MTT-17, pp. 137-147, March 1969
- [7] R.D. BOESCH, R.L. MAGIN, S.J. FRANKE
"Phase Shifter for a 915 MHz Phased Array Hyperthermia System"
IEEE Transactions BME-34, pp. 904-907, Nov. 1987
- [8] B.T. HENOCH, P. TAMM
"A 360° Reflection-Type Diode Phase Modulator"
IEEE Transactions MTT-19, pp. 103-105, Jan. 1971
- [9] P. HEUCHON
"Conception d'un pont interférométrique multi-état en vue de la mesure en micro-ondes d'un coefficient de réflexion ou de transmission"
Mémoire CNAM, Lille, Mars 1989

[10] WILTRON

"Miniature coaxial connectors"

Documentation constructeur, mai 1986.

Conclusion

CONCLUSION

Ce mémoire correspond au tout premier travail réalisé au Centre Hyperfréquences et Semi-conducteurs pour définir un capteur de contrôle d'humidité dans les solides ou les liquides, par micro-ondes.

Excluant a priori les systèmes opérant en laboratoire, nous avons recherché dans ce but une méthode simple de mesure de coefficients de réflexion et de transmission. Des dispositifs répondant à cette exigence, tels les "six-ports", existent déjà ; notre choix s'est néanmoins porté sur un autre type de système original et encore plus simple, un pont de mesure interférométrique multi-état.

Après avoir exposé le principe de ce dispositif, nous avons été amenés à traiter plus complètement le problème de son fonctionnement, et principalement à analyser toutes les causes d'erreur liées aux imperfections des composants. (Nous souhaitons en effet parvenir à un système qui satisfasse au cahier des charges de l'application projetée qui impose une précision de 1° sur la phase du coefficient de transmission). La méthode utilisée est celle des graphes de fluence qui permet d'établir de façon générale, à l'aide des règles de Mason, la fonction de transfert du système complet, puis d'éliminer successivement toutes les contributions négligeables ; les paramètres critiques du pont de mesure et leurs effets sont ainsi mis en évidence. Les résultats de cette étude ont été validés par une confrontation théorie-expérience menée sur un prototype fonctionnant à 1.5 GHz réalisé à l'aide d'éléments du commerce.

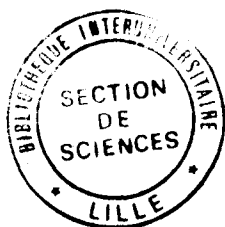
Les performances obtenues, tant en réflexion qu'en transmission, ont montré la nécessité d'une correction des erreurs systématiques. Une méthode de calibrage spécifique au type du dispositif, mais issue de celle des analyseurs de réseaux vectoriels, a donc été élaborée. Sa mise en oeuvre a permis d'atteindre la précision recherchée, tout au moins en ce qui concerne la mesure de quadripôles adaptés ou de dipôles.

Nous nous appuyons par ailleurs sur une étude bibliographique pour exposer l'intérêt et les principes d'une méthode de détermination du taux d'humidité des solides ou des liquides, fondée sur la mesure de la phase du coefficient de transmission du matériau en micro-ondes. Cette méthode, qui utilisera le pont interférométrique, nécessite la définition d'une cellule de mesure. Nous avons retenu le principe d'une mesure en structure ouverte, le matériau sous test étant placé entre deux antennes

constituées par des tronçons de guide rectangulaire remplis d'un diélectrique à faibles pertes. La modélisation de la transmission (adaptation des antennes au matériau, évaluation de l'atténuation et du déphasage dans le matériau en condition de champ proche) a pu être effectuée à l'aide d'un logiciel disponible au laboratoire. Certaines vérifications expérimentales ont pu être effectuées lors d'une première étude de faisabilité menée à l'analyseur de réseau sur des échantillons de blé et de maïs ayant des taux d'humidité connus. De nombreuses mesures ont été ensuite réalisées à l'aide du prototype à 1.5 GHz ; elles ont permis d'établir des courbes d'étalonnage du déphasage en fonction de l'humidité pour différents types de graines, d'estimer les effets de la température et du tassement de l'échantillon et de justifier le cahier des charges du pont interférométrique.

Enfin, nous avons engagé la conception d'un pont de mesure en technologie hybride microruban, rassemblant la plupart des composants du système (coupleurs, circulateurs, détecteurs, interconnexions) sur un même substrat. Compte tenu des applications envisagées à ce jour (mesure de l'humidité dans les graines et dans les argiles de fonderie) ce dispositif est prévu pour fonctionner à 3 GHz. Un premier prototype a été réalisé et testé à cette fréquence.

La suite du travail comporte maintenant plusieurs aspects. Le choix de la cellule de mesure (structure ouverte ou propagation guidée) et la définition de la méthode de calibrage du pont interférométrique doivent être fixés par l'application à traiter. Afin de terminer l'intégration du pont de mesure, il reste à concevoir une source stable à quelques centaines de kHz près et éventuellement un déphaseur multi-état, ce qui permettra ainsi d'aboutir au premier prototype du capteur.



Annexes

ANNEXE 1

Règle de Mason

La règle de Mason ou "règle des boucles sans contact" permet la détermination de la fonction de transfert d'un système quelconque à partir de la simple inspection du graphe de fluence qui le représente.

Définitions

Notion de chemin : Un chemin P est une succession de branches dont la première a pour origine un noeud d'onde incidente (e) et la dernière pour extrémité un noeud d'onde rétrograde (s).

- Aucun noeud ne doit être rencontré plus d'une fois le long du chemin
- Toutes les branches du chemin doivent être orientées dans le même sens (e vers s).

Notion de boucle : Une boucle B est un chemin qui prend son origine et sa fin sur le même noeud, sans qu'aucun noeud ne soit rencontré plus d'une fois.

Notion de gain : Le gain d'une boucle ou d'un chemin est le produit de toutes les branches le constituant.

Déterminant principal : Le déterminant principal du graphe (Δ) est le déterminant du système d'équation linéaire dont le graphe est représentatif. Il est défini à partir de la relation :

$$\Delta = 1 - \sum B_i + \sum B_i B_j - \sum B_i B_j B_k + \dots$$

où :

$\sum B_i$: représente la somme du gain de toutes les boucles du graphe de fluence

$\sum B_i B_j$: représente la somme des produits des gains de deux boucles du graphe disjointes (boucles ne possédant ni noeud ni branche communs)

$\sum B_i B_j B_k$: représente la somme des produits des gains de 3 boucles du graphe disjointes

etc....

Déterminant associé au chemin : Le déterminant Δ_i associé au chemin P_i (appelé aussi cofacteur de P_i) est le résidu du déterminant principal Δ , obtenu en supprimant de celui-ci les boucles adjacentes (par un noeud ou une branche) au chemin P_i .

Utilisant ces définitions, l'expression de la fonction de transfert reliant le noeud de départ (onde incidente e) au noeud d'arrivée (onde rétrograde s) s'exprime par la relation :

$$W = \frac{s}{e} = \sum_1^k \frac{P_k \Delta_k}{\Delta}$$

où P_k représente les k chemins reliant directement l'onde incidente (e) et l'onde rétrograde (s).

Application à la détermination de la fonction de transfert d'un système "4 ports"

On considère un système hyperfréquence comportant 4 ports caractérisé par ses paramètres S_{ij} et représenté par le graphe de fluence de la figure 1.

Nous proposons donc de calculer :

$$W = \frac{S_4}{e_1}$$

à l'aide de la règle de Mason

Calcul du déterminant principal :

Les 24 boucles simples définies à partir du graphe de fluence, et notées B_1 à B_{24} , s'écrivent :

$$\begin{aligned} B_1 &= S_{11} \Gamma_s \\ B_2 &= S_{22} \Gamma_e \\ B_3 &= S_{33} \Gamma_m \\ B_4 &= S_{44} \Gamma_d \\ B_5 &= S_{21} \Gamma_e S_{12} \Gamma_s \\ B_6 &= S_{41} \Gamma_d S_{14} \Gamma_s \\ B_7 &= S_{31} \Gamma_m S_{13} \Gamma_s \\ B_8 &= S_{32} \Gamma_m S_{23} \Gamma_e \\ B_9 &= S_{42} \Gamma_d S_{24} \Gamma_e \\ B_{10} &= S_{34} \Gamma_m S_{43} \Gamma_d \\ B_{11} &= S_{21} \Gamma_e S_{32} \Gamma_m S_{13} \Gamma_s \\ B_{12} &= S_{21} \Gamma_e S_{42} \Gamma_d S_{14} \Gamma_s \\ B_{13} &= S_{41} \Gamma_d S_{34} \Gamma_m S_{13} \Gamma_s \\ B_{14} &= S_{32} \Gamma_m S_{43} \Gamma_d S_{24} \Gamma_e \\ B_{15} &= S_{42} \Gamma_d S_{34} \Gamma_m S_{23} \Gamma_e \\ B_{16} &= S_{31} \Gamma_m S_{23} \Gamma_e S_{12} \Gamma_s \\ B_{17} &= S_{12} \Gamma_e S_{24} \Gamma_d S_{41} \Gamma_s \\ B_{18} &= S_{14} \Gamma_d S_{43} \Gamma_m S_{31} \Gamma_s \\ B_{19} &= S_{21} \Gamma_e S_{42} \Gamma_d S_{34} \Gamma_m S_{13} \Gamma_s \\ B_{20} &= S_{31} \Gamma_m S_{43} \Gamma_d S_{24} \Gamma_e S_{12} \Gamma_s \\ B_{21} &= S_{21} \Gamma_e S_{32} \Gamma_m S_{43} \Gamma_d S_{23} \Gamma_s \end{aligned}$$

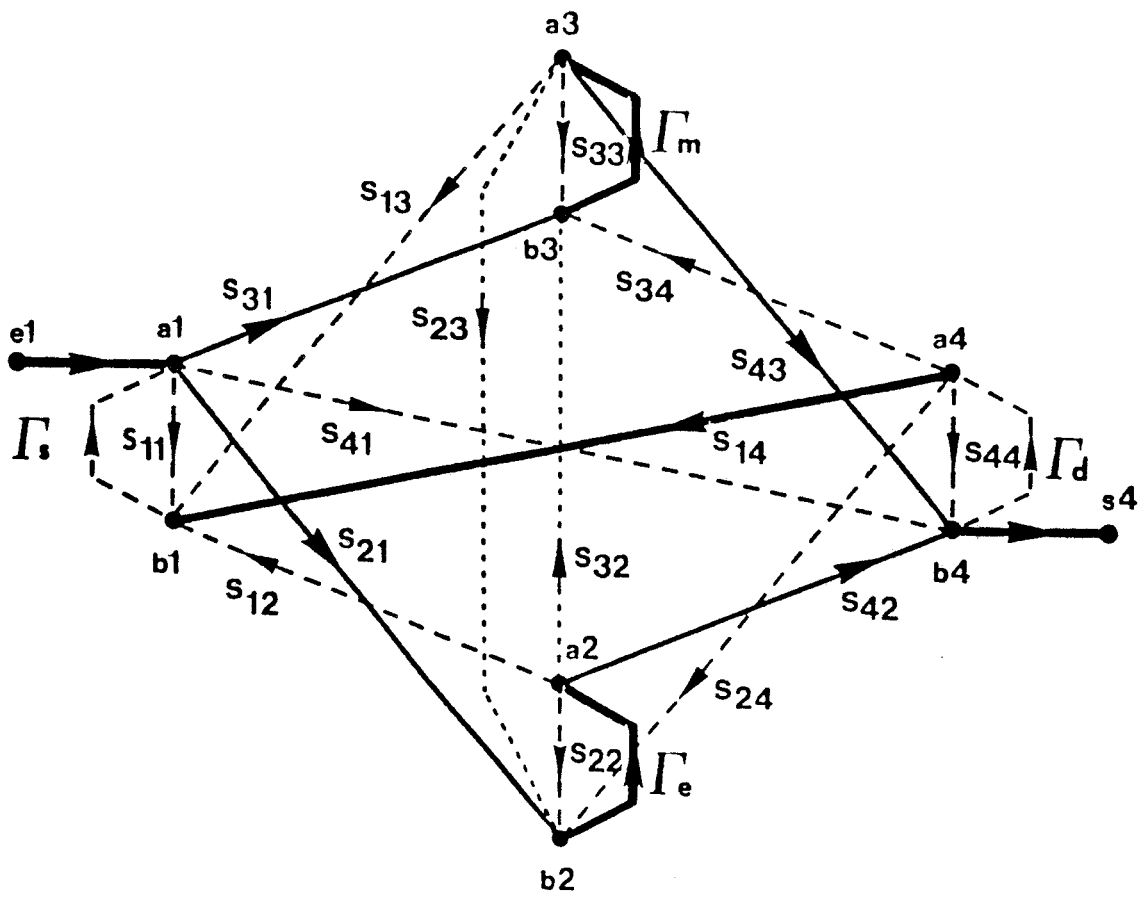


Figure 1

$$B_{22} = S_{12} \Gamma_s S_{41} \Gamma_d S_{34} \Gamma_m S_{23} \Gamma_e$$

$$B_{23} = S_{24} \Gamma_e S_{32} \Gamma_m S_{13} \Gamma_s S_{41} \Gamma_d$$

$$B_{24} = S_{42} \Gamma_d S_{14} \Gamma_s S_{31} \Gamma_m S_{23} \Gamma_e$$

On détermine à partir de ces boucles :

29 produits de boucles $B_i B_j$ indépendantes deux à deux

10 produits de boucles $B_i B_j B_k$ indépendantes trois à trois

1 produit de boucles $B_i B_j B_k B_l$ indépendantes quatre à quatre.

Le déterminant principal est donné par l'expression :

$$\Delta = 1 - \sum^{24} B_i + \sum^{29} B_i B_j - \sum^{10} B_i B_j B_k + B_i B_j B_k B_l$$

Calcul des chemins :

Cinq chemins reliant e_1 à s_4 s'écrivent :

$$T_1 = S_{41}$$

$$T_2 = S_{21} \Gamma_e S_{42}$$

$$T_3 = S_{31} \Gamma_m S_{43}$$

$$T_4 = S_{21} \Gamma_e S_{32} \Gamma_m S_{43}$$

$$T_5 = S_{31} \Gamma_m S_{23} \Gamma_e S_{42}$$

Calcul des déterminants associés aux chemins :

$$\Delta_1 = (1 - S_{22} \Gamma_e)(1 - S_{33} \Gamma_m) - S_{32} \Gamma_m S_{23} \Gamma_e$$

$$\Delta_2 = 1 - S_{33} \Gamma_m$$

$$\Delta_3 = 1 - S_{22} \Gamma_e$$

$$\Delta_4 = \Delta_5 = 1$$

L'expression complète de la fonction de transfert du système s'écrit :

$$W = \frac{s_4}{e_1} = \frac{S_{41} \Delta_1}{\Delta} + \frac{S_{21} S_{42} \Gamma_e \Delta_2}{\Delta} + \frac{S_{31} S_{43} \Gamma_m \Delta_3}{\Delta} + \frac{(S_{21} S_{43} S_{32} + S_{31} S_{42} S_{23}) \Gamma_e \Gamma_m}{\Delta}$$

Défaut Référence Mesure Couplage
d'isolation

ANNEXE 2

Détermination de l'expression générale de l'interférogramme sous la forme d'une décomposition en série de Fourier

L'expression générale de notre fonction de transfert est de la forme :

$$W = \frac{\Gamma_a \Gamma_e}{1 - S_{22} \Gamma_e} + \Gamma_n$$

où :

- Γ_a : représente le coefficient d'atténuation de la branche de référence
- Γ_e : le coefficient de réflexion étalon,
- Γ_n : le coefficient de réflexion mesuré,
- S_{22} : le coefficient de réflexion du port de référence.

L'expression de la fonction interférométrique est obtenue en posant de manière générale $\Gamma = \rho(\cos \theta + j \sin \theta)$ et en calculant le carré du module de la fonction de transfert :

$$|W|^2 = \rho_n^2 + \frac{\rho_e^2 \rho_a^2 + 2 \rho_e \rho_n \rho_a \cos(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_e) - 2 \rho_e^2 \rho_n \rho_a \rho_{22} \cos(\Phi_n - \Phi_a + \Phi_{22})}{1 + \rho_{22}^2 \rho_e^2 - 2 \rho_e \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e)}$$

Le dénominateur de cette expression peut être mis sous la forme $(1 - \epsilon)$ avec :

$$\epsilon = 2 \rho_e \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) - \rho_{22}^2 \rho_e^2$$

Nous allons chercher une formulation générale de l'expression interférométrique sous la forme d'une décomposition en série de Fourier, en développant l'expression de $|W|^2$ pour des ordres successifs du développement limité :

$$\frac{1}{1 - \epsilon} \# 1 + \epsilon + \epsilon^2 + \dots$$

$$|W|^2 = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k \Phi_e) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k \Phi_e)$$

Calcul à l'ordre 1

Le développement limité s'écrit :

$$\frac{1}{1-\varepsilon} \# 1 + \varepsilon = 1 + 2 \rho_e \rho_a \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) - \rho_{22}^2 \rho_a^2$$

En négligeant le terme ε^2 on élimine du développement des termes d'ordre $\geq \rho_{22}^2$. Nous négligeons donc dans l'expression développée de la fonction interférométrique les termes de même rang.

d'où :

$$\frac{1}{1-\varepsilon} \# 1 + \varepsilon = 1 + 2 \rho_e \rho_a \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e)$$

et

$$\begin{aligned} |W|^2 &= \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2 + 2 \rho_n \rho_e \rho_a \cos(\Phi_e + \Phi_a - \Phi_n) + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) \\ &\quad + 2 \rho_e^2 \rho_n \rho_a \rho_{22} \cos(2\Phi_e + \Phi_a + \Phi_{22} - \Phi_n) \end{aligned}$$

Par identification, on obtient les coefficients a_0 , a_k et b_k sous la forme :

$$a_0 = \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2$$

$$a_1 = 2 \rho_e \rho_a \rho_n \cos \Phi_n + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos \Phi_{22}$$

$$b_1 = 2 \rho_e \rho_a \rho_n \sin \Phi_n - 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \sin \Phi_{22}$$

$$a_2 = 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22})$$

$$b_2 = 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22})$$

Calcul à l'ordre 2

En négligeant dans la fonction interférométrique et dans le développement limité les termes d'ordre $\geq \rho_{22}^3$ on obtient :

$$\frac{1}{1-\varepsilon} \# 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 \# 1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2 + 2 \rho_e \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) + 2 \rho_e^2 \rho_{22}^2 \cos(2\Phi_{22} + 2\Phi_e)$$

d'où :

$$\begin{aligned} |W|^2 = & \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2 [1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2] + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) + 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \cos(2\Phi_{22} + 2\Phi_e) \\ & + 2 \rho_e \rho_a \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_e - \Phi_a) + 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \cos(\Phi_{22} + 2\Phi_e - \Phi_n + \Phi_a) \\ & + 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_n \rho_{22}^2 \cos(\Phi_n - 2\Phi_{22} - 3\Phi_e - \Phi_a) \end{aligned}$$

On obtient comme expression des coefficients de la série de Fourier :

$$\begin{aligned} a_0 &= \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2 [1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2] \\ a_1 &= 2 \rho_e \rho_a \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a) + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos \Phi_{22} \\ b_1 &= 2 \rho_e \rho_a \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a) - 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \sin \Phi_{22} \\ a_2 &= 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22}) + 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \cos 2\Phi_{22} \\ b_2 &= 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22}) - 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \sin 2\Phi_{22} \\ a_3 &= 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_{22}^2 \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - 2\Phi_{22}) \\ b_3 &= 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_{22}^2 \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - 2\Phi_{22}) \end{aligned}$$

Calcul à l'ordre 3 :

En négligeant dans la fonction interférométrique et dans le développement limité les termes d'ordres $\geq \rho_{22}^4$ on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{1}{1-\varepsilon} \# 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \varepsilon^3 \# 1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2 + 2 \rho_e \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) + 2 \rho_e^2 \rho_{22}^2 \cos(2\Phi_{22} + 2\Phi_e) \\ + 2 \rho_e^3 \rho_{22}^3 \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) + 2 \rho_e^3 \rho_{22}^3 \cos(3\Phi_{22} + 3\Phi_e) \end{aligned}$$

et :

$$\begin{aligned}
 |W|^2 = & \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2 [1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2] + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) + 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \cos(2\Phi_{22} + 2\Phi_e) \\
 & + 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) + 2 \rho_e \rho_a \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_e - \Phi_a) \\
 & + 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \cos(\Phi_{22} + 2\Phi_e - \Phi_n + \Phi_a) + 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_n \rho_{22}^2 \cos(\Phi_n - 2\Phi_{22} - 3\Phi_e - \Phi_a) \\
 & + 2 \rho_e^4 \rho_a \rho_{22}^3 \rho_n \cos(\Phi_n - 3\Phi_{22} - 4\Phi_e - \Phi_a) + 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \cos(3\Phi_{22} + 3\Phi_e)
 \end{aligned}$$

d'où :

$$\begin{aligned}
 a_0 &= \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2 [1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2] \\
 a_1 &= 2 \rho_e \rho_a \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a) + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos \Phi_{22} + 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \cos \Phi_{22} \\
 b_1 &= 2 \rho_e \rho_a \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a) - 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \sin \Phi_{22} - 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \sin \Phi_{22} \\
 a_2 &= 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22}) + 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \cos 2\Phi_{22} \\
 b_2 &= 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22}) - 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \sin 2\Phi_{22} \\
 a_3 &= 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_{22}^2 \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - 2\Phi_{22}) + 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \cos 3\Phi_{22} \\
 b_3 &= 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_{22}^2 \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - 2\Phi_{22}) - 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \sin 3\Phi_{22} \\
 a_4 &= 2 \rho_e^4 \rho_a \rho_{22}^3 \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - 3\Phi_{22}) \\
 b_4 &= 2 \rho_e^4 \rho_a \rho_{22}^3 \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - 3\Phi_{22})
 \end{aligned}$$

Calcul à l'ordre 4 :

En négligeant dans la fonction interférométrique et dans le développement limité les termes d'ordre $\geq \rho_{22}^5$ on obtient :

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{1-\varepsilon} \# 1 + \varepsilon + \varepsilon^2 + \varepsilon^3 + \varepsilon^4 \# 1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2 + \rho_e^4 \rho_{22}^4 + (2 \rho_e \rho_{22} + 2 \rho_e^3 \rho_{22}^3) \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) \\
 & + (2 \rho_e^2 \rho_{22}^2 + 2 \rho_e^4 \rho_{22}^4) \cos(2\Phi_{22} + 2\Phi_e) + 2 \rho_e^3 \rho_{22}^3 \cos(3\Phi_{22} + 3\Phi_e) + 2 \rho_e^4 \rho_{22}^4 \cos(4\Phi_{22} + 4\Phi_e)
 \end{aligned}$$

et :

$$\begin{aligned}
|W|^2 = & \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2 [1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2 + \rho_e^4 \rho_{22}^4] + (2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} + 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3) \cos(\Phi_{22} + \Phi_e) \\
& + (2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 + 2 \rho_e^6 \rho_a^2 \rho_{22}^4) \cos(2\Phi_{22} + 2\Phi_e) + 2 \rho_e \rho_a \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_e - \Phi_a) \\
& + 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \cos(\Phi_{22} + 2\Phi_e - \Phi_n + \Phi_a) + 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_n \rho_{22}^2 \cos(\Phi_n - 2\Phi_{22} - 3\Phi_e - \Phi_a) \\
& + 2 \rho_e^4 \rho_a \rho_{22}^3 \rho_n \cos(\Phi_n - 3\Phi_{22} - 4\Phi_e - \Phi_a) + 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \cos(3\Phi_{22} + 3\Phi_e) \\
& + 2 \rho_e^6 \rho_a^2 \rho_{22}^4 \cos(4\Phi_{22} + 4\Phi_e) + 2 \rho_e^5 \rho_a \rho_{22}^4 \rho_n \cos(4\Phi_{22} - \Phi_n + 5\Phi_e + \Phi_a)
\end{aligned}$$

d'où :

$$\begin{aligned}
a_0 &= \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2 [1 + \rho_e^2 \rho_{22}^2 + \rho_e^4 \rho_{22}^4] \\
a_1 &= 2 \rho_e \rho_a \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a) + 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \cos \Phi_{22} + 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \cos \Phi_{22} \\
b_1 &= 2 \rho_e \rho_a \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a) - 2 \rho_e^3 \rho_a^2 \rho_{22} \sin \Phi_{22} - 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \sin \Phi_{22} \\
a_2 &= 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22}) + 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \cos 2\Phi_{22} + 2 \rho_e^6 \rho_a^2 \rho_{22}^4 \cos 2\Phi_{22} \\
b_2 &= 2 \rho_e^2 \rho_a \rho_{22} \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - \Phi_{22}) - 2 \rho_e^4 \rho_a^2 \rho_{22}^2 \sin 2\Phi_{22} - 2 \rho_e^6 \rho_a^2 \rho_{22}^4 \sin 2\Phi_{22} \\
a_3 &= 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_{22}^2 \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - 2\Phi_{22}) + 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \cos 3\Phi_{22} \\
b_3 &= 2 \rho_e^3 \rho_a \rho_{22}^2 \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - 2\Phi_{22}) - 2 \rho_e^5 \rho_a^2 \rho_{22}^3 \sin 3\Phi_{22} \\
a_4 &= 2 \rho_e^4 \rho_a \rho_{22}^2 \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - 3\Phi_{22}) + 2 \rho_e^6 \rho_a^2 \rho_{22}^4 \cos 4\Phi_{22} \\
b_4 &= 2 \rho_e^4 \rho_a \rho_{22}^2 \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - 3\Phi_{22}) - 2 \rho_e^6 \rho_a^2 \rho_{22}^4 \sin 4\Phi_{22} \\
a_5 &= 2 \rho_e^5 \rho_a \rho_{22}^4 \rho_n \cos(\Phi_n - \Phi_a - 4\Phi_{22}) \\
b_5 &= 2 \rho_e^5 \rho_a \rho_{22}^4 \rho_n \sin(\Phi_n - \Phi_a - 4\Phi_{22})
\end{aligned}$$

On voit apparaître une récurrence qui permet l'écriture des termes a_0 , a_k et b_k sous la forme :

$$\begin{aligned}
a_0 &= \rho_n^2 + \rho_e^2 \rho_a^2 \sum_{l=0}^{\infty} (\rho_e \rho_{22})^{2l} \\
a_k &= 2 \rho_e (\rho_e \rho_{22})^{(k-1)} \rho_n \rho_a \cos(\Phi_n - \Phi_a - (k-1)\Phi_{22}) + 2 \rho_e^2 \rho_a^2 (\rho_e \rho_{22})^k \sum_{l=0}^{\infty} (\rho_e \rho_{22})^{2l} \cos k\Phi_{22} \\
b_k &= 2 \rho_e (\rho_e \rho_{22})^{(k-1)} \rho_n \rho_a \sin(\Phi_n - \Phi_a - (k-1)\Phi_{22}) - 2 \rho_e^2 \rho_a^2 (\rho_e \rho_{22})^k \sum_{l=0}^{\infty} (\rho_e \rho_{22})^{2l} \sin k\Phi_{22}
\end{aligned}$$

$$\text{Or, } \sum_{l=0}^{\infty} (\rho_e \rho_{22})^{2l} = \frac{1}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2}$$

On obtient donc finalement :

$$a_0 = \rho_n^2 + \frac{\rho_e^2 \rho_a^2}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2}$$

$$a_k = 2 \rho_e (\rho_e \rho_{22})^{(k-1)} \rho_n \rho_a \cos(\Phi_n - \Phi_a - (k-1) \Phi_{22}) + 2 \frac{\rho_e^2 \rho_a^2 (\rho_e \rho_{22})^k}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} \cos k \Phi_{22}$$

$$b_k = 2 \rho_e (\rho_e \rho_{22})^{(k-1)} \rho_n \rho_a \sin(\Phi_n - \Phi_a - (k-1) \Phi_{22}) - 2 \frac{\rho_e^2 \rho_a^2 (\rho_e \rho_{22})^k}{1 - \rho_e^2 \rho_{22}^2} \sin k \Phi_{22}$$

RESUME

La mesure de la teneur en eau des matériaux solides ou liquides est un problème ancien, qui reste néanmoins posé compte tenu notamment de l'évolution de cahiers des charges de plus en plus exigeants. Ce mémoire correspond au premier travail réalisé au Centre Hyperfréquences et Semi-conducteurs pour définir un capteur de contrôle d'humidité par micro-ondes.

Les systèmes de mesure de coefficients de réflexion et de transmission opérant en laboratoire ayant été exclus a priori, le type de dispositif retenu, particulièrement simple et original, est un pont interférométrique multi-état. Après l'exposé de ses principes, il est procédé à une étude détaillée de son fonctionnement, validée par la mise en oeuvre d'un prototype à 1.5 GHz constitué d'éléments du commerce.

Une brève analyse des causes d'erreurs systématiques intervenant dans les systèmes de test hyperfréquences permet d'appliquer le formalisme de correction d'erreurs utilisé dans les analyseurs de réseau vectoriels, et d'améliorer ainsi les performances du système.

Après avoir justifié la décision d'un capteur d'humidité fondé sur la mesure de la phase du coefficient de transmission du matériau, nous avons abordé sa réalisation en technologie hybride microruban. L'ensemble de ce travail est ainsi un élément de réponse à des problèmes précis posés par la mesure industrielle.



Mots clés :

Micro-ondes	Microwaves
Interféromètre multi-état	Multistate interferometer
Coefficient de réflexion	Reflection coefficient
Coefficient de transmission	Transmission coefficient
Capteur de contrôle d'humidité	Moisture Sensor