

50376  
1992  
13

50376  
1992  
13

N° d'ordre : 880

**THESE**

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**

**Spécialité : ELECTRONIQUE**

par

Touami LASRI

**CONCEPTION ET EXPERIMENTATION D'UN CAPTEUR MICRO-ONDE**

**DESTINE A LA MESURE D'HUMIDITE**



soutenue le 20 février 1994 devant la Commission d'Examen

Membres du jury :	MM. E. CONSTANT	Président
	Y. LEROY	Directeur de Thèse
	B. DUJARDIN	Directeur de Thèse
	L. RACZY	Rapporteur
	A. PRIOU	Rapporteur
	A. CHAPOTON	Examineur
	F. THOMPSON	Examineur
	C. PHILAMENT	Examineur



Ce travail a été effectué au Centre Hyperfréquences et Semi-Conducteurs (C.H.S) de l'Université des Sciences et Techniques de Lille Flandres Artois, dirigé par Monsieur le Professeur G. SALMER.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur E. CONSTANT qui me fait l'honneur de présider la commission d'examen.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance envers Monsieur le Professeur Y. LEROY ainsi que Monsieur B. DUJARDIN Maître de Conférence, qui ont assuré conjointement la direction de ce travail. Je leur exprime ma gratitude pour l'aide constante qu'ils m'ont apportée.

Que Monsieur A. PRIOU, Docteur es-Sciences de la D.G.A.- DRET et Monsieur L. RACZY, Professeur à l'Université de Lille, soient ici remerciés de l'honneur qu'ils me font en jugeant ce travail.

Je remercie Monsieur A. CHAPOTON, Professeur à l'Université de Lille, pour les entretiens fructueux qu'il m'a accordé et pour sa participation à la commission d'examen. Mes sincères remerciements vont à Monsieur C. PHILAMENT, Responsable régulation et capteurs à la Société Générale Sucrière à Epeville (58), et Monsieur F. THOMPSON, Principal Lecturer, Manchester Polytechnic (G.B) qui me font l'honneur de participer au jury.

Que tous mes camarades étudiants du laboratoire, et en particulier Mrs P. Waro, A. Benlarbi et P. Dehour veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour la sympathie qu'ils m'ont témoignée.

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

- à Mme DELOS, Mme LEPILLIET et M. PLAYEZ de la Centrale de Caractérisation
- à M. VANDERMOERE, M. FRANCOIS et Mme MIENS de la Centrale de Technologie
- à Mrs JENNEQUIN, MICHON et ANDRIES de l'Atelier de Mécanique
- à M. RINGOT de l'Atelier d'Electronique
- à M. DEHORTER, qui a réalisé l'impression de ce mémoire.

## **TABLE DES MATIERES**

## TABLE DES MATIERES.

<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre 1 : Etude des cellules de mesure.</b>	<b>7</b>
<b>1.1 Introduction.</b>	<b>8</b>
<b>1.2 Définition des structures de mesure.</b>	<b>8</b>
1.2.1 Choix de la technique de mesure.	8
1.2.2 Choix de la structure de mesure.	9
<b>1.3 Cellule guide d'onde.</b>	<b>10</b>
1.3.1 Conception et réalisation de la cellule.	10
1.3.1.1 Conception de la cellule.	10
1.3.1.2 Test des antennes.	12
1.3.1.3 Cellules réalisées.	12
1.3.2 Mesures à l'analyseur de réseau.	13
1.3.2.1 Reproductibilité et définition d'un mode opératoire.	13
1.3.2.2 Résultats des mesures.	13
1.3.3 Détermination de $\epsilon^*$ à partir des paramètres S.	15
1.3.3.1 Introduction.	15
1.3.3.2 Rappel des différentes techniques de mesures de la permittivité.	16
1.3.3.3 Calcul des paramètres S.	17
1.3.3.3 Extraction de la permittivité complexe à partir des $S_{21}$ .	22
1.3.4.3 Analyse et détermination des erreurs affectant la mesure de la permittivité complexe.	27
<b>1.4 Cellule in-situ.</b>	<b>32</b>
1.4.1 Description de la cellule.	32
1.4.2 Mesure à l'analyseur de réseau.	32
1.4.3 Possibilité de calcul de la matrice S du quadripôle sous test.	33
<b>1.5 Conclusion.</b>	<b>34</b>

<b>Chapitre 2 : Modélisation et simulation du fonctionnement du pont interférométrique</b>	<b>41</b>
<b>2.1 Introduction.</b>	<b>42</b>
<b>2.2 Principe du pont interférométrique.</b>	<b>43</b>
2.2.1 Principe.	43
2.2.2 Schéma du circuit hybride.	44
<b>2.3 Caractérisation des composants commerciaux.</b>	<b>45</b>
2.3.1 Circulateurs et isolateurs.	45
2.3.2 Atténuateur commandé en tension HMR 11000.	46
2.3.3 Charge de référence.	47
<b>2.4 Conception des composants.</b>	<b>48</b>
2.4.1 Coupleurs -3dB/-90°.	48
2.4.2 Coupleur -6 dB/-90°.	49
<b>2.5 Conception et simulation du pont interférométrique.</b>	<b>50</b>
2.5.1 Implantation du schéma sur M.D.S.	50
2.5.2 Simulation de la matrice S.	51
2.5.3 Comparaison avec la méthode des graphes de fluence.	52
2.5.3.1 Principe de la méthode par graphe de fluence.	52
2.5.3.2 Critique de la méthode.	53
2.5.4 Simulation et acquisition de l'interférogramme.	54
2.5.5 Simulation de l'extraction du coefficient de transmission et marges d'erreur.	54
2.5.5.1 Approximation de l'interférogramme.	54
2.5.5.2 Mise en oeuvre de la méthode.	55
2.5.5.3 Résultats de simulation	56
2.5.6 Correction des erreurs vectorielles.	56
2.5.6.1 Principe de la correction vectorielle.	56
2.5.6.2 Modélisation des erreurs en transmission.	57
2.5.6.3 Correction du coefficient de transmission.	58
2.5.6.4 Simulation de la correction du coefficient de transmission.	58
2.5.6.5 Résultat de simulation.	59

<b>2.6 Conclusion.</b>	<b>59</b>
<b>Chapitre 3 : Réalisation et mise en oeuvre du capteur de mesure de l'humidité</b>	<b>63</b>
<b>3.1 Introduction.</b>	<b>64</b>
<b>3.2 Réalisation du capteur.</b>	<b>65</b>
3.2.1 Réalisation de la partie hyperfréquence.	65
3.2.2 Mesure de la matrice de dispersion à l'analyseur de réseau	66
3.2.3 Environnement basse fréquence et micro-informatique.	67
<b>3.3 Mise en oeuvre du capteur de mesure de l'humidité.</b>	<b>68</b>
3.3.1 Test du système.	68
3.3.1.1 Mesure de phase.	68
3.3.1.2 Mesure d'atténuation.	68
3.3.1.3 Influence des conditions extérieures.	69
3.3.2 Etude de $ S_{21} $ et $\phi_{21}$ sur cellule guide d'onde en fonction du taux d'humidité H.	70
3.3.2.1 Résultats de mesure .	70
3.3.2.2 Remarques sur l'évolution de $\phi_{21}$ en fonction de H.	71
3.3.3 Etude de $ S_{21} $ et $\phi_{21}$ sur cellule in situ en fonction du taux d'humidité H.	72
3.3.4 Remarques sur les performances du capteur.	73
<b>3.4 Perfectionnements envisagés dans la conception du capteur d'humidité.</b>	<b>73</b>
3.4.1 Réalisation de détecteurs.	74
3.4.1.1 Simulation du détecteur.	74
3.4.1.3 Réalisation et test du détecteur.	75
3.4.2. Réalisation de la charge de référence en structure hybride.	75
3.4.3 Réalisation d'une source stabilisée.	77
3.4.3.1 Principe.	77
3.4.3.2. Simulation du discriminateur.	78
3.4.3.3 Réalisation de l'asservissement de fréquence.	78
3.4.4 Prospectives.	78
3.4.4.1 Réalisation d'une structure modulaire.	78
3.4.4.2 Notion de capteur intelligent.	78

3.4.4.3 Capteur pour matériau en nappe	79
<b>3.5 Conclusion.</b>	<b>79</b>
<b>Conclusion</b>	<b>83</b>
<b>Conclusion</b>	<b>84</b>
<b>Annexes</b>	<b>86</b>
<b>Annexe A : Méthode de Newton-Raphson.</b>	<b>87</b>
<b>Annexe B : Systèmes commerciaux de mesure d'humidité en micro-ondes</b>	<b>90</b>
<b>Annexe C : atténuateur HMR 11000</b>	<b>91</b>
<b>Résumé</b>	<b>92</b>

## **INTRODUCTION**

## INTRODUCTION.

Parmi les procédés de mesure de taux d'humidité dans les solides, seuls quelques uns résultent d'une mise en oeuvre relativement simple et méritent ainsi l'appellation de capteurs. Il s'agit notamment de systèmes mesurant un coefficient de réflexion ou de transmission, fonctionnant soit aux radiofréquences, soit en infrarouge, basés sur la dépendance entre l'indice complexe du matériau et sa teneur en eau.

Ces méthodes n'ayant pas répondu à tous les problèmes pratiques, des études ont été entreprises dans le domaine des micro-ondes qui présente les avantages suivants :

- la permittivité n'est pas influencée par la présence d'ions, alors qu'elle l'est aux radiofréquences.
- la propagation est moins influencée par la granulométrie du matériau qu'en infrarouge, compte tenu de l'ordre de grandeur des longueurs d'ondes.
- l'apparition récente sur le marché de nouveaux composants micro-ondes, tels que les MMIC, nous incitent à la conception de nouveaux systèmes.

L'étude d'un tel capteur comporte nécessairement deux parties :

- la première concerne la conception d'une cellule de mesure. Elle passe par l'étude des phénomènes de propagation dans le matériau [1, 2].
- la deuxième est consacrée au dispositif de mesure d'un coefficient de transmission ou de réflexion (amplitude et phase). A de rares exceptions [3,

4, 5], cet aspect de l'étude a été négligé. En effet, la plupart des auteurs [6, 7] se sont contentés d'utiliser un analyseur de réseau du commerce, c'est à dire un appareil de laboratoire non identifiable à un capteur de par sa complexité et son coût.

Les aspects du problème, que nous venons d'énoncer ont été abordés dans le groupe de recherche "Nouvelles Applications des Micro-ondes". Précédant notre étude, A. Lauer [8] et P. Heuchon [9] ont défini le principe et analysé le fonctionnement d'un pont de mesure interférométrique multi-état. Ils ont conçu un premier prototype fonctionnant à une fréquence de 1,5 GHz constitué de composants commerciaux, étudié en détail ses causes d'erreurs, défini des méthodes de calibrage, et réalisé des séries d'essais de mesures en transmission sur certains types de matériaux (graines et semences). Enfin, ils ont aussi amorcé une approche de réalisation du système en technologie hybride.

Pour notre part, nous avons poursuivi ce travail dans deux directions :

- l'étude approfondie de la cellule de mesure,
- la réalisation d'un pont de mesure dont la plupart des fonctions sont rassemblées dans un circuit en technologie hybride.

L'ensemble de l'étude, nous a permis d'aboutir à un prototype qui répond aux cahiers des charges définis par plusieurs utilisateurs, et peut déjà être considéré comme un produit semi-industriel.

Le premier chapitre est consacré aux cellules de mesure. Nous préférons opérer en transmission plutôt qu'en réflexion, de façon à bénéficier d'une plus grande interaction entre l'onde et le matériau. Deux types de cellules de mesure sont utilisés : l'une constituée d'un guide d'onde rempli du matériau à tester, associé à deux transitions guide-coaxial remplies d'un diélectrique faibles pertes; l'autre résultant d'une implantation dans le matériau à tester des deux transitions guide-coaxial précitées. Cette dernière méthode permet de définir un mode de mesure in-situ. Nous avons étudié les paramètres S de ces deux configurations, vérifié la précision et la reproductibilité des mesures et aussi défini une méthode de mesure de la permittivité complexe du matériau dans le cas de la cellule guide d'onde.

Le deuxième chapitre traite de la modélisation du pont interférométrique fonctionnant à 2450 MHz, fréquence retenue pour les applications I.S.M., conçu en

technologie hybride. Nous présentons une simulation de la mesure du coefficient de transmission, et mettons en oeuvre une correction des erreurs apportées par la structure micro-ondes, à l'aide des méthodes vectorielles utilisées sur les analyseurs de réseaux.

Le troisième chapitre décrit la réalisation de l'ensemble du capteur. Nous présentons les résultats des essais réalisés avec ce système. Puis nous proposons des sous-systèmes destinés à remplacer à terme certains des composants commerciaux encore utilisés dans cette version du capteur, tels que la source, les détecteurs et l'impédance étalon jugés trop onéreux.

## BIBLIOGRAPHIE

[1] M.N. AFSAR, J.R. BIRCH, R.N. CLARKE

"The measurement of the properties of materials."

Proceeding of the IEE, Vol.74, n°1, pp 183-199, January 1986.

[2] M.A. STUCHLY, S.S. STUCHLY

"Coaxial line reflection methods for measuring dielectric properties of biological substances at radio and microwave frequencies - A review."

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol IM-29, n°3, pp 176-182, Sept. 1980.

[3] J. DAVID, M. CRAMAN, R. CRAMPAGNE

"Capteur autonome de mesures automatiques de permittivités."

Journées d'études sur les mesures hyperfréquences. Carcassone 22-23 Novembre 1990.

[4] M. CRAMAN, J. DAVID, R. CRAMPAGNE

"Mesures de constantes diélectriques complexes à l'aide d'un dispositif autonome utilisant un ordinateur compatible PC."

Revue de physique appliquée - Mai 1990 - pp 469-474.

[5] H. GHANEM, G. ROUSSY, J.M. THIEBAUT

"Méthode de mesure automatique et simultanée de la permittivité et de la perméabilité des solides en guides d'ondes."

L'Onde Electrique - vol.68 (6), pp 75-81, novembre-décembre 1988.

[6] N. BELHADJ-TAHAR, A. FOURRIER-LAMER

"Utilisation pratique d'une cellule très large bande pour la mesure automatique de la permittivité de divers matériaux."

L'Onde Electrique - vol.68 n°1, pp 50-59, Janvier 1988.

[7] J. NESS

"Broad-band permittivity measurements using the semi-automatic network analyser."

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-33 n°11, pp 1222-1226, Novembre 1985.

[8] A. LAUER

"Conception d'un pont interférométrique micro-ondes multi-état."

Thèse de Troisième cycle, Lille, Juin 1989.

[9] P. HEUCHON

"Conception d'un pont interférométrique micro-ondes multi-état en vue de la mesure en micro-ondes d'un coefficient de réflexion ou de transmission."

Mémoire CNAM, Lille, Mars 1989.

## **Chapitre 1.**

### **ETUDE DES CELLULES DE MESURE.**

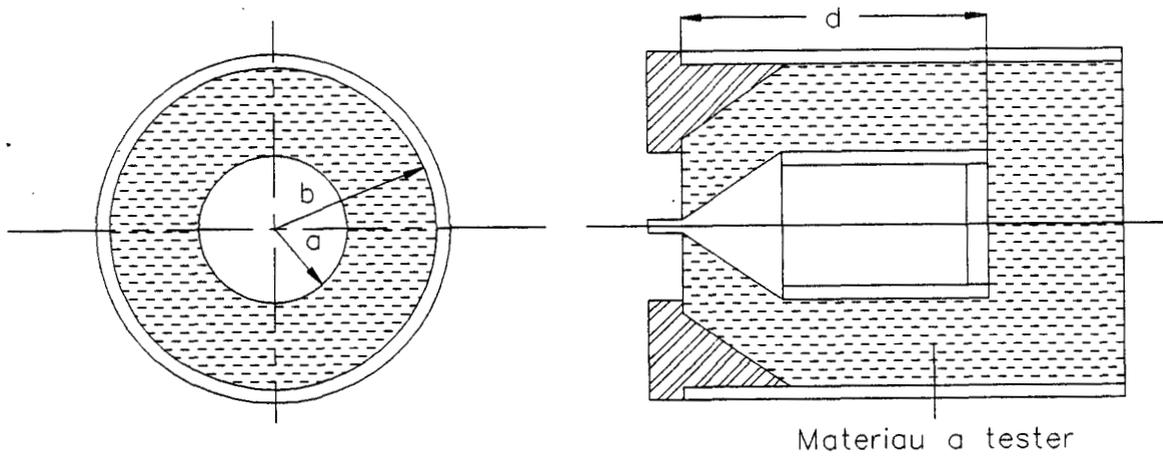


Figure 1.1 Structure coaxiale de mesure en reflexion.

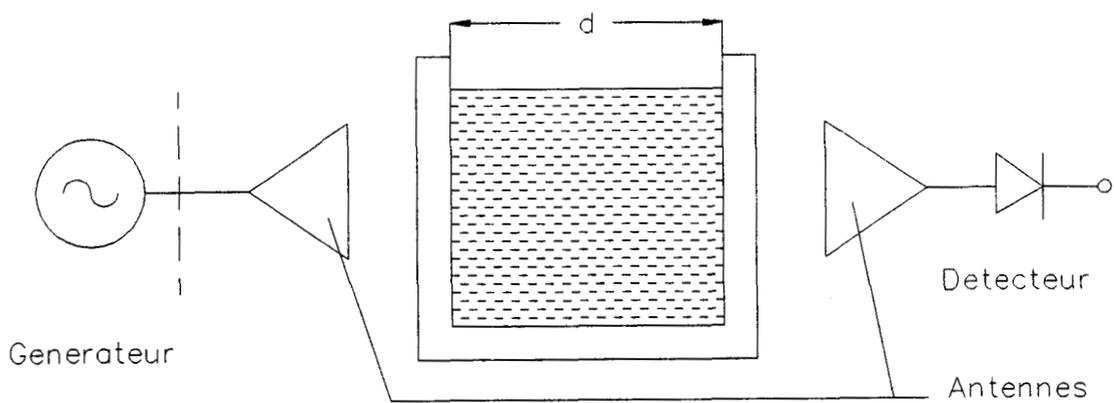


Figure 1.2 Mesure en transmission selon Kraszewski [3,4].

## 1.1 Introduction.

Dans ce chapitre, nous étudions les différentes cellules de mesure permettant le test du matériau. Dans le cadre de la mesure d'humidité et des propriétés diélectriques des matériaux en micro-ondes, plusieurs solutions ont été proposées par le passé. Lebrun [1], puis Thansandote [2] utilisent des structures guidées (coaxial ou guide d'onde) conduisant à une mesure du coefficient de réflexion (figure 1.1). D'autres auteurs mettent en oeuvre une propagation non guidée, par exemple Kraszewski [3, 4] utilise une cuve en plexiglas comme unité de mise en forme, associée à une mesure en transmission (figure 1.2).

Ainsi pour la mesure de l'humidité, nous pouvons opérer en mode guidé ou non, en réflexion ou en transmission.

## 1.2 Définition des structures de mesure.

### 1.2.1 Choix de la technique de mesure.

Alors qu'il existe plusieurs méthodes de mesure du taux d'humidité [5], notre choix s'est porté sur la mesure en hyperfréquences du coefficient de transmission. Plusieurs raisons nous ont conduit à choisir cette gamme de fréquence :

- les pertes par conduction (ions) et les effets de polarisation de type Maxwell-Wagner, qui ne sont pas obligatoirement liés à la teneur en eau du matériau, décroissent avec la fréquence. Ces effets sont, par conséquent, moins sensibles dans la gamme micro-ondes qu'aux radiofréquences.
- à contrario des méthodes par radiations ionisantes (utilisation de rayons gamma : systèmes Ohmart [6], Rutledge [7]) nous opérons avec des signaux non ionisants de très faibles niveaux de puissance sans danger pour l'opérateur.

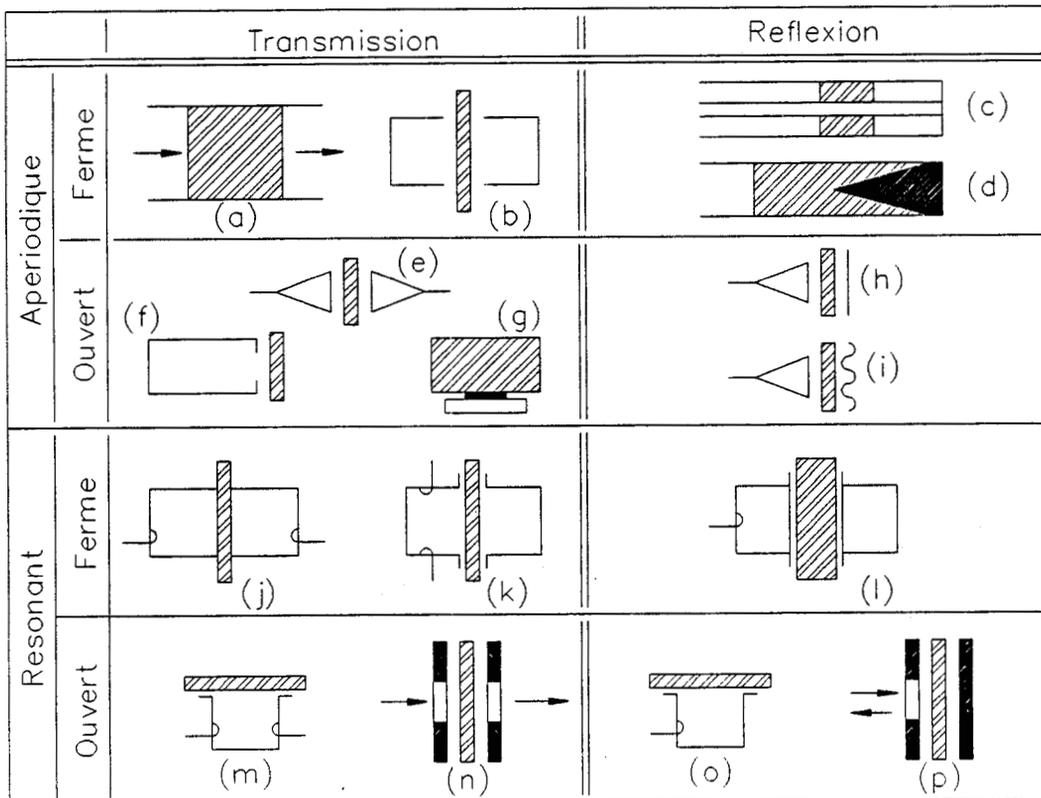


figure 1.3 Classification des capteurs microondes de mesure de l'humidite selon Kraszewski [10]

- comparé aux procédés chimiques (méthode de Karl Fischer [8]) notre procédé est non destructif; d'autre part, le temps de mesure est très court vis à vis, par exemple, de la méthode gravimétrique. Cette dernière méthode restant surtout utilisée pour l'étalonnage des systèmes de mesure du taux d'humidité des solides et des liquides.

Le taux d'humidité est un paramètre lié aux propriétés en volume du matériau. Par conséquent il correspond mieux à une mesure en transmission qu'en réflexion, cette dernière ne concernant que la région proche de la surface du matériau. Notons cependant que des appareils industriels tel par exemple, le système "Moisture Register Product" [9] opérant en, infrarouge utilisent le procédé en réflexion, ce qui nous paraît critiquable.

### 1.2.2 Choix de la structure de mesure.

Dans le cadre des structures de mesure en transmission, nous nous sommes inspirés des cellules utilisées par Kraszewski [10]. Celui-ci propose une classification des capteurs micro-ondes de mesure d'humidité en fonction de leur structure, tant pour les mesures en réflexion que pour les mesures en transmission (figure 1.3). Cette classification nous apparaît complète :

- les structures sont résonantes ou non (apériodiques),
- on opère en transmission ou en réflexion,
- les structures sont "fermées" ou "ouvertes". Dans cette dernière rubrique on s'attendrait à ce que les structures fermées correspondent à une propagation guidée, ce qui n'est pas toujours le cas (figure 1.3.b ,j ,k ,l).

Les situations que nous avons retenues sont les suivantes :

- une structure "apériodique fermée" (figure 1.3.a) mettant en oeuvre une propagation mono-mode  $TE_{01}$  dans le matériau à tester. Dans la suite de ce travail, cette structure sera appelée "cellule guide d'onde" (figure 1.4).
- une structure "apériodique ouverte" (figure 1.3.e) pour laquelle les antennes sont des tronçons de guides rectangulaires fonctionnant en mode  $TE_{01}$  mais où la propagation dans le matériau est multimode (elle n'est pas TEM compte tenu des effets de champ proche). Cette structure sera appelée "cellule in-situ"

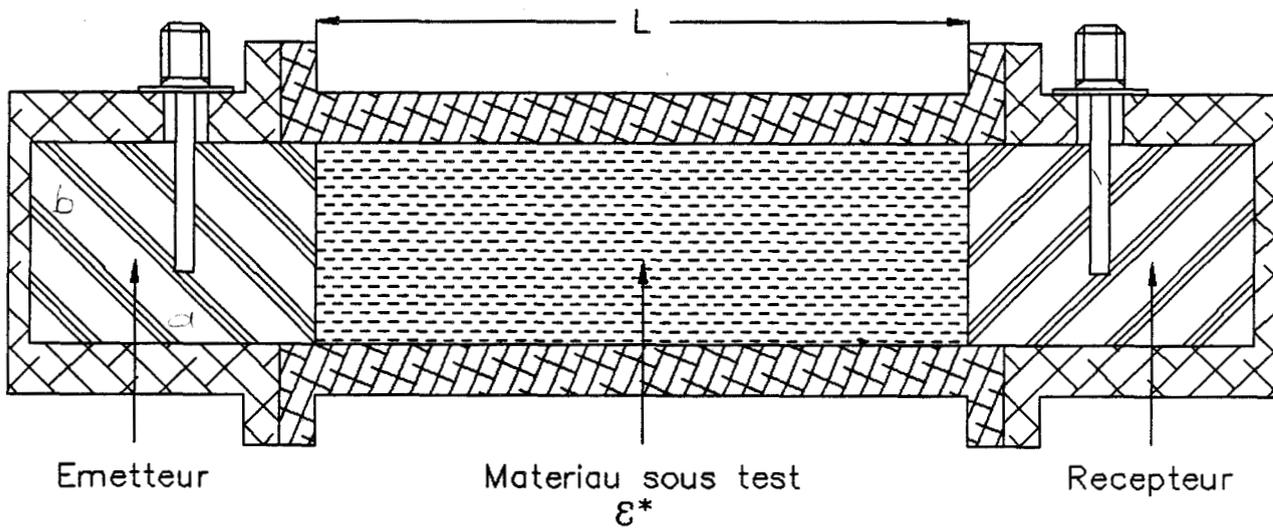


figure 1.4 Cellule guide d'onde.

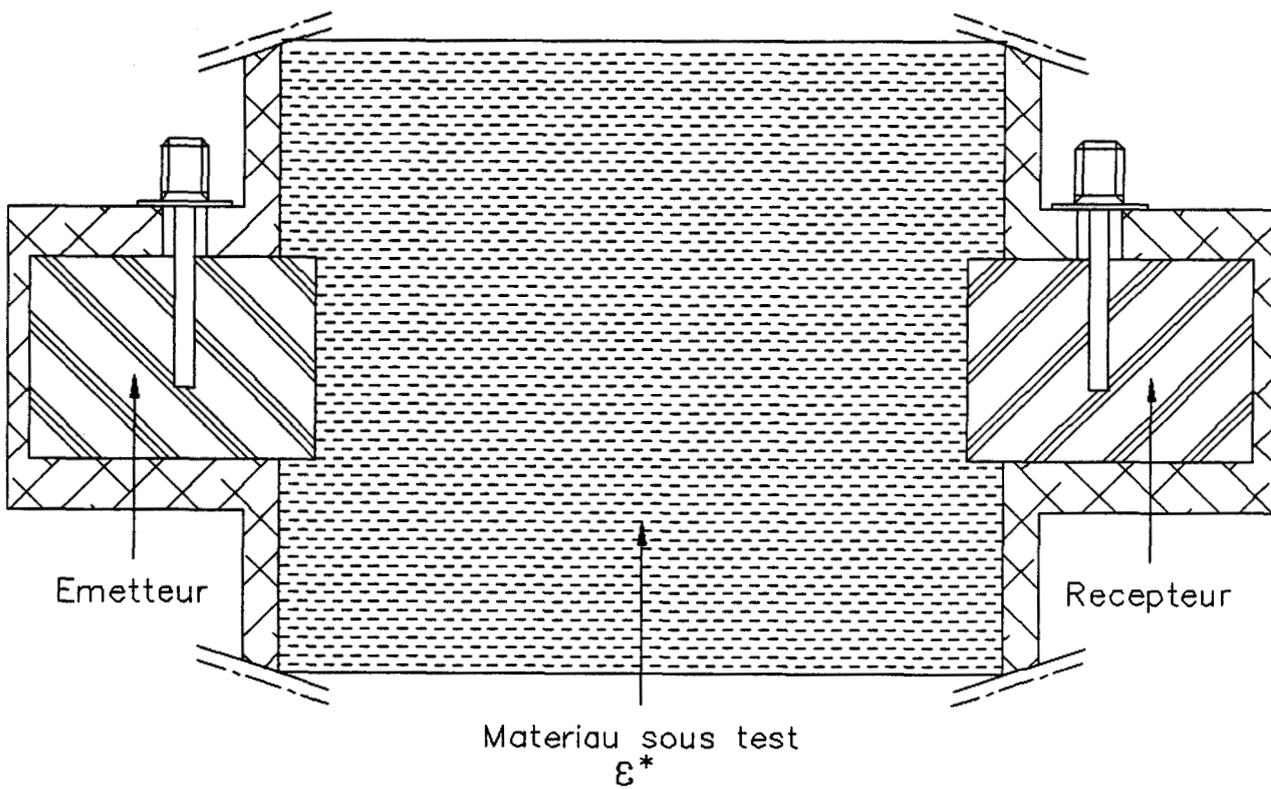


figure 1.5 Cellule in-situ.

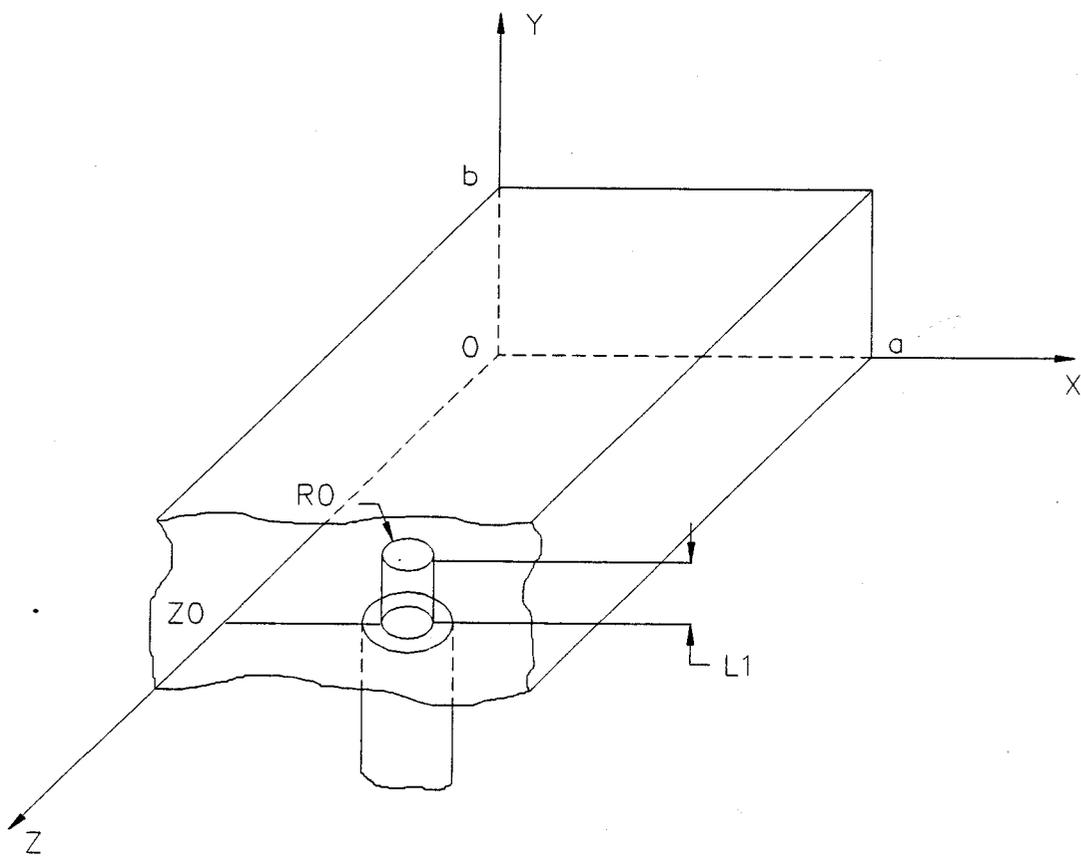


figure 1.6 Representation de l'antenne.

puisqu'elle résulte de l'implantation des deux antennes dans le matériau (figure 1.5).

### 1.3 Cellule guide d'onde.

#### 1.3.1 Conception et réalisation de la cellule.

##### 1.3.1.1 Conception de la cellule.

La cellule guide d'onde est réalisée à partir d'un tronçon de guide rectangulaire rempli du matériau à étudier, celui-ci étant placé dans le prolongement de transitions guide-coaxial constituant les deux antennes (figure 1.4).

Les dimensions du guide sont telles que le mode de propagation soit  $TE_{01}$  à la fréquence de 2450 MHz. Cette fréquence, attribuée aux applications I.S.M est compatible avec la cellule "in-situ" qui est susceptible de rayonner aux environs du capteur.

La permittivité relative du diélectrique ( $\epsilon_d$ ) emplissant le tronçon de guide métallique de dimensions a et b (figure 1.6) est choisie proche de la valeur présumée de la permittivité ( $\epsilon^*$ ) du matériau à tester, afin de minimiser les phénomènes de réflexion à l'interface guide-échantillon [11].

Considérons par exemple des taux d'humidité H (rapport entre le volume d'eau et le volume du matériau anhydre) inférieurs à 16 %. Les permittivités des matériaux courants et peu polaires sur lesquels nous allons opérer sont alors comprises entre 2 et 7 [12, 13, 14]. Il nous a semblé judicieux de retenir la permittivité  $\epsilon_d = 4$  pour le matériau contenu dans les antennes. Dans ces conditions et en choisissant un rapport b/a voisin de deux de façons à minimiser les pertes du guide, les dimensions du guide retenues, a = 2,8 cm et b = 5,8 cm, sont compatibles avec un fonctionnement mono-mode. Pour des taux d'humidité plus élevés, il est prévu d'utiliser des antennes remplies d'un matériau de permittivité  $\epsilon_d$  plus important.

La transition guide-coaxial qui permet la connexion de la cellule au système de mesure proprement dit, est réalisée à partir d'une fiche de type "OSM" terminée par une antenne filaire plongeant dans le diélectrique du guide rectangulaire. Cette transition

assure le passage du mode de propagation TEM ( guide coaxial) au mode de propagation TE<sub>01</sub> (guide rectangulaire). La taille de l'antenne filaire (L<sub>1</sub>) et sa position par rapport au plan de court-circuit du guide (Z<sub>0</sub>) sont calculées à l'aide d'un logiciel développé au laboratoire par Nguyen [15], de telle sorte que l'adaptation soit réalisée.

La mesure est basée sur l'évolution de la permittivité complexe du matériau résultant d'une variation du taux d'humidité H. Cette évolution de (ε\*) conduit à une variation de l'atténuation et du déphasage de la cellule. La longueur de la cellule (L) est choisie de façon telle que l'erreur sur le déphasage soit compatible avec celle que l'on souhaite obtenir sur le taux d'humidité. Ce choix nécessite la connaissance des permittivités ε\*, ou du moins de leur valeurs approchées. L'exemple qui suit concerne le sable de Pyla dont nous connaissons la permittivité fonction de H (tableau 1.1) [16].

H %	9	10	11	12	13	14	15
ε <sub>r</sub> '	2,9	2,975	3,05	3,125	3,2	3,275	3,375
ε <sub>r</sub> "	0,065	0,074	0,082	0,09	0,098	0,107	0,115

Tableau 1.1 Permittivité relative du sable de Pyla pour divers taux d'humidité à 2450 MHz.

Pour un tel matériau présentant des pertes relativement faibles, on peut admettre que le déphasage ne dépend que de ε<sub>r</sub>'. Pour H compris entre 9 % et 15 %, ε<sub>r</sub>' varie entre ε<sub>1</sub>' = 2,9 et ε<sub>2</sub>' = 3,375; la variation de déphasage Δφ pour ΔH = 0,1 % doit être d'environ 1°, erreur attendue sur la mesure de phase. Une variation de ΔH de 6 % nous conduit par conséquent à choisir une variation minimale de 60° de Δφ.

La longueur L de la cellule satisfait à la relation :

$$\Delta\phi = (\beta_2 - \beta_1)L \tag{1.1}$$

où les constantes de phase β<sub>i</sub> sont données par :

$$\beta_i = \frac{2\pi}{\lambda_0} \left[ \frac{\epsilon_i' - p}{2} \left( 1 + \sqrt{1 + \left( \frac{\epsilon_i''}{\epsilon_i' - p} \right)^2} \right) \right]^{1/2} \tag{1.2}$$

où :

$$p = \left( \frac{\lambda}{\lambda_c} \right)^2 : p=0 \text{ en propagation libre,}$$

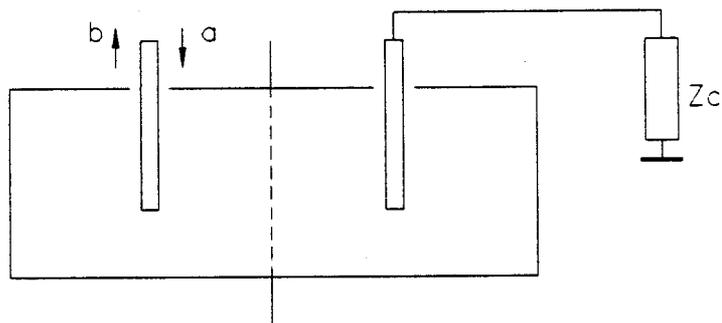


figure 1.7.a Configuration de test a l'analyseur de reseaux de la transition guide-coaxial en reflexion.

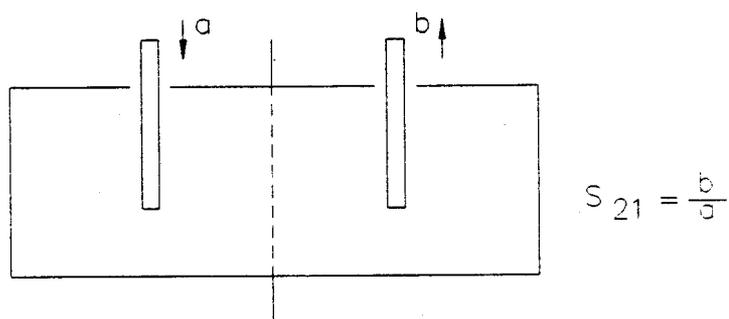


figure 1.7.b Configuration de test a l'analyseur de reseau de la transition guide-coaxial en transmission

$\lambda_c$  : longueur d'onde de coupure en propagation guidée.

$\epsilon_i', \epsilon_i''$  avec  $i = 1, 2$  valeurs de permittivités ( $\epsilon_1'$  pour  $H = 9 \%$  et  $\epsilon_2'$  pour  $H = 15 \%$ ).

Pour un  $\Delta\phi$  de  $60^\circ$ , nous obtenons  $L = 14,4$  cm. Remarquons que dans ce cas, la phase est déterminée sans ambiguïté. Evidemment, ce choix de la longueur de la cellule peut être remis en question si l'on opère sur des matériaux dont l'évolution de permittivité est différente de celle considérée précédemment.

### 1.3.1.2 Test des antennes.

Après réalisation, un ensemble de deux antennes tête-bêche est testé en réflexion (figure 1.7.a) et en transmission (figure 1.7.b) sur analyseur de réseau. La figure 1.8 présente à titre d'exemple, les courbes obtenues pour un jeu d'antennes ( $\epsilon_d = 4$ ,  $a = 2.8$  cm et  $b = 5.8$  cm). Ces courbes font apparaître à 2450 MHz :

- 32,8 dB pour le module du coefficient de réflexion,
- 0,27 dB pour le module du coefficient de transmission.

Ces résultats apparaissent tout à fait satisfaisants.

### 1.3.1.3 Cellules réalisées.

Plusieurs cellules guide d'onde ont été réalisées, qui sont destinées à opérer avec des matériaux couvrant une large gamme de permittivités, et donc de taux d'humidité. Les caractéristiques sont données dans le tableau suivant :

$\epsilon_d$	a (cm)	b (cm)	L (cm)	Valeurs de $\epsilon_2'$ assurant un fonctionnement monomode
4	2,8	5,8	14,4	1,1 - 4,45
9	1,9	3,8	11,6	2,6 - 10,4
16	1,4	2,8	9	4,8 - 19,1

Tableau 1.2 Caractéristiques des cellules et gamme de permittivités mesurée.

Nous présentons des photographies de ces cellules (Photographies n°1 et 2); pour certaines d'entre elles, des orifices sont prévus dans le grand côté supérieur du guide afin d'humidifier le produit (cas du sable de chantier). Nous avons vérifié que ces orifices ne perturbent pas la propagation  $TE_{01}$ .

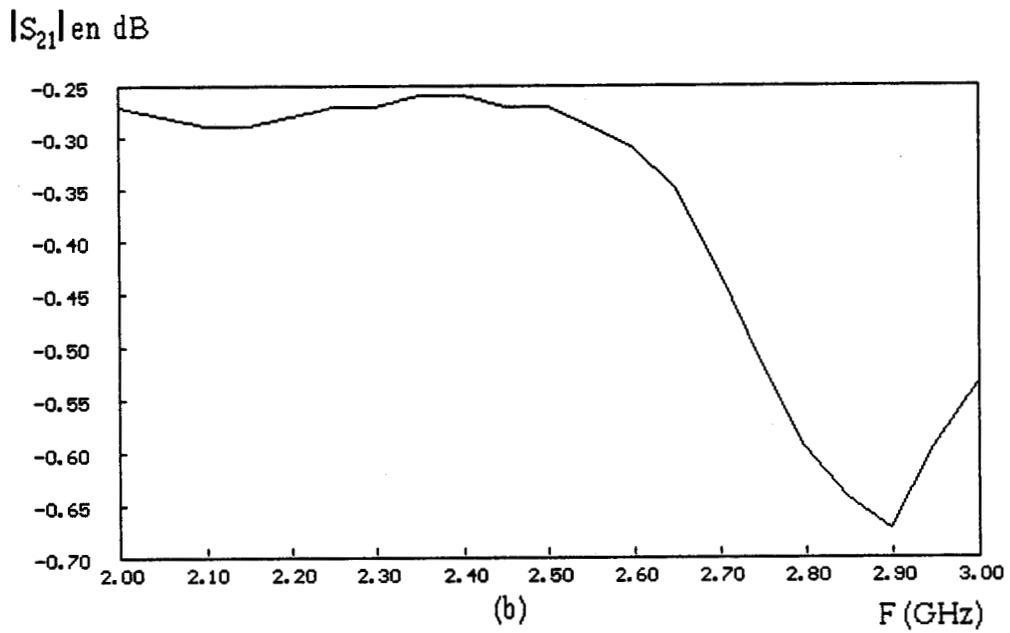
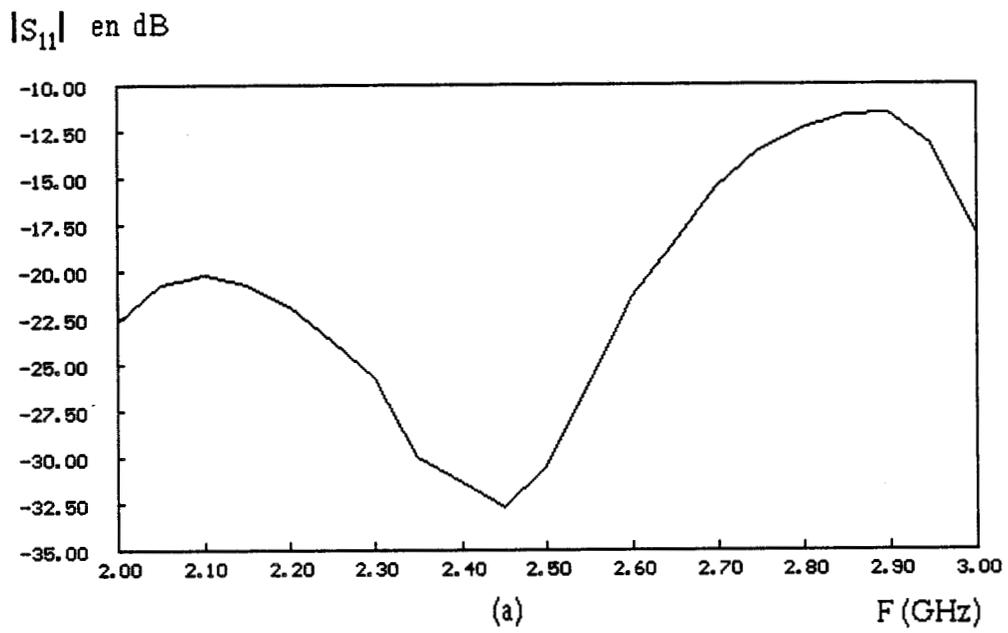


Figure 1.8 Test en réflexion (a) et en transmission (b) du jeu d'antennes (fig .1.7).

Photographie 1 : Cellule guide d'onde à 2450 MHz (  $a=2,8\text{cm}$ ,  $b=5,8\text{cm}$ ,  $L=14,4\text{cm}$  )

Photographie 2 : Cellule guide d'onde percées d'orifices destinés à l'humidification du matériau.

### 1.3.2 Mesures à l'analyseur de réseau.

#### 1.3.2.1 Reproductibilité et définition d'un mode opératoire.

Nous avons effectué plusieurs séries de mesures pour différents matériaux (argile de fonderie, sable de chantier, sucre en poudre, poudres textiles), et divers taux d'humidité afin de définir la reproductibilité de la mesure. La cellule utilisée a pour caractéristiques  $\epsilon_d = 4$ ,  $a = 2,8$  cm,  $b = 5,8$  cm,  $L = 14,4$  cm.

On connaît l'influence de la densité d'un matériau sur sa permittivité. Il nous a fallu définir un procédé mécanique reproductible permettant de retrouver un tassement identique de la cellule à chaque mesure. Ceci nous permet un contrôle suffisamment fin de la densité.

Ainsi, nous obtenons pour l'argile de fonderie et pour le sable de chantier une mesure reproductible à plus ou moins deux degrés. Elle est meilleure que le degré pour le sucre en poudre sec, et de l'ordre de plus ou moins trois degrés pour la poudre textile.

#### 1.3.2.2 Résultats des mesures.

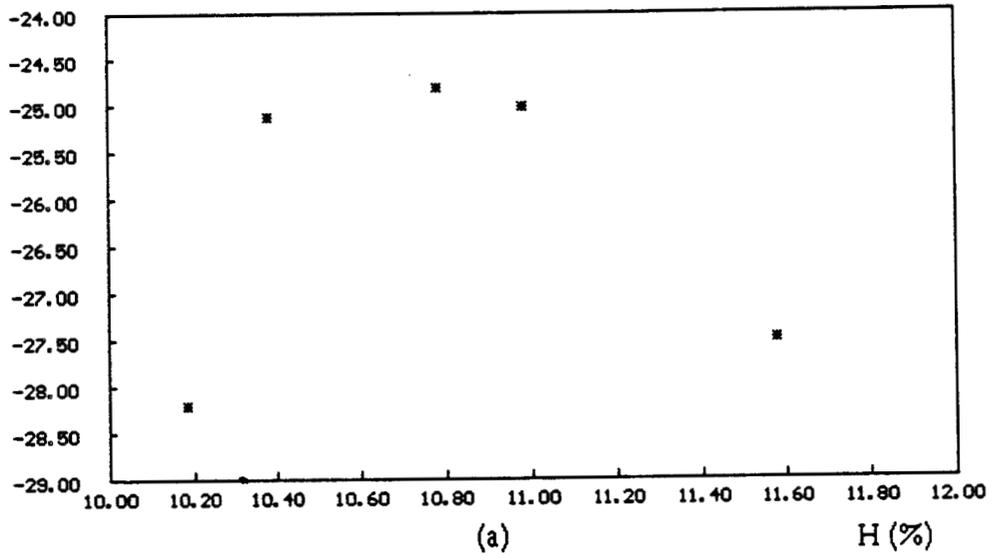
Après la définition du mode de remplissage de la cellule, les matériaux précités ont été successivement testés à l'aide de la cellule présentée précédemment (cf. § 1.3.1).

##### *a) Argile de fonderie (Bentonite).*

Des argiles nous ont d'abord été fournies par la Société Renault (Etablissements de Billancourt) avec des pourcentages d'humidité connus ( $10 \% < H < 12 \%$ ). Dans l'industrie automobile, ces argiles servent de "liant" à un produit appelé "sable de moulage" utilisé dans les moules de moteurs. Du taux d'humidité de ces argiles dépend la fiabilité du moule au cours de la coulée. Les résultats de mesures sont reportés figure 1.9. Ces courbes amènent les remarques suivantes :

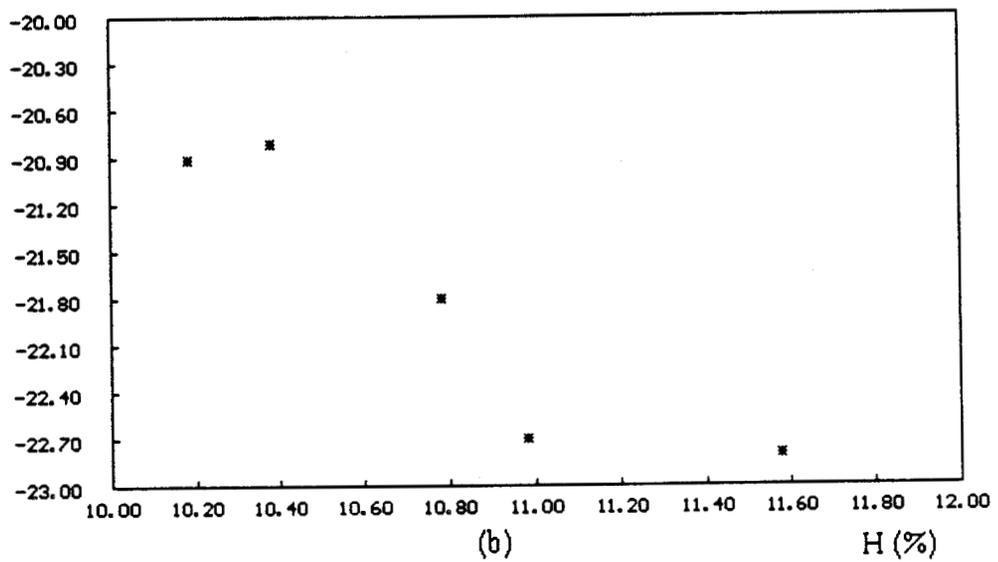
- la cellule est bien adaptée :  $|S_{11}| < -24$  dB
- elle présente une forte atténuation :  $|S_{21}| < -20$  dB
- l'écart de phase enregistré dans la gamme des taux d'humidité compris entre 10.2 et 11.6% est très important (environ  $24^\circ$  par point d'humidité).

$|S_{11}|$  en dB



(a)

$|S_{21}|$  en dB



(b)

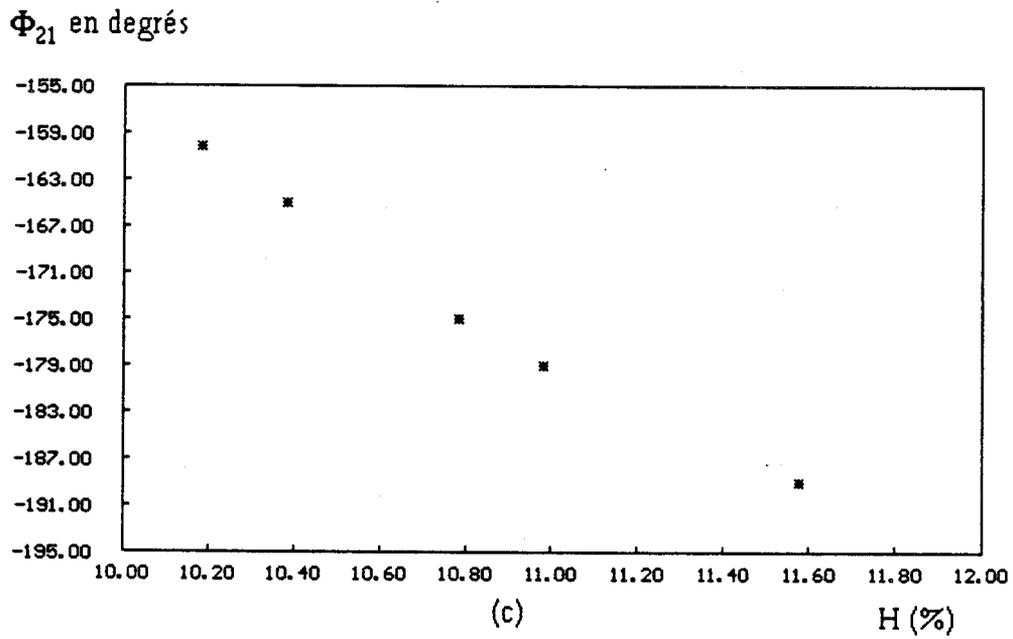


Figure 1.9 Résultats de mesure à l'analyseur de réseau de l'argile de fonderie à divers taux d'humidité pour  $F = 2450$  MHz.  
 (a) : module de  $S_{11}$  en dB,  
 (b) : module de  $S_{21}$  en dB,  
 (c) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

D'autres échantillons issus du cycle industriel, présentant divers taux d'humidité connus nous ont ensuite été fournis par la Société La Française de Mécanique de Douvrin. La mesure de ces derniers échantillons a montré que ce sable n'est pas un produit reproductible du fait même que sa constitution minérale évolue au cours du processus industriel (mélange de plusieurs constituants). En effet la différence de phase ( $\phi_{21}$ ) observée lors de la mesure de deux échantillons ayant le même taux d'humidité peut être supérieure à  $15^\circ$ . Compte tenu de l'écart de phase à mesurer (en moyenne  $60^\circ$ ) dans cette application ( $1\% < H < 6\%$ ), nous ne sommes pas capables de discerner une variation du taux d'humidité de  $0.1\%$ , précision demandée par l'industriel.

*b) Sable de chantier.*

La figure 1.10 présente les résultats de la mesure des paramètres S de la cellule remplie de sable en fonction du taux d'humidité H ( $0 < H < 22\%$ ). Cette courbe nous permet de donner les conclusions suivantes :

- adaptation correcte :  $-20 \text{ dB} < |S_{11}| < -9 \text{ dB}$
- forte variation de l'atténuation :  $-18 \text{ dB} < |S_{21}| < -0.6 \text{ dB}$
- variation quasi linéaire de la phase  $\phi_{21}$  avec une pente approximative de  $41^\circ$  par point d'humidité.

La mesure de  $\epsilon^*$ , qui sera effectuée à l'aide de la même cellule (cf. §1.3.3.3), nous permettra de déterminer dans quelles conditions la propagation est réellement mono-mode.

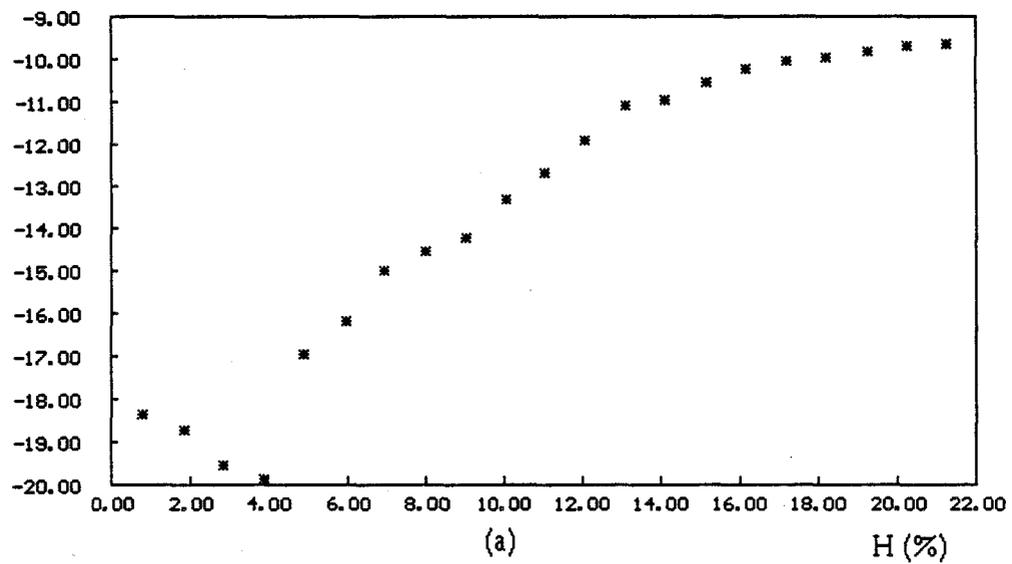
*c) Sucre en poudre.*

La figure 1.11 présente les résultats obtenus.

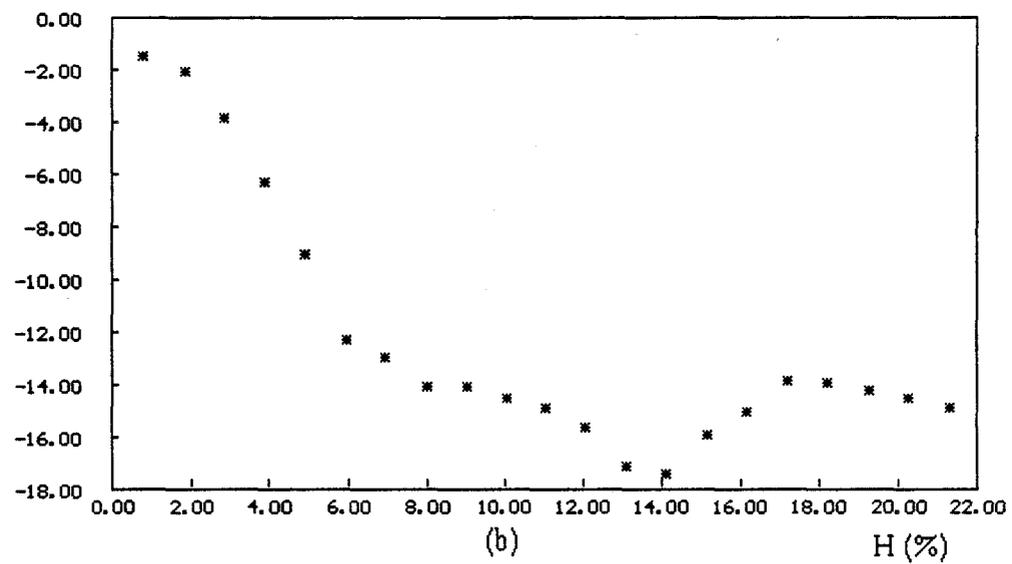
Compte tenu du cahier des charges qui nous est posé par l'industrie (Générale Sucrière Saint Louis à Eppeville), les taux d'humidité intéressants à considérer sont très faibles, inférieurs à  $1\%$ .

Nous trouvons des valeurs de  $|S_{11}|$  et  $|S_{21}|$  qui sont comparables à celles trouvées pour le sable pour des mêmes valeurs de H. Si la courbe de variation de  $\phi_{21}(H)$  est assez irrégulière, nous sommes presque certains que cela provient de la difficulté à humidifier le matériau de façon quantitative. Néanmoins, ce résultat est très

$|S_{11}|$  en dB



$|S_{21}|$  en dB



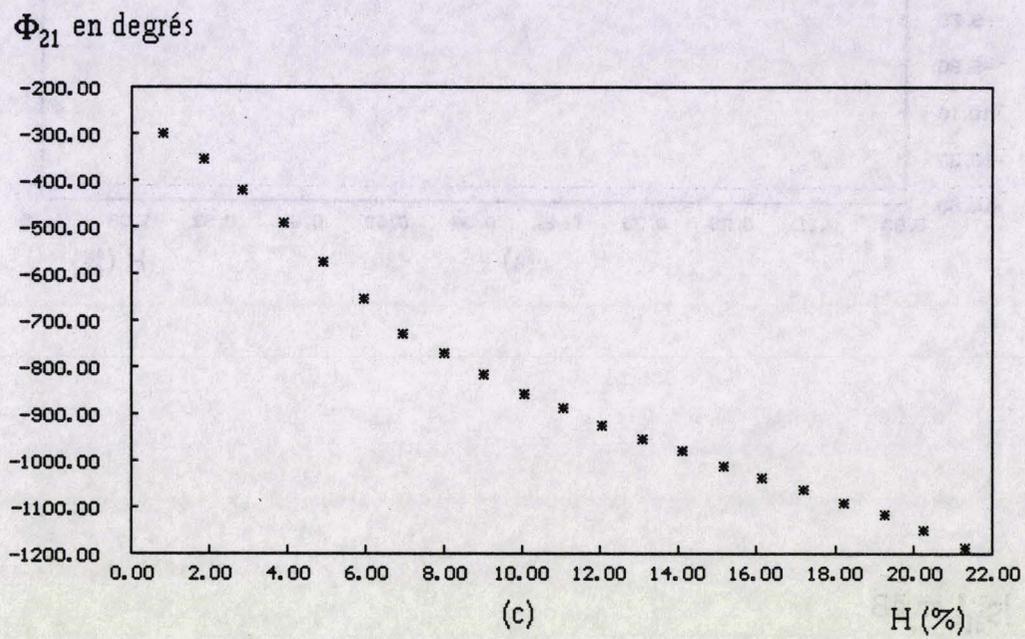
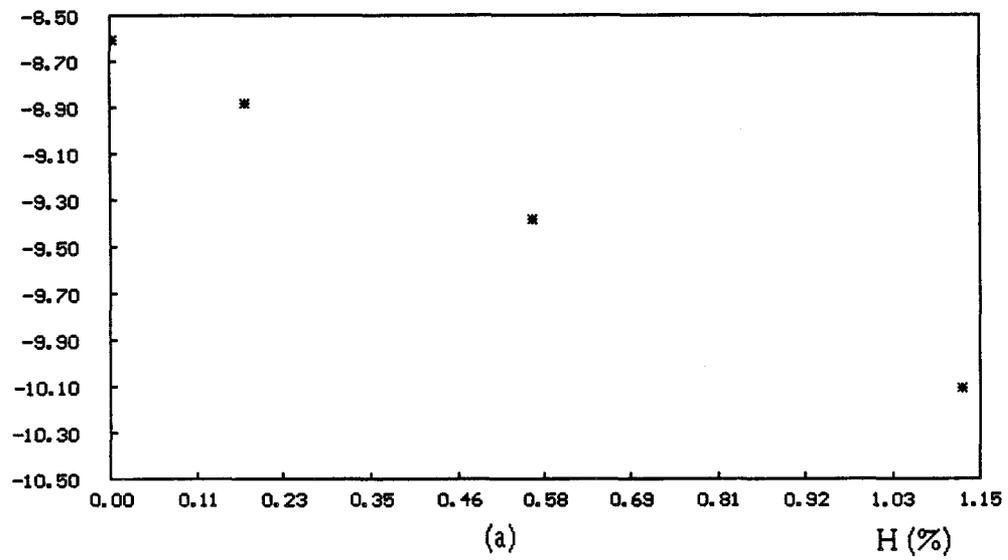
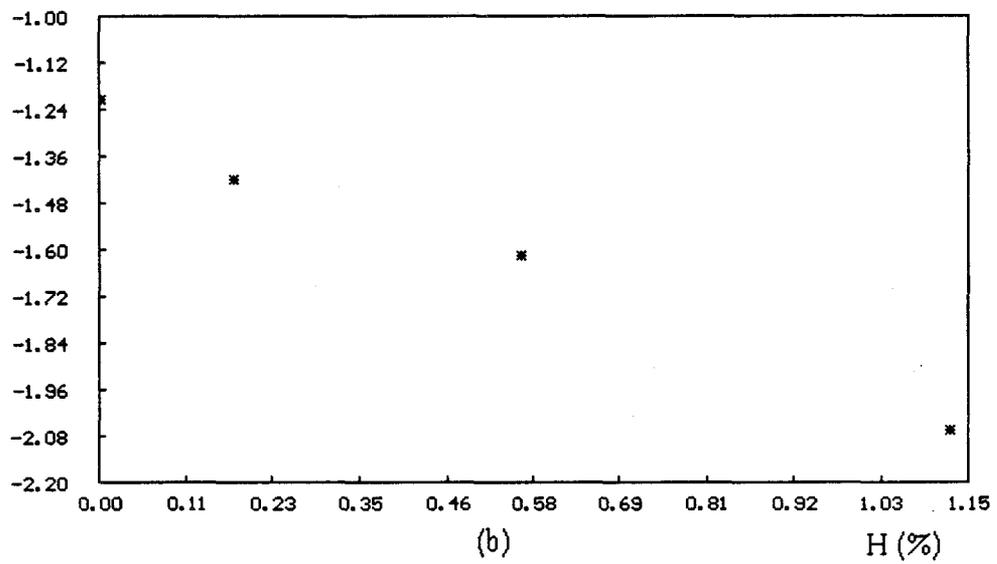


Figure 1.10 Résultats de mesure à l'analyseur de réseau du sable de chantier à divers taux d'humidité pour  $F = 2450$  MHz.  
 (a) : module de  $S_{11}$  en dB,  
 (b) : module de  $S_{21}$  en dB,  
 (c) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

$|S_{11}|$  en dB



$|S_{21}|$  en dB



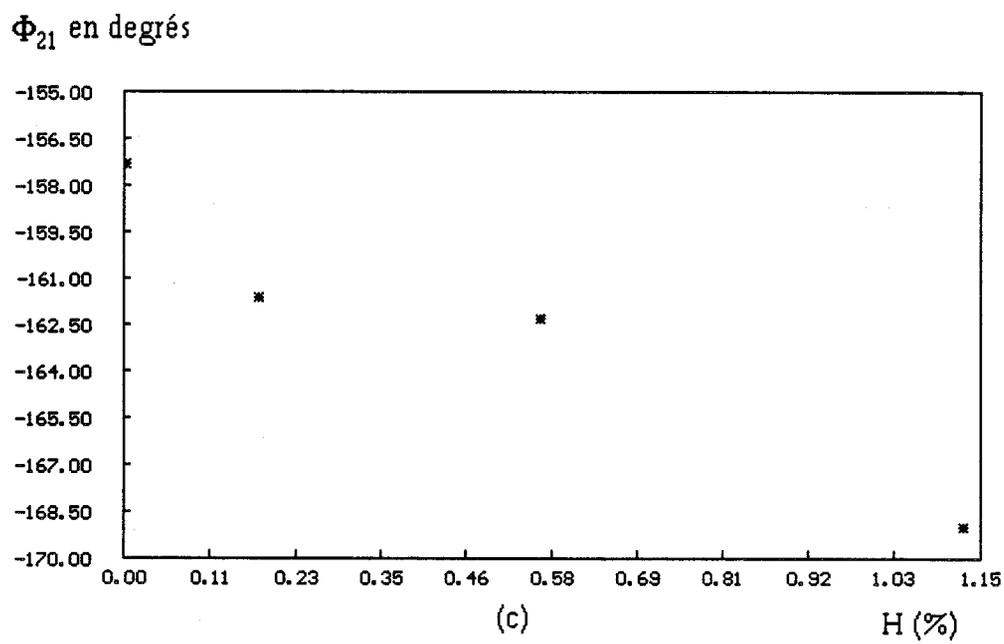


Figure 1.11 : Résultats de mesure à l'analyseur de réseau du sucre à divers taux d'humidité pour  $F = 2450$  MHz (essais d'humidification).

- (a) : module de  $S_{11}$  en dB,
- (b) : module de  $S_{21}$  en dB,
- (c) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

encourageant car  $\phi_{21}$  varie bien dans le sens prévu de environ  $8^\circ$  par point d'humidité, et comme le souhaite l'industriel, on peut déceler des variations de quelques pour-cent.

*d) Poudres textiles de flochage.*

Ces poudres sont constituées de fibres textiles dont la longueur est de l'ordre du millimètre. Elles nous ont été fournies par la Société des Poudres Industrielles du Nord à Hem, avec des pourcentages d'humidité connus ( $3\% < H < 32\%$ ).

La figure 1.12 présente les résultats obtenus pour la mesure des paramètres S en fonction du taux d'humidité. Ces courbes permettent de donner les conclusions suivantes :

- adaptation assez faible :  $-10 \text{ dB} < |S_{11}| < -3 \text{ dB}$
- atténuation relativement forte :  $-14 \text{ dB} < |S_{21}| < -7 \text{ dB}$

Notons que la variation de phase est linéaire jusqu'à  $H = 25\%$  avec une pente d'environ  $10^\circ$  par point d'humidité.

### 1.3.3 Détermination de $\epsilon^*$ à partir des paramètres S.

#### 1.3.3.1 Introduction.

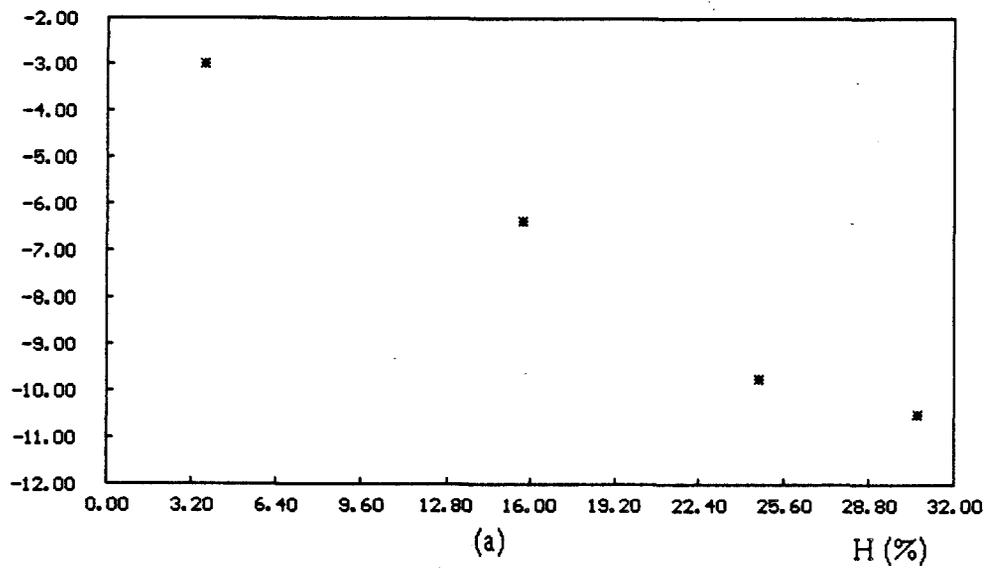
La conception du capteur repose sur une connaissance de la matrice S de la cellule de mesure, ou au moins de son estimation.

D'une part, l'adaptation de la cellule doit faciliter la méthode de correction du pont de mesure (cf. chapitre 2 § 2.5.6). Cette adaptation est conditionnée par :

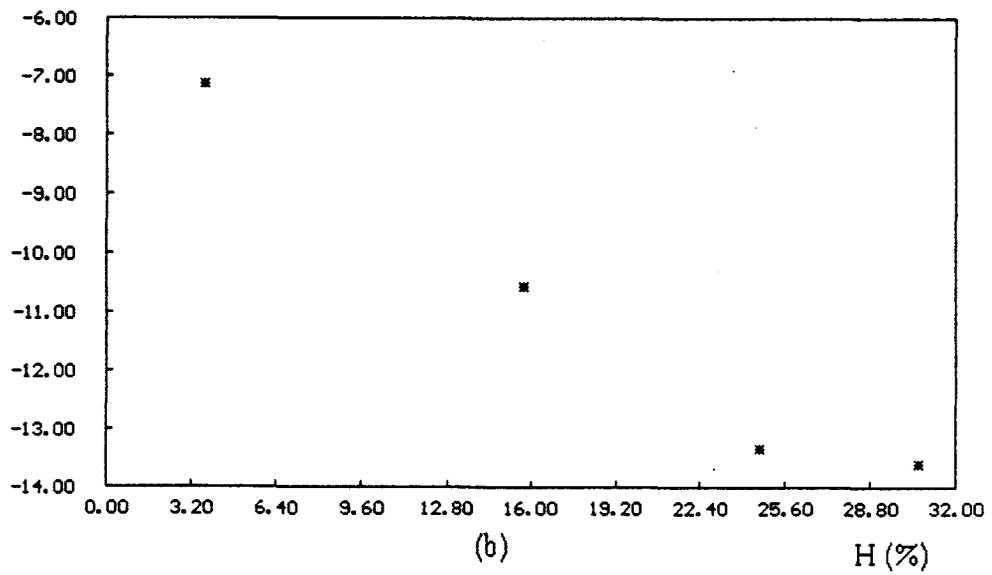
- des transitions guide-coaxial de bonne qualité; cette condition est vérifiée puisque le coefficient d'adaptation  $S_{11}$  est voisin de  $-30 \text{ dB}$ , (figure 1.8) .
- une adaptation correcte au niveau de l'interface diélectrique-échantillon. Cette seconde condition est réalisée lorsque les valeurs de permittivités du diélectrique et du matériau à tester sont proches,

et d'autre part, les paramètres de transmission de la cellule conditionnent la méthode :

$|S_{11}|$  en dB



$|S_{21}|$  en dB



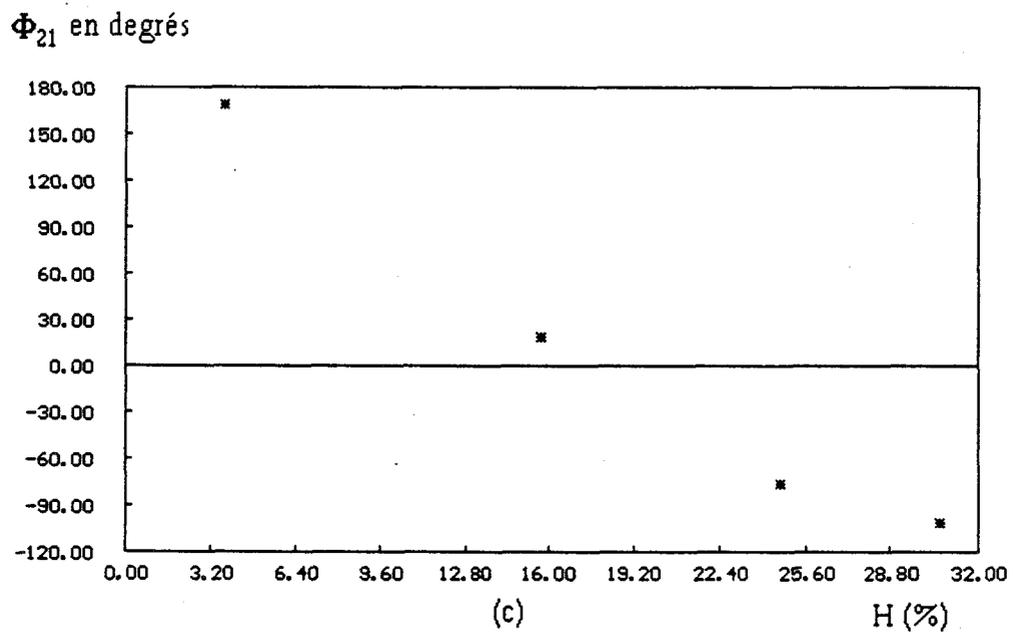


Figure 1.12 Résultats de mesure à l'analyseur de réseaux des poudres textiles à divers taux d'humidité pour  $F = 2450$  MHz.  
 (a) : module de  $S_{11}$  en dB,  
 (b) : module de  $S_{21}$  en dB,  
 (c) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

- l'atténuation ne doit pas être prohibitive,
- la rotation de phase fonction de H ne doit pas entraîner d'ambiguïté,
- la précision de mesure du dispositif doit être compatible avec la précision voulue sur H.

Par conséquent, il apparaît très utile de savoir estimer les permittivités des matériaux à tester. Or après un examen approfondi de la littérature, nous ne connaissons pas, par exemple, les permittivités du sucre, des fibres de textiles de flochage en poudre, du sable de chantier en fonction de sa teneur en eau. Ceci nous amène donc, en complément de l'étude concernant la mesure du taux d'humidité, à mettre en oeuvre une méthode simple et rapide d'évaluation de la permittivité du matériau sous test qui puisse être effectuée par le capteur.

### 1.3.3.2 Rappel des différentes techniques de mesures de la permittivité.

Les méthodes de mesure de la permittivité sont nombreuses [17, 18, 19]. En particulier, S.Roberts et A.R.Von Hippel [20] font figure de pionniers en la matière et leur méthode du guide d'onde terminé par un court-circuit est encore largement utilisée. Le principe de la mesure revient toujours à utiliser une cellule pouvant prendre des formes très diverses (telles qu'une cellule capacitive, une ligne, un guide d'onde ou une antenne), et dans laquelle, ou au contact de laquelle, est disposé le matériau à tester. Les paramètres de transfert de la cellule sont en général mesurés avec un analyseur de réseau. Afin de rester dans la perspective d'un capteur industriel, dans la suite de ce travail, nous proposerons une alternative à cet appareil de mesure qui reste un appareil coûteux, encombrant, et de manipulation ardue pour les non spécialistes.

#### *a) Mesure des permittivités en basse fréquence*

La méthode de base pour mesurer les permittivités dans le domaine des basses fréquences, de quelques hertz jusqu'à environ un mégahertz consiste à placer le matériau dans une cellule dont on mesure l'impédance ou l'admittance. On utilise une cellule capacitive le plus souvent à plan parallèle ou cylindrique. Notons que le laboratoire qui est doté d'un ensemble de dispositifs regroupés dans la Centrale de Caractérisation couvrant une bande très large de fréquences, de 0,01 Hz à 40 GHz, dispose aussi d'un pont de mesure très basse fréquence (0,01 Hz à 1 KHz) [21].

*b) Mesure des permittivités en guide coaxial.*

Le guide coaxial a été beaucoup utilisé comme base de cellule de mesure car il permet la transmission du signal sur de larges domaines de fréquences (du continu jusqu'à 40 GHz). Trois types de cellules sont utilisées :

- Une cellule coaxiale fermée par un court-circuit, dérivée de la méthode développée initialement par Robert et Von Hippel,
- Une cellule ouverte à l'extrémité, méthode adoptée par Bussey [22].
- Une cellule coaxiale en transmission [23].

*c) Mesure des permittivités en guide d'onde.*

Les méthodes de mesures en guide d'onde consistent à placer l'échantillon dans un guide généralement rectangulaire et de mesurer son impédance ou son coefficient de réflexion. Ghanem [24] utilise, par exemple, un capteur hexaporte constitué d'un tronçon de guide dans lequel ont été placées quatre sondes distantes de  $\lambda_g/4$  ( $\lambda_g$  la longueur d'onde guidée). La méthode la plus couramment utilisée restant le guide fermé par un court-circuit [25, 26].

*d) Méthodes en cavité résonante.*

Les cavités résonantes sont souvent utilisées pour mesurer la permittivité de matériaux de pertes peu élevées. Elles donnent une meilleure précision que les méthodes en ligne ou en guide d'onde. Par contre, elles ne peuvent être mises en oeuvre que pour les fréquences auxquelles résonne la cavité, et sont donc peu pratiques lorsqu'on opère sur de larges domaines de fréquences. La mesure de la permittivité se fait alors par la méthode des perturbations [27].

Nous allons maintenant exposer la méthode utilisée pour extraire les paramètres diélectriques du matériau sous test pour la cellule guide d'onde.

1.3.3.3 Calcul des paramètres S.

*a) Expression des paramètres S*

Les expressions des paramètres S du tronçon de guide contenant le matériau sous test sont classiques.

- pour le coefficient de réflexion :

$$S_{11} = S_{22} = \rho_{12} + \frac{t_{12} t_{21} \rho_{21} \exp(-2\gamma_2 L)}{1 - \rho_{21}^2 \exp(-2\gamma_2 L)} \quad (1.2)$$

- pour le coefficient de transmission :

$$S_{12} = S_{21} = \frac{t_{12} t_{21} \exp(-2\gamma_2 L)}{1 - \rho_{21}^2 \exp(-2\gamma_2 L)} \quad (1.3)$$

Dans ces expressions  $\rho_{12}$  et  $t_{12}$  représentent respectivement le coefficient de réflexion et le coefficient de transmission lors du passage d'un milieu d'indice  $n_2^*$  vers un milieu d'indice  $n_1$ , et réciproquement pour  $\rho_{21}$  et  $t_{21}$ .

La constante de propagation  $\gamma_2$  doit tenir compte du mode guidé ( $TE_{01}$ ),  $\rho_{12}$  est donné par la formule de Fresnel [17] :

$$\rho_{12} = -\rho_{21} = \frac{n_1 \cos \theta_1 - n_2^* \cos \theta_2}{n_1 \cos \theta_1 + n_2^* \cos \theta_2} \quad (1.4)$$

où :

$n_i^*$  : indice de réfraction du milieu  $i$ ,

$\theta_1$  et  $\theta_2$  : les angles d'incidence et de réfraction pour les dioptries,

$t_{ij}$  : le coefficient de transmission du dioptré  $ij$ .

$t_{ij} = 1 + \rho_{ij}$  avec  $i, j = 1, 2$  respectivement pour les milieux 1 et 2,

En propagation libre nous avons :

- milieu 1 :

- permittivité complexe :  $\epsilon_1^* = \epsilon_1'$
- indice de réfraction :  $n_1^* = n_1 = \text{Re}(\sqrt{\epsilon_1^*}) = \sqrt{\epsilon_1'}$
- constante de propagation :  $\gamma_1 = j\beta_1$  avec  $\beta_1 = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_1'}$

- milieu 2 :

- permittivité complexe :  $\epsilon_2^* = \epsilon_2' - j\epsilon_2''$
- indice de réfraction complexe :  $n_2^* = n_2(1 - jk)$
- indice de réfraction :  $n_2$
- indice d'absorption :  $k$
- constante de propagation :  $\gamma_2 = \alpha_2 + j\beta_2$
- atténuation :  $\alpha_2$
- constante de phase :  $\beta_2$

$\alpha_2$  et  $\beta_2$  sont définies par les équations suivantes :

$$\alpha_2 = \frac{\pi f \epsilon_2''}{c} \frac{1}{\left[ \frac{1}{2}(\epsilon_2' + \sqrt{\epsilon_2'^2 + \epsilon_2''^2}) \right]^{1/2}} \quad (\text{Np.m}^{-1}) \quad (1.5)$$

$$\beta_2 = \frac{2\pi f}{c} \left[ \frac{1}{2}(\epsilon_2' + \sqrt{\epsilon_2'^2 + \epsilon_2''^2}) \right]^{1/2} \quad (\text{rd.m}^{-1}) \quad (1.6)$$

en mode guidé, on écrit généralement :

$$n_2^* \cos \theta_2 = u_2 + jv_2 \quad (1.7)$$

le module du coefficient de réflexion à l'interface entre les deux milieux d'indice  $n_1$  et  $n_2^*$ ,  $\rho_{12} = |\rho_{12}| \cdot \exp(j\phi_1)$  est alors donné par :

$$|\rho_{12}|^2 = \frac{(n_1 \cos \theta_1 - u_2)^2 + v_2^2}{(n_1 \cos \theta_1 + u_2)^2 + v_2^2} \quad (1.8)$$

et sa phase par :

$$\phi_1 = \text{Arctg} \left( \frac{2 u_2 n_1 \cos \theta_1}{u_2^2 + v_2^2 - n_1 \cos^2 \theta_1} \right) \quad (1.9)$$

avec :

$$\begin{aligned} \cos \theta_1 &= \lambda / \lambda_g \\ \sin \theta_1 &= \lambda / \lambda_c \end{aligned}$$

Dans le cas de la structure guidée nous utilisons, les relations (1.2) et (1.3) avec des constantes d'atténuation et de phase données par [28, 29] :

$$\alpha_{2g} = \frac{\alpha_{2\text{TEM}}}{\cos \theta_2} \quad (1.10)$$

$$\beta_{2g} = \beta_{2\text{TEM}} \cos \theta_2 \quad (1.11)$$

où :

$$\cos \theta_2 = \frac{u_2}{n_2} \quad (1.12)$$

Les relations 1.1 à 1.7 permettent d'établir les expressions des modules et phases des coefficients de réflexion et de transmission :

$$|S_{11}| = |S_{22}| = |\rho_{12}| \sqrt{\frac{1 - 2a \cos(2\beta_{2g}L) + a^2}{1 - 2a |\rho_{12}|^2 \cos \psi_1 + a^2}} \quad (1.13)$$

avec :

$$a = \exp(-2\alpha_{2g}l)$$

$$\psi_1 = 2(\phi_1 - \beta_{2g}l)$$

$$\phi_{11} = \phi_{22} = \phi_1 + \arctg \frac{a \sin(2\beta_{2g}l)}{1 - a \cos(2\beta_{2g}l)} + \arctg \frac{a |\rho_{12}|^2 \sin(\psi_1)}{1 - a |\rho_{12}|^2 \cos \psi_1} \quad (1.14)$$

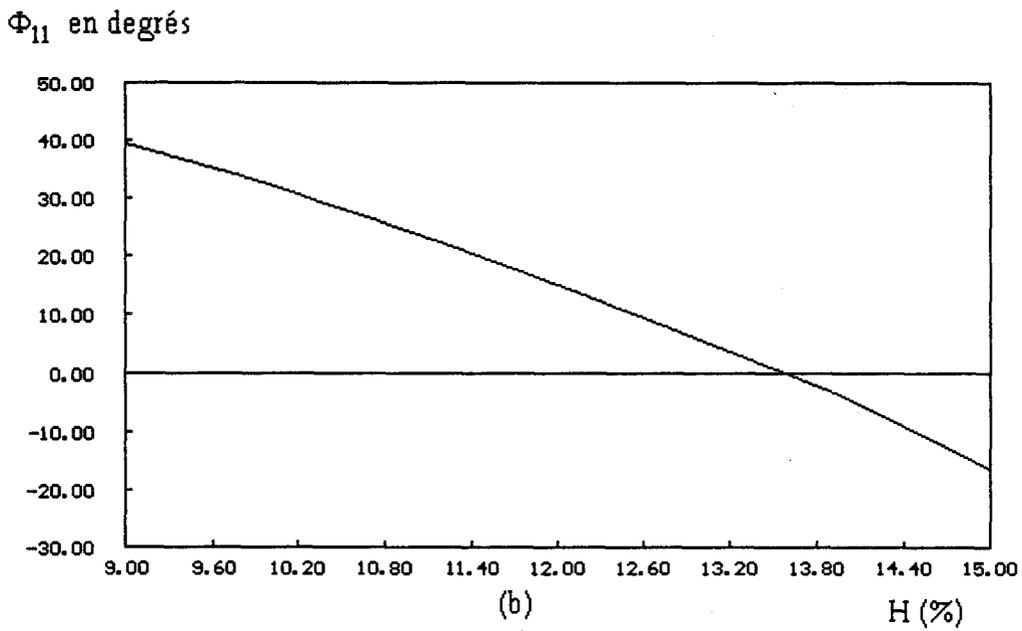
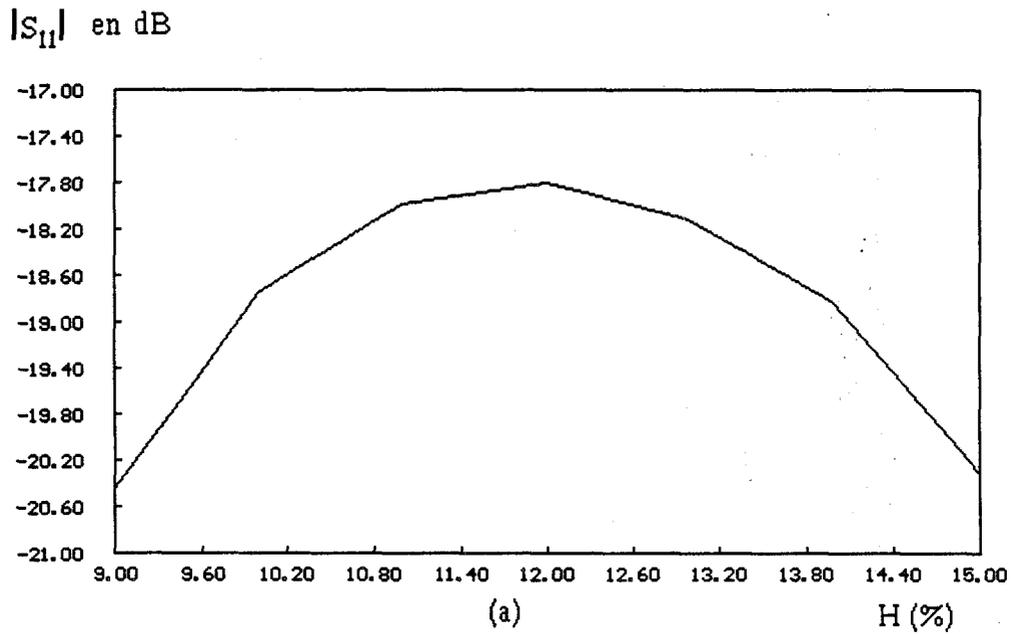


Figure 1.13 Valeurs calculées de  $S_{11}$  pour la cellule remplie de sable de Pyla (tableau 1.1)  
à  $F = 2450$  MHz.  
(a) : module de  $S_{11}$  en dB,  
(b) : phase de  $S_{11}$  en degrés.

$$|S_{12}| = |S_{21}| = \sqrt{a \frac{1 - 2|\rho_{12}|^2 \cos(2\phi_1) + |\rho_{12}|^4}{1 - 2a|\rho_{12}|^2 \cos \psi_1 + a^2|\rho_{12}|^4}} \quad (1.15)$$

$$\phi_{12} = \phi_{21} = -\beta_{2g} l - \arctg \frac{|\rho_{12}|^2 \sin(2\phi_1)}{1 - |\rho_{12}|^2 \cos(2\phi_1)} + \arctg \frac{a |\rho_{12}|^2 \sin(\psi_1)}{1 - a |\rho_{12}|^2 \cos \psi_1} \quad (1.16)$$

*b) Exemples de calcul des paramètres S.*

Dans le cas du sable de Pyla nous utilisons les permittivités données dans le tableau 1.1 en fonction du taux d'humidité à la fréquence de 2450 MHz.

Les évolutions du module et de la phase des coefficients de réflexion  $S_{11} = |S_{11}| \cdot \exp(j\phi_{11})$  et de transmission  $S_{21} = |S_{21}| \exp(j\phi_{21})$  correspondant à la cellule remplie de sable de Pyla, calculées à partir des relations que nous venons d'établir sont représentées figure 1.13 et 1.14. Les caractéristiques de la cellule sont :  $\epsilon_d = 4$ ,  $a = 2,8$  cm,  $b = 5,8$  cm,  $L = 14,4$  cm.

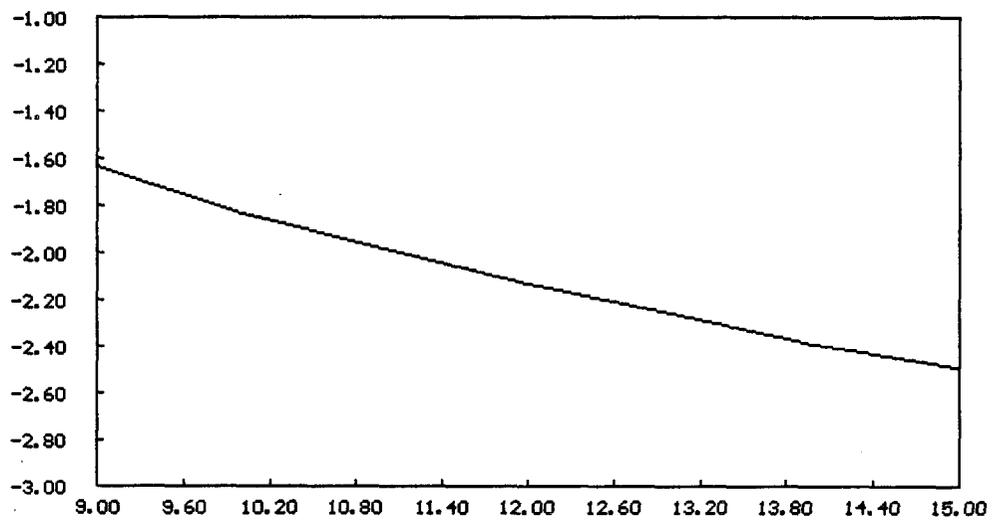
Les résultats observés pour H compris entre 9% et 15% sont les suivants :

$$\begin{aligned} -20,4 \text{ dB} &< |S_{11}| < -18,7 \text{ dB} \\ -16,6^\circ &< \phi_{11} < 39,2^\circ \\ -2,5 \text{ dB} &< |S_{21}| < -1,6 \text{ dB} \\ 83,4^\circ &< \phi_{21} < 153,8^\circ \end{aligned}$$

Nous remarquons une adaptation correcte de la cellule ( $|S_{11}| < -18$  dB). La courbe  $\phi_{21} = f(H)$  présente une variation quasi-linéaire et admet une pente de  $11^\circ$  environ par point d'humidité. Ceci nous montre la corrélation étroite entre la variation de la phase du coefficient de transmission et la variation de la teneur en eau dans le sable de Pyla. Remarquons une forte différence entre l'évolution de  $\phi_{21}$  pour ce matériau et les résultats de mesure pour un sable de chantier d'origine différente (cf § 1.3.2.2).

Remarquons que pour ce matériau, une erreur de  $1^\circ$  sur la phase engendre une incertitude sur la mesure d'humidité de 0.09 %.

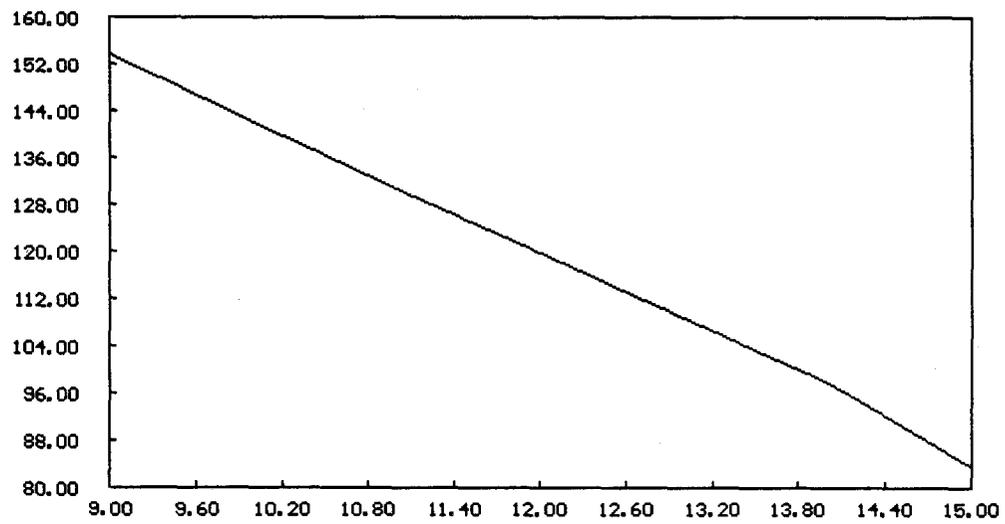
$|S_{21}|$  en dB



(a)

H (%)

$\Phi_{21}$  en degrés



(b)

H (%)

Figure 1.14 Valeurs calculées de  $S_{21}$  pour la cellule remplie de sable de Pyla (tableau 1.1)

à  $F = 2450$  MHz.

(a) : module de  $S_{21}$  en dB,

(b) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

### 1.3.3.3 Extraction de la permittivité complexe à partir des $S_{21}$ .

#### a) Méthode de calcul.

En principe, une mesure des paramètres S permet d'accéder à l'ensemble des paramètres électriques du matériau : permittivité et perméabilité complexe [23, 30, 31, 32]. Nous considérons ici le cas de matériaux a-magnétiques. Pour la détermination de  $\epsilon'_r$  et  $\epsilon''_r$ , il n'est pas nécessaire d'utiliser l'ensemble des paramètres de transfert et seules deux équations sont utiles. Nous ne travaillerons donc qu'avec le coefficient  $S_{21}$  ( $|S_{21}|$  et  $\phi_{12}$ ).

Nous rappelons :

$$|S_{12}| = |S_{21}| = \sqrt{a \frac{1 - 2|\rho_{12}|^2 \cos(2\phi_1) + |\rho_{12}|^4}{1 - 2a|\rho_{12}|^2 \cos \psi_1 + a^2 |\rho_{12}|^4}} \quad (1.15)$$

$$\phi_{12} = \phi_{21} = -\beta_{2g} l - \arctg \frac{|\rho_{12}|^2 \sin(2\phi_1)}{1 - |\rho_{12}|^2 \cos(2\phi_1)} + \arctg \frac{a |\rho_{12}|^2 \sin(\psi_1)}{1 - a |\rho_{12}|^2 \cos \psi_1} \quad (1.16)$$

Pour la détermination de  $\epsilon'_r$  et  $\epsilon''_r$ , il est plus judicieux de déterminer en premier lieu les variables intermédiaires  $u_2$  et  $v_2$  définies par la relation 1.7. En effet il est aisé d'établir les relations liant  $u_2$  et  $v_2$  aux variables  $\epsilon'_r$  et  $\epsilon''_r$ .

$$u_2 = \left\{ \frac{1}{2} \left[ (\epsilon'_2 - \epsilon_1 \sin^2 \theta_1)^2 + \sqrt{(\epsilon'_2 - \epsilon_1 \sin^2 \theta_1)^2 + \epsilon_2''^2} \right] \right\}^{1/2} \quad (1.17)$$

$$v_2 = \left\{ \frac{1}{2} \left[ -(\epsilon'_2 - \epsilon_1 \sin^2 \theta_1)^2 + \sqrt{(\epsilon'_2 - \epsilon_1 \sin^2 \theta_1)^2 + \epsilon_2''^2} \right] \right\}^{1/2} \quad (1.18)$$

Par inversion des relations 1.17 et 1.18, les composantes réelles et imaginaires de la permittivité diélectrique s'expriment par :

$$\epsilon'_2 = u_2^2 - v_2^2 + \epsilon_1 \sin^2 \theta_1 \quad (1.19)$$

$$\epsilon''_2 = 2u_2 v_2 \quad (1.20)$$

Nous pouvons en outre, exprimer la constante d'atténuation  $\alpha_{2g}$  et la constante de propagation  $\beta_{2g}$  dans le guide en utilisant les relations 1.10, 1.11, 1.12.

$$\alpha_{2g} = \frac{2\pi}{\lambda_0} v_2 \quad (1.21)$$

$$\beta_{2g} = \frac{2\pi}{\lambda_0} u_2 \quad (1.22)$$

avec  $\lambda_0 = c/f$

En conséquence  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$  s'écrivent uniquement en fonction de  $u_2$  et  $v_2$ .

Ainsi la connaissance de  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$  permet de déterminer un couple unique  $(u_2, v_2)$ , donnant accès au couple  $(\epsilon'_r, \epsilon''_r)$  par les relations 1.19 et 1.20.

Cependant, la complexité des relations liant  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$  à  $u_2$  et  $v_2$  ne permet pas une détermination analytique de  $u_2$  et  $v_2$ . Il a donc été nécessaire de mettre en oeuvre une méthode numérique itérative d'inversion des relations, reposant sur la résolution de systèmes d'équations, et connue sous le nom de "Méthode de Newton-Raphson" [33] (cf. annexe A).

Bien entendu, comme dans toute méthode itérative, il est nécessaire de donner une solution initiale pour le démarrage du processus d'itération. Ce choix est primordial puisqu'il conditionne en grande partie la vitesse de convergence du processus (celle-ci est d'autant plus grande que la solution initiale est proche du résultat). Le choix de la solution initiale considère, en première approximation, que  $\rho_{12} = 0$ . Nous avons donc :

$$S_{21} = |S_{21}| \exp(j\phi_{21}) = e^{-\gamma_{2g0}L} = e^{-\alpha_{2g0}L} \cdot e^{-j\beta_{2g0}L} \quad (1.23)$$

ce qui conduit à :

$$\alpha_{2g0} = -\frac{\ln(|S_{21}|)}{L} \quad (1.24)$$

$$\beta_{2g0} = -\frac{\phi_{21}}{L} \quad (1.25)$$

ainsi, les relations 1.21 et 1.22 nous conduisent à la formulation suivante du couple de valeurs initiales :

$$u_{20} = - \frac{\lambda_0 \phi_{21}}{2\pi L} \quad (1.26)$$

$$v_{20} = - \frac{\lambda_0 \ln(|S_{21}|)}{2\pi L} \quad (1.27)$$

Sur ces bases un programme de résolution a été mis au point et testé, ce qui fait l'objet du paragraphe suivant.

*b) Test de la méthode sur un exemple numérique.*

La méthode présentée, au paragraphe précédent, a d'abord été testée dans le cas d'un matériau présentant de faibles pertes tel que le sable de Pyla. Nous inversons les coefficients  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$  obtenus par calcul à partir des permittivités diélectriques  $\epsilon^*$  dont nous connaissons l'évolution en fonction du taux d'humidité H (cf §1.3.3.3). Par inversion, on obtient ainsi les valeurs  $\epsilon_{ri}^*$ .

Nous présentons dans le tableau 1.3, les résultats obtenus ainsi que les variations observées entre les valeurs initiales et finales de  $\epsilon^*$ . Celles-ci sont inférieures à 0,2 % sur  $\epsilon'$  et 0,1 % sur  $\epsilon''$ .

H%	Référence		Transmission		Inversion		Erreur en %	
	$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$	$ S_{21} _{dB}$	$\phi_{21}^\circ$	$\epsilon_{ri}'$	$\epsilon_{ri}''$	sur $\epsilon'$	sur $\epsilon''$
9	2,9	0,065,	-1.641	-566,21	2,904	$6,502 \cdot 10^{-2}$	0,137	0,031
10	2,975	0,074	-1,838	-577,95	2,979	$7,404 \cdot 10^{-2}$	0,134	0,054
11	3,05	0,082	-1,995	-589,38	3,053	$8,203 \cdot 10^{-2}$	0,098	0,036
12	3,125	0,09	-2,137	-600,57	3,126	$9,003 \cdot 10^{-2}$	0,032	0,033
13	3,2	0,098	-2,265	-611,56	3,199	$9,797 \cdot 10^{-2}$	0,012	0,031
14	3,275	0,107	-2,406	-622,39	3,274	$1,069 \cdot 10^{-1}$	0,03	0,093
15	3,375	0,115	-2,499	-636,59	3,374	$1,149 \cdot 10^{-1}$	0,03	0,087

**Tableau 1.3** Erreur commise sur la détermination de la permittivité par la méthode d'inversion appliquée à un milieu faibles pertes (sable de Pyla) .

La même méthode a été appliquée sur des valeurs de permittivité plus fortes données dans la littérature pour des matériaux apparemment confidentiels [30] (tableau 1.4).

Référence		Transmission		Inversion		Erreur en %	
$\epsilon_r'$	$\epsilon_r''$	$ S_{21} _{dB}$	$\phi_{21}^\circ$	$\epsilon_{ri}'$	$\epsilon_{ri}''$	sur $\epsilon'$	sur $\epsilon''$
5,973	0,104	-1,612	-933,93	5,985	0,1038	$2 \cdot 10^{-1}$	$1,9 \cdot 10^{-1}$
9,179	0,15	-2,437	-1200,33	9,17905	0,14998	$5 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$
18,97	0,473	-4,681	-1787,49	18,9699	0,47296	$5 \cdot 10^{-4}$	$8,4 \cdot 10^{-3}$
25,77	2,615	-19,288	-2106,35	25,77004	2,6149	$1,5 \cdot 10^{-4}$	$3,8 \cdot 10^{-3}$
31,12	1,412	-10,826	-2318,76	31,1189	1,419	$3 \cdot 10^{-4}$	$7,1 \cdot 10^{-3}$

Tableau 1.4 Erreur commise sur la détermination de la permittivité par la méthode d'inversion (fortes permittivités) [30].

Dans cette échantillonnage de valeurs, les erreurs dues à la méthode d'inversion restent très faibles. Ceci nous conduit à valider la méthode d'inversion pour la suite de notre étude.

### c) Mesure de la permittivité de matériaux.

Les tests effectués au paragraphe précédent pour valider notre méthode sont des cas d'école. Il convient d'opérer maintenant sur le plan expérimental. Par conséquent, nous avons mesuré sur analyseur de réseau, les paramètres S de la cellule remplie de différents matériaux diélectriques et procédé à leur inversion.

Un premier matériau est de type connu, le PTFE (Téflon). Usiné aux dimensions exactes de la cellule, il sert de test. La mesure des paramètres S a donné les résultats suivants pour une fréquence de 2450 MHz :

$$|S_{11}| = -7,82 \text{ dB}, \phi_{11} = 138,14^\circ$$

$$|S_{21}| = -1,18 \text{ dB}, \phi_{21} = -122,92^\circ$$

La caractérisation des transitions guide-coaxial appliquées l'une contre l'autre, a donné à cette même fréquence :

$$|S_{11}| = -32,8 \text{ dB}, \phi_{11} = 121^\circ$$

$$|S_{21}| = -0,27 \text{ dB}, \phi_{21} = -110,7^\circ$$

En conséquence, la phase et le module du coefficient de transmission du produit sous test sont donnés par :

$$\phi_{21\text{matériau}} = \phi_{21\text{cellule}} - \phi_{21\text{diélectrique}} = -12,22^\circ + 2k\pi \quad k = 0,1,\dots,n$$

$$|S_{21}| = -0,91 \text{ dB}$$

Connaissant ces deux valeurs et par application de la méthode d'inversion présentée précédemment, il nous est possible théoriquement d'obtenir la valeur de la permittivité complexe. Cependant le cas expérimental présente une difficulté supplémentaire par rapport au calcul théorique du paragraphe précédent : comme  $\phi_{21\text{matériau}}$  présente une période de  $2\pi$ , il existe un nombre infini de solutions pour la permittivité. Il est donc nécessaire de lever l'ambiguïté sur la détermination de  $\epsilon^*$ . Deux solutions sont possibles, soit l'utilisation de deux porte-échantillons de longueur différentes, soit la mesure à deux fréquences voisines.

La solution retenue est alors la valeur commune aux deux séries de valeurs obtenues pour  $\epsilon^*$ . Compte tenu de ces considérations nous aboutissons pour le Téflon à une valeur de  $k = 1$  et une permittivité complexe :

$$\epsilon^* = 1,9 - j0,024$$

Ce résultat est assez cohérent avec  $\epsilon' = 2.04$  et  $\epsilon'' = 0.021$  données par la littérature [25].

En fait, notre but n'est pas de définir une méthode de mesure rigoureuse de  $\epsilon^*$ ; il s'agit surtout d'utiliser la cellule de mesure d'humidité pour obtenir un ordre de grandeur de la permittivité, une quantité généralement mal connue, mais qui nous est nécessaire dans la conception du capteur. Dans ces conditions, la précision obtenue sur cet exemple nous paraît suffisante.

Cette cellule associée à la méthode d'inversion a permis de déterminer les permittivités fonction de H des matériaux que nous étudions actuellement.

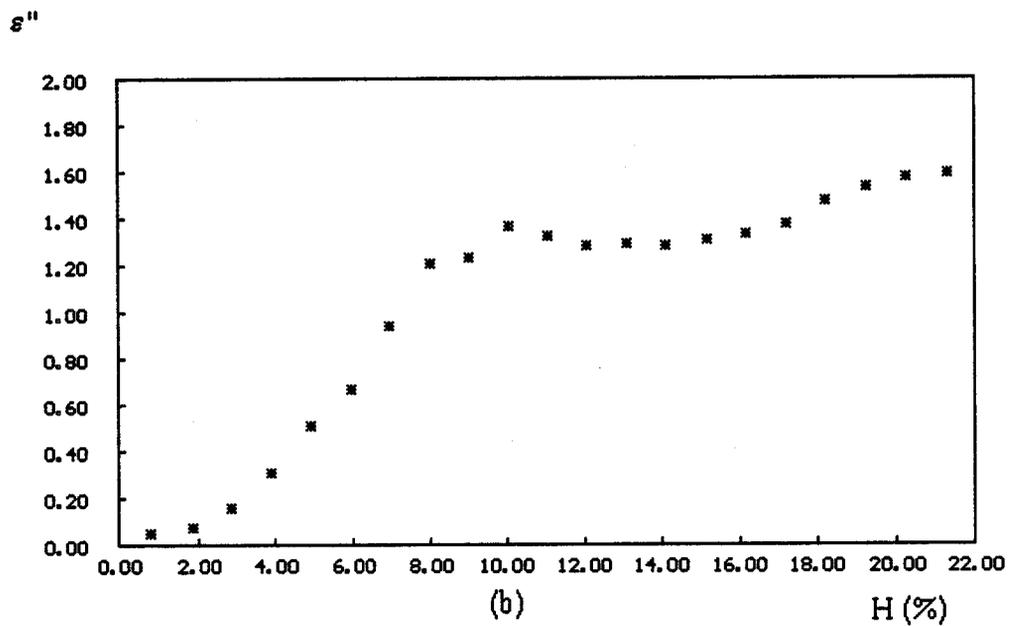
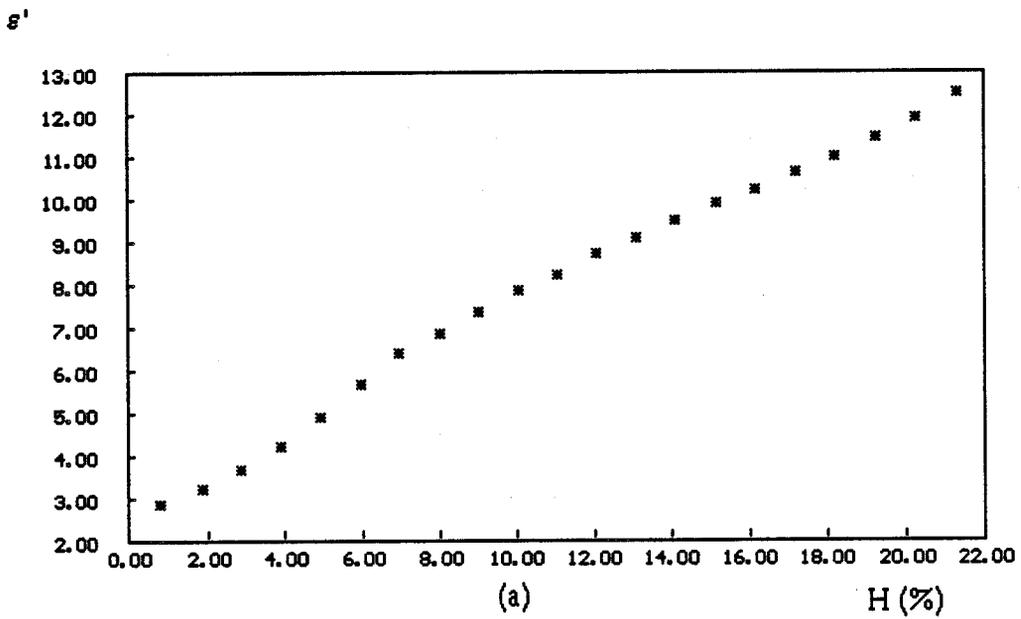


Figure 1.15 Application de la méthode d'inversion au calcul de la permittivité complexe du sable de chantier pour divers taux d'humidité.  
 (a) : partie réelle de la permittivité complexe ( $\epsilon'$ ),  
 (b) : partie imaginaire de la permittivité complexe ( $\epsilon''$ ),

Nous donnons les valeurs de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  obtenues par inversion des valeurs de  $|S_{21}|$  et de  $\phi_{21}$  pour le sable de chantier (figure 1.15.a et 1.15.b) et les poudres de flocage (figure 1.16). Pour le sucre sec le résultat est le suivant :  $\epsilon^* = 2,05 - j0,012$

Le seul élément de comparaison dont nous disposons concerne le sable de chantier : Ulaby et al [13] ont étudié un produit voisin (sandy loam) mais à la fréquence de 4 GHz. Les valeurs de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  sont assez voisines (tableau 1.5)

H	Sable de chantier (2,45 GHz)		Sandy loam (4 GHz)	
	$\epsilon'$	$\epsilon''$	$\epsilon'$	$\epsilon''$
0	2,49	0,0018	2,5	# 0
5	4,86	0,51	3,9	0,4
10	7,84	1,37	5,5	0,6

Tableau 1.5 Comparaison entre les permittivités du sable de chantier et du "Sandy Loam."

Par ailleurs les permittivités que nous annonçons laissent prévoir l'apparition de modes différents du  $TE_{01}$  au delà de 5 % de taux d'humidité pour le sable de chantier. Néanmoins, les transitions guide-coaxial ne sont prévues que pour un fonctionnement en mode  $TE_{01}$ . Au cas, où une propagation multimode s'établissait dans le matériau au delà d'une certaine valeur de H, il faudrait prévoir plusieurs cellules affectées à différentes gammes de H afin d'assurer un fonctionnement monomode.

#### 1.3.4.3 Analyse et détermination des erreurs affectant la mesure de la permittivité complexe.

Les causes d'erreurs entachant la détermination de la permittivité complexe du matériau sont liées à :

- la mesure du module et de la phase de  $S_{21}$  (nous traitons ici le cas où l'on utilise un analyseur de réseau),
- la présence d'une lame d'air entre échantillon et porte-échantillon (gap).
- l'incertitude sur les dimensions de l'échantillon.
- l'inversion numérique.

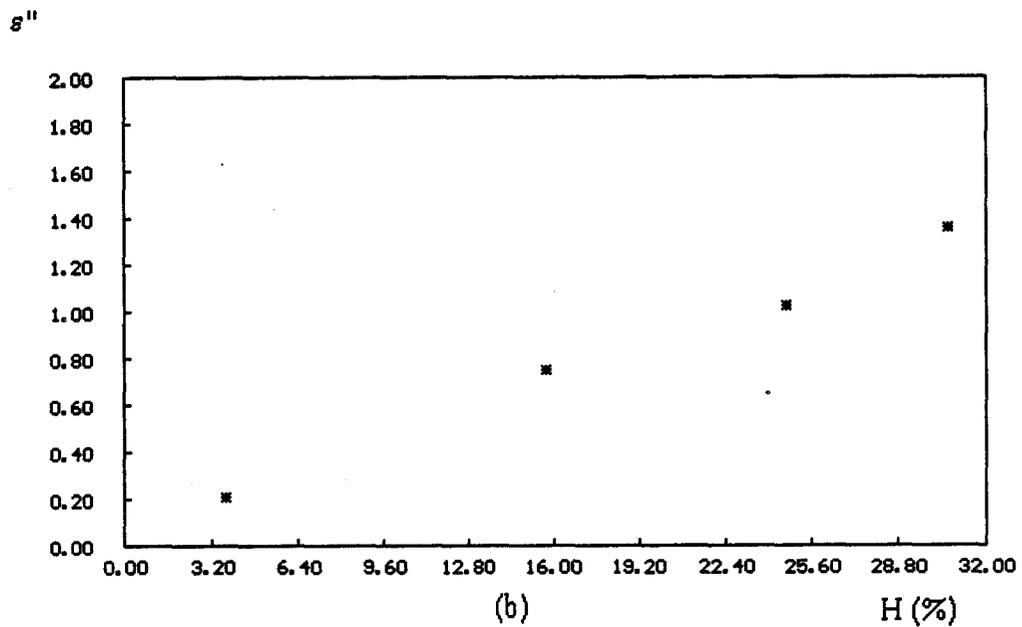
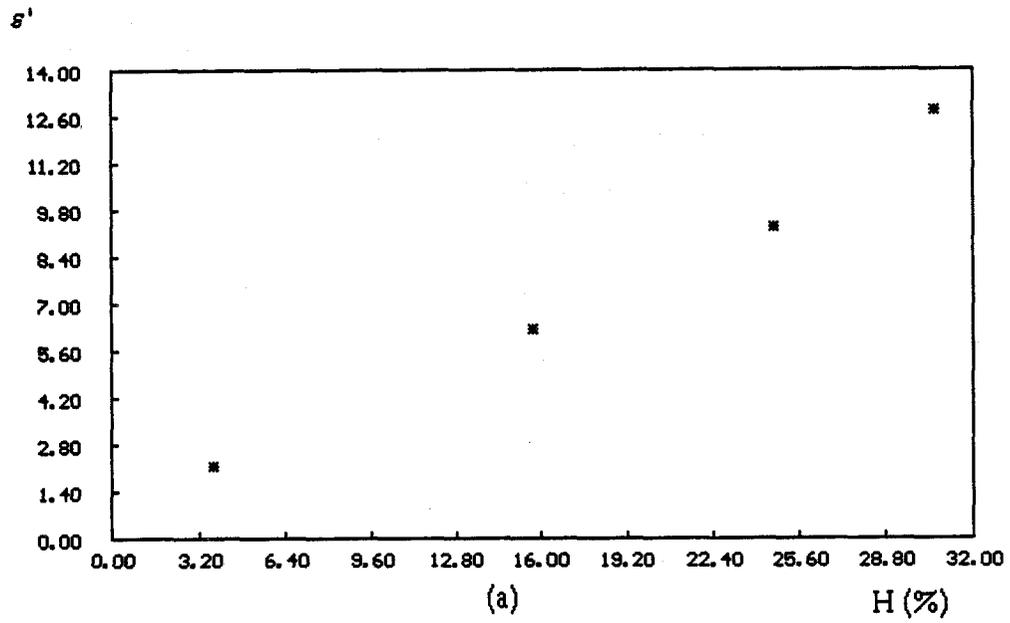


Figure 1.16 Application de la méthode d'inversion au calcul de la permittivité complexe des poudres textiles pour divers taux d'humidité ( $F = 2450$  MHz).

(a) : partie réelle de la permittivité complexe ( $\epsilon'$ ),

(b) : partie imaginaire de la permittivité complexe ( $\epsilon''$ ).

L'erreur sur la mesure des paramètres S, peut être évaluée par une méthode différentielle où apparaissent séparément les contributions respectives des erreurs sur  $S_{11}$  et  $S_{21}$  [34].

Les erreurs dues à la présence de "gaps" ont déjà fait l'objet de nombreuses études; la littérature fournit des équations permettant la correction des ces erreurs [35]. En général, nous utilisons des matériaux sous forme pulvérulente et l'on peut supposer, sans commettre d'erreur grossière, l'absence de gaps dans nos échantillons.

Les dimensions de l'échantillon présentent une incertitude qui peut être évaluée au 1/100 de millimètre, mais, dont les conséquences peuvent être négligées.

Enfin, nous avons vu précédemment que nous pouvions aussi négliger l'erreur commise lors de l'inversion

a) Expressions analytiques des erreurs sur la permittivité complexe.

Il est possible d'écrire, à partir des relations (1.2) et (1.3) :

$$\frac{\Delta \epsilon_r'}{\epsilon_r'} = \frac{1}{\epsilon_r'} \sqrt{\left(\frac{\partial \epsilon_r'}{\partial |S_\alpha|} \Delta |S_\alpha|\right)^2 + \left(\frac{\partial \epsilon_r'}{\partial \theta_\alpha} \Delta \theta_\alpha\right)^2 + \left(\frac{\partial \epsilon_r'}{\partial L} \Delta L\right)^2} \quad (1.28)$$

$$\frac{\Delta \epsilon_r''}{\epsilon_r''} = \frac{1}{\epsilon_r''} \sqrt{\left(\frac{\partial \epsilon_r''}{\partial |S_\alpha|} \Delta |S_\alpha|\right)^2 + \left(\frac{\partial \epsilon_r''}{\partial \theta_\alpha} \Delta \theta_\alpha\right)^2 + \left(\frac{\partial \epsilon_r''}{\partial L} \Delta L\right)^2} \quad (1.29)$$

où :

- $\alpha$  : 11 ou 21
- $\Delta \theta_\alpha$  : erreur sur la phase des paramètres S,
- $\Delta |S_\alpha|$  : erreur sur le module des paramètres S,
- $\Delta L$  : erreur sur la longueur de l'échantillon.

Dans le paragraphe suivant, nous exposerons la manière de déterminer  $\Delta \theta_\alpha$  et  $\Delta |S_\alpha|$ .

Quant au calcul des dérivées partielles, il est effectué à partir des équations donnant les  $S_{ij}$  (1.2), (1.3).

Si nous posons  $\Gamma = \rho_{12}$  et  $z = \exp(-\gamma_2 L)$ , ces équations peuvent être mises sous la forme :

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\Gamma(1 - z^2)}{1 - \Gamma^2 z^2} \quad (1.30)$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{z(1 - \Gamma^2)}{1 - \Gamma^2 z^2} \quad (1.31)$$

et nous pouvons écrire :

$$\frac{\partial \epsilon_r^*}{\delta |S_{21}|} = \frac{(1 - \Gamma^2 z^2) \exp(j\theta_{21})}{D_{21}} \quad (1.32)$$

$$\frac{\partial \epsilon_r^*}{\delta \theta_{21}} = j |S_{21}| \frac{\partial \epsilon_r^*}{\delta |S_{21}|} \quad (1.33)$$

$$\left( \frac{\partial \epsilon_r^*}{\delta L} \right)_{S_{21}} = -N \frac{(1 - \Gamma^2) + 2 |S_{21}| \Gamma^2 z}{D_{21}} \quad (1.34)$$

où :

$$D_{21} = 2z\Gamma(zS_{21} - 1) \frac{\partial \Gamma}{\partial \epsilon_r^*} + [(1 - \Gamma^2) + 2z\Gamma^2 S_{21}] \frac{\partial z}{\partial \epsilon_r^*} \quad (1.35)$$

$$N = \frac{\partial z}{\delta L} = -\gamma_2 z \quad (1.36)$$

et :

$$\frac{\partial \epsilon_r^*}{\delta |S_{11}|} = \frac{(1 - \Gamma^2 z^2) \exp(j\theta_{11})}{D_{11}} \quad (1.37)$$

$$\frac{\partial \epsilon_r^*}{\delta \theta_{11}} = j |S_{11}| \frac{\partial \epsilon_r^*}{\delta |S_{11}|} \quad (1.38)$$

$$\left(\frac{\partial \epsilon_r^*}{\partial L}\right)_{S_{11}} = -N \frac{2\Gamma z(1 - S_{11}\Gamma)}{D_{11}} \quad (1.39)$$

où :

$$D_{11} = [(1 - z^2) + 2S_{11}z^2\Gamma] \frac{\partial \Gamma}{\partial \epsilon_r^*} + 2\Gamma z(\Gamma S_{11} - 1) \frac{\partial z}{\partial \epsilon_r^*} \quad (1.40)$$

Les relations (1.32) à (1.40) nous permettent donc d'obtenir à partir des erreurs sur la mesure des paramètres  $S_{ij}$  un chiffage des erreurs sur la détermination des parties réelle et imaginaire de la permittivité complexe.

#### *b) Précision sur la mesure des paramètres $S_{ij}$*

Les analyseurs de réseaux automatiques permettent de s'affranchir des erreurs systématiques, par référence à des étalons absolus d'impédance. Toutefois, un nombre important d'erreurs résiduelles (essentiellement aléatoire) peuvent subsister.

Ces erreurs ont fait l'objet d'études. Dans le cas de l'analyseur de réseau HP 8510, pour une utilisation avec le standard de connexion APC 7, elles sont modélisées et leurs écarts types sont connus [36, 37]. On peut donc en déduire la précision de la mesure sur  $\epsilon^*$ .

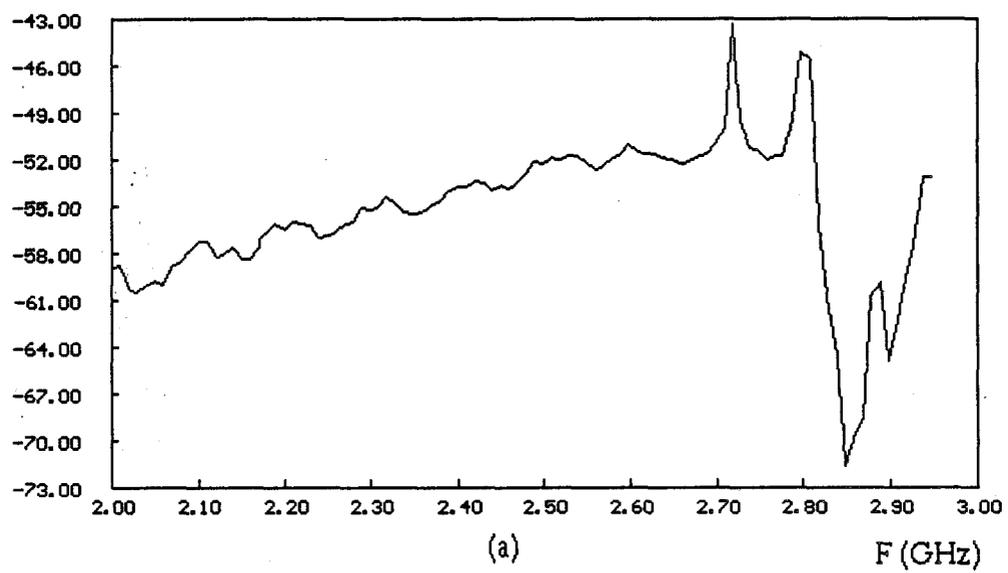
Cependant dans le cas qui nous occupe, nous utilisons des fiches coaxiales de type "OSM" et il a été nécessaire de procéder à une nouvelle modélisation des erreurs résiduelles.

Dans ce but, et afin de définir les plans de mesure directement dans le plan de l'échantillon, nous avons effectué une calibration T.R.L. (Thru Reflect Line) [38].

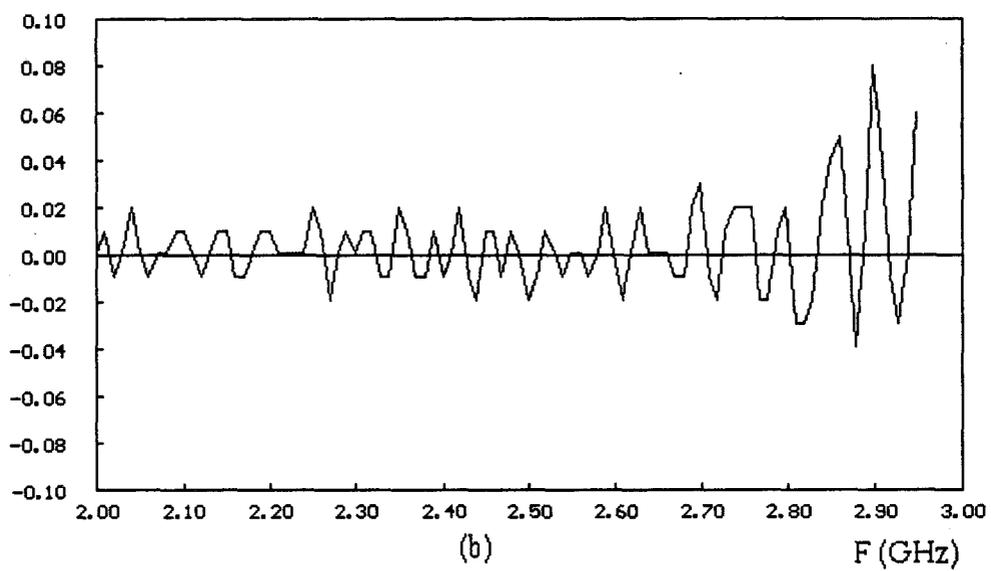
Ce type de calibration se fait en trois étapes :

- connexion des plans 1 et 2 ("Thru"),
- connexion de l'élément court-circuit ("Reflect"),
- ajout d'une ligne (non réfléchissante) entre les plans 1 et 2 ("Line").

Dd en dB



Ttd en dB



En outre, la longueur de la ligne doit répondre à un critère de phase [39] qui s'exprime sous la forme suivante :

$$0^\circ < 360 \frac{L}{\lambda_g} < 180^\circ$$

avec  $\lambda_g$  longueur d'onde guidée.

En utilisant ce type de calibration et un logiciel développé au laboratoire par G. Dambrine [39], nous avons déterminé les erreurs résiduelles suivantes [40]:

- Dd : directivité,
- Trd : réponse fréquentielle en réflexion,
- Msd : désadaptation de la source,
- Mld : désadaptation de la charge,
- Ttd : réponse fréquentielle en transmission.

Les résultats de la mesure, sur analyseur de réseau HP-8510, de ces erreurs résiduelles sont reportés figure 1.17. Disposant de ces paramètres, nous avons calculé l'incertitude maximale sur  $S_{11}$  et  $S_{21}$  [36, 37] :

$$\Delta |S_{11}| = \left| Dd + Trd.S_{11} + Msd.S_{11}^2 + Mld.S_{21}^2 \right| \quad (1.41)$$

$$\Delta \theta_{11} = \Delta \phi_{11} = \arcsin \left( \frac{\Delta |S_{11}|}{|S_{11}|} \right) \quad (1.42)$$

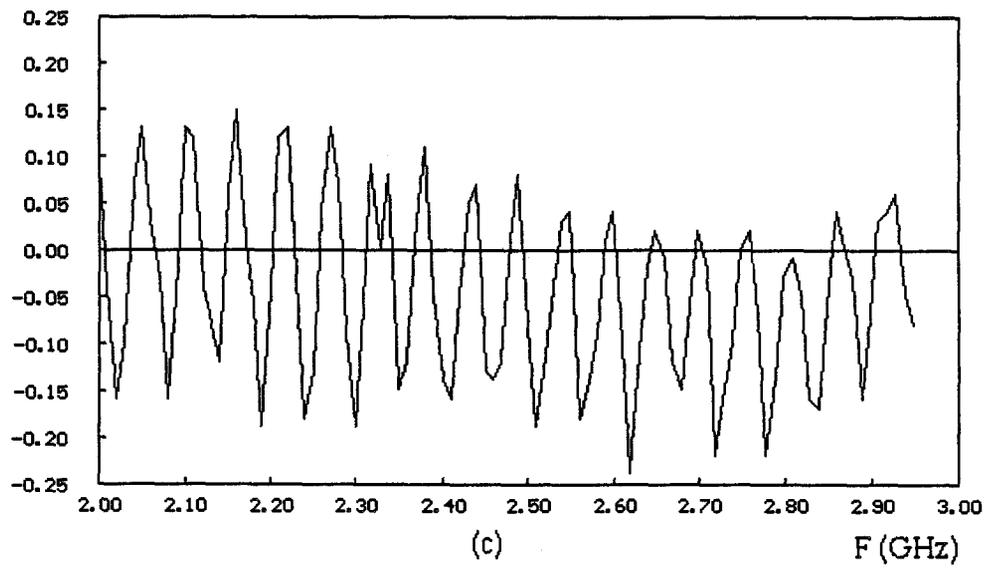
$$\Delta |S_{21}| = \left| Ttd.S_{21} + Msd.S_{11}.S_{21} + Mld.S_{11}.S_{21} \right| \quad (1.43)$$

$$\Delta \theta_{21} = \Delta \phi_{21} = \arcsin \left( \frac{\Delta |S_{21}|}{|S_{21}|} \right) \quad (1.44)$$

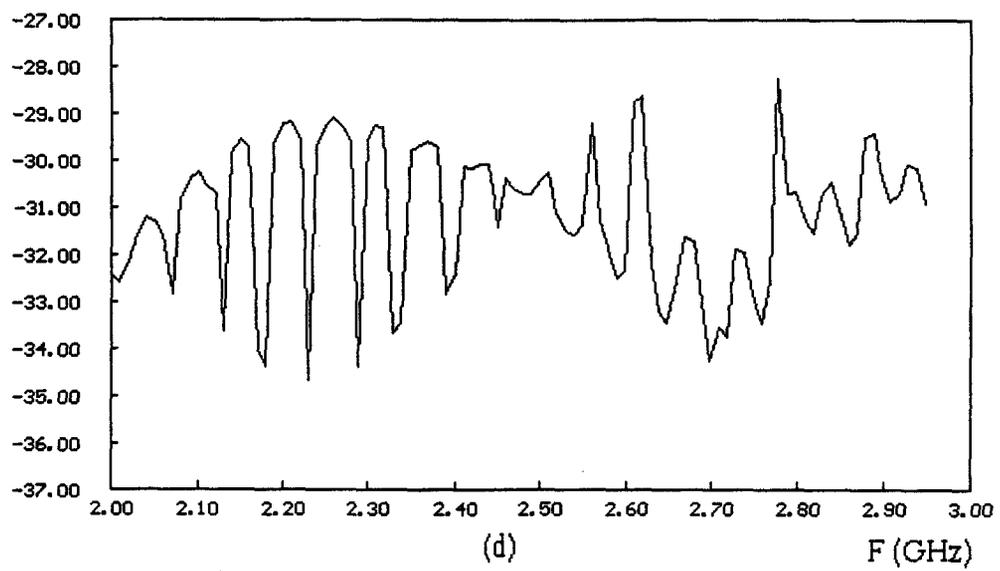
c) Calcul des erreurs sur  $\epsilon^*$

L'ensemble de ces équations (1.32 à 1.44) nous permet de calculer l'erreur sur la permittivité complexe. Nous donnons figures 1.18 et 1.19 les résultats pour différentes valeurs de permittivités de façon à distinguer le cas d'un matériau présentant des pertes

Trd en dB



Msd en dB



Mld en dB

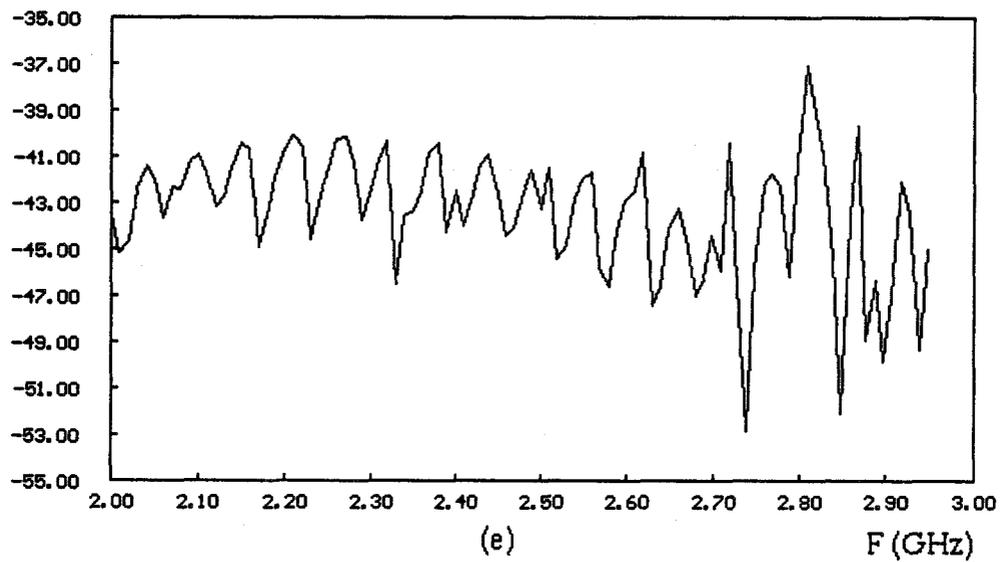


Figure 1.17 Représentation des erreurs résiduelles pour la cellule guide d'onde entre 2 et 3 GHz.

- (a) : Directivité  $D_d$  en dB,
- (b) : réponse fréquentielle en réflexion  $Tr_d$  en dB,
- (c) : réponse fréquentielle en transmission  $Tt_d$  en dB,
- (d) : désadaptation de la source  $M_{sd}$  en dB,
- (e) : désadaptation de la charge  $M_{ld}$  en dB.

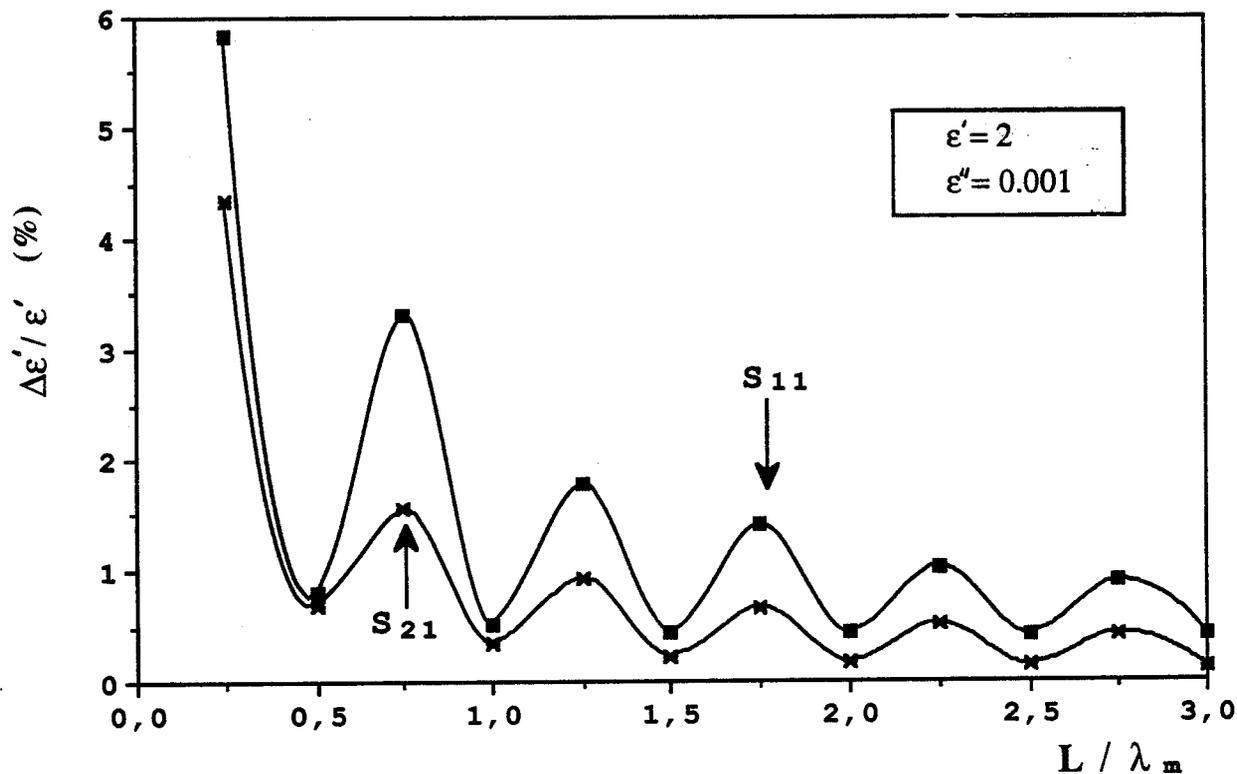


Figure 1.18 : Calcul de l'erreur relative sur  $\epsilon'$  en fonction de la longueur normalisée de l'échantillon pour un matériau "très faibles pertes" à  $F = 2450$  MHz.

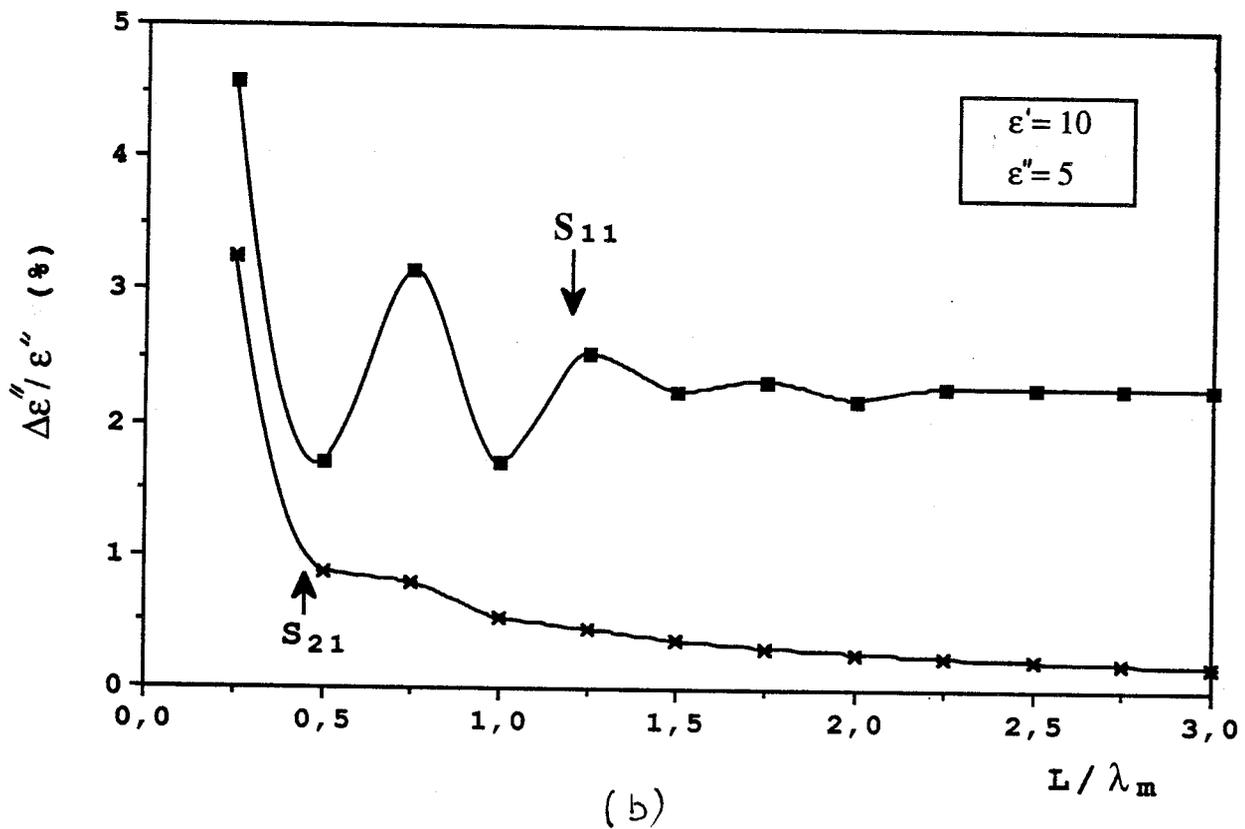
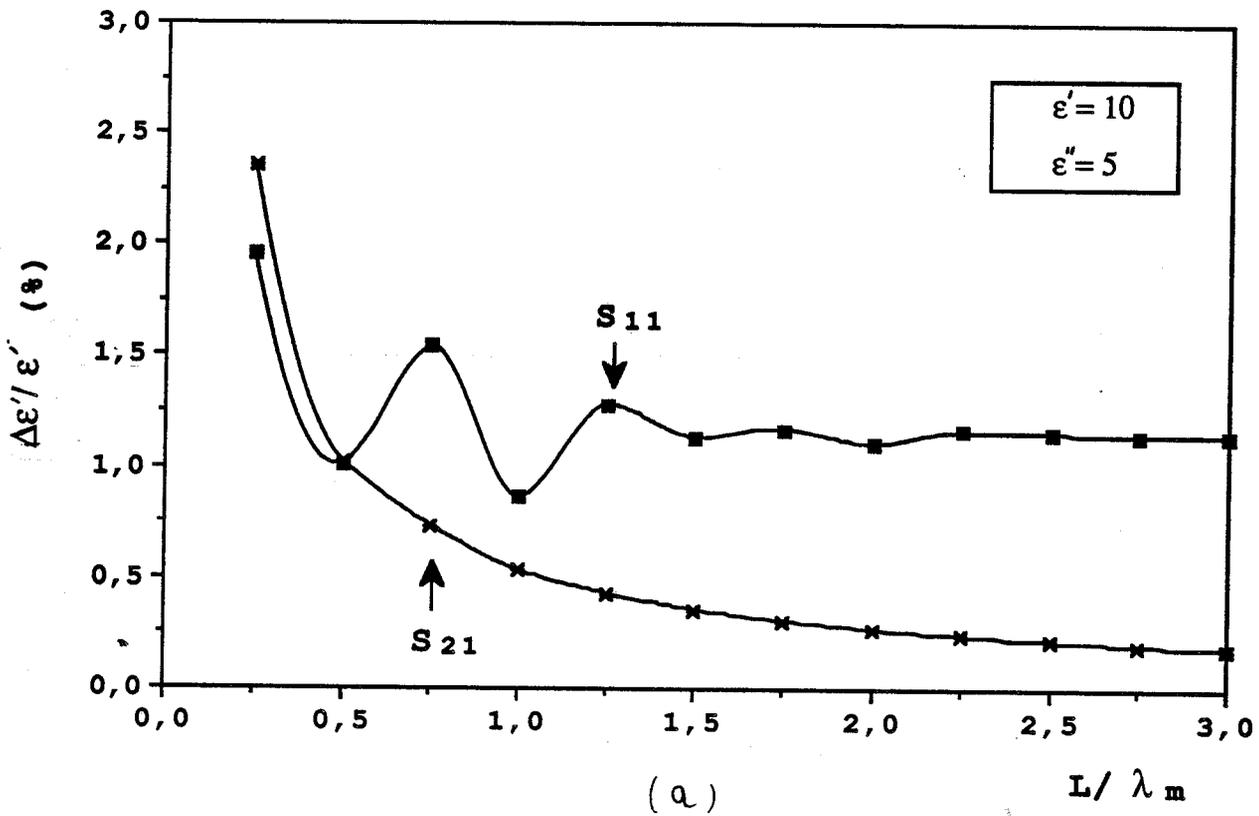
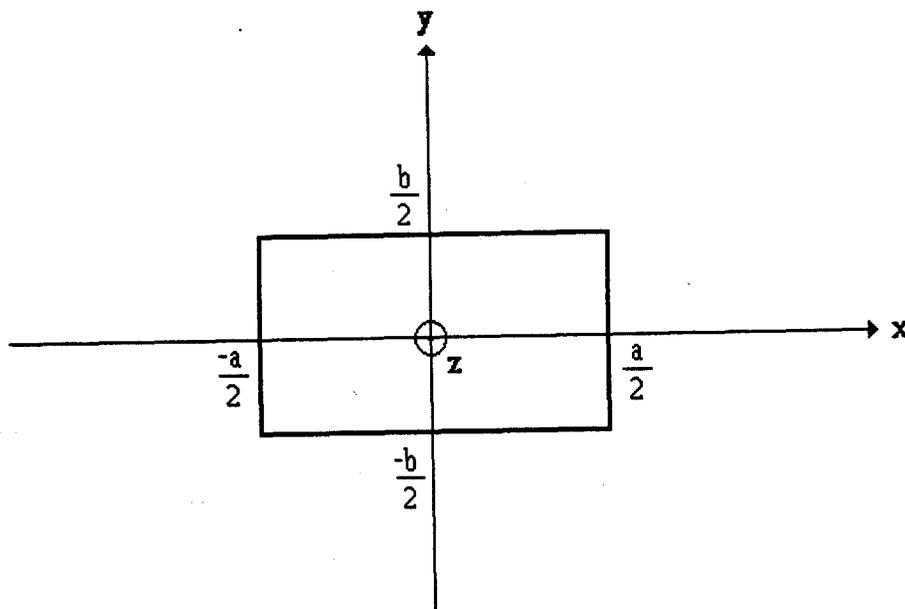
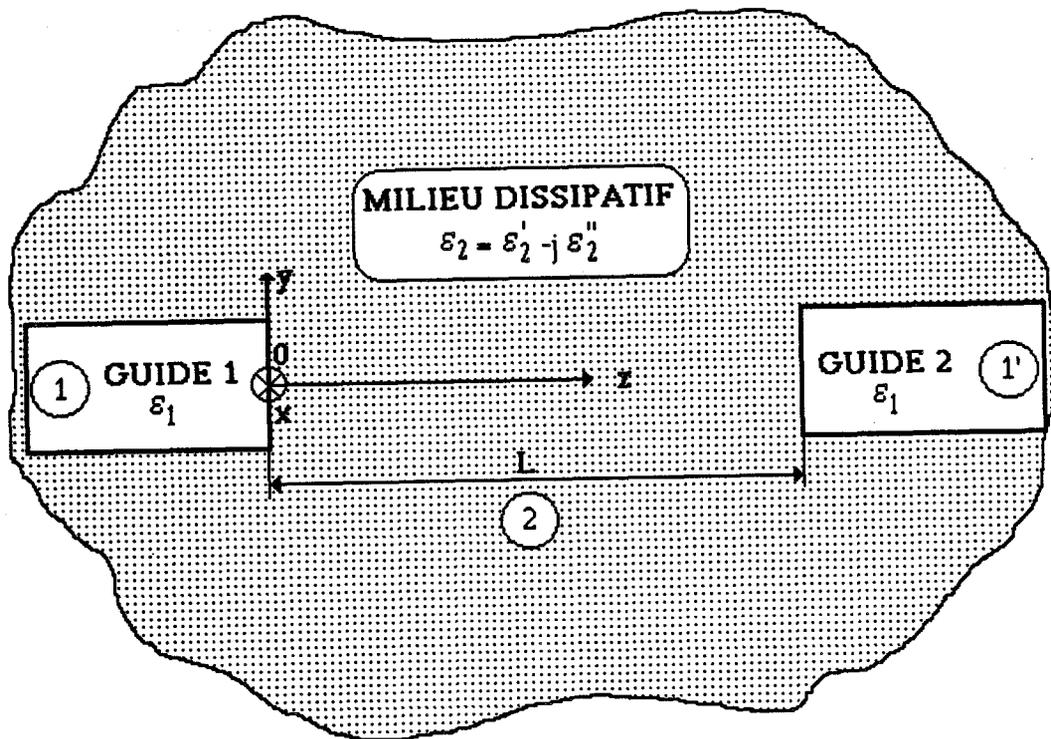


Figure 1.19 : Calcul de l'erreur relative sur  $\epsilon^*$  en fonction de la longueur normalisée ( $L/\lambda_m$ ) de l'échantillon pour un matériau "fortes pertes" à  $F = 2450$  MHz.  
 (a) : erreur relative sur la partie réelle de  $\epsilon^*$  ( $\Delta\epsilon'/\epsilon'$ ) en %,  
 (b) : erreur relative sur la partie imaginaire de  $\epsilon^*$  ( $\Delta\epsilon''/\epsilon''$ ) en %



Ouverture du guide rectangulaire

Figure 1.20 : Structure de propagation pour la mesure in-situ.

faibles ( $\epsilon' = 2, \epsilon'' = 10^{-3}$ ) de celui d'un matériau présentant de fortes pertes ( $\epsilon' = 10, \epsilon'' = 5$ ). Sur ces figures les incertitudes sur  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  calculées à partir des équations donnant  $S_{11}$  et  $S_{21}$  sont reportées en fonction de la longueur d'onde normalisée de l'échantillon pour la fréquence de 2450 MHz.

Nous notons figure 1.18 que l'erreur minimum pour les matériaux faibles pertes apparaissent pour des longueurs d'échantillons égales à un multiple entier de la demi longueur d'onde dans le matériau. Ce phénomène trouve son explication dans le fait que quand le module de  $S_{11}$  tend vers zéro et le module de  $S_{21}$  tend vers un avec  $\Gamma$  différent de zéro alors les équations donnant  $S_{11}$  et  $S_{21}$  se résument à :

$$z^2 - 1 = 0 \quad (1.45)$$

Quand le matériau présente de forte pertes (figure 1.19), l'erreur sur la permittivité, à partir de  $S_{11}$ , approche une valeur constante. Dans tous les cas, les erreurs relatives commises sur  $\epsilon^*$  sont toujours inférieures à quelques pour-cent.

## 1.4 Cellule in-situ.

En milieu industriel, les mesures in-situ sont préférées aux techniques de mesures guidées car ces dernières sont mal adaptées à des mesures en continu. La mesure in-situ est très utilisée pour la caractérisation de l'humidité des sols, par exemple [41]. Pour le cas qui nous intéresse, si cette cellule est dans sa réalisation plus simple que la précédente, par contre son traitement du point de vue électromagnétique est relativement complexe.

### 1.4.1 Description de la cellule.

La cellule de mesure est une structure "apériodique ouverte". Elle résulte de l'implantation dans le matériau de deux antennes qui assurent la transmission de l'onde hyperfréquence. Les antennes sont celles décrites au paragraphe 1.3.1. Nous présentons, figure 1.20, la structure de propagation où nous distinguons trois zones :

- Zones 1 et 1'** : guides d'ondes rectangulaires (présentés en 1.3.1),
- Zone 2** : milieu dissipatif de permittivité complexe  $\epsilon_2 = \epsilon_2' - j\epsilon_2''$

Photographies 3 et 4 : Cellule in-situ à 2450 MHz avant (3) et après (4) implantation dans le matériau à tester.

Dans les milieux 1 et 2 la propagation est mono-mode de type  $TE_{01}$ , alors que dans le milieu 3 il existe un spectre continu de modes.

Un système mécanique constitué de quatre tiges filtées en plexiglass permet de maintenir les deux antennes face à face. Le plexiglass ( $\epsilon_r \approx 2,6$ ) à été choisi de façon à minimiser les réflexions sur les tiges dans le cas de matériaux faibles pertes. La nature de ces entretoises pourrait être modifiée en fonction du type de matériau à tester. Nous montrons (Photographies 3 et 4) les photographies de la cellule avant et après implantation dans le matériau à tester.

#### 1.4.2 Mesure à l'analyseur de réseau.

Cette étude faite à l'analyseur de réseau présente un caractère limité, car elle n'a été menée que sur des produits pratiquement secs. En effet, nous ne possédons pas la maîtrise d'une humidification homogène et de titre connu des produits compte tenu du fait que la mesure in-situ implique la mise en oeuvre de volumes importants. Les échantillons nous sont fournis par les industriels intéressés par la méthode et les essais in situ.

Des mesures ont été faites pour  $F = 2450$  MHz,  $e_d = 4$ ,  $a = 2,8$  cm,  $b = 5,8$  cm et  $L = 14,4$  cm, sur le sable et le sucre secs, ainsi que pour une transmission dans l'air. Des résultats bruts des mesures, nous avons retranché les contributions des transitions guide-coaxial, afin d'obtenir uniquement les caractéristiques des quadripôles constitués par le milieu sous test. Les résultats sont les suivants :

##### pour le sable de chantier sec

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= -11,59 \text{ dB} & \phi_{11} &= -167,81^\circ \\ |S_{21}| &= -12 \text{ dB} & \phi_{21} &= -15,7^\circ \end{aligned}$$

##### pour le sucre sec

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= -10,71 \text{ dB} & \phi_{11} &= -126,49^\circ \\ |S_{21}| &= -14,6 \text{ dB} & \phi_{21} &= -62,1^\circ \end{aligned}$$

##### pour l'air

$$|S_{11}| = -4,76 \text{ dB} \quad \phi_{11} = -122,2^\circ$$

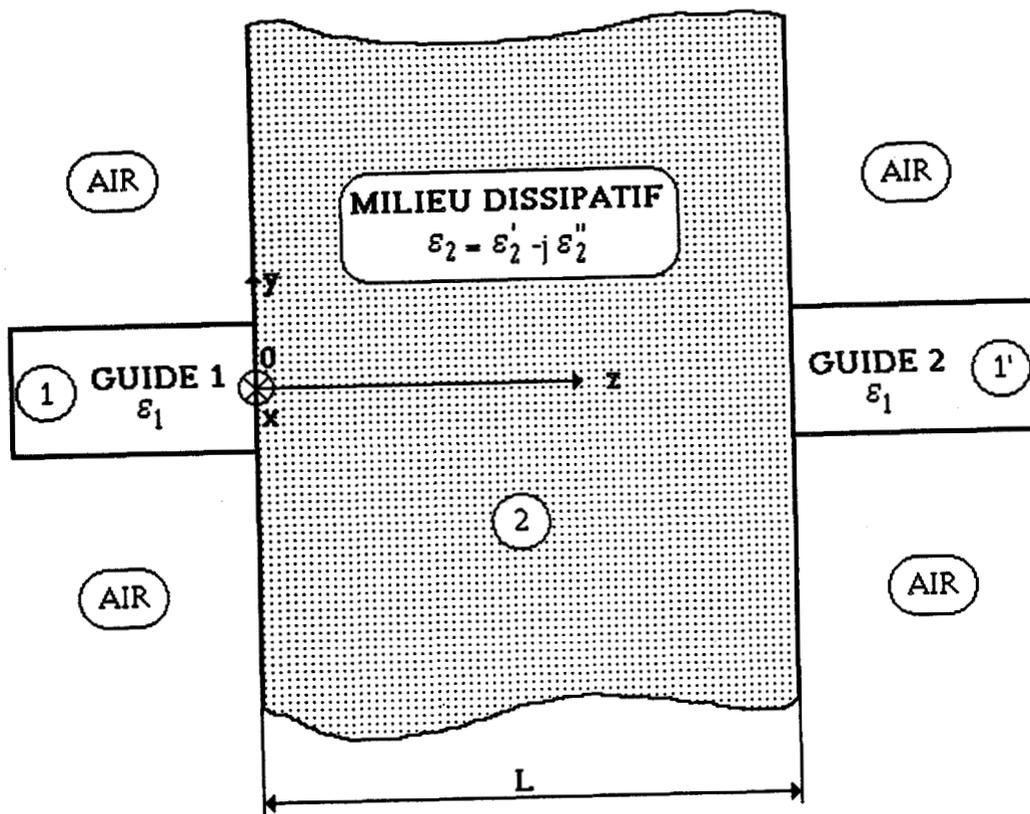


Figure 1.21 : Structure de propagation étudiée par Ph.Waro [42]

$$|S_{21}| = -15 \text{ dB} \quad \phi_{21} = -87,5^\circ$$

D'autres mesures in-situ, sur des matériaux d'humidité connue sont prévues dans un proche avenir, en milieu industriel.

#### 1.4.3 Possibilité de calcul de la matrice S du quadripôle sous test.

Le groupe NAMO dispose d'une méthode modale de calcul des champs rayonnés par une ouverture rectangulaire dans un milieu dissipatif [42, 43]. Cette méthode appliquée à des problèmes de radiométrie par corrélation peut être étendue au cas qui nous intéresse, de deux antennes placées de part et d'autre d'un milieu dissipatif en mode actif.

Ainsi, on considère une propagation mono-mode dans les guides ( $\epsilon_1$ ) et multi-mode dans le milieu dissipatif ( $\epsilon^*$ ). On envisage d'abord une ouverture de guide ( $\epsilon_1$ ) placée sur un milieu bi-couche, la première couche ( $\epsilon^*$ ) a une épaisseur L, la seconde couche ( $\epsilon_1$ ) est semi infinie. La méthode permet d'estimer la contribution des différents modes en tout point des matériaux. On positionne à l'interface des deux milieux  $\epsilon^*$  et  $\epsilon_1$  la fenêtre rectangulaire de l'ouverture du second guide. On détermine le signal transmis par la contribution du mode  $TE_{01}$  qui traverse cette ouverture et pénètre dans le deuxième guide (figure 1.21) d'où le terme  $S_{21}$ . La prise en compte des différents interfaces permet aussi de calculer  $S_{11}$ .

Ce logiciel va pouvoir être utilisé pour interpréter les mesures effectuées in-situ sur des matériaux humidifiés. Sa mise en application nécessite néanmoins la connaissance de la permittivité des matériaux ou tout au moins une valeurs approchée.

### 1.5 Conclusion.

Nous avons étudié deux types de cellules, l'une constituée d'un guide rectangulaire que l'on remplit du matériau à tester ; l'autre qui fonctionne in situ est réalisée en implantant face à face deux ouvertures rectangulaires rayonnant dans le matériau.

Nous décrivons les modes de réalisation de ces deux types de cellules et donnons des résultats de mesure des paramètres faites à l'analyseur de réseau sur différents

matériaux (sable de chantier, argiles de fonderie, sucres, poudres textiles) pour des taux d'humidité  $H$  pouvant atteindre 32 %.

Dans le cas de la cellule guide d'onde nous avons défini une méthode de mesure de la permittivité qui procède à partir de l'inversion du terme  $S_{21}$  de la matrice  $S$  et discuté sa précision.

Dans le cas de la cellule in situ, les résultats actuels concernent l'étude de produits pratiquement secs.

Ces travaux préliminaires indiquent la possibilité de baser la conception d'un capteur de mesure d'humidité sur la transmission du matériau à tester.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] **A. LEBRUN, A. CHAPOTON**  
"Mesures d'humidité dans les solides et les liquides."  
Journées SEE sur les nouvelles applications des micro-ondes, Lille, 1983.
- [2] **A. THANSANDOTE, J. PONUKKHA**  
"Shielded-open-coaxial-line and short-monopole reflection techniques for measuring moisture content of grain and peanuts."  
The Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol.25-n°4, pp 195-201  
1990.
- [3] **A. KRASZEWSKI**  
"Microwave aquametry - A review"  
Journal of Microwave Power, n°15 (4), pp209-220, 1980.
- [4] **A. KRASZEWSKI, S. NELSON**  
"Study on grain permittivity measurements in free-space."  
The Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol.25-n°4, pp 202-210  
1990.
- [5] **F. THOMPSON**  
"Moisture measurement using microwaves."  
Measurement & Control, Vol 22, pp 210-215, September 1989.
- [6] **OHMART**  
Notice de l'appareil Micro 5000.
- [7] **W.C. RUTLEDGE**  
"Experience of on-line chip moisture measurement and its application for digester control."  
Document Ohmart.

[8] J. DUBOIS

"Humidité dans les solides, liquides et gaz."  
Technique de l'ingénieur, p 3760, 1982.

[9] MOISTURE REGISTER PRODUCTS

Notice de l'appareil MPC-1.

[10] A. KRASZEWSKI

" Microwave aquametry - Needs and perspectives"  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-39 n°5, pp 828-835, Mai 1991.

[11] A. MAMOUNI

"Radiométrie Microonde en champ proche."  
Thèse de Doctorat Es-Sciences Physiques, Lille, Mai 1988.

[12] M.T. HALLIKAINEN, F.T. ULABY, M.C. DOBSON, M.A. EL-RAYES, LIN-KUN WU

"Microwave dielectric behaviour of wet soil - Part 1, empirical models and experimental observations".  
IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing, vol.GE-23, n°1, pp 25-34, Janvier 1985.

[13] F.T. ULABY, R.K. MOORE, A.K. FUNG

"Microwave remote sensing  
Vol III - From theory to applications, pp 2081-2114

[14] T.J. JACKSON

"Laboratory Evaluation of a Field-Portable Dielectric Soil-Moisture Probe."  
IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing, vol.GE-28, n°2, pp 241-245, Mars 1990.

[15] D.D. NGUYEN

"Thermographie et chauffage micro-ondes : contribution à la conception et à la réalisation de systèmes destinés au Génie Biologique et Médical".  
Thèse de troisième cycle, Lille, Décembre 1980.

**[16] M. DESCARPENTERIES**

"Contribution à l'étude de la conductivité et de la polarisation complexe dans les milieux hétérogènes, sable-eau-argile".

Thèse de Docteur-Ingénieur, Lille, 1966.

**[17] W.B. WEIR**

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

Proceedings of the IEEE, vol.62, n°1, pp 33-36, Janvier 1974.

**[18] J.J. BONTE**

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

Thèse de Troisième cycle, Lille, Juin 1990.

**[19] L.P. LIGTHART**

"A fast computational technique for accurate permittivity determination using transmission line methods"

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-31 n°3, pp 249-254, Mars 1983.

**[20] S. ROBERT - A. VON HIPPEL**

"A new method for measuring dielectric constant and loss in the range of centimeter waves".

Journal of Applied Physics, 17, pp 610-616, 1946.

**[21] A. CHAPOTON**

Equipe de recherche "Nouveaux Matériaux" C.H.S Lille

**[22] H.E. BUSSEY**

"Dielectric measurements in a shielded open circuit coaxial line

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, IM-29 pp 120-124, 1980.

**[23] HEWLETT - PACKARD**

"Measuring the dielectric constant of solids with the HP 8510 network analyser".

Application note n° 8510-3, 1985.

- [24] **G. ROUSSY, J.M. THIEBAUT, H. GHANEM, B. DICHTTEL**  
 "Mesure des impédances en guide d'onde avec une ligne de mesure fixe à quatre sondes."  
 L'Onde Electrique - vol.67 (1), p 80-86, Janvier 1987.
- [25] **S.O. NELSON, L.E. STETSON, C.W. SCHLAPHOFF**  
 "A general computer program for precise calculation of dielectric properties from short-circuited-waveguide measurements."  
 IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol IM-23, n°4, pp 455-460, décembre 1974.
- [26] **G. MAZE, J.L. BONNEFOY, M. KAMAREI**  
 "Microwave Measurement of Dielectric Constant Using a Sliding Short-Circuited Waveguide Method."  
 Microwave Journal Vol.33, n°10, pp 77-82, October 1990.
- [27] **A. PARKASH, J.K. VAID, A. MANSINGH**  
 "Measurement of dielectric parameters at microwave frequencies by cavity-perturbation technique".  
 IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-27 n°9, pp 791-795, septembre 1979.
- [28] **M. BORN, E. WOLF**  
 "Principles of optics-electromagnetic theory of propagation. Interference and diffraction of light."  
 Fifth Edition, 1975.
- [29] **M. ROBILLARD**  
 "Contribution à l'étude des sondes et à la reconnaissance d'objet thermique par thermographie micro-ondes (T.M.O)".  
 Thèse de doctorat, Lille, Novembre 1981.
- [30] **H. GHANEM, G. ROUSSY, J.M. THIEBAUT**  
 "Méthode de mesure automatique et simultanée de la permittivité et de la perméabilité des solides en guides d'ondes."  
 L'Onde Electrique - vol.68 (6), novembre-décembre 1988.

[31] J.C. HENAU, P. CROZAT

"Précision des mesures simultanées de  $\epsilon_r$  et  $\mu_r$  complexe à l'analyseur de réseau."  
Journées d'études sur les mesures hyperfréquences. Carcassonne 22-23 Novembre 1990.

[32] D.K. GHODGAONKAR, V.V. VARADAN, V.K. VARADAN

"Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies."  
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol.39 n°2, pp 387-393, Avril 1990.

[33] A. ANGOT

"Complément de Mathématiques."  
Sixième Edition - p.722 - Masson

[34] J. BAKER-JARVIS, E.J. VANZURA, W.A. KISSICK

"Improved technique for determining complex permittivity with the transmission reflection method".  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-38 n°8, pp 1096-1103, Aout 1990.

[35] H.E. BUSSEY AND J.E. GRAY

"Measurement and standardisation of dielectric samples".  
IRE Trans.Instrum.,vol I-11, n°3, pp 162-165, 1962.

[36] B.DONECKER

"Accuracy Predictions for a new generation network analyser".  
Microwave Journal, pp 127-141, juin 1984.

[37] HEWLETT-PACKARD

"Specification for HP 8510"  
HP 8510 - General Information, pp 1-84 à 1-85.

[38] G.F. ENGEN AND C.A. HOER

"Thru-Reflect-Line" : An improved technique for calibrating the dual Six-Port automatic network analyser.

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-27 n°12, pp 987-993, December 1979.

[39] G. DAMBRINE

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

Thèse de Troisième cycle, Lille, mars 1989.

[40] S. GUIROUS

"Sur la caractérisation électromagnétique ( $\epsilon^*$ ,  $\mu^*$ ) de matériaux solides et liquides en structure guide d'ondes rectangulaire à large bande de fréquences (0.5 à 100 GHz)."

D.E.A en Electronique, Lille, Juillet 1991.

[41] A. CHAPOTON, A. LEBRUN, F. WATTRELOT

"Dispositif de mesure in-situ de l'humidité des sols utilisant les propriétés électriques de l'eau dans la bande des radiofréquences et micro-ondes"

Proc. Int. Colloquium Spectral Signatures of Objects in Remote Sensing, Bordeaux ,  
Septembre 1983.

[42] P.WARO

Thèse à paraître, Lille.

[43] P.DEHOUR

Thèse à paraître, Lille.

## **CHAPITRE 2**

# **MODELISATION ET SIMULATION DU FONCTIONNEMENT DU PONT INTERFEROMETRIQUE**

## 2.1 Introduction.

**D**ans ce chapitre nous étudions un dispositif permettant la mesure de la phase et du module du coefficient de transmission. Les impératifs qui guident cette étude sont les suivants :

- la réalisation doit être la plus simple possible, afin d'en minimiser le coût, et d'aboutir à un système portable destiné à fonctionner hors d'un laboratoire, par exemple en milieu industriel.
- la précision en termes de mesure doit correspondre au cahier des charges de l'utilisateur concernant le taux d'humidité,

Certes l'analyseur de réseau présente toutes les compétences en termes de précision de mesure, mais se révèle mal adapté à un contexte industriel de par sa complexité et son coût.

Le système que nous proposons est basé sur une méthode interférométrique fonctionnant à fréquence fixe étudiée préalablement par A. Lauer [1] et A. Heuchon [2]. Dans leur étude, ceux-ci ont mis en place le principe de la méthode et abordé une première réalisation du pont à partir de composants commerciaux classiques. La méthode interférométrique a été préférée aux méthodes basées sur des réseaux "Six-Ports" [3]. En effet, comme notre procédé est basé sur la mesure du coefficient de transmission il faudrait utiliser deux réseaux "Six-Ports"[4, 5, 6] ou un réseau "Huit-Ports"[7], ce qui aurait pour conséquence l'accroissement de la complexité du système et en définitive de son coût.

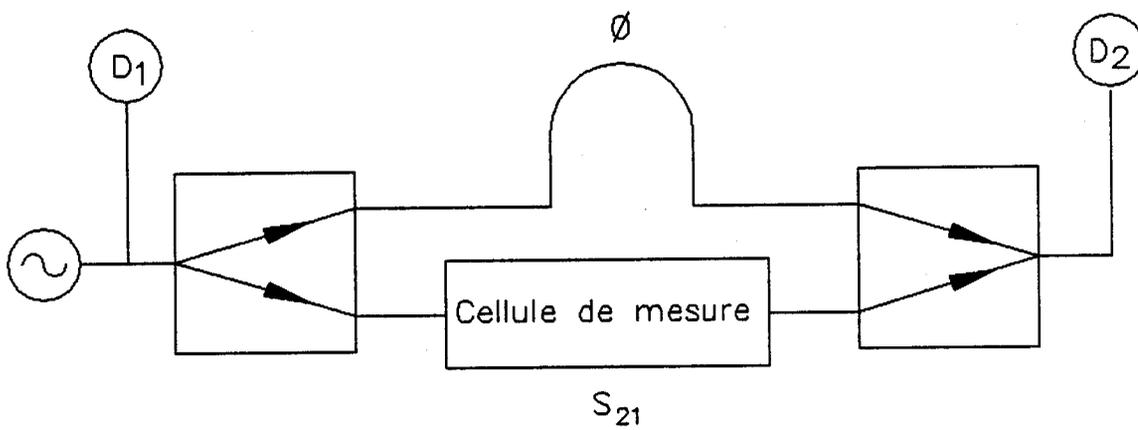


figure 2.1 Principe de la mesure du coefficient de transmission

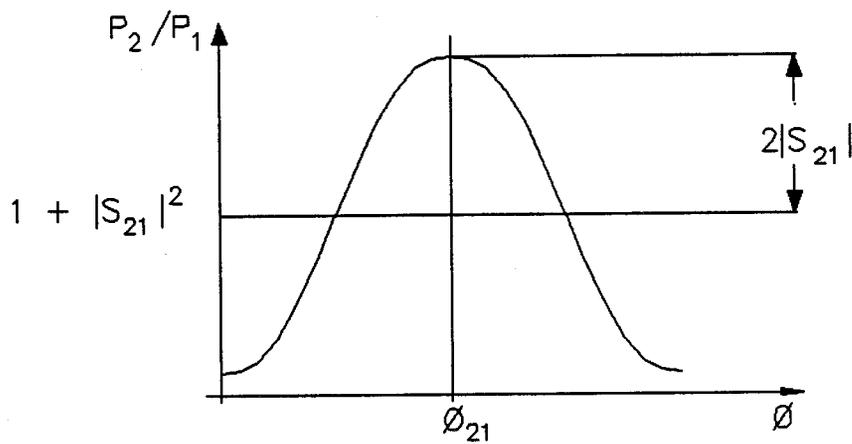


figure 2.2 Evolution de  $P_2/P_1$  en fonction de  $\phi$  pour la configuration de la figure 2.1

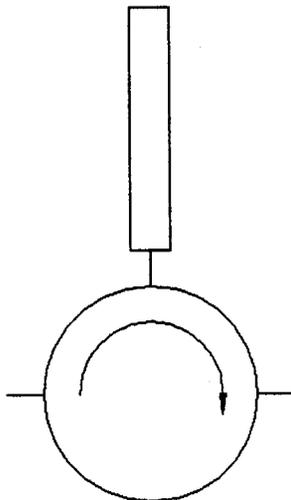


figure 2.3 Constitution de la charge de reference

Après avoir rappelé les principes de base de la méthode de mesure interférométrique, nous allons nous attacher à définir un dispositif en structure hybride. Dans un premier temps nous caractérisons les composants commerciaux utilisés et concevons les composants spécifiques. Une seconde étape nous amène à définir la structure générale du système et à en effectuer la simulation sur le logiciel Microwave Design System (M.D.S) de Hewlett Packard.

Ceci nous permettra de conclure sur les performances que l'on est en droit d'attendre de ce type de dispositif.

## 2.2 Principe du pont interférométrique.

### 2.2.1 Principe.

Le principe de base de l'interférométrie repose sur la comparaison de deux ondes issues d'un même générateur. L'une parcourt un trajet dit de référence dans lequel est inséré un élément étalon, l'autre un trajet dit de mesure dans lequel on place l'élément à tester.

La figure 2.1 présente une configuration monochromatique adaptée à la mesure du coefficient de transmission  $S_{21} = |S_{21}| \exp(j\phi_{21})$ . Dans cette configuration, l'onde issue du générateur, dont la puissance  $P_1$  est mesurée par le détecteur  $D_1$  est divisée en deux parties dont l'une suit la voie de référence, et l'autre la voie de mesure. Dans la voie de référence, supposée sans pertes, est inséré un élément produisant un retard de phase  $\phi$ . Le dispositif dont on veut mesurer le coefficient de transmission  $S_{21}$  est dans la voie de mesure. Les deux ondes sont ensuite sommées et la puissance correspondante  $P_2$  mesurée par le détecteur  $D_2$ . Pour ce système le rapport des puissances détectées s'exprime par la relation :

$$y = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{4} [ 1 + |S_{21}|^2 + 2|S_{21}| \cos(\phi - \phi_{21}) ] \quad (2.1)$$

Pour un quadripôle donné, la courbe  $y$  fonction du retard  $\phi$  est une sinusoïde d'amplitude  $2|S_{21}|$  admettant un maximum en  $\phi = \phi_{21}$  telle que le représente la figure 2.2.

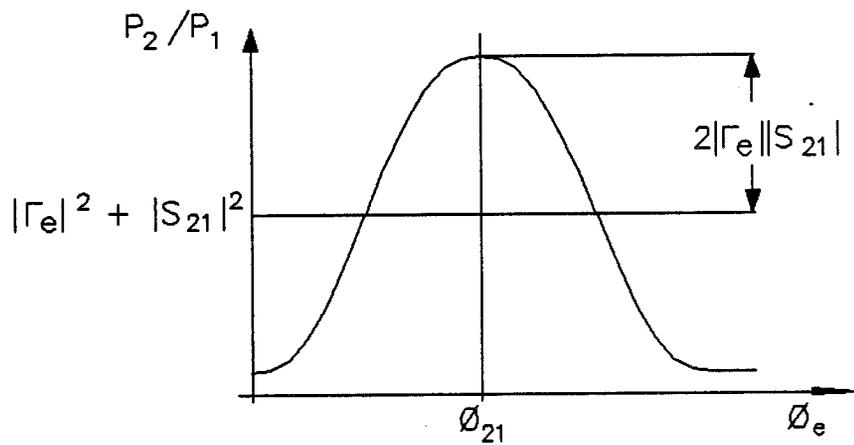


figure 2.4 Evolution de  $P_2/P_1$  en fonction de  $\theta_e$  pour la charge de reference figure 2.3

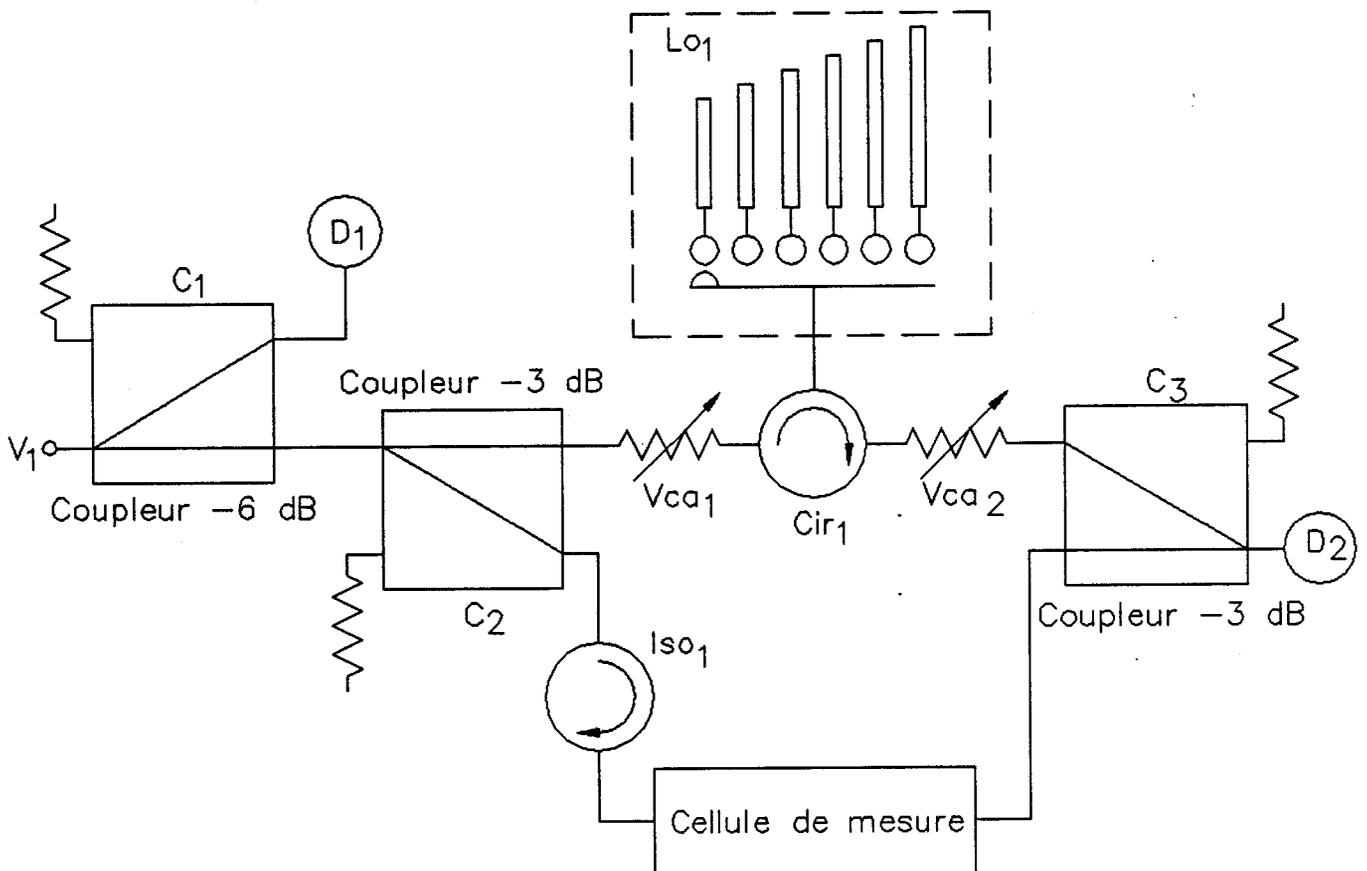


figure 2.5 Schema theorique du pont reflectometrique.

La mesure consiste alors à donner à la phase  $\phi$  des valeurs discrètes et régulièrement répartie entre 0 et  $2\pi$ , puis à appliquer une fonction d'approximation à la série de valeurs obtenues du rapport des puissances  $P_2/P_1$ , afin de reconstituer une période de l'interférogramme.

Le retard de phase est obtenu par le dispositif présenté figure 2.3 : un circulateur est associé à une ligne ouverte ou en court-circuit de longueur variable. Dans ces conditions, l'élément de référence ne présente plus seulement un retard de phase, mais aussi une atténuation dont il faut tenir compte, son coefficient de réflexion s'écrit  $\Gamma_e = \rho_e \exp(j\phi_e)$ . Ainsi, en considérant les autres éléments du système comme idéaux, le rapport des puissances s'exprime par [8]:

$$y = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{4}[\rho_e^2 + |S_{21}|^2 + 2\rho_e |S_{21}| \cos(\phi_e - \phi_{21})] \quad (2.2)$$

L'interférogramme résultant est présenté figure 2.4; Sa valeur moyenne est égale à  $\rho_e^2 + |S_{21}|^2$  et l'amplitude de la sinusoïde est  $2\rho_e |S_{21}|$ ; le maximum a lieu pour  $\phi_e = \phi_{21}$ , d'où la possibilité de déterminer  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$ .

### 2.2.2 Schéma du circuit hybride.

Ce principe nous amène à construire un interféromètre dont le schéma donné figure 2.5 prend en compte sa réalisation en technologie hybride. Le signal d'entrée étant appliqué à l'accès  $V_1$ , nous trouvons tout d'abord un coupleur  $C_1$  (-6 dB/-90°) qui associé au détecteur  $D_1$  permet la mesure de la puissance d'entrée  $P_1$ . Le signal est ensuite scindé en deux parties par le coupleur  $C_2$  (-3 dB/-90°), vers la voie de référence et vers la voie de mesure.

Dans la voie comportant la cellule de mesure, nous insérons un isolateur Iso1 permettant de prévenir toute réflexion parasite susceptible de provenir de la cellule.

Dans la voie de référence, on trouve l'ensemble constitué par l'association d'un circulateur  $Cir_1$  et d'un dispositif produisant le retard de phase servant de référence. Ce retard de phase variable est produit par un multiplexeur hyperfréquence (6 voies) dont les sorties sont connectées à des lignes ouvertes de différentes longueurs (figure 2.5).

Deux atténuateurs variables  $V_{ca1}$  et  $V_{ca2}$  commandés en tension (Voltage Control Attenuators : VCA) [9] sont implantés de part et d'autre du circulateur  $Cir_1$ . Le rôle de ces atténuateurs est de compenser la différence d'atténuation pouvant exister entre voie de mesure et voie de référence, par exemple lors de la mesure de matériaux créant une forte atténuation. En effet, comme la mesure repose sur la comparaison des deux vecteurs issus de la voie de référence et de la voie de mesure, il est évident qu'un déséquilibre entre ces vecteurs se traduit par une perte de précision. Nous avons préféré l'emploi d'atténuateurs dans le bras de référence à celui d'amplificateurs commandés en tension dans la voie de mesure pour des raisons de coût.

Les deux voies sont ensuite reliées à un coupleur  $C_3$  (-3 dB/-90°) qui additionne leurs contributions; la puissance résultante  $P_2$  est mesurée par le détecteur  $D_2$ .

### 2.3 Caractérisation des composants commerciaux.

Dans le but de simuler le fonctionnement du pont interférométrique à l'aide du logiciel M.D.S. , il est nécessaire de disposer des matrices S réelles des différents sous-systèmes que nous allons y implanter. Nous rapportons les mesures qui ont été effectuées dans ce sens sur les circulateurs, isolateurs, atténuateurs commandés en tension, ainsi que sur la charge de référence.

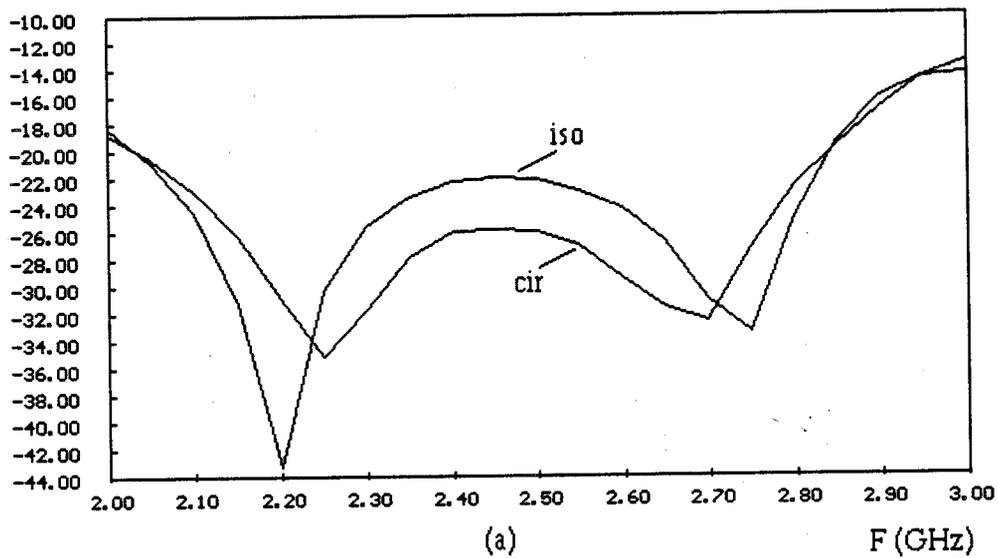
#### 2.3.1 Circulateurs et isolateurs.

Les composants sont de type "drop-in" (TDK CU9343L). Certaines de leurs performances hyperfréquences sont fournies par le constructeur [10] :

- bande passante : 2,3 à 2,7 GHz,
- isolation : 20 dB,
- pertes d'insertion : 0,5 dB,
- T.O.S : 1,2 dB.

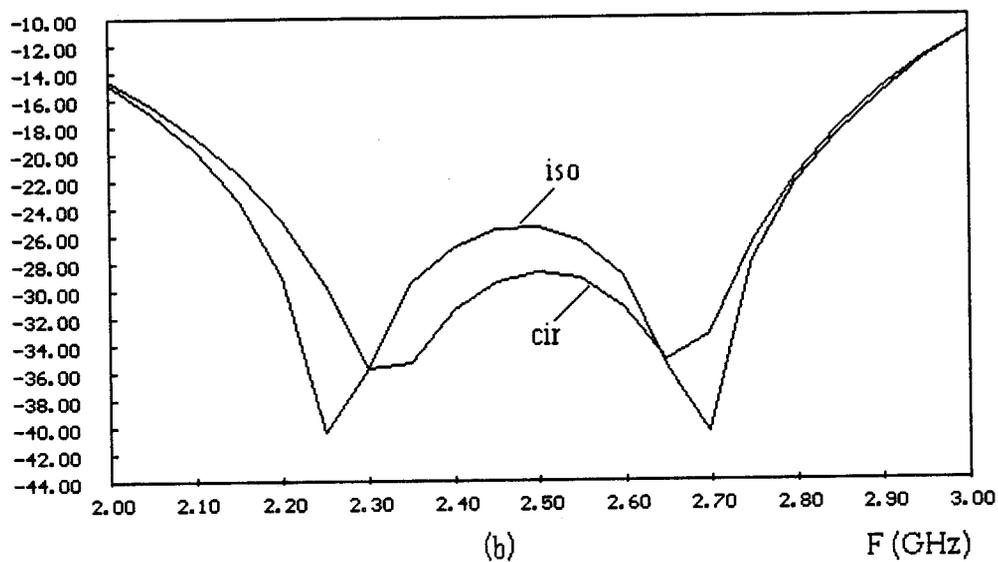
Le boîtier de ces dispositifs est prévu pour une implantation sur circuit plaqué. En conséquence, il a été nécessaire de faire réaliser un boîtier mécanique adapté à la caractérisation sur analyseur de réseau, et permettant la récupération du dispositif pour son implantation sur le prototype. Les résultats des mesures sont reportés figure 2.6.

$|S_{11}|$  en dB



(a)

$|S_{12}|$  en dB



(b)

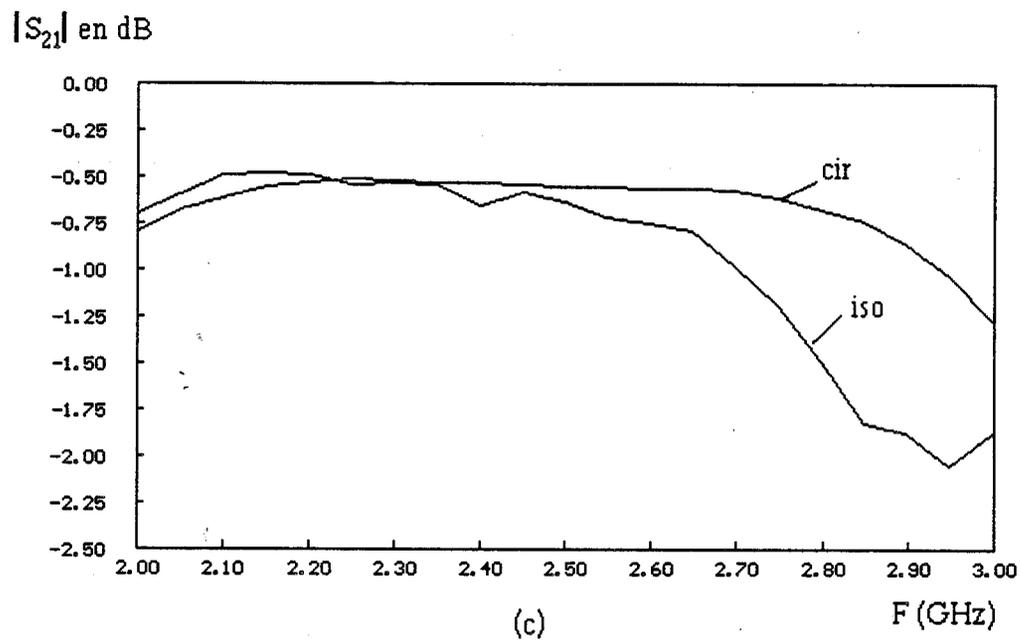


Figure 2.6 : Caractéristiques d'un circulateur (cir) et d'un isolateur (iso) (TDK CU93431) mesurées à l'analyseur de réseau entre 2 et 3 GHz.  
 (a) : module de  $S_{11}$  en dB,  
 (b) : isolation en dB,  
 (c) : pertes d'insertion en dB.

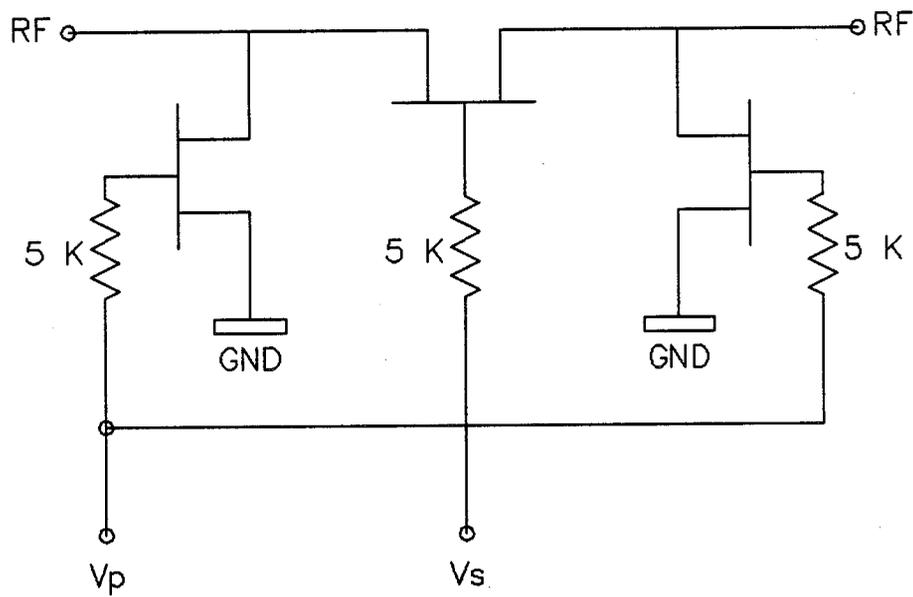


Figure 2.7 Schema electrique du HMR 11000.

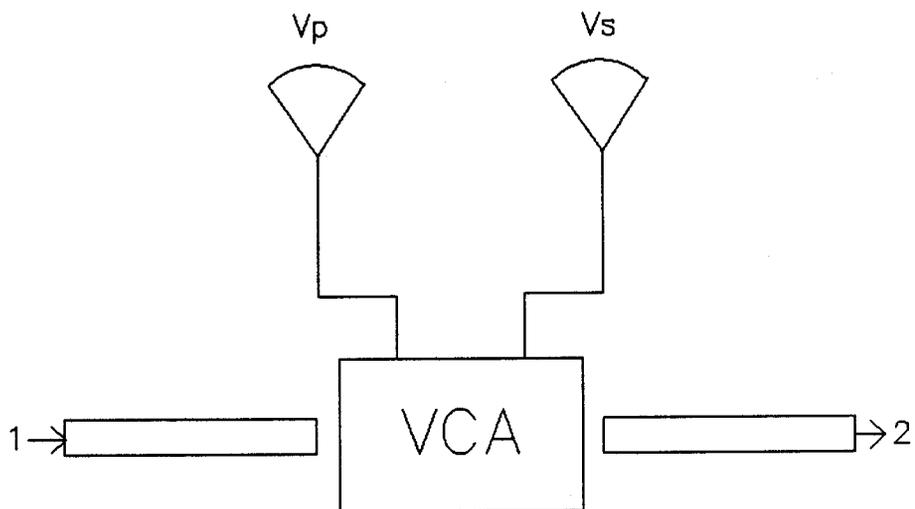


Figure 2.8 Schema du circuit de test du HMR 11000

Pour le circulateur, on peut noter une isolation meilleure que 20 dB, des pertes d'insertion de l'ordre de 0,5 dB sur la bande 2,1 à 2,8 GHz : des résultats conformes aux données constructeur.

Pour l'isolateur, l'isolation reste du même ordre de grandeur, tandis que l'on note une légère dégradation des pertes d'insertion (de l'ordre de 0,7dB).

Tant pour le circulateur que pour l'isolateur, le coefficient de réflexion sur tous les accès est inférieur à -20 dB.

Les valeurs que nous utilisons pour la simulation à 2450 MHz sont les suivantes :

$$\begin{aligned} |S_{11}|_c &= -25,74 \text{ dB} & \phi_{11c} &= -86,12^\circ \\ |S_{21}|_c &= -0,54 \text{ dB} & \phi_{21c} &= -169,84^\circ \\ |S_{12}|_c &= -29,33 \text{ dB} & \phi_{12c} &= -129,38^\circ \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} |S_{11}|_i &= -21,91 \text{ dB} & \phi_{11i} &= 58,74^\circ \\ |S_{21}|_i &= -0,59 \text{ dB} & \phi_{21i} &= -169,74^\circ \\ |S_{12}|_i &= -25,55 \text{ dB} & \phi_{12i} &= -142,42^\circ \end{aligned}$$

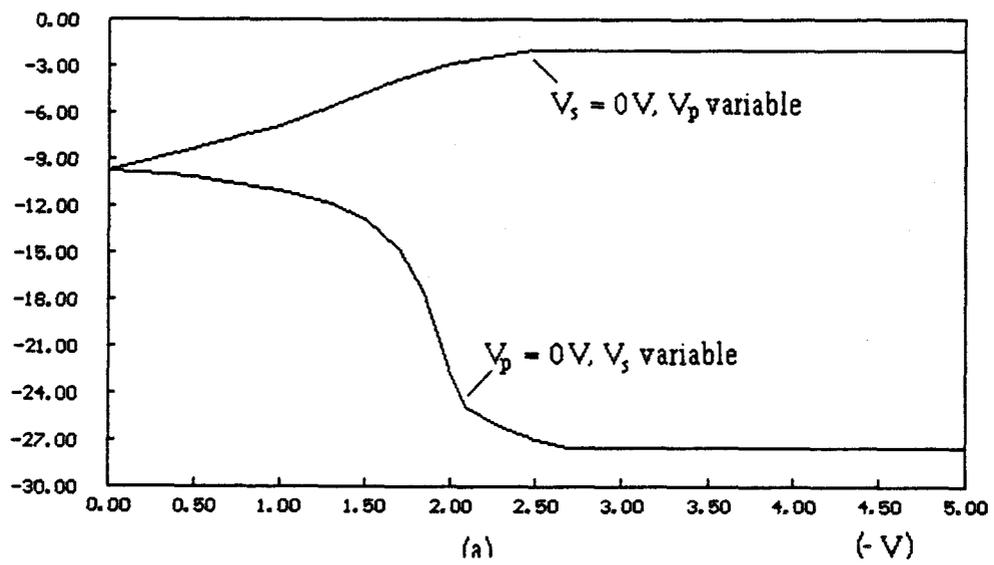
### 2.3.2 Atténuateur commandé en tension HMR 11000.

Nous donnons le schéma électrique de ce composant en figure 2.7. Le constructeur fournit les évolutions du T.O.S et des pertes d'insertion (cf. Annexe C) en fonction de la fréquence, ainsi que les données d'implantation (chip bonding). Cet atténuateur est constitué de trois transistors FET AsGa (technologie planar, longueur de grille 1  $\mu\text{m}$ ) monté en  $\pi$  fonctionnant en résistances variables. Les grilles de ces transistors sont commandées par deux tensions continues  $V_p$  et  $V_s$ .

Le circuit a été monté séparément sur un circuit test (figure 2.8), et mesuré à l'analyseur de réseau. La figure 2.9 présente les résultats obtenus pour le paramètre  $S_{21}$  en fonction des tensions de polarisation  $V_p$  et  $V_s$ . Cette mesure a été effectuée dans deux configurations :

- 1.  $V_p = 0\text{V}$ ,  $V_s$  variable,
- 2.  $V_s = 0\text{V}$ ,  $V_p$  variable.

$|S_{21}|$  en dB



$\Phi_{21}$  en degrés

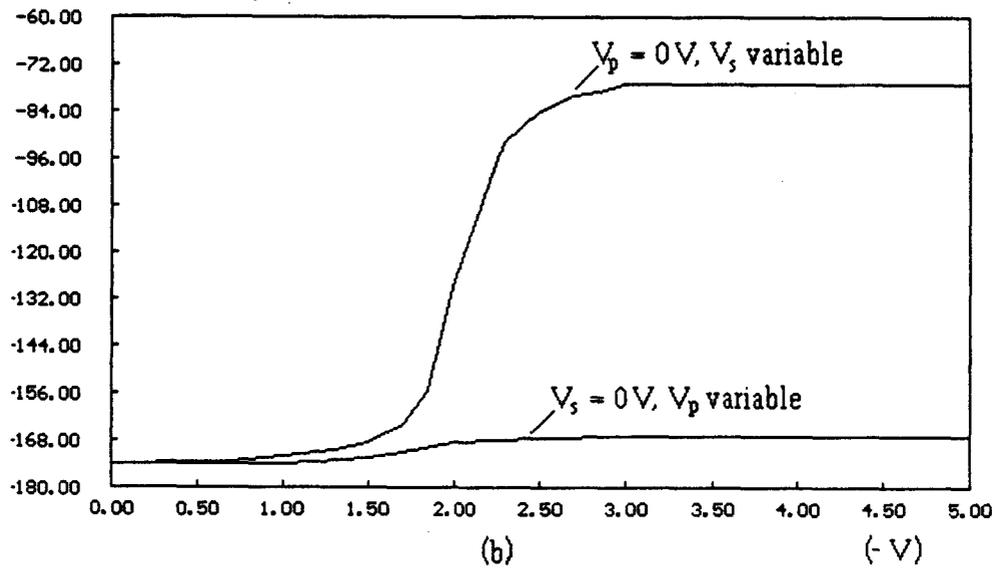


Figure 2.9 Caractéristiques d'un atténuateur HMR 11000 en fonction des tensions de commandes  $V_s$  et  $V_p$  à 2450 MHz.

(a) : module de  $S_{21}$  en dB,

(b) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

En premier lieu, ces courbes montrent que, en fonction de la polarisation choisie, les pertes d'insertion sont comprises entre 2 et 29 dB.

Les dispersions dans les caractéristiques des dispositifs semiconducteurs sont relativement importantes et nous n'en avons pas la maîtrise; cependant les valeurs obtenues sur les composants utilisés se situent dans la fourchette des données constructeur (cf annexe C). Ces données vont être utilisées pour une première approche de la simulation du système, bien qu'elles ne puissent pas être reproduites exactement au niveau du prototype.

**configuration 1 ( $V_p = 0V$ ,  $V_s$  variable) :**

- l'atténuation évolue entre -10 dB et -29 dB (figure 2.9.a).
- la phase présente deux paliers bien précis (figure 2.9.b) :

$$-5 V < V_s < -2,5 V \quad : \phi_{21} \text{ de l'ordre de } -80^\circ$$

$$-2,5 V < V_s < 0 V \quad : \phi_{21} \text{ de l'ordre de } -174^\circ$$

**configuration 2 ( $V_s = 0 V$ ,  $V_p$  variable):**

- l'atténuation évolue entre -9 dB et -2 dB (figure 2.9.a).
- la phase est comprise entre  $-170^\circ$  et  $-176^\circ$  (figure 2.9.b).

L'utilisation de la configuration 1 au niveau de notre système hyperfréquence (ou d'un mariage des deux configurations) présente un inconvénient majeur, à savoir la modification par les atténuateurs de la longueur électrique du bras de référence. Pour cette raison, nous avons choisi d'opérer avec la configuration 2 qui présente une variation de phase faible, en fonction de l'atténuation, de l'ordre de  $6^\circ$  affectant peu la longueur électrique équivalente du bras de référence à la fréquence de travail.

Dans ces conditions, l'association de deux atténuateurs dans la voie de référence conduit à une atténuation globale pouvant évoluer entre -4 et -18 dB.

### 2.3.3 Charge de référence.

Comme nous l'avons vu précédemment, la charge de référence est constituée de deux éléments : un commutateur commercial à six positions (ref : Radiall R 575166 0-18 GHz [11]) et un ensemble de six lignes coaxiales ouvertes reliées au commutateur par une fiche "OSM".

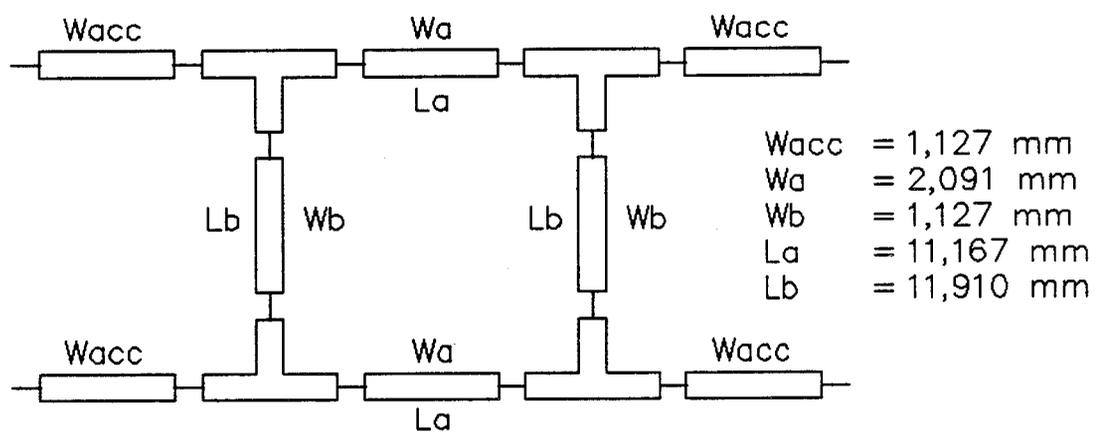


Figure 2.10 Topologie du coupleur  $-3 \text{ dB}/90 \text{ degrees}$

La longueur de ces tronçons de lignes en circuit-ouvert est prévue de manière à ce que les phases des différents coefficients de réflexion en fonction de la position du commutateur soient régulièrement réparties entre 0 et  $2\pi$ , la différence de longueur entre deux tronçons consécutifs est de  $\lambda g/12$  ( $\lambda g$  : longueur d'onde guidée).

La mesure de cette charge de référence sur analyseur de réseau a donné les résultats reportés dans le tableau 2.1 sous la forme  $\Gamma_e = \rho_e \exp(j\phi_e)$ .

Position du commutateur	Module : $\rho_e$	Phase : $\phi_e$ en °
1	0,9539	115,98
2	0,9627	55,38
3	0,9716	349,3
4	0,9694	288,83
5	0,9616	246,55
6	0,9495	184,2

Tableau 2.1 Mesure de la charge de référence à 2450 MHz.

Le traitement des signaux de sortie de l'interféromètre pour les différentes charges de référence devra par conséquent tenir compte du fait que  $\rho_e$  n'est pas constant pour les différentes lignes.

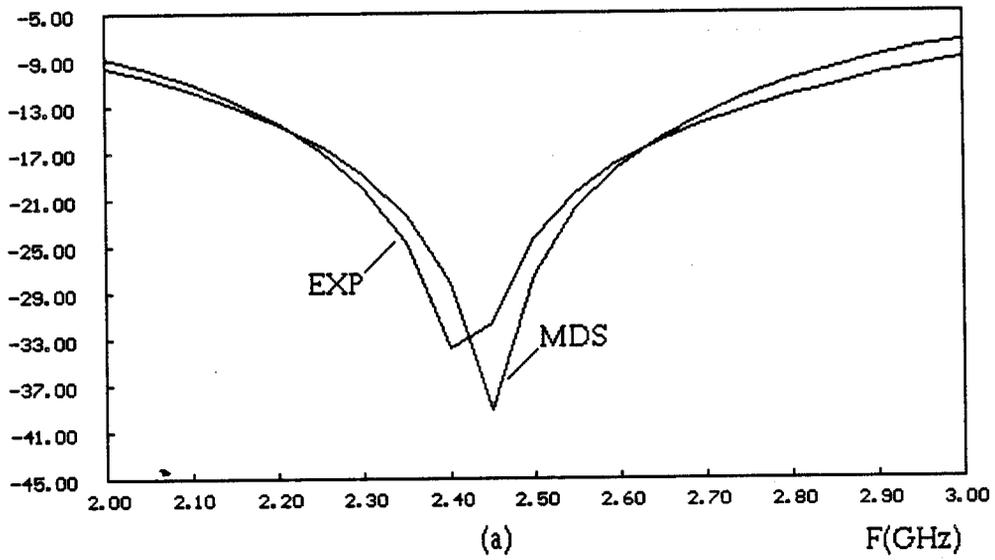
## 2.4 Conception des composants.

Le schéma de la figure 2.5 montre qu'il est nécessaire de concevoir plusieurs coupleurs respectivement de -3 dB/-90° et -6 dB/-90°. Ce paragraphe décrit cette conception sur simulateur M.D.S., la réalisation et le test final à l'analyseur de réseau. Cette étape nous a paru nécessaire avant la réalisation complète du pont, notamment pour les performances du point de vue de la directivité que l'on pouvait attendre d'une réalisation à partir du simulateur M.D.S. Les modèles de coupleurs sont de type "branch-line"

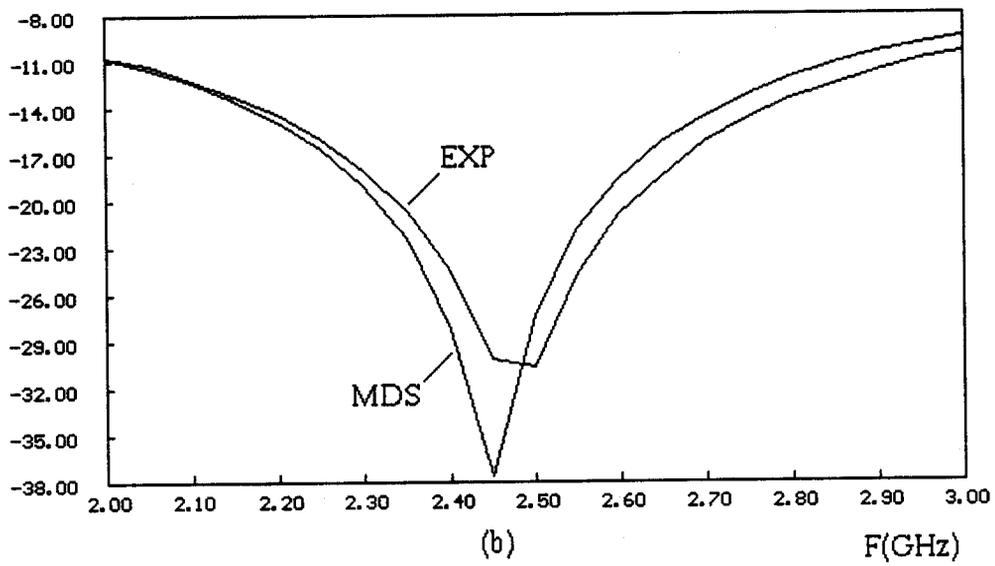
### 2.4.1 Coupleurs -3dB/-90°.

La topologie du coupleur -3 dB/-90° est donnée en figure 2.10, et la figure 2.11 présente les résultats de simulation pour les paramètres  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ,  $|S_{31}|$ ,  $|S_{41}|$ , et la différence de phase  $|\phi_{41} - \phi_{31}|$ . Ces résultats montrent une très bonne adaptation ainsi qu'une bonne isolation sur la bande de fréquence 2350 à 2550 MHz.

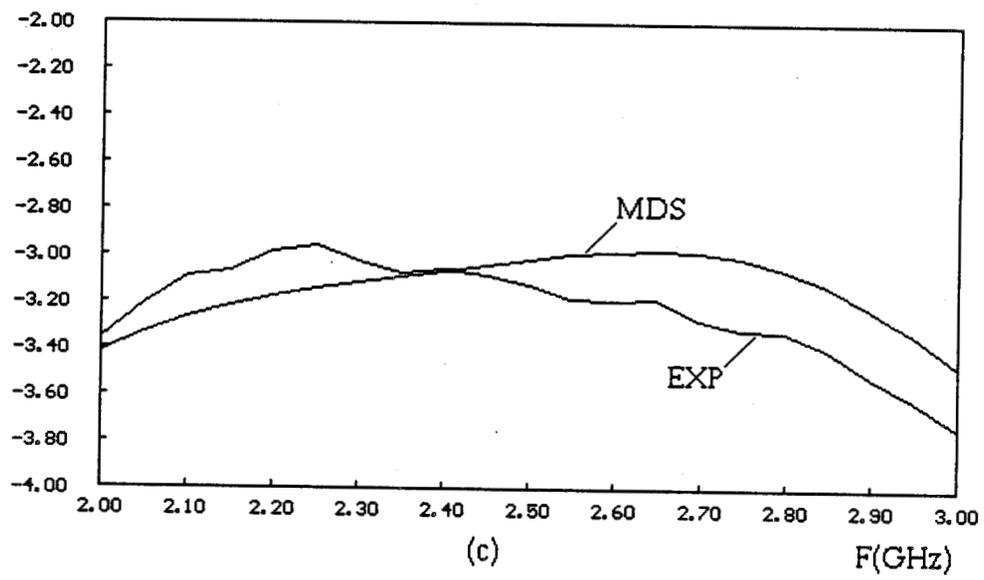
$|S_{11}|$  en dB



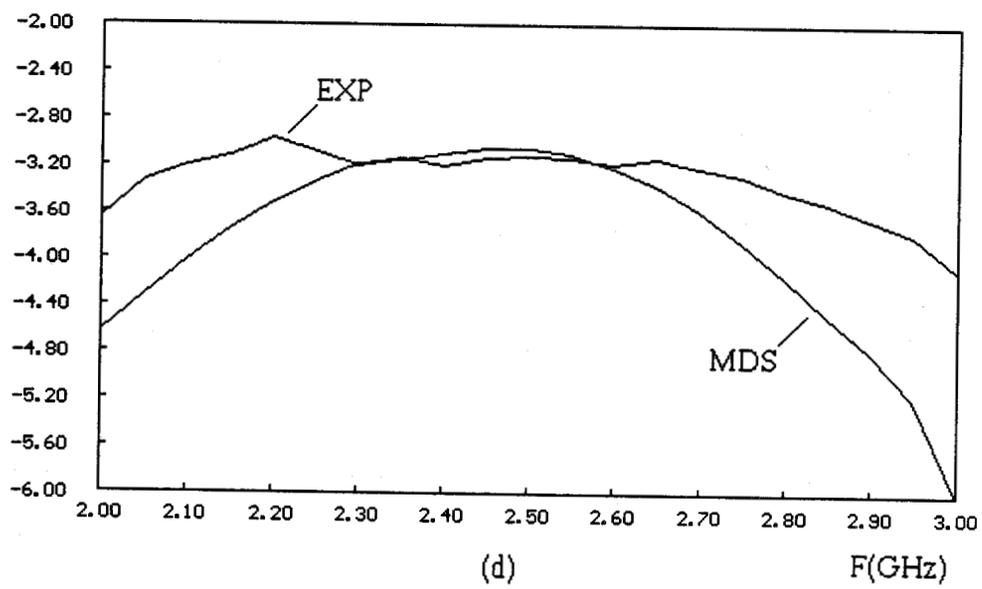
$|S_{21}|$  en dB



$|S_{31}|$  en dB



$|S_{41}|$  en dB



$|\Phi_{41} - \Phi_{31}|$  en degrés

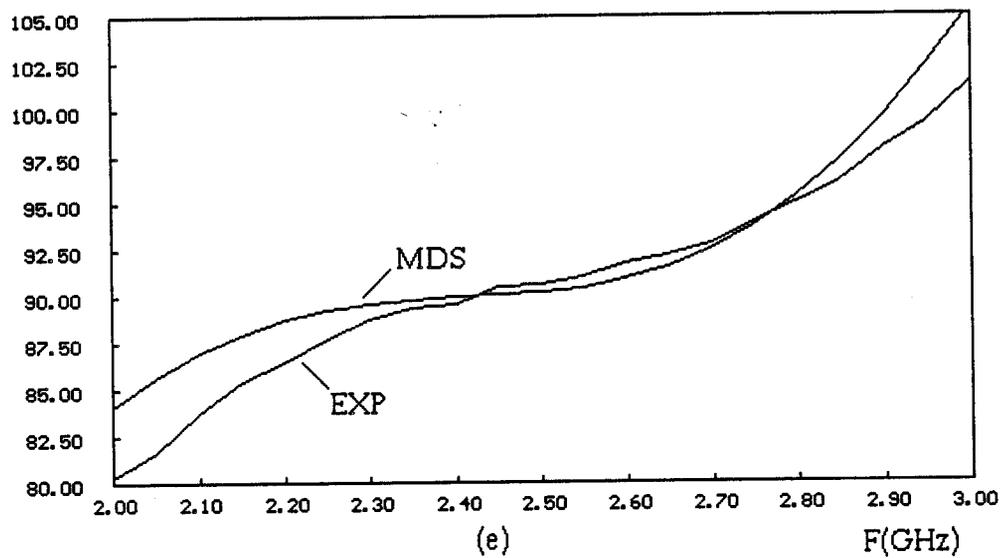


Figure 2.11 Comparaisons des résultats de mesure (EXP) et de simulation (MDS) pour un coupleur 3dB / 90° entre 2 et 3 GHz.

(a) : module de  $S_{11}$  en dB,

(b) : module de  $S_{21}$  en dB,

(c) : module de  $S_{31}$  en dB,

(d) : module de  $S_{41}$  en dB,

(e) : valeur absolue de la différence de phase entre  $S_{31}$  et  $S_{41}$  en degrés.

A la fréquence de 2450 MHz, les coefficients de couplage  $S_{31}$  et  $S_{41}$  sont respectivement de -3,06 dB et -3,05 dB. La différence de phase entre "voie couplée" et "voie directe" est de  $90^\circ$ . Ces résultats montrent une bonne optimisation du coupleur à l'issue de la simulation.

A partir des données de la simulation nous avons réalisé un coupleur, qui a fait l'objet d'un test à l'analyseur de réseau. Les résultats sont également reportés figure 2.11, de façon à pouvoir les comparer à la simulation.

Pour une fréquence de 2450 MHz les paramètres S relevés à l'analyseur de réseau sont les suivants :

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= -31,8 \text{ dB} & |\phi_{31} - \phi_{41}| &= 90,46^\circ \\ |S_{21}| &= -30,26 \text{ dB} \\ |S_{31}| &= -3,09 \text{ dB} \\ |S_{41}| &= -3,13 \text{ dB} \end{aligned}$$

On remarque que ces résultats sont très proches de ceux obtenus en simulation tant du point de vue du module des coefficients de couplage  $|S_{31}|$  et  $|S_{41}|$  que de la différence de phase entre "voie couplée" et "voie directe". L'isolation est, quant à elle, très satisfaisante.

#### 2.4.2 Coupleur -6 dB/-90°.

La figure 2.12 présente la topologie du coupleur -6 dB/-90°. Nous donnons figure 2.13 les résultats de simulation. Pour 2450 MHz, en particulier on obtient :

$$\begin{aligned} |S_{11}| &= -30,5 \text{ dB} & |\phi_{31} - \phi_{41}| &= 89,9^\circ \\ |S_{21}| &= -34,9 \text{ dB} \\ |S_{31}| &= -6,09 \text{ dB} \\ |S_{41}| &= -1,32 \text{ dB} \end{aligned}$$

Les résultats des tests à l'analyseur de réseau pour la réalisation effectuée en centrale de technologie sont aussi présentés figure 2.13.

Les mesures à l'analyseur de réseau donnent à 2450 MHz :

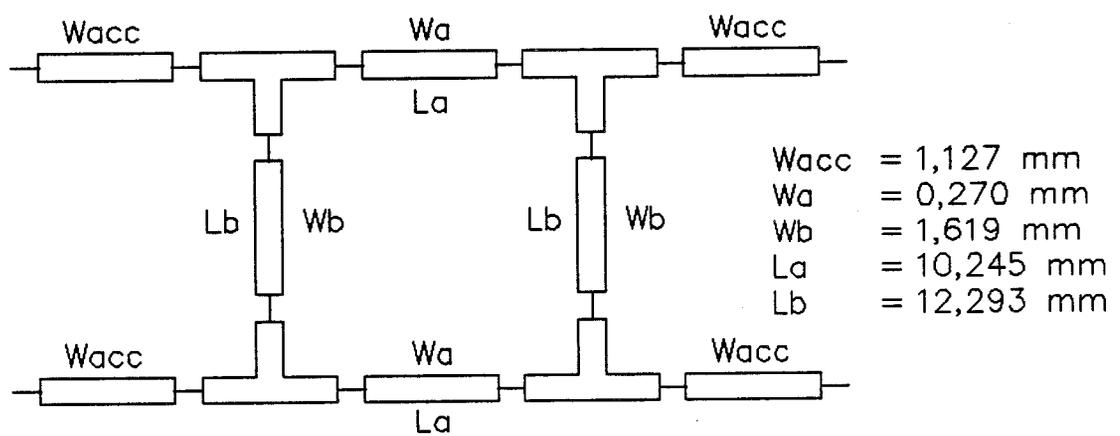
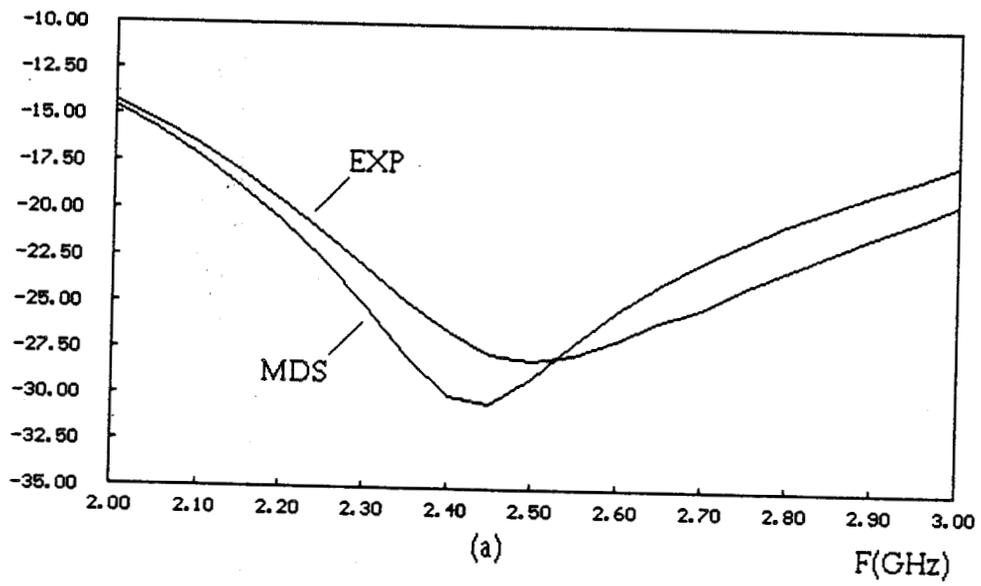
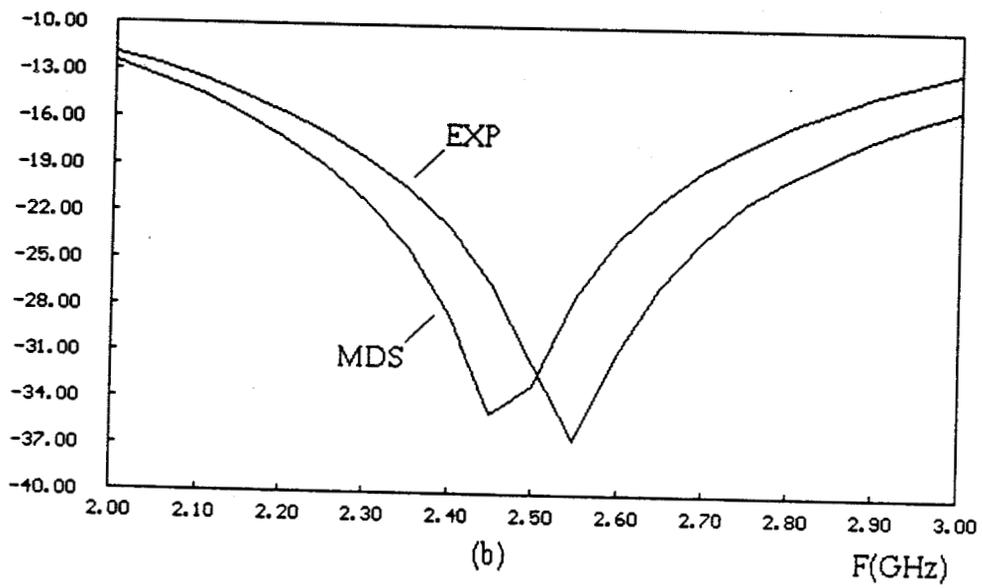


Figure 2.12 : Topologie du coupleur  $-6 \text{ dB}/-90 \text{ degrees}$ .

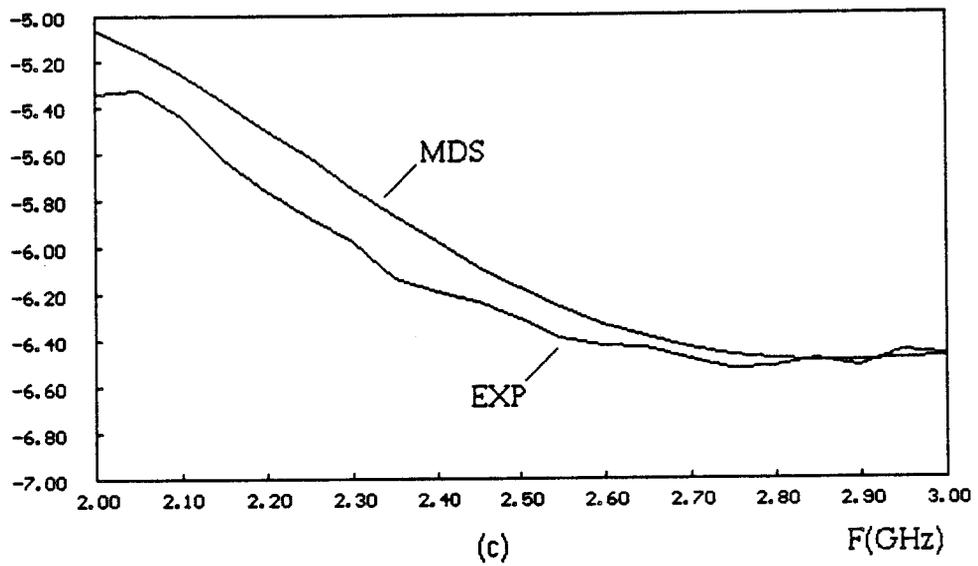
$|S_{11}|$  en dB



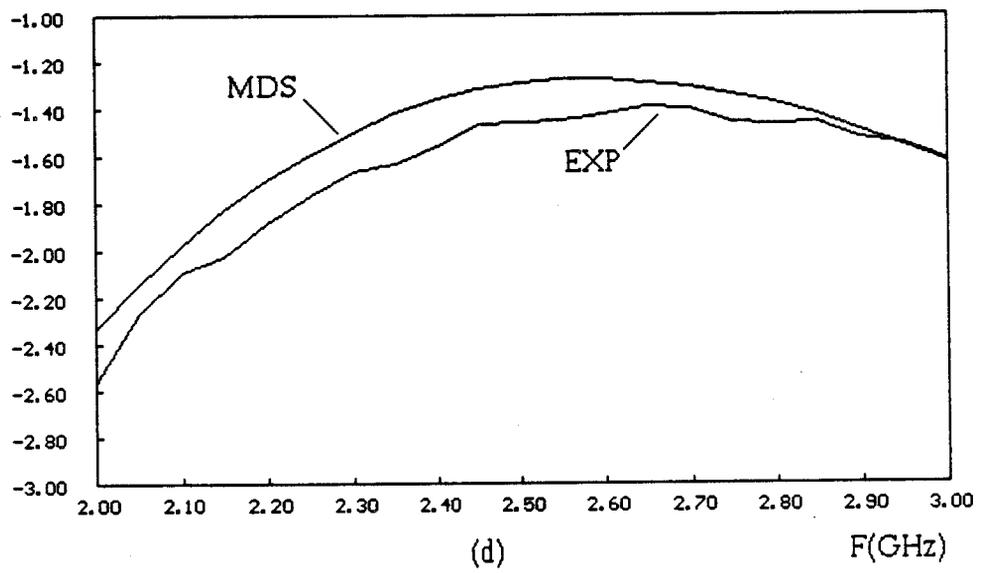
$|S_{21}|$  en dB



$|S_{31}|$  en dB



$|S_{41}|$  en dB



$|\Phi_{41} - \Phi_{31}|$  en degrés

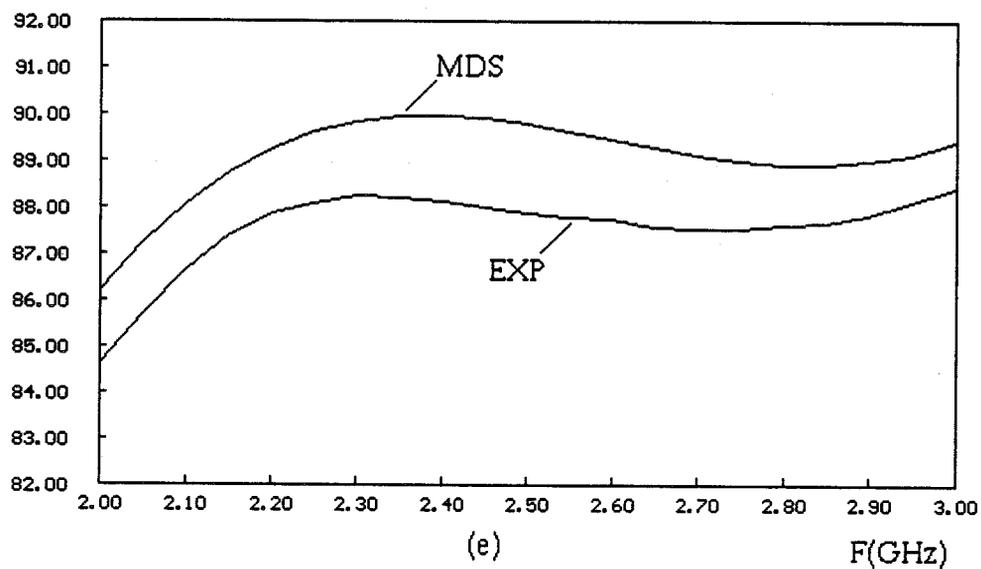


Figure 2.13 Comparaisons des résultats de mesure (EXP) et de simulation (MDS) pour un coupleur 6dB / 90° entre 2 et 3 GHz.

- (a) : module de  $S_{11}$  en dB,
- (b) : module de  $S_{21}$  en dB,
- (c) : module de  $S_{31}$  en dB,
- (d) : module de  $S_{41}$  en dB,
- (e) : valeur absolue de la différence de phase entre  $S_{31}$  et  $S_{41}$  en degrés.

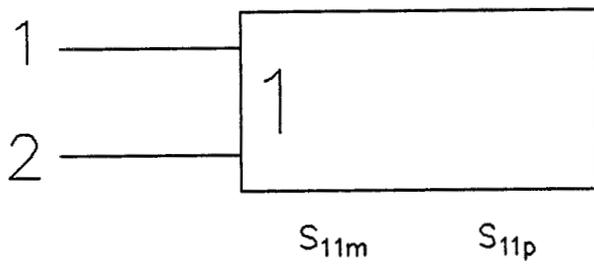


Figure 2.14.a : "Model One-Port S Mag-Phase".

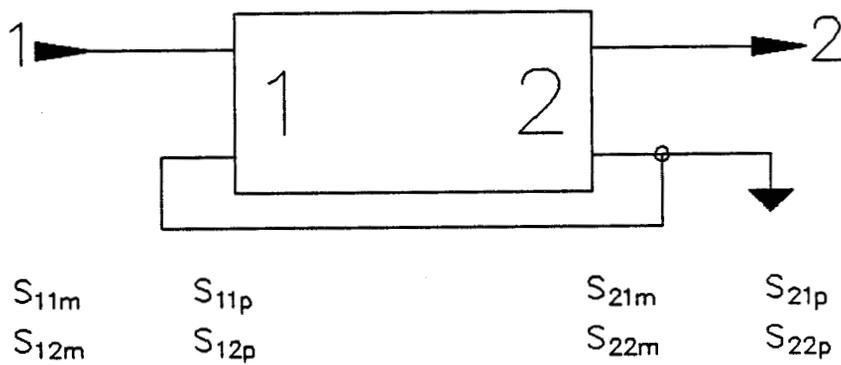


Figure 2.14.b : "Model Two-Port S Mag-Phase".

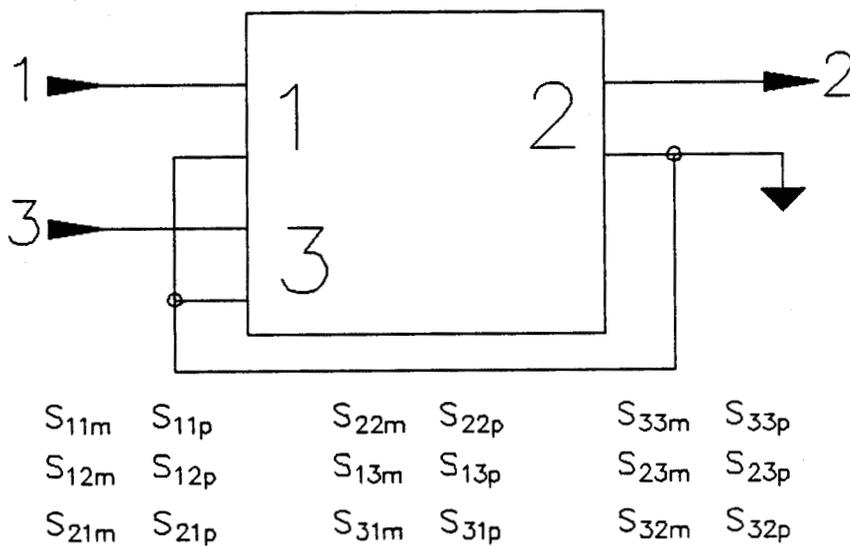


Figure 2.14.c : "Model Three-Port S Mag-Phase".

$$\begin{aligned}
 |S_{11}| &= -27,75 \text{ dB} & |\phi_{31} - \phi_{41}| &= 88^\circ \\
 |S_{21}| &= -26,44 \text{ dB} \\
 |S_{31}| &= -6,23 \text{ dB} \\
 |S_{41}| &= -1,47 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

La confrontation simulation-expérimentation pour ce coupleur donne toujours de bons résultats du point de vue des modules des coefficients de couplage et de la différence de phase entre "voie couplée" et "voie directe". Par contre, du point de vue de l'isolation  $|S_{21}|$  et de l'adaptation  $|S_{11}|$  les résultats donnent une erreur plus importante par rapport à la simulation, tout en restant dans une limite très acceptable.

Ces erreurs sont probablement dues à la réalisation technologique et en particulier à la précision de gravure de l'ordre de  $35 \mu\text{m}$ . Les lignes du coupleur -6 dB étant beaucoup plus étroites que celles du coupleur -3 dB, la précision de gravure agit de manière plus sensible sur le coupleur -6 dB, d'où des résultats un peu moins satisfaisants pour ce dernier.

## 2.5 Conception et simulation du pont interférométrique.

Nous disposons maintenant de la matrice "scattering" de tous les composants entrant dans la réalisation du pont de mesure. Nous allons dans ce paragraphe effectuer la simulation de celui-ci sur M.D.S.

### 2.5.1 Implantation du schéma sur M.D.S.

#### a) Circulateurs et isolateurs.

Des isolateurs et circulateurs sont disponibles dans la bibliothèque M.D.S sous forme de modèles. Les éléments  $S_{ij}$  de la matrice caractérisant ces modèles peuvent être redéfinis par l'utilisateur. Ainsi, nous avons introduit les paramètres S mesurés à l'analyseur de réseau (cf. § 2.3.1) de manière à obtenir une simulation aussi proche que possible de la réalité. Ces modèles sont répertoriés dans M.D.S sous les noms de : "Model, Two-Port S Mag-Phase" pour l'isolateur et "Model, Three-Port S Mag-Phase" pour le circulateur (figure 2.14)

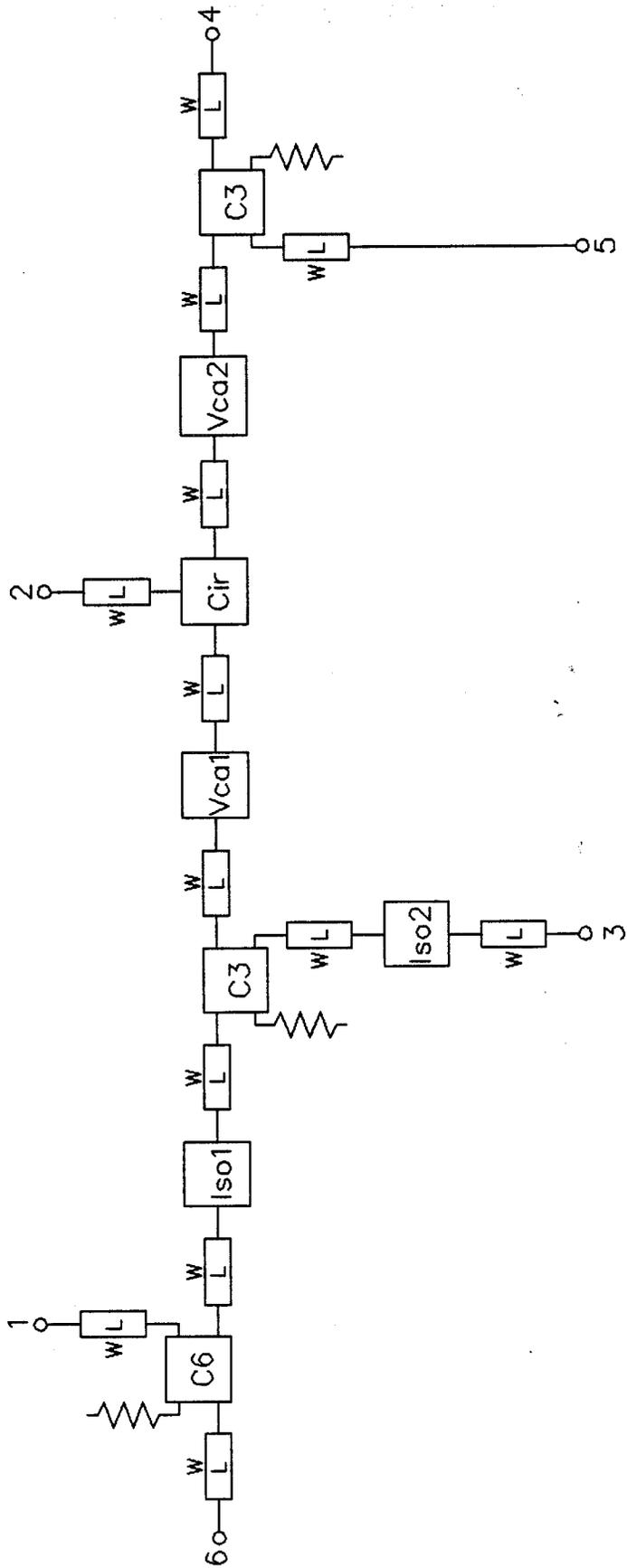


Figure 2.15 : Schema de simulation sur M.D.S du pont interferometrique

*b) Coupleurs.*

Les coupleurs qui ont été définis au paragraphe 2.4.1 peuvent, dans M.D.S, être définis comme des composants à part entière (macro-composants) au même titre qu'un tronçon de ligne (composant de base de la bibliothèque M.D.S). Nous avons donc défini deux macro-composants : Coup3 (coupleur -3 dB) et Coup6 (coupleur -6 dB).

*c) Atténuateurs et charge de référence.*

Les atténuateurs et la charge de référence sont simulés respectivement par des modèles de type : "Model, Two-Port S Mag-Phase" et "Model, One-Port S Mag-Phase" (figure 2.14). Nous injectons les valeurs obtenues lors de la caractérisation de ces composants (cf § 2.3.2) dans les modèles respectifs.

**2.5.2 Simulation de la matrice S.**

Dans ce paragraphe, nous déterminons la matrice scattering du pont interférométrique. Celle-ci comporte en tout six accès numérotés de 1 à 6 conformément à la figure 2.15.

Le logiciel M.D.S nous permet d'envisager plusieurs cas de figure pour la simulation, par exemple :

- balayage de l'ensemble des valeurs relevées en module et en phase lors de la caractérisation de l'atténuateur HMR 11000 utilisé en configuration n° 2.
- effet d'un glissement de fréquence de quelques dizaines de mégahertz autour de la fréquence de référence de 2450 MHz.

Ainsi, nous avons effectué la simulation pour différentes valeurs des tensions de commande des atténuateurs, ce qui se traduit au niveau du simulateur par une modification des paramètres S du modèle "Model, Two-port S Mag-Phase". Trois cas de figure ont été étudiés :

- a. Les atténuateurs sont absents du bras de référence,
- b. Les atténuateurs sont implantés : pertes d'insertion minimales = 4 dB,
- c. Les atténuateurs sont implantés : pertes d'insertion maximales = 20 dB.

$S_{ij}$	Module en dB	Phase en degrés
$S_{11}$	-35.92	172.51
$S_{12}$	-72.82	-3.36
$S_{13}$	-60.27	0.58
$S_{14}$	-38.49	165.74
$S_{15}$	-69.91	-152.15
$S_{16}$	-1.34	-138.74
$S_{21}$	-10.45	-133.02
$S_{22}$	-25.8	0.15
$S_{23}$	-53.38	-125.48
$S_{24}$	-26.01	3.72
$S_{25}$	-57.43	45.83
$S_{26}$	-34.6	114.09
$S_{31}$	-10.43	-54.06
$S_{32}$	-65.91	-50.46
$S_{33}$	-22.06	105.18
$S_{34}$	-31.58	118.64
$S_{35}$	-63	160.75
$S_{36}$	-34.58	-166.94
$S_{41}$	-42.33	178.1
$S_{42}$	-3.74	99.32
$S_{43}$	-85.26	-174.36
$S_{44}$	-34	-147.97
$S_{45}$	-3.19	74.23
$S_{46}$	-66.48	65.22
$S_{51}$	-73.75	-139.79
$S_{52}$	-35.16	141.43
$S_{53}$	-116.68	-132.24
$S_{54}$	-3.19	74.23
$S_{55}$	-34.7	-54.58
$S_{56}$	-97.9	107.33
$S_{61}$	-1.34	-138.74
$S_{62}$	-96.97	-116.25
$S_{63}$	-84.42	-112.3
$S_{64}$	-62.65	52.85
$S_{65}$	-94.07	94.97
$S_{66}$	-34.46	119.06

(a)

Nous donnons tableau 2.2 les termes de la matrice S de l'hexaport que constitue le pont de mesure (fig 2.15) après introduction des valeurs relatives aux différents éléments qui le constitue pour les trois situations précitées.

### 2.5.3 Comparaison avec la méthode des graphes de fluence.

Cette méthode a été utilisée par Lauer et Heuchon [1, 2] qui l'ont employée lors de l'étude du pont interférométrique sans atténuateur.

Pour notre part, nous l'avons mise en oeuvre dans le cas d'une atténuation de 20 dB dans le bras de référence [12]. Lors de cette étude, nous nous sommes orientés vers une méthode graphique permettant une représentation "visuelle" du fonctionnement du système par son graphe de fluence, en utilisant la règle de Mason (ou règle des boucles sans contacts) [13] qui permet de déterminer la fonction de transfert relative à deux accès du système. Ce choix était alors, beaucoup plus séduisant que la méthode proposée par Brantervik [14, 15] pour la détermination de la fonction de transfert d'un système à quatre accès. En effet, cette détermination repose sur la résolution d'un système d'équations linéaires par la méthode de Cramer, qui permet certes d'obtenir une solution mathématique complète, mais interdit, à priori, toute hypothèse physique simplificatrice.

#### 2.5.3.1 Principe de la méthode par graphe de fluence.

Dans le but d'étudier la fonction de transfert complète du pont interférométrique, celui-ci est considéré comme un multipôle comportant autant d'accès qu'il y a de dispositifs à connecter (source, détecteurs, charge étalon, cellule de mesure).

Dans un premier temps, nous calculons la fonction de transfert du multipôle, puis après mesure des paramètres S du système à l'analyseur de réseau, nous sommes en mesure d'effectuer des hypothèses simplificatrices en négligeant dans le déterminant principal les termes produits de paramètres  $S_{ij}$  dont le module est proche de -60 dB. Ces hypothèses, nous permettent d'aboutir à une fonction de transfert simplifiée du système.

On dispose, ainsi d'une forme analytique de la fonction de transfert qui permet d'effectuer une simulation du fonctionnement du pont de mesure.

$S_{ij}$	Module en dB	Phase en degrés
$S_{11}$	-35.39	178.16
$S_{12}$	-47.57	-68.02
$S_{13}$	-60.33	-0.12
$S_{14}$	-42.69	-169.04
$S_{15}$	-74.11	-126.92
$S_{16}$	-1.34	-138.75
$S_{21}$	-12.7	59.01
$S_{22}$	-17.98	-57.3
$S_{23}$	-55.63	66.55
$S_{24}$	-14.47	177.5
$S_{25}$	-45.89	-140.39
$S_{26}$	-36.85	-53.87
$S_{31}$	-10.49	-54.76
$S_{32}$	-40.66	-115.12
$S_{33}$	-22.06	105.21
$S_{34}$	-35.78	143.87
$S_{35}$	-67.2	-174.02
$S_{36}$	-34.64	-167.65
$S_{41}$	-46.52	-156.67
$S_{42}$	-5.72	-67.31
$S_{43}$	-89.56	-149.13
$S_{44}$	-15.69	-19.96
$S_{45}$	-3.15	73.94
$S_{46}$	-70.68	90.44
$S_{51}$	-77.94	-114.56
$S_{52}$	-37.13	-25.19
$S_{53}$	-120.87	-107.02
$S_{54}$	-3.15	73.94
$S_{55}$	-34.73	-54.24
$S_{56}$	-102.09	132.55
$S_{61}$	-1.34	-138.75
$S_{62}$	-71.72	179.09
$S_{63}$	-84.48	-113.01
$S_{64}$	-66.84	78.08
$S_{65}$	-98.26	120.19
$S_{66}$	-34.46	119.04

(b)

$S_{ij}$	Module en dB	Phase en degrés
$S_{11}$	-36.93	179.99
$S_{12}$	-52.17	-1.42
$S_{13}$	-60.15	-0.19
$S_{14}$	-58.08	173.97
$S_{15}$	-89.5	-143.9
$S_{16}$	-1.34	-138.74
$S_{21}$	-20.16	49.28
$S_{22}$	-11.96	43.03
$S_{23}$	-63.09	56.82
$S_{24}$	-19.19	-132.16
$S_{25}$	-50.61	-90.05
$S_{26}$	-44.31	-63.6
$S_{31}$	-10.31	-54.83
$S_{32}$	-45.26	-48.52
$S_{33}$	-22.07	105.19
$S_{34}$	-51.17	126.89
$S_{35}$	-82.59	169
$S_{36}$	-34.46	-167.72
$S_{41}$	-61.92	-173.65
$S_{42}$	-13.63	-75.22
$S_{43}$	-104.85	-166.11
$S_{44}$	-12.37	50.46
$S_{45}$	-3.11	74.39
$S_{46}$	-86.07	73.56
$S_{51}$	-93.33	-131.54
$S_{52}$	-45.05	-33.11
$S_{53}$	-136.27	-124
$S_{54}$	-3.11	74.39
$S_{55}$	-34.78	-54.66
$S_{56}$	-117.49	115.58
$S_{61}$	-1.34	-138.74
$S_{62}$	-76.33	-114.31
$S_{63}$	-84.31	-113.08
$S_{64}$	-82.24	61.1
$S_{65}$	-113.65	103.21
$S_{66}$	-34.46	119.04

(c)

**Tableau 2.2 Simulation de la matrice de dispersion à  $f = 2450$  MHz**

a : les atténuateurs sont absents du bras de référence,

b : les atténuateurs sont implantés : pertes d'insertion = 4 dB,

c : les atténuateurs sont implantés : pertes d'insertion = 20 dB.

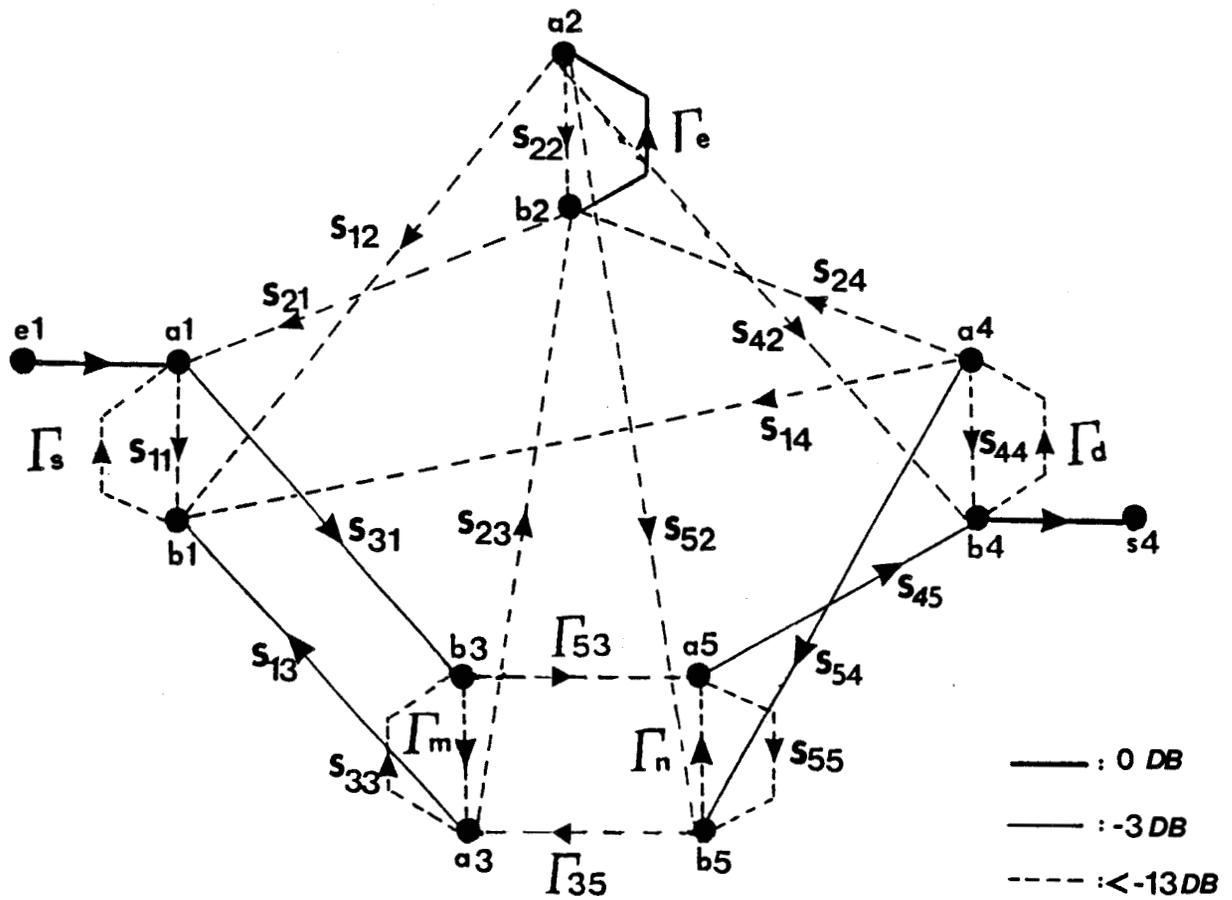


Figure 2.16 : Graphe de fluence du système pour une atténuation de 20 dB dans le bras de référence [12].

### 2.5.3.2 Critique de la méthode.

La méthode des graphes de fluence est très efficace lorsque le système ne présente pas un nombre d'accès excessif [16]. Au delà de quatre accès l'analyse du graphe devient très complexe, le nombre de boucles sans contact devenant excessivement important et le recensement de celles-ci d'autant plus fastidieux. Un autre inconvénient de la méthode est qu'elle nécessite théoriquement une mesure des paramètres  $S_{ij}$  et en conséquence une réalisation préalable du système, faisant perdre une partie de son intérêt à cette étude. Nous donnons figure 2.16 à titre d'exemple le graphe de fluence de notre système pour une atténuation de 20 dB dans le bras de référence.

Par contre, la méthode présente l'avantage par rapport à la simulation sur M.D.S de fournir une forme analytique de la fonction de transfert. Pour la figure 2.16 cette fonction de transfert a pour expression [12]:

$$W = \frac{S_{21}\Gamma_e S_{42}\Delta_1}{\Delta} + \frac{S_{21}\Gamma_e S_{52}\Gamma_n S_{45}\Delta_2}{\Delta} + \frac{S_{31}\Gamma_{53} S_{45}\Delta_3}{\Delta} + \frac{S_{31}\Gamma_m S_{23}\Gamma_e S_{42}\Delta_4}{\Delta}$$

où :

$$\Delta_1 = (1 - \Gamma_m S_{33})(1 - \Gamma_n S_{55}) - \Gamma_{35}\Gamma_{53} S_{33} S_{55}$$

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

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

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

$$\Delta = 1 - \Gamma_e S_{22} - \Gamma_m(S_{33} + \Gamma_s S_{31} S_{13}) - \Gamma_n(S_{55} + \Gamma_d S_{54} S_{45}) + \Gamma_e S_{22}(\Gamma_s \Gamma_m S_{13} S_{31} + \Gamma_n \Gamma_d S_{45} S_{54} + \Gamma_s \Gamma_m \Gamma_n \Gamma_d S_{13} S_{31} S_{45} S_{54})$$

$\Gamma_e$  : coefficient de réflexion de l'impédance étalon,

$\Gamma_n$  : coefficient de réflexion sur l'accès 5,

$\Gamma_d$  : coefficient de réflexion du détecteur,

$\Gamma_s$  : coefficient de réflexion de la source,

$\Gamma_m$  : coefficient de réflexion sur l'accès 3,

$\Gamma_{35}, \Gamma_{53}$  : coefficients de transmission du quadripôle sous test.

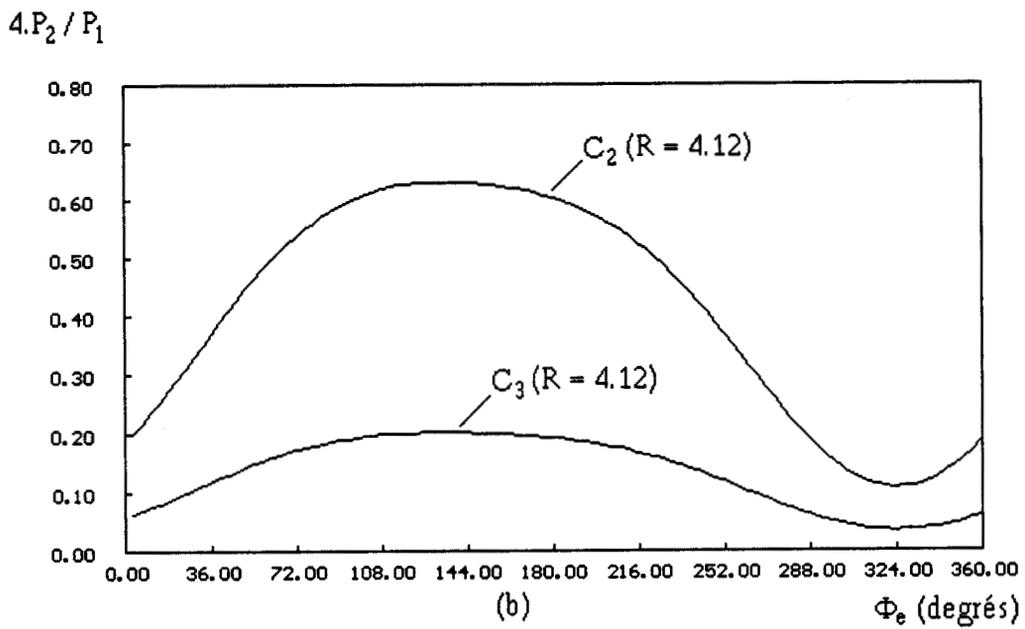
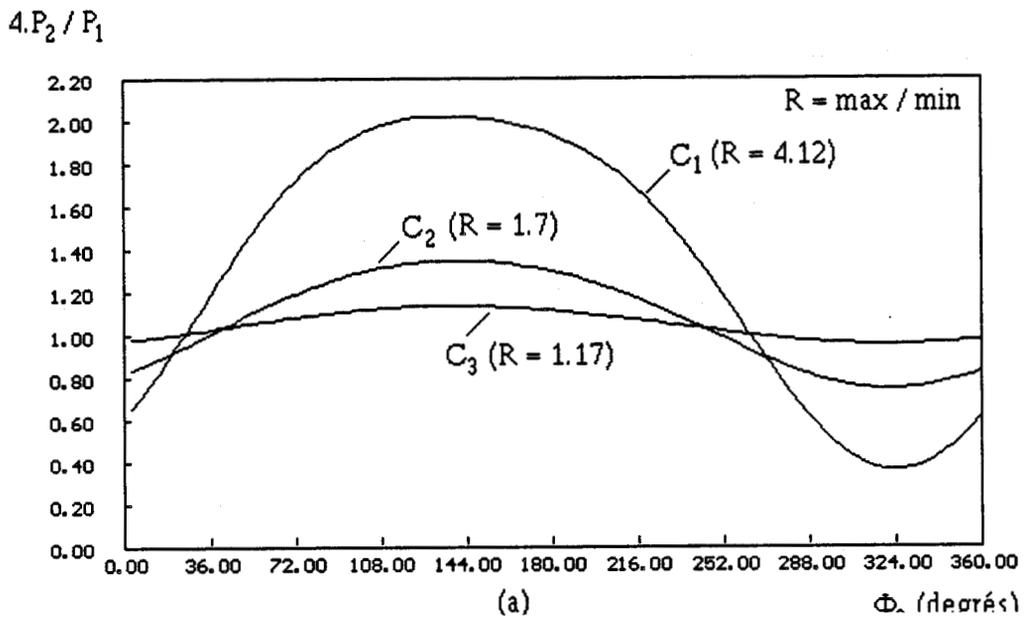


Figure 2.17 Résultats de simulation obtenus pour la mesure de 3 charges  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  (respectivement 0dB, 10dB, 20dB). Influence des atténuateurs (VCA).  
 (a) : mesure de  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  sans atténuateurs dans le bras de référence,  
 (b) : insertion dans le bras de référence d'une atténuation égale à la charge  $C_i$ .

### 2.5.4 Simulation et acquisition de l'interférogramme.

Pour simuler le fonctionnement du pont sur M.D.S, nous considérons (fig 2.15) la connexion sur l'accès numéro 1 d'une source hyperfréquence ( $f = 2450$  MHz), sur l'accès 2, celle du modèle représentant l'impédance étalon, entre les accès 3 et 5 celle de l'élément sous test, et enfin sur chacun des accès 4 et 6 nous relevons les tensions détectées. L'impédance étalon est représentée par un modèle "Model, One-Port S Mag-Phase" dont le paramètre  $S_{11}$  est implanté sous la forme de deux variables (module et phase). Ces grandeurs sont scrutées successivement par le simulateur et prennent les valeurs référencées dans le tableau 2.1. Nous avons de cette façon la courbe représentative de l'évolution de  $P_2/P_1$  en fonction de la phase de la charge étalon.

Nous présentons sur la figure 2.17 les résultats de simulation obtenus pour la mesure de trois charges :  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  présentant une atténuation respective de 0 dB, 10 dB, 20 dB dans les deux cas de figure suivants :

- a. Mesure de  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  sans atténuateurs dans le bras de référence,
- b. Insertion dans le bras de référence d'une atténuation égale à la charge  $C_i$ .

Ces courbes mettent en évidence l'importance du réglage des atténuateurs commandés en tension dans le bras de référence, et son influence sur le rapport d'excursion  $R$  de l'interférogramme ( $R = (P_2/P_1)_{\max} / (P_2/P_1)_{\min}$ ). En effet la figure 2.17.a montre que, plus la différence d'amplitude entre les voies de mesure et de référence est grande, plus l'interférogramme est plat. Et par conséquent la détermination du coefficient de transmission par approximation de l'interférogramme est d'autant plus difficile, voire impossible. Compte tenu de cette remarque, nous essayons par l'intermédiaire des atténuateurs d'équilibrer au mieux les deux bras du pont de mesure de façon à obtenir un rapport d'excursion  $R$  maximal pour la réponse du système (figure 2.17.b). Ces conditions de mesure permettent une détermination plus saine du coefficient de transmission du dispositif sous test.

### 2.5.5 Simulation de l'extraction du coefficient de transmission et marges d'erreur.

#### 2.5.5.1 Approximation de l'interférogramme.

Rappelons (cf. § 2.1.1) que la fonction de détection obtenue pour la configuration du pont sans atténuateur dans le bras de référence est de la forme :

$$y = \frac{P_2}{P_1} = \frac{1}{4}[\rho_e^2 + \rho_{21}^2 + 2\rho_e\rho_{21}\cos(\phi_e - \phi_{21})] \quad (2.1)$$

Il est à noter que l'adjonction des atténuateurs dans la voie de référence ne remet pas en cause le calcul de la fonction d'approximation. En effet pour ce calcul, nous considérerons que l'on se trouve en présence d'une charge de référence "fictive" de coefficient de réflexion :  $\Gamma_e' = \rho_e' \exp(j\phi_{ei}')$  avec :

$$\rho_e' = a^2\rho_e \quad (2.2)$$

$$\phi_{ei}' = \phi_{ei} + 2\phi_a \quad (2.3)$$

où  $a$  et  $\phi_a$  sont respectivement le module et la phase des atténuateurs  $Vca_1$  et  $Vca_2$  utilisés dans les mêmes conditions de polarisation.

Nous obtenons alors une fonction de détection de la même forme que précédemment (équation 2.1) qui s'écrit:

$$\left(\frac{P_2}{P_1}\right)_i = \frac{1}{4}(\rho_{21}^2 + \rho_e'^2 + \rho_e'\rho_{21}\cos(\phi_{ei}' - \phi_{21})) \quad (2.4)$$

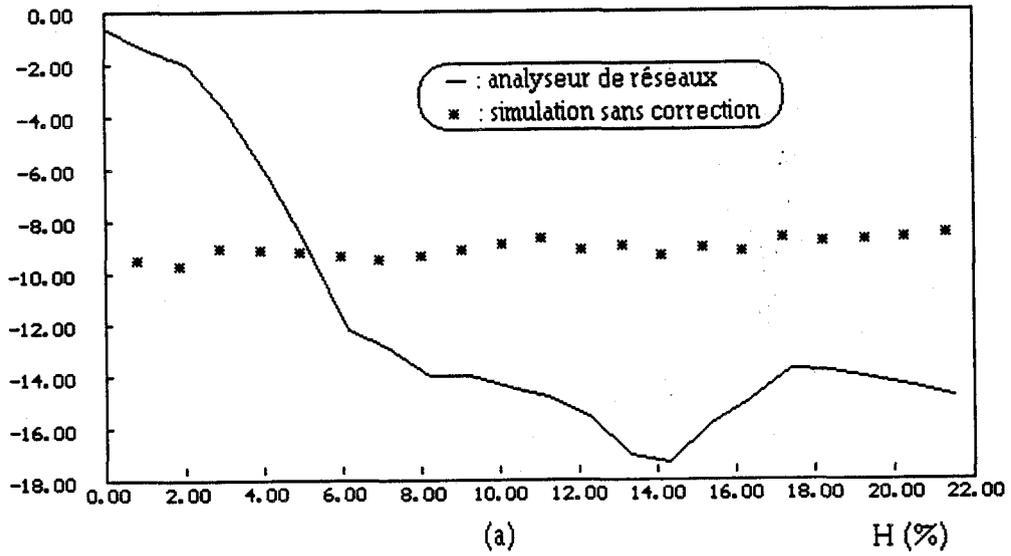
Cette équation approximée suivant le critère des moindres carrés permet d'accéder au module et la phase du coefficient de transmission [1, 2, 8].

Parallèlement à ce formalisme, nous avons utilisé une méthode développée chez Hewlett Packard, plus puissante que celle des moindres carrés appelée "Matrix Method" [18]. Dans notre application, les deux méthodes conduisent à des résultats similaires.

#### 2.5.5.2 Mise en oeuvre de la méthode.

Afin de vérifier le bon comportement du logiciel d'approximation, nous avons procédé à la simulation de la mesure d'un coefficient de transmission. La démarche adoptée est la suivante :

$|S_{21}|$  en dB



$\Phi_{21}$  en degrés

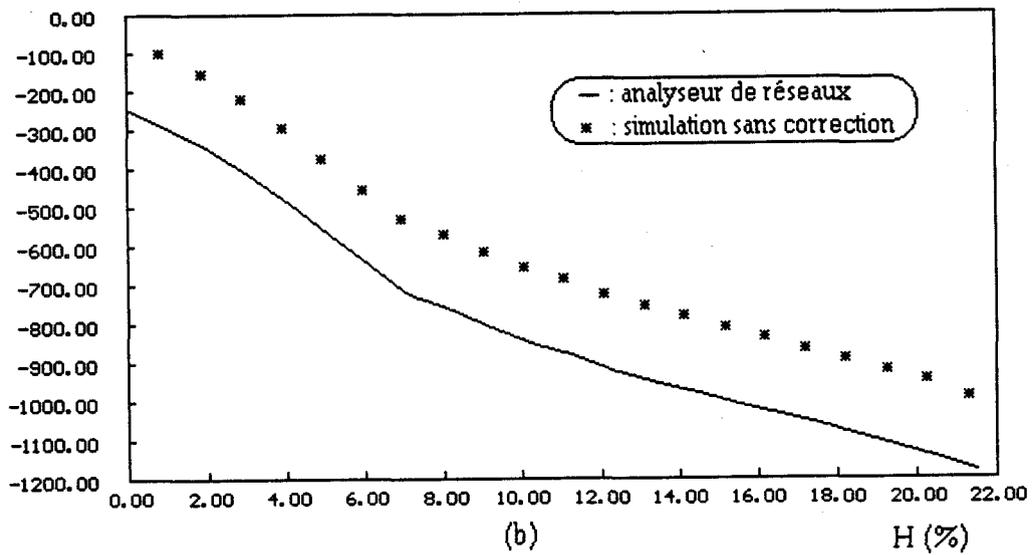


Figure 2.18 : Simulation de la mesure du coefficient de transmission du sable de chantier pour divers taux d'humidité à 2.45 GHz (valeurs non corrigées).  
(a) : module de  $S_{21}$  en dB,  
(b) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

1. simulation sur M.D.S du pont avec une charge connue donnant six points de mesure situés sur l'interférogramme.
2. Approximation de l'interférogramme par les moindres carrés, et détermination des coefficients de la fonction d'approximation ,
3. A partir de ces coefficients, détermination du coefficient de transmission en module et en phase.
4. Vérification de la concordance entre le coefficient de transmission introduit en 1 et le coefficient de transmission déterminé par le calcul en 3.

Notons que la charge utilisée est préalablement mesurée à l'analyseur de réseau et les paramètres S obtenus sont introduits dans un modèle "Model Two-Ports S Mag-Phase".

### 2.5.5.3 Résultats de simulation

Dans le cadre de cette validation de la fonction d'approximation, nous avons utilisé comme charge de test la cellule en guide rectangulaire (présentée au premier chapitre) remplie de sable de chantier à différents taux d'humidité.

Il apparait à la vue des résultats de la simulation reportés figure 2.18 que l'on ne retrouve pas de manière précise les données initiales. En fait toute mesure en micro-ondes est entachée d'erreurs vectorielles dont nous n'avons pas tenu compte au niveau de la simulation.

## **2.5.6 Correction des erreurs vectorielles.**

### 2.5.6.1 Principe de la correction vectorielle.

En micro-ondes, pour tout système de mesure, les valeurs obtenues pour les paramètres S de l'élément sous test sont entachées d'erreurs. Celles-ci peuvent être classées en deux catégories :

- les erreurs dues au bruit, aux variations en fréquence et en amplitude de la source hyperfréquence, aux variations de température de la détection par exemple. Ce sont en fait, toutes les erreurs qui ne peuvent être modélisées avec un degré acceptable de précision, de par leur nature aléatoire et leur non

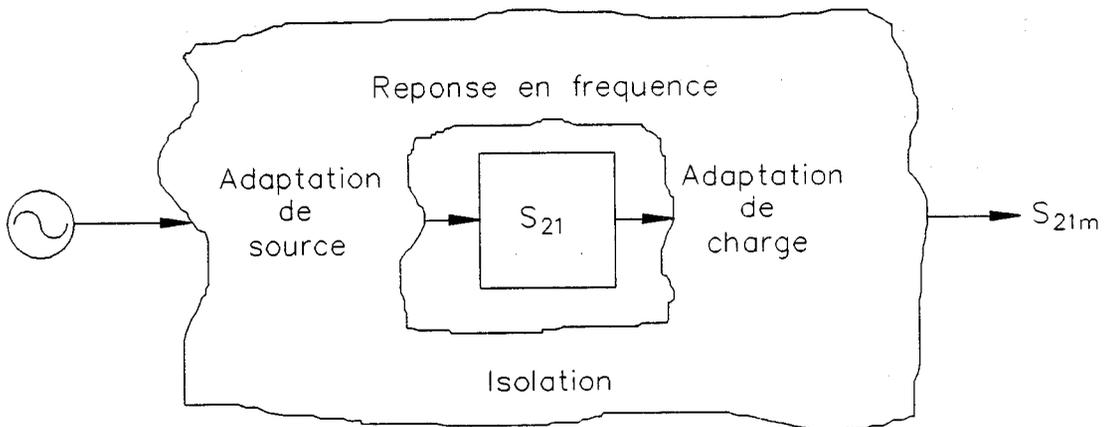


Figure 2.19 : Erreurs vectorielles affectant la mesure du coefficient de transmission.

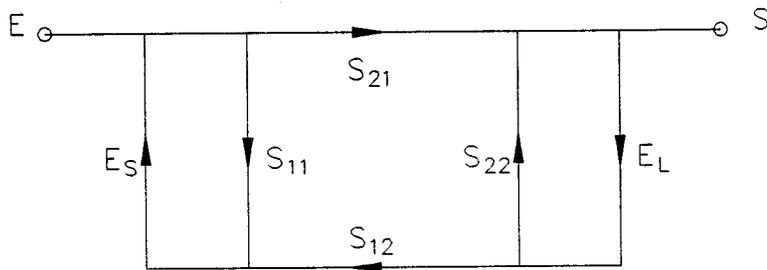


Figure 2.20 : Modelisation des erreurs d'adaptation de source et de charge.

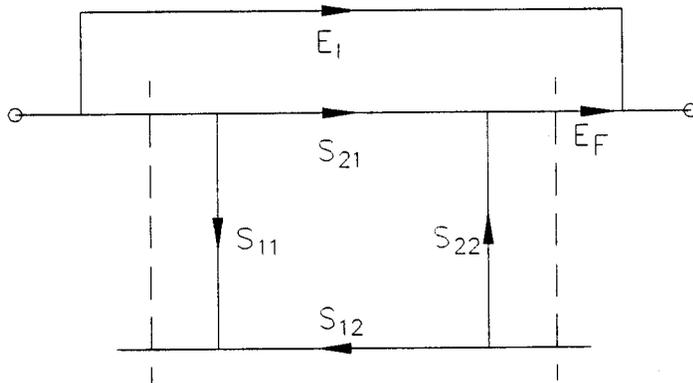


Figure 2.21 : Modelisation de l'erreur d'isolation et de reponse en frequence.

reproductibilité intrinsèque. Pour des dispositifs bien conçus, ces erreurs peuvent être minimisées dans une large part.

- Les erreurs dues à la structure hyperfréquence telles que les désadaptations, les défauts d'isolation, ou encore la réponse en fréquence. Ces erreurs qui sont systématiques et reproductibles représentent la part la plus significative des erreurs commises lors de la mesure.

Le principe de la correction des erreurs systématiques est basé sur une modélisation vectorielle. Cette modélisation implique un déroulement du processus de mesure en deux étapes [19]:

- la mesure de charges standards et la détermination des paramètres S d'un réseau d'erreur.
- la mesure de la charge à tester et la correction des résultats obtenus.

#### 2.5.6.2 Modélisation des erreurs en transmission.

Les principales sources d'erreurs intervenant dans la mesure du coefficient de transmission sont représentées figure 2.19.

Les erreurs qu'apporte la désadaptation d'un quadripôle sur la mesure du coefficient de transmission peuvent être représentées par le graphe de fluence de la figure 2.20. La fonction de transfert d'un tel système s'écrit :

$$W = \frac{S}{E} = \frac{S_{21}}{(1 - E_S S_{11})(1 - E_L S_{22}) - S_{21} S_{12} E_S E_L} \quad (2.5)$$

Nous remarquons qu'en cas d'adaptation ( $S_{11} = S_{22} = 0$ ),  $W$  dépend seulement de  $S_{12}$  et  $S_{21}$  et du produit  $E_S E_L$ . Si le produit  $E_S E_L$  est faible, un modèle permettant la correction des seules erreurs de réponse en fréquence et d'isolation suffit. Ce modèle appelé "Fréquence Response Only", représenté figure 2.21, est constitué de deux vecteurs d'erreur. L'un  $E_I$ , représente l'isolation du système de test et caractérise la proportion du signal de source ne passant pas par l'élément de test, l'autre  $E_F$ , représente l'erreur de réponse en fréquence et caractérise la dissymétrie du pont de mesure.

La relation liant le coefficient de transmission mesuré  $S_{21m}$  et le coefficient de transmission corrigé  $S_{21}$  s'écrit :

$$S_{21m} = S_{21}E_F + E_I \quad (2.6)$$

La mesure de deux charges connues est donc nécessaire pour déterminer  $E_F$  et  $E_I$ .

### 2.5.6.3 Correction du coefficient de transmission.

Nous avons montré au paragraphe 1.3.4 qu'il est possible de déterminer la permittivité  $\epsilon^*$  du matériau à tester. Ainsi, la connaissance de  $\epsilon^*$  du matériau nous permet de réaliser l'adaptation de la cellule ( $\epsilon^* \neq \epsilon_d$ ) et donc d'utiliser le modèle de correction "Fréquence Response Only".

Dans le contexte de ce modèle, nous avons vu que deux quadripôles de référence sont nécessaires pour déterminer  $E_I$  et  $E_F$ .

Pour déterminer l'erreur d'isolation, il faut réaliser  $S_{21} = 0$  et ceci est effectué en plaçant une charge adaptée sur chacun des accès de mesure (3 et 5).

Le plan de référence de la mesure est déterminé par  $S_{21} = 1$ , ceci étant réalisé par une liaison directe entre les deux accès de mesure.

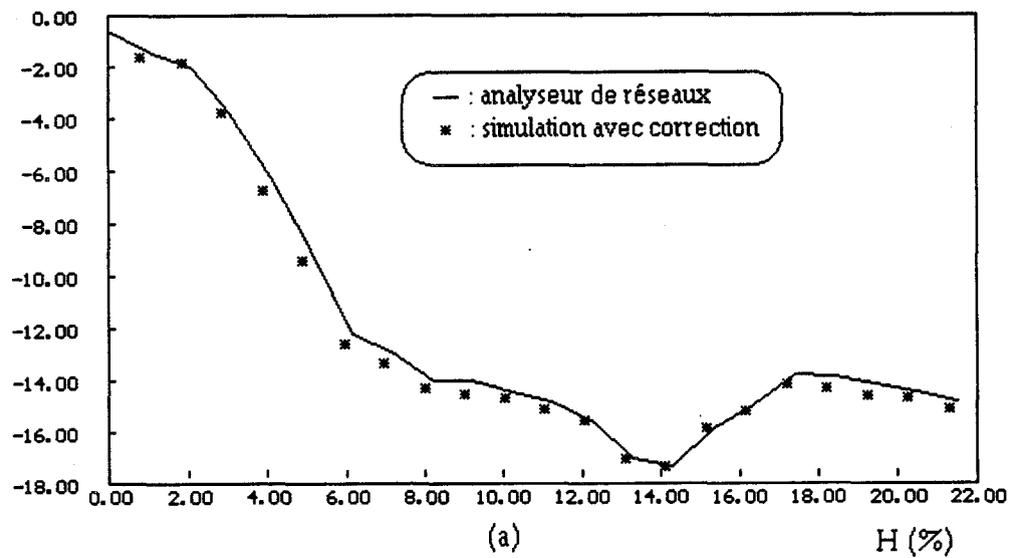
La connaissance du coefficient de transmission mesuré pour chacun des quadripôles de calibrage donne alors accès au coefficient de transmission corrigé. En effet, si nous appelons  $S_{21ma}$  la valeur mesurée pour le premier quadripôle de d'étalonnage et  $S_{21mb}$  celle mesurée pour le second quadripôle, nous avons :

$$E_I = S_{21ma} \quad (2.7)$$

$$E_F = S_{21mb} - S_{21ma} \quad (2.8)$$

Les équations 2.6 à 2.8 nous permettent alors d'écrire la valeur du coefficient de transmission corrigé :

$|S_{21}|$  en dB



$\Phi_{21}$  en degrés

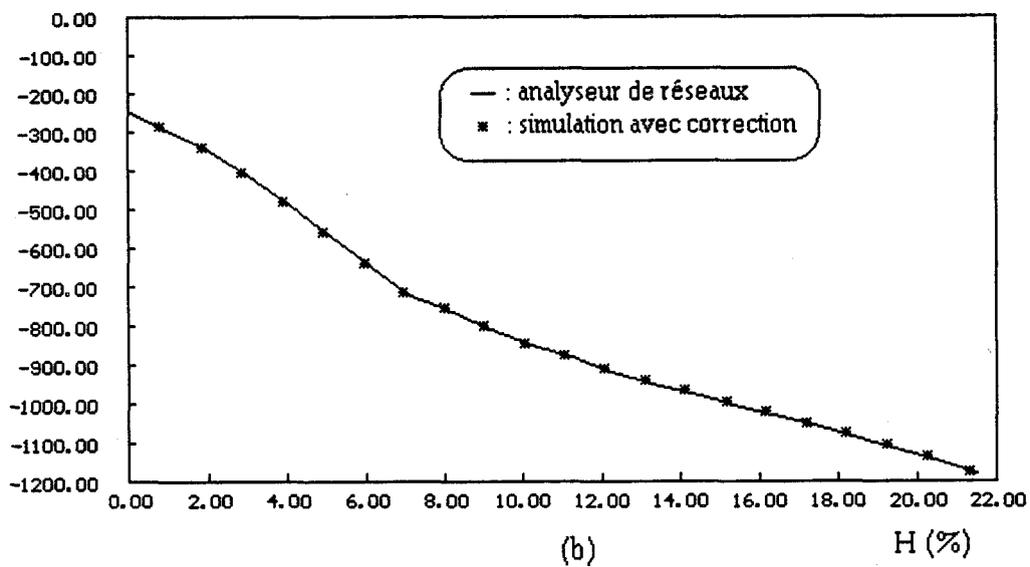


Figure 2.22 : Simulation de la mesure du coefficient de transmission corrigé du sable de chantier pour divers taux d'humidité à 2.45 GHz (application des méthodes de correction vectorielle).  
(a) : module de  $S_{21}$  en dB,  
(b) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

$$S_{21} = \frac{S_{21m} - S_{21ma}}{S_{21mb} - S_{21ma}} \quad (2.9)$$

#### 2.5.6.4 Simulation de la correction du coefficient de transmission.

Pour effectuer cette simulation, nous avons une nouvelle fois utilisé les modèles disponibles dans la bibliothèque M.D.S.

La simulation de la correction se fait alors en trois étapes :

1. Connexion de charges adaptées sur les accès de mesure (préalablement caractérisées à l'analyseur de réseau). On extrait  $S_{21ma}$  à partir de l'interférogramme obtenu.
2. Connexion des deux ports de mesure par l'intermédiaire d'un câble, préalablement caractérisé à l'analyseur de réseau, et extraction de  $S_{21mb}$ .
3. Mesure du dispositif sous test, extraction de  $S_{21m}$ , et calcul de  $S_{21}$ .

#### 2.5.6.5 Résultat de simulation.

Nous appliquons cette méthode de correction aux mesures effectuées sur le sable de chantier, en fonction de  $H$  sur la cellule guide d'onde (paragraphe 2.4.5.3). Les résultats obtenus sont reportés figure 2.22. Il apparait à la vue de ces courbes que nous retrouvons de manière précise le coefficient de transmission.

## **2.6 Conclusion.**

Partant d'un schéma de principe, nous avons décidé du mode de conception d'un pont de mesure interférométrique réalisable en structure hybride.

Après avoir mesuré la matrice  $S$  des composants destinés à être implantés sur le pont, nous avons pu en simuler le fonctionnement à l'aide du logiciel M.D.S, qui nous est apparu très commode et convivial. Ces résultats sont conformes à ceux obtenus par la méthode des graphes de fluence.

Nous avons également défini une méthode de correction des erreurs vectorielles destinée à être implantée sur le prototype.

## BIBLIOGRAPHIE

[1] A. LAUER

"Conception d'un pont interférométrique micro-ondes multi-état."  
Thèse de troisième cycle, Lille, juin 1989.

[2] P. HEUCHON

"Conception d'un pont interférométrique micro-ondes multi-état en vue de la mesure en micro-ondes d'un coefficient de réflexion ou de transmission."  
Mémoire CNAM, Lille, mars 1989.

[3] M. KAMAREI

"Vector voltmeter applications in microwave imaging."  
Microwave Journal Vol 34, n°11, pp 102-114 November 1991.

[4] C.A. HOER

"Performance of a dual Six-Port automatic analyzer"  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 27, n°12, pp 993, décembre 1979.

[5] C.A. HOER

"A network analyzer incorporating two Six-Port reflectometers"  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 25, n°12 p. 1070, juillet 1977.

[6] G.F. ENGEN

"Determination of microwaves phase and amplitude from power measurements"  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 25, n°4 p. 414-418, 1976.

[7] L.C. OLFIELD

"A multistate reflectometer"  
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol IM 34, n° 12, pp198-201, 1985

[8] N. CUTMORE, D. ABERNETHY, T. EVANS

"Microwave technique for the on-line determination of moisture in coal"

Journal of Microwave Power & Electromagnetic Energy, vol 24, n° 2, pp 79-90, 1989.

[9] HARRIS MICROWAVE SEMICONDUCTORS

"Atténuateurs HMR 11000 GaAs MMIC Attenuator, DC-18GHz"

[10] TDK MICROWAVE DEVICES

"Circulators and Isolators CU 9000 series" Notice technique.

[11] RADIALL

"Commutateurs mécaniques série R 575 " Notice technique.

[12] T. LASRI

"Contribution à l'étude de faisabilité d'un capteur d'humidité pour sable de fonderie"

Diplôme d'Etudes Approfondies, Lille, juillet 1989.

[13] R. BADOUAL

"Méthodes générales d'études et principales familles de circuits"

Les micro-ondes 2<sup>ème</sup> partie, pp 212-213

[14] K. BRANTERVIK

"A new four-port automatic network analyzer : part I. Description and performances."

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 33, n°7, pp 563-568, juillet 1985.

[15] K. BRANTERVIK

"A new four-port automatic network analyzer : part II. Theory."

IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 33, n°7, pp 569-575, juillet 1985.

[16] J.K. HUNTON

"Analysis of microwave measurement techniques by means of signal flow-graphs."

IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques n°8, pp 206-212, mars 1960

**[17] HEWLETT PACKARD**

"Fixed-frequency sine wave curve fit"

Hewlett Packard Journal, février 1988, p 48.

**[18] B. MILLER**

"Curve Fitting Made Easy"

RF Design, engineering principles and practices, pp 27-32, June 1990.

**[19] HEWLETT PACKARD**

"HP 8510 Network analyzer, operating and programming."

## **CHAPITRE 3**

### **REALISATION ET MISE EN OEUVRE DU CAPTEUR DE MESURE DE L'HUMIDITE**

### 3.1 Introduction.

Dans ce chapitre nous exposons en premier lieu la réalisation technologique d'un premier prototype du pont interférométrique. Ce prototype conforme au principe exposé au second chapitre (cf. § 2.1), correspondant au schéma donné figure 2.5, est constitué par un circuit hybride réalisant l'interconnexion de composants passifs (coupleurs, circulateur, isolateurs, atténuateurs et charges adaptées) auxquels, dans la version actuelle, sont associés des éléments du commerce pour les détecteurs, la charge de référence et la source hyperfréquence, ainsi que la cellule de mesure. Un système informatique d'acquisition et de traitement des mesures gère le processus. Cette première réalisation est testée tant sur des coefficients de transmission étalonnés, que sur des produits remplissant les cellules de mesure (guide d'onde et in-situ), ce qui nous permet de mettre en exergue les qualités et défauts du système.

Dans le but de passer prochainement à une structure possédant un taux d'intégration plus élevé, nous étudions ensuite l'implantation des détecteurs, de la charge de référence et de la source stabilisée sur le circuit hybride.

Enfin nous concluons sur une étude prospective en vue de la modularisation du capteur, son adaptabilité au matériau à tester, et son application éventuelle au contrôle non destructif des matériaux en nappe.

## 3.2 Réalisation du capteur.

### 3.2.1 Réalisation de la partie hyperfréquence.

Lors de la conception de l'interféromètre, nous nous sommes posé la question de savoir si la combinaison d'une différence de longueur des bras de l'interféromètre et d'une dérive de fréquence n'est pas susceptible de fausser la mesure.

En effet, pour une différence de marche  $\Delta L$ , une variation de fréquence de  $\Delta F$  introduit une variation du déphasage de  $2\pi\Delta L/\Delta\lambda$  où  $\Delta\lambda$  est la longueur d'onde associée à la fréquence  $\Delta F$ .

Si nous souhaitons, par exemple, que cette erreur de phase soit inférieure à  $1^\circ$ , cela signifie que :

- si  $\Delta F = 1$  MHz                       $\Delta L < 83$  cm,
- si  $\Delta F = 100$  KHz                       $\Delta L < 8,3$  m.

Il apparait donc que ce problème n'est pas rédhibitoire compte tenu de la stabilité des oscillateurs du commerce.

Néanmoins nous avons pris la précaution d'évaluer les longueurs électriques des éléments de notre système. Notamment une mesure faite en T.D.R. à l'analyseur de réseau a permis de relever les longueurs électriques ( $L_e$ ) des circulateurs et isolateurs qui sont relativement importantes, à cause de la ferrite qui les compose (modes lents). Cette remarque justifie en partie l'adjonction de l'isolateur dans le bras de mesure; celui-ci est aussi destiné à minimiser le couplage entre les voies de mesure et de référence en cas de désadaptation de la cellule.

Nous rapportons ici les résultats obtenus lors de ces mesures :

- pour le circulateur, entre les accès 1 et 3,  $L_e = 46.7$  cm
- pour l'isolateur, entre les accès 1 et 2,  $L_e = 22.9$  cm.

Par ailleurs, la mesure indique que les longueurs électriques des atténuateurs sont négligeables, de l'ordre de leur longueur géométrique.

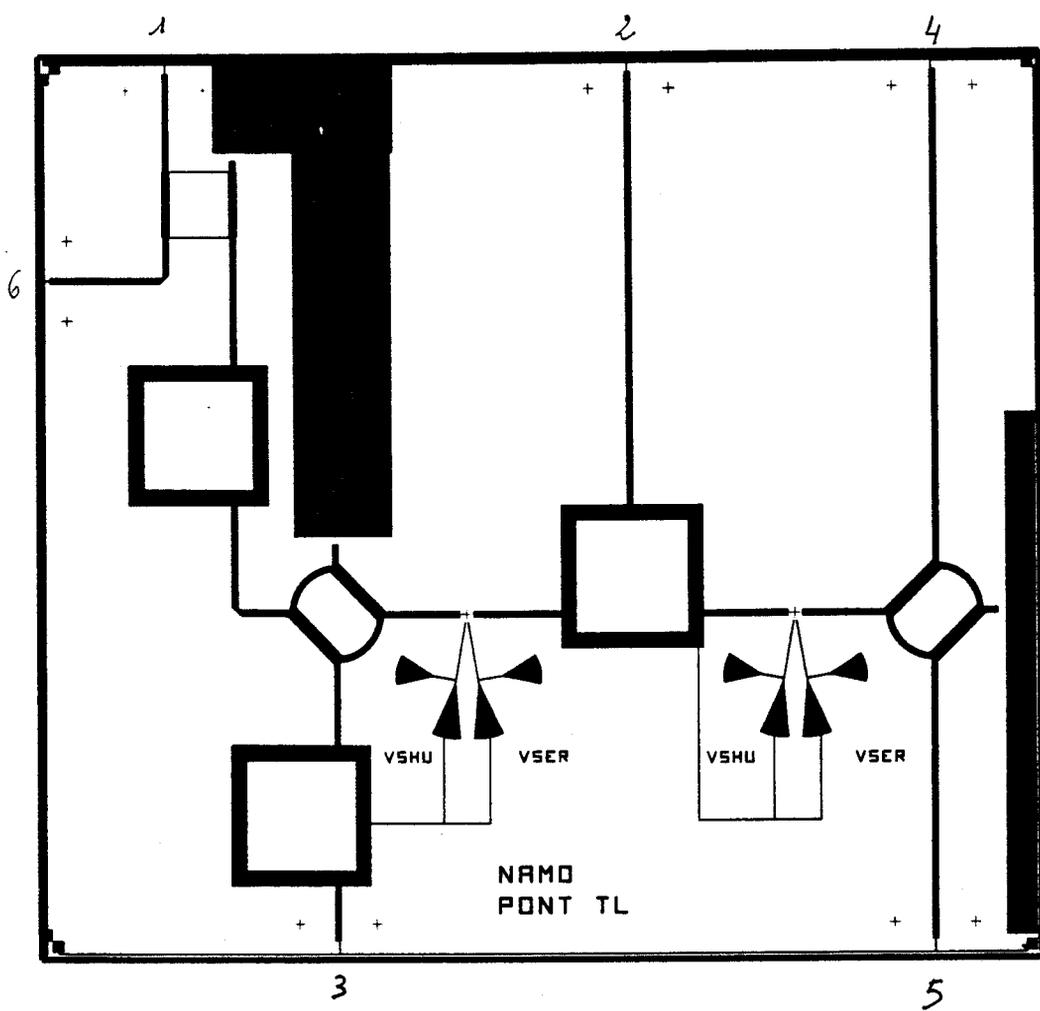


Figure 3.1 : Masque du pont interférométrique en structure hybride.

Plusieurs schémas d'implantation ont été réalisés; nous donnons figure 3.1 la version définitive réalisée sur substrat Duroïd RT 6010.8 ( $\epsilon_r = 10.8$ ). Compte tenu des dimensions relativement importantes du circuit, la réalisation se fait en plusieurs étapes et nécessite l'utilisation de plusieurs logiciels disponibles au laboratoire. Dans un premier temps nous redessinons le schéma du circuit à l'aide d'un logiciel appelé Mastek à partir des côtes relevées sur M.D.S; puis le transfert sur Draftek [1] nous offre la possibilité du tirage du film à l'échelle 1.

Remarquons que nous adoptons une nouvelle topologie des coupleurs -3dB qui évite les coudes engendrés par la version initiale. La caractérisation de ces nouveaux composants a montré que leurs performances en termes de paramètres S sont comparables à celles obtenues pour la topologie précédente.

Le circuit de la figure 3.1 est complété en reliant l'accès 1 au générateur, les accès 4 et 6 aux détecteurs, l'accès 2 à l'impédance étalon et les accès 3 et 5 à la cellule de mesure [2]. Sur cette figure nous reconnaissons les emplacements des isolateurs et du circulateur, ainsi que ceux des atténuateurs, avec leur circuits d'alimentation. Dans cette configuration, une fois les composants implantés et sans tenir compte de la cellule et de l'impédance étalon, la longueur électrique de la voie de référence est de 40 cm supérieure à la voie de mesure.

### 3.2.2 Mesure de la matrice de dispersion à l'analyseur de réseau

Le circuit ainsi réalisé à été caractérisé à l'analyseur de réseau. Nous reportons tableau 3.1 les résultats de cette caractérisation pour des tensions de polarisations  $V_p$  et  $V_s$  commandant les atténuateurs respectivement égales à -5 V et 0 V. De manière générale les paramètres  $S_{ij}$  sont en assez bon accord avec la simulation effectuée au second chapitre (tableau 2.2.b). Néanmoins certains paramètres tels les modules de  $S_{23}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{53}$ ,  $S_{35}$ ,  $S_{63}$ ,  $S_{62}$  ont subi une dégradation sensible.

Remarquons que l'accès n°3 qui apparait pour tous ces paramètres, (à l'exception de  $S_{62}$ ) semble jouer un rôle important dans cet état de fait. Nous pensons que ce problème est essentiellement dû à un impératif mécanique lié à l'implantation de l'isolateur dans le bras de mesure. Ce problème n'est cependant pas crucial, et peut être corrigé aisément dans une prochaine version.

$S_{ij}$	Module en dB	Phase en degrés
$S_{11}$	-26.1	105.65
$S_{12}$	-51.1	93.78
$S_{13}$	-65.34	-66.15
$S_{14}$	-46.45	-151.98
$S_{15}$	-62.92	-36.51
$S_{16}$	-1.62	150.08
$S_{21}$	-13.5	-63.29
$S_{22}$	-19.49	-5.01
$S_{23}$	-41.9	-126.99
$S_{24}$	-19.76	-89.88
$S_{25}$	-36.5	82.35
$S_{26}$	-29.21	-154.75
$S_{31}$	-13.21	-55.73
$S_{32}$	-61.14	95.56
$S_{33}$	-17	70.18
$S_{34}$	-33.4	-30.8
$S_{35}$	-50.65	136.26
$S_{36}$	-25.52	-147.76
$S_{41}$	-41.58	-140.26
$S_{42}$	-6.39	41.20
$S_{43}$	-63.3	23.16
$S_{44}$	-25.52	-114.96
$S_{45}$	-3.15	59.37
$S_{46}$	-51.22	52.1
$S_{51}$	-66.61	29.93
$S_{52}$	-32.92	-147.49
$S_{53}$	-75.24	155.51
$S_{54}$	-3.20	59.42
$S_{55}$	-31.81	-84.42
$S_{56}$	-72.6	-61.12
$S_{61}$	-1.69	-149.77
$S_{62}$	-62.1	-3.34
$S_{63}$	-74.59	-122.43
$S_{64}$	-58.68	100.02
$S_{65}$	-72.08	-85.67
$S_{66}$	-24	-108.85

**Tableau 3.1** Mesure de la matrice de dispersion à  $f = 2450$  MHz

les atténuateurs sont polarisés à  $V_p = -5$  V et  $V_s = 0$  v.

(pertes d'insertion  $\sim 4$  dB)

Pour être complet, ajoutons que nous pouvons espérer une amélioration sensible des paramètres d'isolation des composants en utilisant des charges adaptées constituées de résistances  $50 \Omega$  fabriquées à partir d'un substrat de verre [3] (le test de ces résistances donne -32 dB de pertes par réflexion à 3 GHz) plutôt que les résistances "chip"  $50 \Omega$  au carbone, de moins bonne qualité (pertes par réflexion de -22 dB), utilisées sur ce prototype.

### 3.2.3 Environnement basse fréquence et micro-informatique.

L'ensemble du capteur comporte un système hyperfréquence, qui a fait l'objet des deux premiers chapitres, auquel s'adjoint un environnement micro-informatique et basse fréquence. Le synoptique de l'ensemble du dispositif est présenté figure 3.2. La mesure est effectuée sous le contrôle d'un micro-ordinateur de type PC IBM à l'aide d'une carte d'interface multi-fonctions série RTI 800 de Analog Devices. Cette carte est dotée de ports d'entrée-sortie parallèle compatibles TTL, de ports d'entrée analogique 12 bits avec préamplification dont le gain peut être compris entre 1 et 500, et de ports de sortie analogiques.

Afin d'assurer la compatibilité entre cette carte et la partie micro-ondes, nous avons réalisé quelques sous-ensembles supplémentaires dont :

- un interface de commutation de la charge de référence,
- un interface d'adaptation de niveau entre sorties analogiques et tensions de commande des atténuateurs hyperfréquence.

L'acquisition des tensions détectées est faite sur les voies d'entrée en adaptant de façon automatique, le gain en fonction de la tension recueillie.

Nous avons développé dans le cadre de cette configuration un logiciel en Pascal dont les fonctionnalités sont les suivantes :

- Acquisition automatique des points de mesure par commutation des lignes de la charge de référence,
- Approximation de l'interférogramme par la méthode des moindres carrés,
- Gestion de l'étalonnage du système (correction vectorielle) selon le modèle "Frequency Response Only".

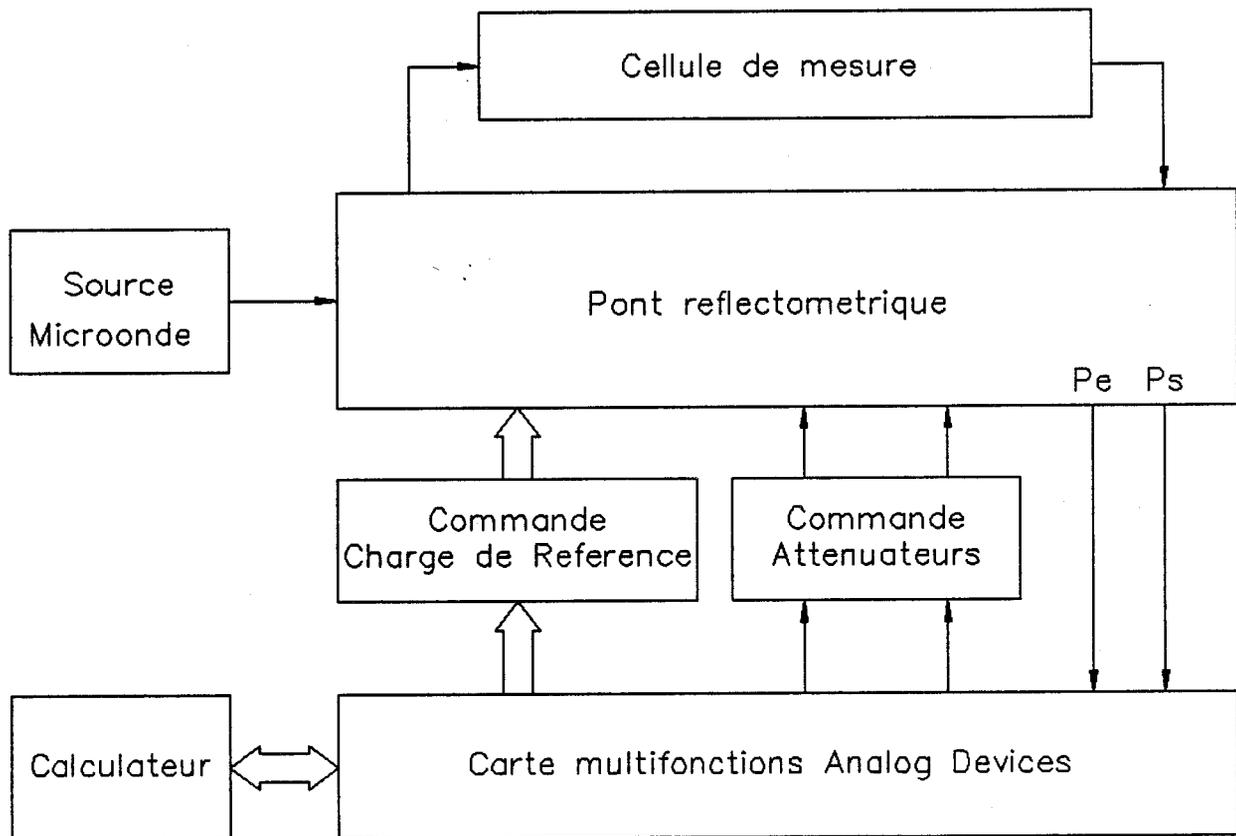


figure 3.2 : Synoptique general du systeme de mesure

Le temps nécessaire pour effectuer une mesure est actuellement de l'ordre de 2s. Ce temps est essentiellement lié à la vitesse de commutation du multiplexeur de type mécanique de la charge de référence : les temps de commutation et d'établissement sont de l'ordre de 200 ms en respectant une marge de sécurité. Il sera facile de réduire ce temps de mesure dans une prochaine version qui utilisera un commutateur MMIC (paragraphe 3.4.2).

Notons enfin que chaque point de l'interférogramme est le résultat de la moyenne de 50 acquisitions des tensions détectées.

### **3.3 Mise en oeuvre du capteur de mesure de l'humidité.**

#### **3.3.1 Test du système.**

Ces tests sont effectués sur le système complet selon la procédure suivante :

1. étalonnage du système selon le protocole établi au chapitre 2 (§ 2.5.6),
2. connexion du quadripôle à mesurer
3. mesure et correction du coefficient de transmission du dispositif sous test.

Dans le cadre d'un dispositif industriel, les opérations 1 et 2 seront effectuées en usine ou lors d'opérations de maintenance.

##### 3.3.1.1 Mesure de phase.

Une charge de phase étalon variable est constituée d'un circulateur auquel on adjoint une ligne terminée par un court-circuit mobile.

Nous reportons figure 3.3 les mesures effectuées, d'une part à l'analyseur de réseau, et d'autre part celles acquises sur le pont de mesure. Ces résultats sont en accords à plus ou moins 2 degrés.

##### 3.3.1.2 Mesure d'atténuation.

Un atténuateur calibré (Hewlett Packard 0-11 dB) est inséré dans le bras de mesure, les résultats obtenus, figure 3.4, sont comparés à ceux relevés lors de la

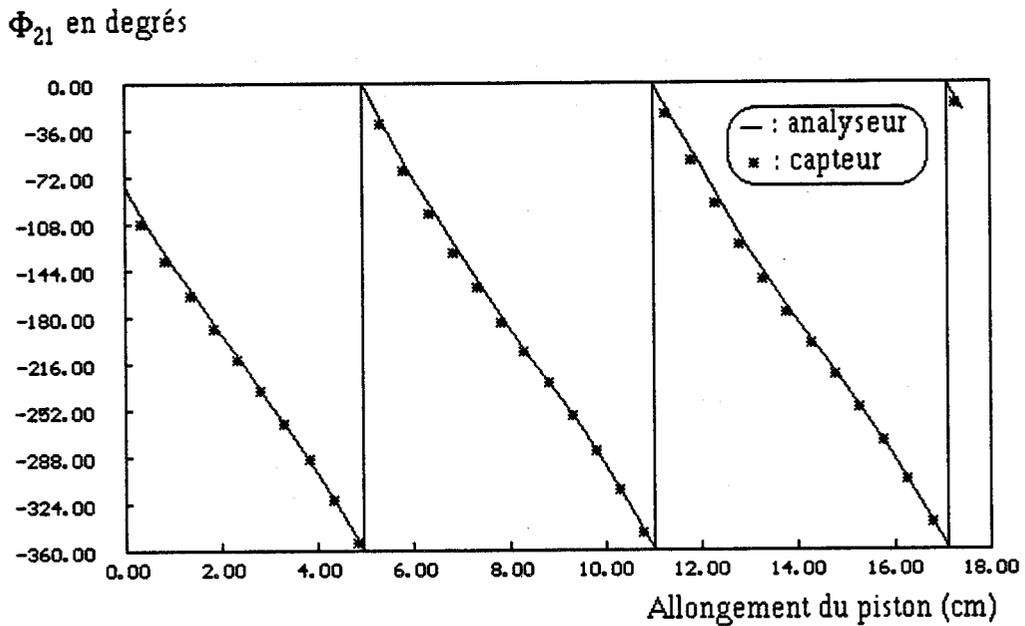


Figure 3.3 : Mesure de la phase d'une charge étalon ( un circulateur associé à un court-circuit mobile) pour  $F = 2450$  MHz.  
 Comparaison entre les résultats obtenus à l'analyseur ( HP8510 ) et ceux mesurés avec le capteur.

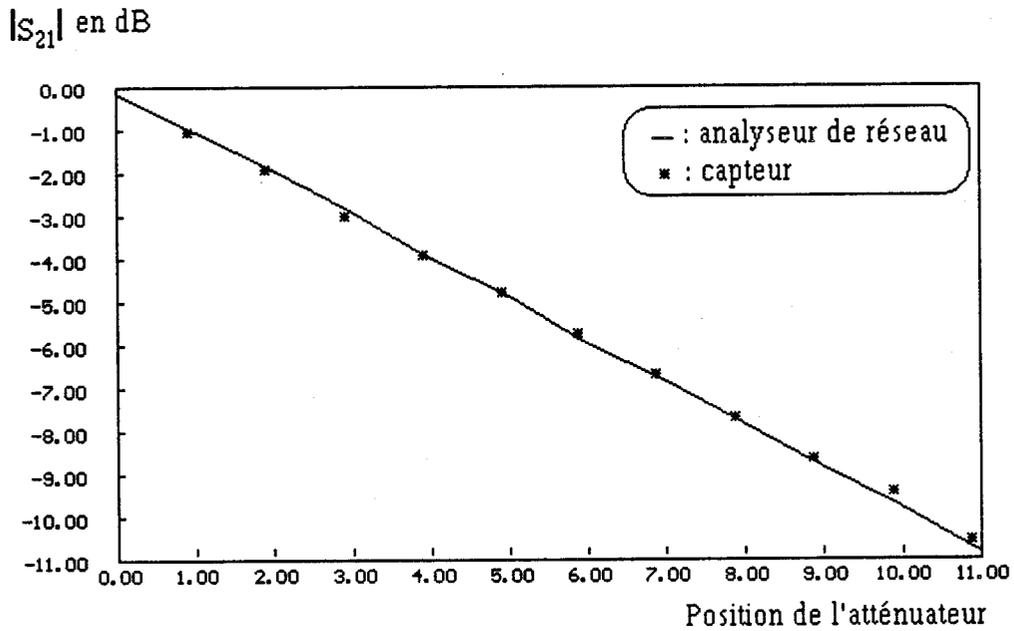


Figure 3.4 : Mesure d'un atténuateur calibré ( HP 0 -11 dB) pour  $F = 2450$  MHz.  
 Comparaison entre les résultats obtenus à l'analyseur ( HP8510 ) et ceux mesurés avec le capteur.

caractérisation à l'analyseur de ce quadripôle. Si nous considérons l'analyseur comme appareil étalon nous concluons à une précision de l'ordre de 0,2 dB.

### 3.3.1.3 Influence des conditions extérieures.

Le capteur doit être utilisé en milieu industriel et ceci sous entend une ambiance sévère dans la plupart des cas. Les paramètres physiques susceptibles d'affecter notre système sont particulièrement :

- le taux d'humidité ambiante qui peut atteindre 100 % dans l'industrie textile par exemple. Cette humidité importante joue en termes de fiabilité sur le comportement du système et nécessitera des protections particulières au niveau de la réalisation finale.
- la température ambiante, qui peut présenter de fortes variations sur de courtes périodes.

Ce dernier paramètre influe sur le fonctionnement du système, en particulier au niveau de la source hyperfréquence et de sa stabilité de fréquence. C'est pourquoi nous avons étudié l'erreur absolue commise sur la phase lorsque la fréquence évolue de part et d'autre de 2450 MHz.

Dans ce but, nous relierons les accès 3 et 5 par des câbles coaxiaux de longueur  $l$  variant entre 0,5 m et 2,5 m; nous faisons travailler le pont entre 2446 et 2455 MHz. La figure 3.5 présente les résultats expérimentaux, soit la variation de phase mesurée  $\Delta\phi_{21}$  fonction de  $\Delta f$  autour de 2450 MHz. Ces courbes montrent une déviation de phase maximale (câble de 2,5 m) de moins de  $6^\circ/\text{MHz}$ . Pour obtenir une variation de phase maximale de  $1^\circ$ , il faut donc obtenir une stabilité de la source meilleure que 170 kHz. Si l'on se réfère aux produits commerciaux, les seules sources intégrables dans notre système sont les oscillateurs de type DRO (Dielectric Resonance Oscillators) qui présentent une stabilité de 2 à 3 ppm/ $^\circ\text{C}$ , soit encore à 2450 MHz une déviation de fréquence de 4,9 à 7,35 kHz par degré centigrade, ce qui est tout à fait satisfaisant. Un autre avantage de ces sources est leur stabilité de fréquence vis à vis de la tension d'alimentation, leur faible taux d'harmoniques, et leur bruit de phase faible.

Notons que ces tests nous permettent de prévoir, en terme de stabilité de mesure de phase, le comportement du circuit en présence de la cellule de mesure. A titre

$\Delta\phi_{21}$  en degrés

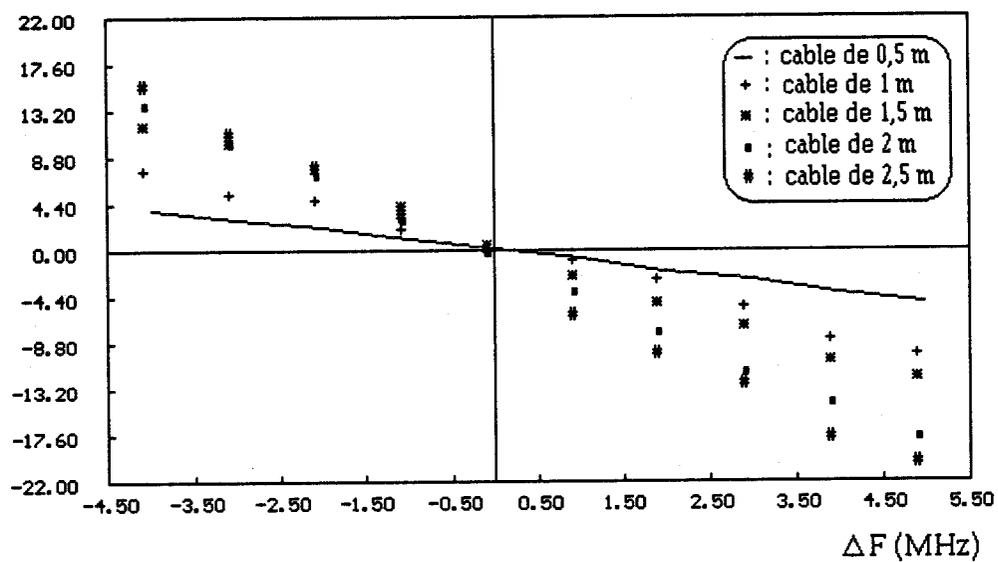


Figure 3.5 : Mesure à l'aide du capteur de la variation de phase  $\Delta\phi_{21}$  en fonction de la variation de fréquence  $\Delta F$  (autour de 2450 MHz) pour des câbles coaxiaux de longueur  $l$  variant de 0,5 m à 2,5 m.

d'exemple une cellule guide d'onde ( $a = 2,8$  cm,  $b = 5,8$  cm,  $L = 14,4$  cm,  $\epsilon_d = 4$ ) remplie d'un sable de chantier présentant un taux d'humidité de 21,5 %, associée à deux câbles souples de 50 cm correspond à une longueur électrique de 230 cm, et peut donc être assimilé, à l'atténuation près, au câble de longueur  $l = 1,5$  m. Par conséquent il faudrait un glissement de fréquence de 500 kHz pour entraîner une déviation de phase de l'ordre de  $1^\circ$  pour ce quadripôle, ce qui ne pose pas de problème.

### 3.3.2 Etude de $|S_{21}|$ et $\phi_{21}$ sur cellule guide d'onde en fonction du taux d'humidité H.

#### 3.3.2.1 Résultats de mesure .

Avec notre pont interférométrique, nous avons répété les types de mesures déjà effectués avec l'analyseur de réseau avec la cellule précitée.

Les figures 3.6.a et 3.6.b donnent les évolutions de  $|S_{21}|$  et de  $\phi_{21}$  en fonction de H compris entre 0 et 22 % dans le cas du sable de chantier. Nous constatons que les résultats de mesure avec le pont interférométrique sont tout à fait comparables à ceux de l'analyseur de réseau : l'écart est au maximum de 2 dB sur  $|S_{21}|$  et dans le plus mauvais cas de  $8^\circ$  sur  $\phi_{21}$ . Notons cependant que notre procédé d'humidification (photographie 2) est perfectible et peut expliquer les écarts. Remarquons que dans cet exemple  $\phi_{21}$  varie de  $1000^\circ$ , mais la connaissance de  $|S_{21}|$  permet de lever l'indétermination sur H. La mesure des taux d'humidité plus élevés devrait faire appel à une cellule de dimensions a, b et L réduites (paragraphe 1.3.3.1).

Les figures 3.7.a et 3.7.b donnent les évolutions de  $|S_{21}|$  et de  $\phi_{21}$  en fonction de H compris entre 4 et 31 % pour les poudres textiles. Ici aussi les mesures effectuées à l'aide du pont interférométrique sont en accord avec les mesures à l'analyseur de réseau: les écarts sont au plus de 1 dB sur  $|S_{21}|$  et de  $5^\circ$  sur  $\phi_{21}$ .

Enfin, nous donnons figures 3.8.a et 3.8.b les résultats pour le sucre en poudre de la société Générale Sucrière (Saint Louis). Ce produit est différent de celui testé avec la même cellule à l'analyseur de réseau (cf . Chapitre I, § 1.3.2.2.c); il s'agit d'échantillons extraits à différents stades de la chaîne de production de l'usine d'Eppeville, qui présentent différentes granulométries, et qui à la différence du produit cité au Chapitre I ont un taux d'humidité bien défini et homogène.

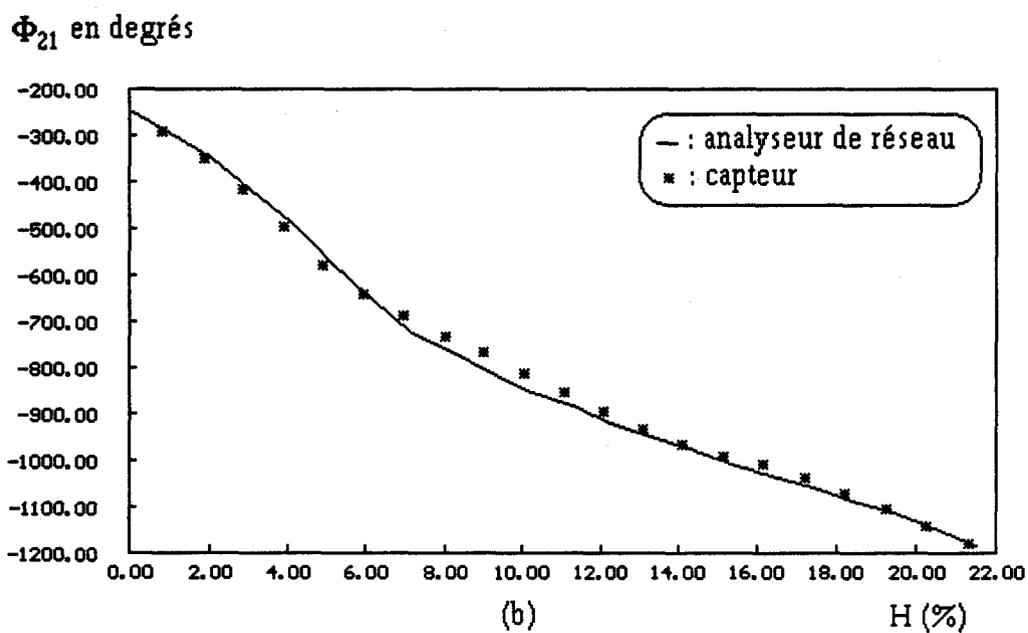
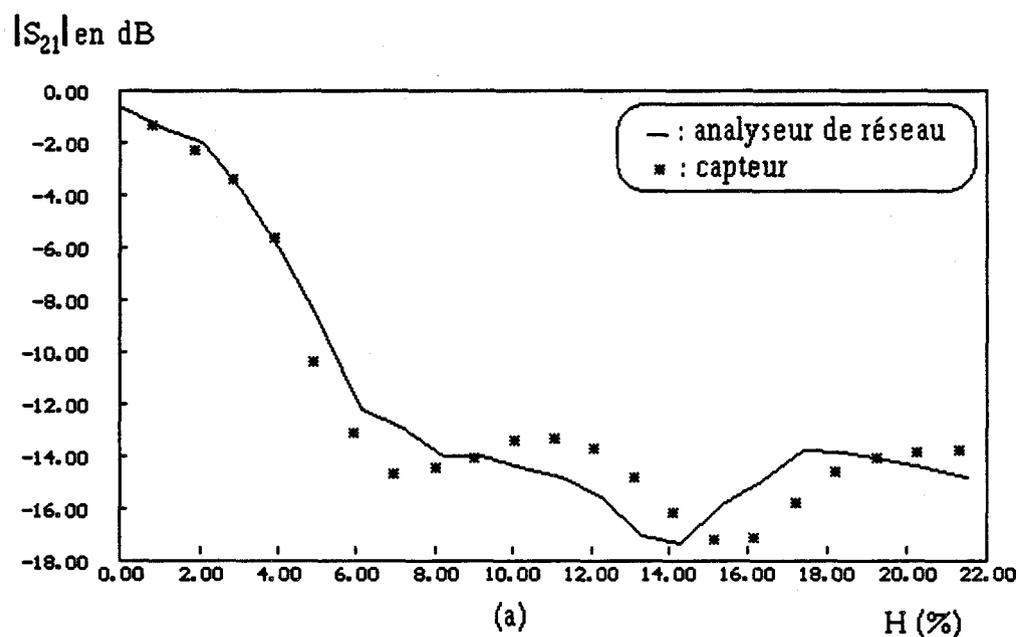
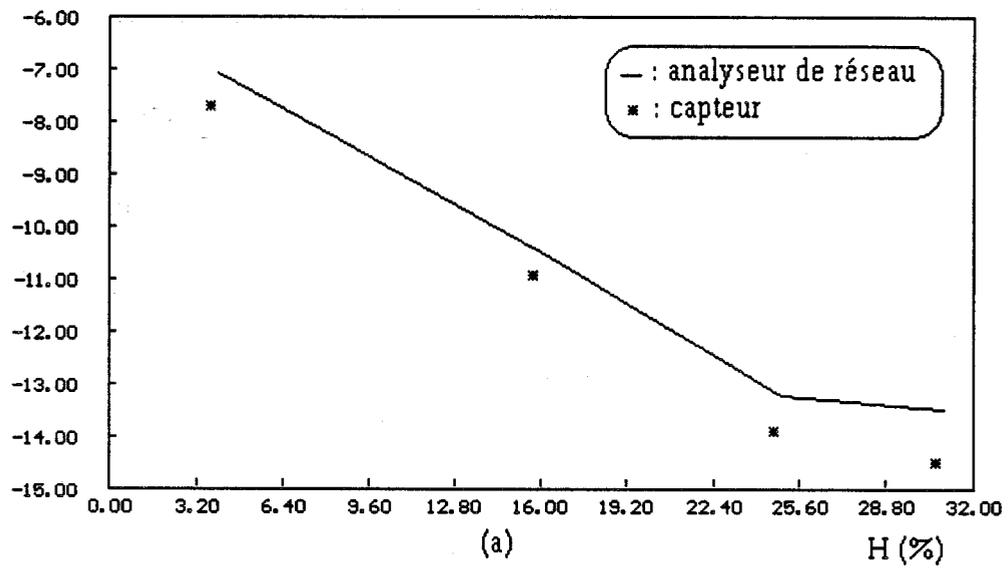


Figure 3.6 : Comparaisons des mesures réalisées à l'analyseur de réseau et à l'aide du capteur, pour le sable de chantier à divers taux d'humidité ( $F = 2450$  MHz).  
 (a) : module de  $S_{21}$  en dB,  
 (b) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

$|S_{21}|$  en dB



$\Phi_{21}$  en degrés

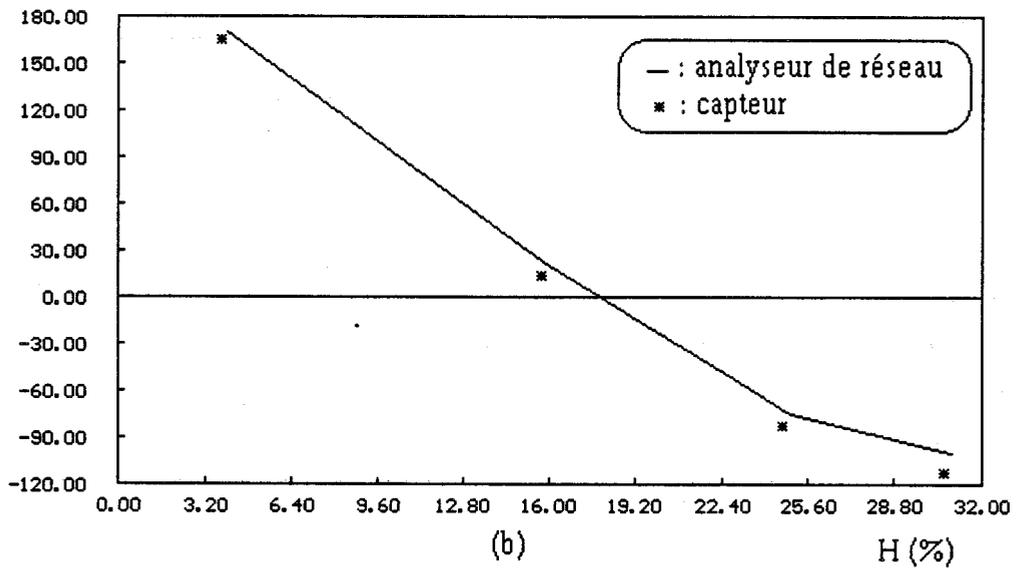


Figure 3.7 : Comparaisons des mesures réalisées à l'analyseur de réseau et à l'aide du capteur, pour les poudres textiles à divers taux d'humidité ( $F = 2450$  MHz).  
(a) : module de  $S_{21}$  en dB,  
(b) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

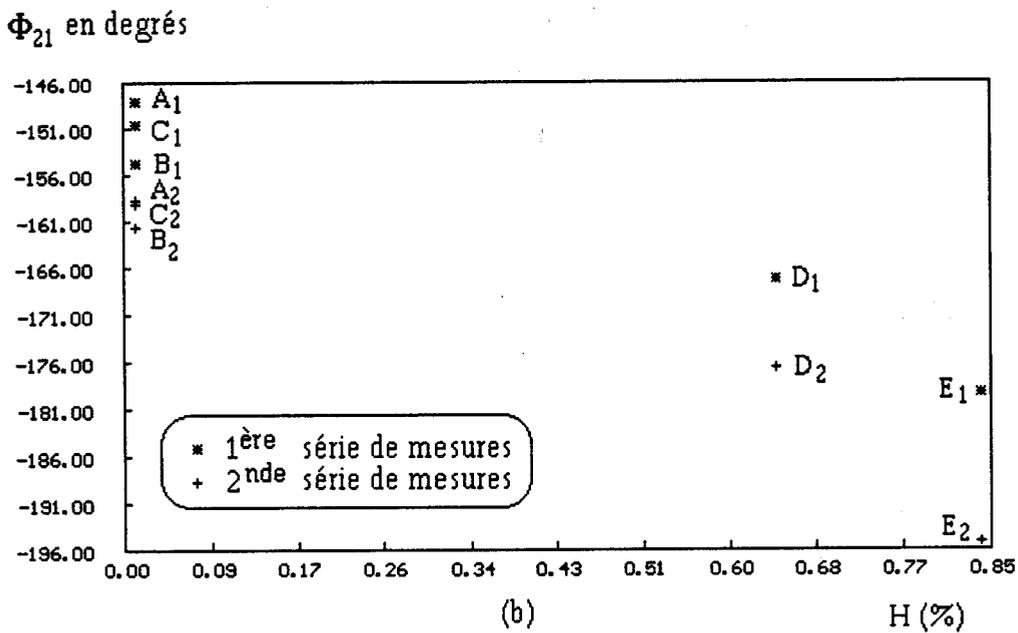
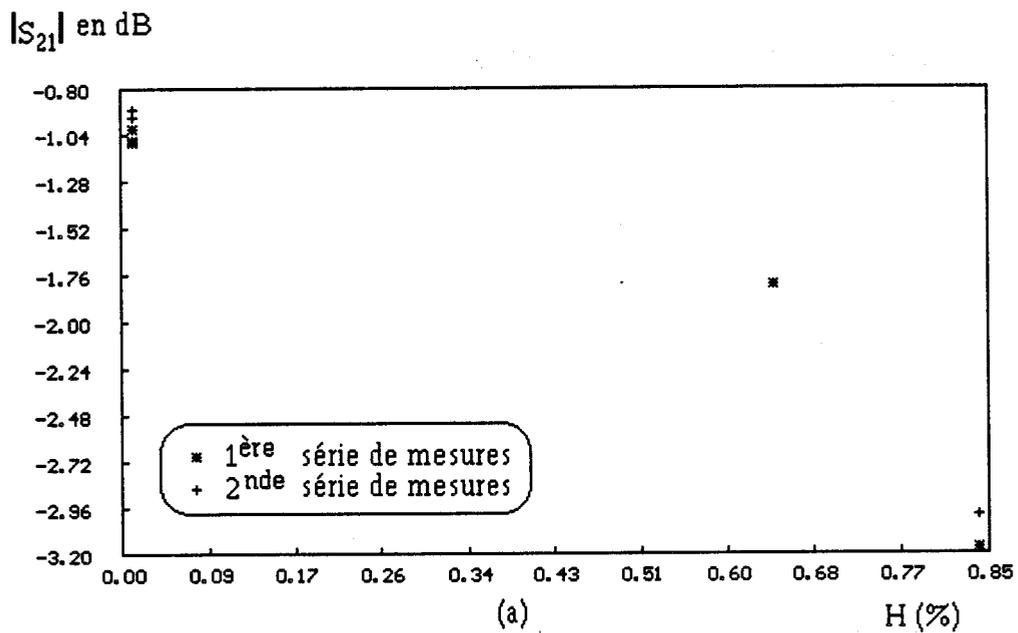


Figure 3.8 : Résultats de mesure pour le sucre (Générale Sucrière) à l'aide du capteur, à divers taux d'humidité et granulométries pour  $F = 2450$  MHz.  
 (a) : module de  $S_{21}$  en dB,  
 (b) : phase de  $S_{21}$  en degrés.

La mesure a été faite pour cinq échantillons que nous désignons : A, B, C, D, E et qui sont définis comme suit :

- A : "export sec " - diamètre moyen 1,5 mm - H # 0,02 %,
- B : "granuleux sec " - diamètre moyen 1 mm - H # 0,02 %,
- C : "deuxième jet " - diamètre moyen 0,55 à 0,6 mm - H # 0,02 %,
- D : "premier jet, sortie turbine " - diamètre moyen mm - 0,6 % < H < 0,7 %,
- E : "sortie turbine" - diamètre moyen 0,55 à 0,6 mm - 0,8 % < H < 0,9 %,

Les mesures ont été effectuées sur les produits dès leur réception (indice 1) puis une journée plus tard (indice 2). Les taux d'humidité sont très faibles (H < 1 %). Il est possible que les différences observées pour les échantillons pratiquement secs (A<sub>1</sub>, B<sub>1</sub>, C<sub>1</sub>) proviennent de leur différence de granulométrie. Cependant les différences de phase observées restent faibles, inférieures à 5° pour des grains passant de 0,5 mm à 1,5 mm de diamètre. Remarquons que la mesure de phase (et aussi d'atténuation) est particulièrement sensible à un très petite variation de H, ici proche du pour mille. D'autre part, la phase  $\phi_{21}$  des produits initiaux (indice 1) évolue bien dans le sens attendu. Par ailleurs, la seconde série de mesure (indice 2) confirme le caractère hygroscopique du sucre puisque la phase  $\phi_{21}$  d'un même produit diminue entre les deux séries de mesures.

### 3.3.2.2 Remarques sur l'évolution de $\phi_{21}$ en fonction de H.

L'ensemble de ces résultats montre la possibilité d'une détermination du taux d'humidité H basée sur la mesure de  $\phi_{21}$  [4]. Pour chaque matériau, pour une cellule et une fréquence de mesure, on peut définir un paramètre  $\eta$  qui va caractériser la sensibilité de la mesure soit :

$$\eta = \frac{\Delta\phi_{21}}{\Delta H}$$

Les matériaux que nous avons étudiés avec la cellule guide d'onde (a = 2,8 cm, b = 5,8 cm, L = 14,4 cm) fonctionnant à 2450 MHz, y compris au paragraphe 1.3.2.2.a donnent les valeurs suivantes pour  $\eta$  :

Sable de chantier :  $\eta = 41$  °/point d'humidité,

Bentonite :  $\eta = 11^\circ$ /point d'humidité,  
 Poudres textiles :  $\eta = 10^\circ$ /point d'humidité,  
 Sucre en poudre :  $\eta = 38^\circ$  à  $45^\circ$ / point d'humidité.

Nous pouvons noter des valeurs de  $\eta$  très diverses selon le produit étudié. Ce phénomène peut trouver son explication dans le fait que l'eau contenue dans un matériau peut être divisée en deux fractions, l'eau liée et l'eau libre [5, 6, 7]. L'eau liée réfère aux molécules qui sont contenues dans les toutes premières couches entourant les particules, et ainsi sont intimement associées à celles-ci grâce à l'influence des forces osmotiques; l'absorption et le déphasage introduits par le matériau sont ainsi relativement réduits. Etant donné que les forces agissant sur une molécule d'eau décroissent rapidement quand la distance particule-molécule croît, les molécules d'eau qui sont situées sur des couches plus distantes de la particule sont capables de se déplacer relativement facilement dans le milieu et peuvent ainsi être classées comme libres. Il en résulte une absorption et un déphasage plus important.

Cependant, la division de l'eau en deux fractions, eau libre et eau liée n'est qu'une description approximative de la distribution des molécules d'eau dans le matériau qui est basée sur des critères arbitraires pour établir le point de transition entre les niveaux d'eau libre et d'eau liée.

Compte tenu des valeurs obtenues pour  $\eta$ , en premier examen, il apparaît que l'humidité du sable de chantier et du sucre est plutôt relative à l'eau libre, tandis que celle de la bentonite et des poudres textiles correspond plutôt à l'eau liée. Ceci semble également en accord avec la nature des produits.

### 3.3.3 Etude de $|S_{21}|$ et $\phi_{21}$ sur cellule in situ en fonction du taux d'humidité H.

Des mesures ont été réalisées avec la cellule in situ (décrite au premier chapitre) associée au pont interférométrique.

Pour des raisons liées aux difficultés de préparation d'échantillons de taux d'humidité calibrés, nous n'avons opéré que sur des échantillons secs. Une campagne de mesure sur site prévue prochainement à la société Générale Sucrière (Epeville), doit intéresser une gamme plus étendue de matériaux et de paramètres H.

Les mesures effectuées à ce jour sur le sable de chantier et le sucre en poudre sont en bon accord avec les valeurs mesurées à l'analyseur de réseau (tableau 3.2). A titre de vérification, nous avons également mesuré la transmission de la cellule vide.

	Analyseur de réseau		Pont interférométrique	
	$S_{21}$ dB	$\phi_{21}$ en°	$S_{21}$ dB	$\phi_{21}$ en°
Cellule vide	- 15	- 87,5	-14,8	-89,6
Sable sec	- 12	- 15,7	- 12,4	- 19,2
Sucre sec	- 14,6	- 62	- 14	- 70

Tableau 3.2 Résultats des mesures réalisées avec la configuration in situ. (Ouvertures rayonnantes  $a = 2,8$  cm,  $b = 5,8$  cm,  $\epsilon_1 = 4$ ,  $L = 14,4$  cm,  $f = 2450$  MHz)

### 3.3.4 Remarques sur les performances du capteur.

Les premiers tests du capteur de mesure d'humidité sont très encourageants, les mesures effectuées tant avec la cellule guide d'onde qu'avec une cellule in situ sont en très bon accord avec celles relevées à l'analyseur de réseau.

Au vu des résultats, il semble que la mesure la plus intéressante concerne  $\phi_{21}$ , avec un recours toujours possible au paramètre  $|S_{21}|$  pour lever d'éventuelles indéterminations. De plus d'éventuels problèmes liés à la densité du matériau peuvent aussi être résolus grâce à la connaissance simultanée de  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$  [8].

Il apparaît dès maintenant que nous savons répondre aux deux problèmes de mesure d'humidité qui nous sont posés :

- soit celui d'un faible taux d'humidité, avec une précision proche de 0,1 % sur H (cas du sucre en poudre),
- soit celui d'une large gamme de taux d'humidité, où la précision requise est de l'ordre de 1 % en H (cas de la mesure d'humidité des sols).

### 3.4 Perfectionnements envisagés dans la conception du capteur d'humidité.

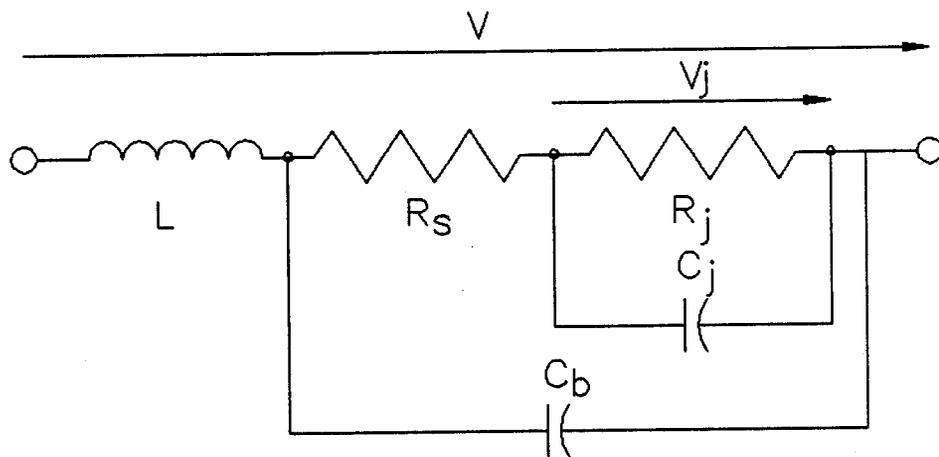


figure 3.9 : Modele simplifie de la diode Schottky.

Le système sous sa forme actuelle est encore perfectible, et le champ de la prospective dans ce sens est largement ouvert. Les perfectionnements concernent à la fois le circuit hybride pour lequel on peut pousser beaucoup plus le taux d'intégration et les cellules que l'on peut dédier à telle ou telle permittivité, à telle ou telle gamme de paramètres H, ou encore adapter en fonction du besoin industriel.

A notre sens, les perfectionnements attendus sont de deux types : il s'agit de sous systèmes déjà en cours d'étude et prêts à être implantés sur un prochain prototype (détecteur, charge étalon, source) ou encore de modifications relevant de la prospective. Ces différents aspects sont présentés ci-après.

### **3.4.1 Réalisation de détecteurs.**

Jusqu'ici nous utilisons des détecteurs large bande (10 MHz - 18 GHz) Hewlett Packard de type HP 8473 B. Ces détecteurs présentent l'inconvénient d'être très onéreux. Nous avons donc choisi une solution alternative qui consiste à développer des détecteurs spécifiques à notre système. Ces détecteurs sont réalisés en structure microruban à l'aide de diodes Schottky faible barrière et fonctionnent en bande étroite.

Dans un premier temps, nous effectuons une simulation du détecteur sur le logiciel M.D.S afin de déterminer les caractéristiques physiques du circuit de détection. Ensuite, nous présentons les résultats obtenus sur une réalisation du détecteur à partir des résultats de la simulation.

#### **3.4.1.1 Simulation du détecteur.**

Les diodes utilisées sont de type faible barrière Hewlett Packard HP 2207 en version "batch matched" [9]. Le boîtier de ces diodes est de type "beam lead" donc facilement implantable sur circuit microruban.

Pour la simulation sur M.D.S du détecteur, nous utilisons le schéma équivalent de la diode donné figure 3.9. Le substrat est identique à celui utilisé pour la réalisation du pont. L'adaptation de la diode est réalisée à l'aide d'un tronçon de ligne de longueur L et d'impédance  $Z_0$  [9, 10, 11, 12]. Notons que cette technique peut nécessiter, en technologie microruban, la mise en place d'un stub ; ce dernier a pour but de se ramener

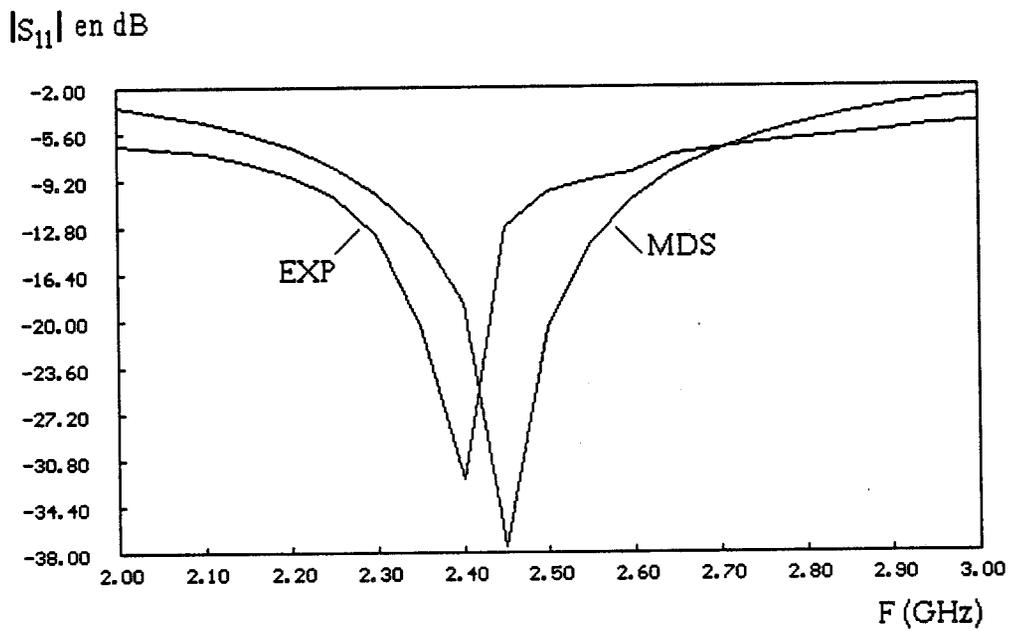


Figure 3.10 : Comparaison des valeurs simulées et mesurées pour le paramètre  $S_{11}$  (module de  $S_{11}$ ) du détecteur entre 2 et 3 GHz.

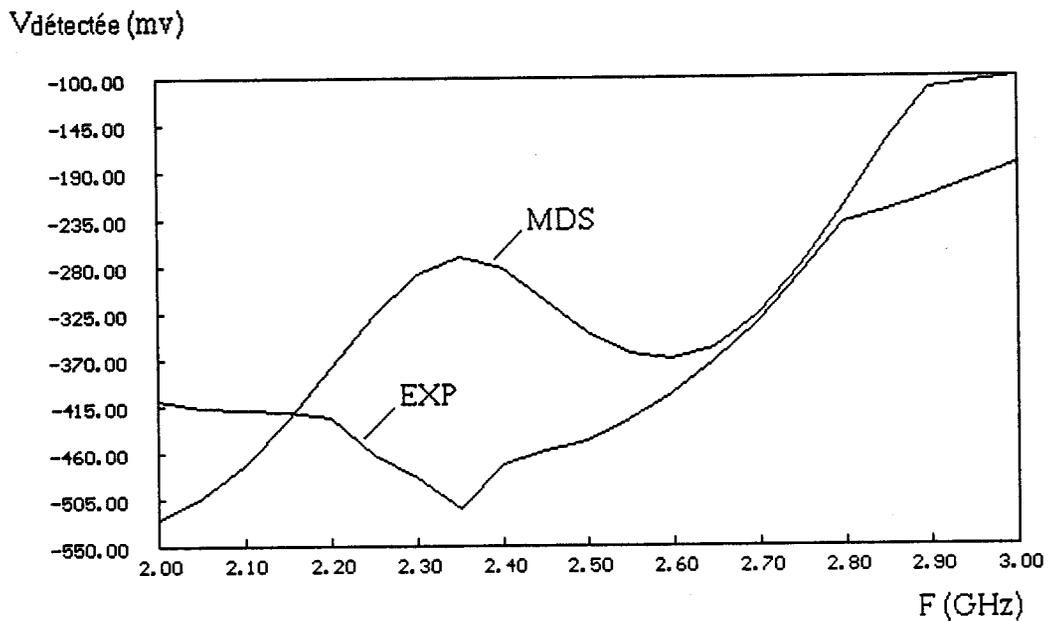


Figure 3.11 : Comparaison des valeurs simulées et mesurées de la tension détectée entre 2 et 3 GHz, pour une puissance incidente de 0 dBm.

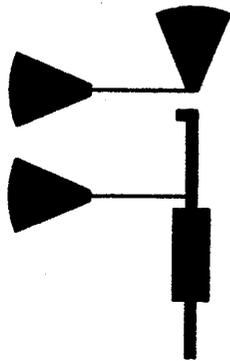


Figure 3.12 : Masque du détecteur.

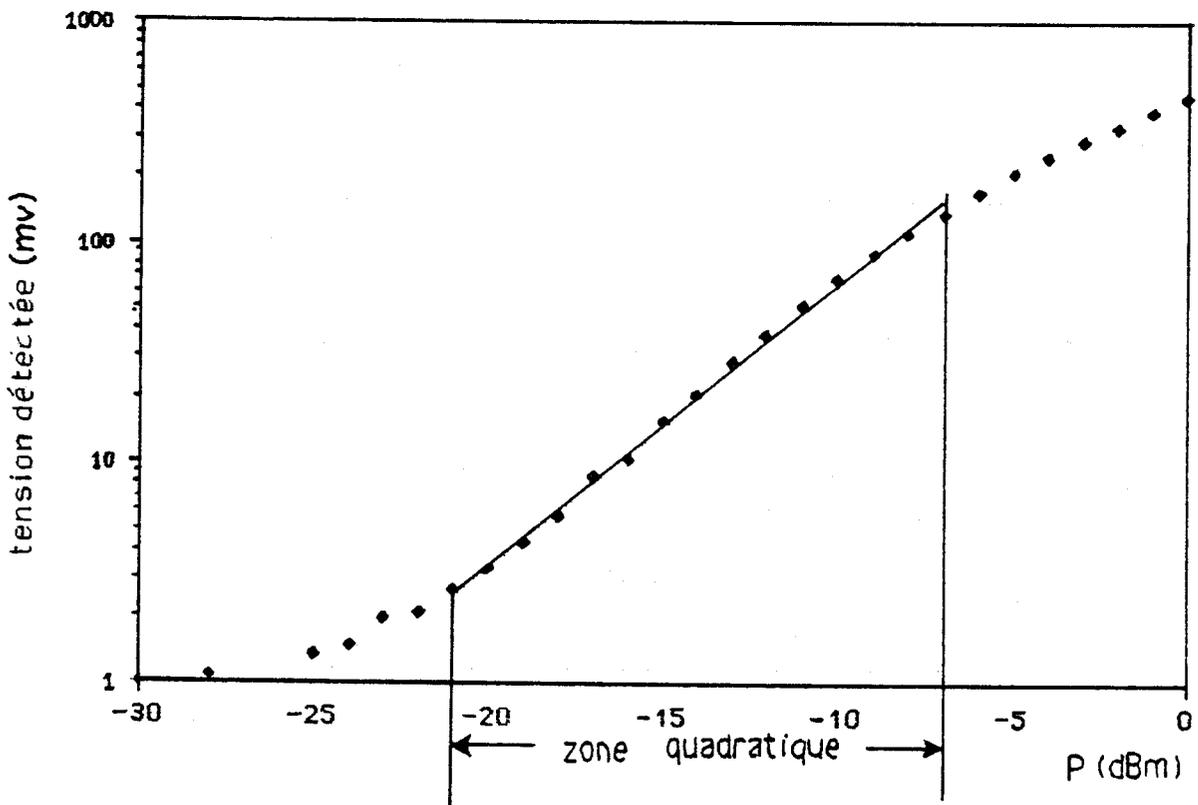


Figure 3.13 : Mesure de la tension détectée en fonction de la puissance ( $P$  en dBm) incidente à  $F = 2450$  MHz.

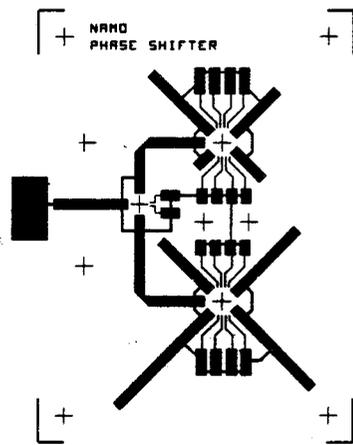


Figure 3.14 : Masque de la charge de reference.

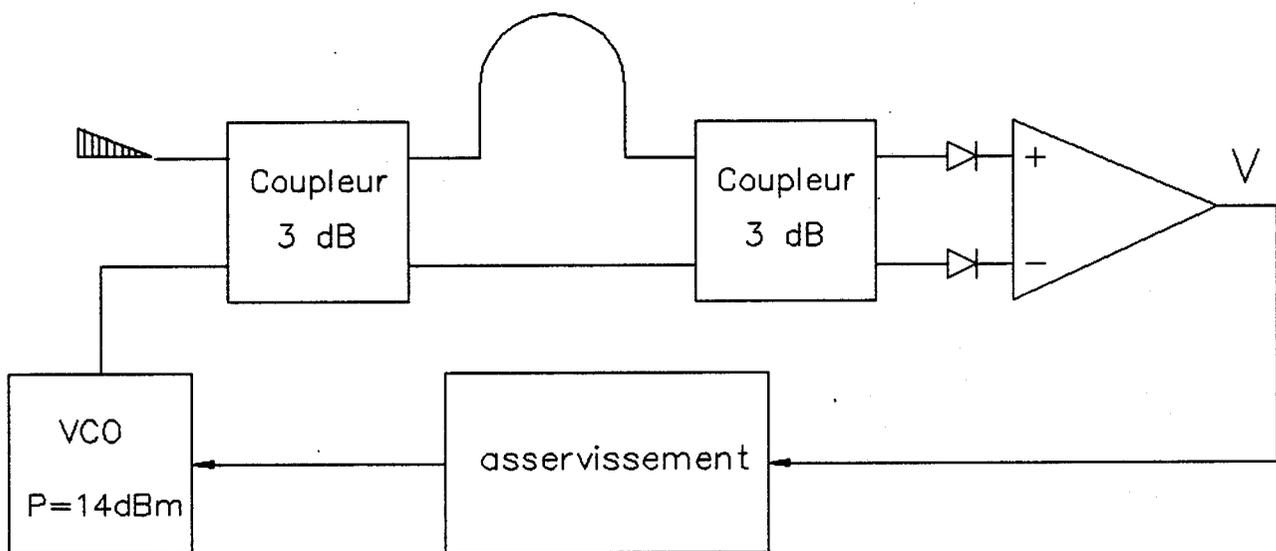


Figure 3.15 : Schema de principe de la stabilisation de frequence

en un point de l'abaque de Smith tel que le transformateur d'impédance ait des dimensions physiquement réalisables.

Le prélèvement de la tension continue est effectué par un circuit de "bias" constitué d'un "radial-stub" de rayon  $\lambda_g/4$  et d'une ligne présentant une impédance la plus élevée possible (en conséquence de largeur la plus faible possible compatible avec la réalisation en technologie microruban). Nous avons retenu une largeur de ligne de  $200 \mu\text{m}$ , ce qui nous amène à une impédance caractéristique de  $87 \Omega$  [13].

Les résultats de simulation pour le paramètre  $S_{11}$  sont présentés figure 3.10. Pour une fréquence de 2450 MHz, la valeur de  $S_{11}$  est de -37.7 dB. La figure 3.11 présente l'évolution de la tension détectée en fonction de la fréquence; cette tension est de 312 mV à 2450 MHz.

#### 3.4.1.3 Réalisation et test du détecteur.

Les dimensions du détecteur, relativement faibles, nous ont permis d'effectuer un routage du circuit directement sur mylar à l'échelle 10 à partir du simulateur M.D.S. La réalisation du circuit a ensuite été effectuée en centrale de technologie (figure 3.12) et suivie d'une série d'essais.

La figure 3.10 présente la mesure du paramètre  $S_{11}$  effectuée à l'analyseur de réseau. A 2450 MHz nous obtenons pour ce paramètre une valeur de -13 dB, alors qu'il est de -32 dB à 2400 MHz.

Un relevé de la tension détectée fonction de la fréquence à une puissance incidente constante de 0 dBm est présenté en figure 3.11.

La figure 3.13 présente le relevé de la tension détectée en fonction de la puissance incidente à 2450 MHz. La réponse est quadratique pour une puissance incidente de - 8 à -21 dBm.

Les résultats de ces essais, dans leur ensemble, montre un bon accord entre simulation et expérimentation.

#### **3.4.2. Réalisation de la charge de référence en structure hybride.**

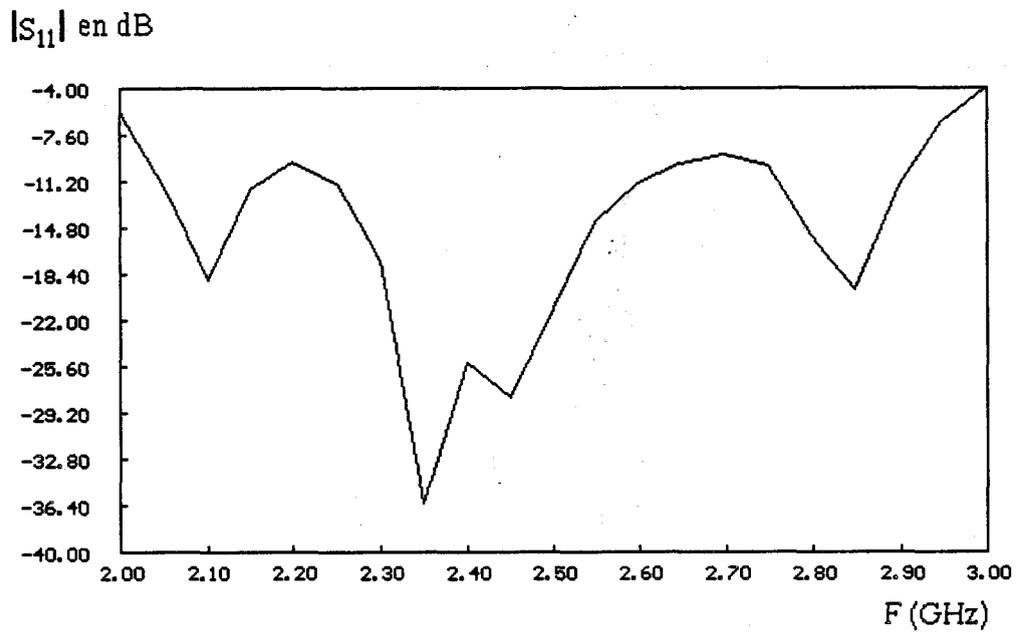


Figure 3.16 : Résultats de la simulation du paramètre  $S_{11}$  (module de  $S_{11}$  en dB) du discriminateur entre 2 et 3 GHz.

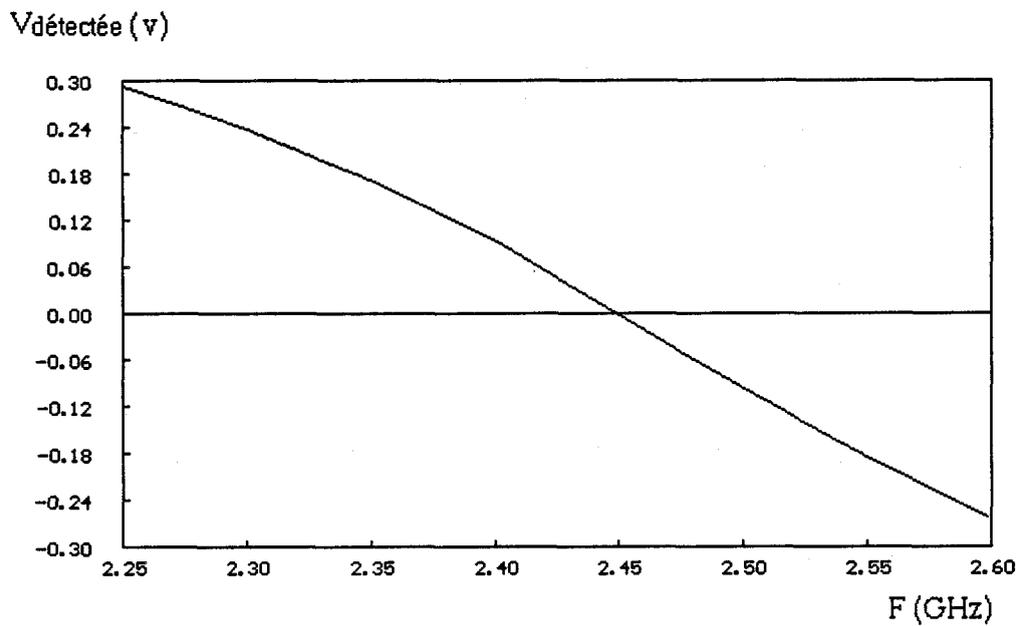


Figure 3.17 : Résultats de la simulation de la tension détectée (en V) en sortie du discriminateur entre 2.25 et 2.6 GHz.

Comme nous l'avons déjà exposé, la charge de référence employée pour le prototype comporte un multiplexeur électromécanique. Si celui-ci est satisfaisant du point de vue de ces caractéristiques électriques, par contre il présente plusieurs inconvénients majeurs. C'est un dispositif relativement fragile, dont le nombre de manoeuvres d'ouverture/fermeture est relativement limité ( $10^6$  commutations). Son encombrement est prohibitif, il est de surcroît très onéreux.

Nous avons donc pensé le remplacer par un multiplexeur statique constitué à partir de "switches" MMIC, en l'occurrence d'un "switch" SP2T suivi de "switches" SP4T terminés chacun par des lignes de longueurs différentes; les huit lignes réalisant des déphasages compris entre 0 et  $360^\circ$ . Un intérêt supplémentaire de ce dispositif est d'abord de faciliter la détermination de la sinusoïde  $S(\phi_e)$  (cf Chapitre II § 2.) à l'aide de huit échantillons au lieu de six. Par ailleurs, compte tenu des temps de commutation réduits par rapport à un commutateur mécanique, le temps d'acquisition des huit valeurs associées à une mesure passe ainsi de deux secondes à quelques dizaines de millisecondes. Le masque de réalisation du circuit est présenté figure 3.14. Les déphasages et atténuations du coefficient de réflexion sont donnés tableau 3.3

Position du commutateur	Module : $\rho_e$	Phase : $\phi_e$ en $^\circ$
1	0,665	211,16
2	0,669	288,7
3	0,660	321,9
4	0,630	352,3
5	0,632	40,2
6	0,679	81,6
7	0,675	130,1
8	0,652	168,7

Tableau 3.3 Mesure de la charge de référence à  $f = 2450$  MHz.

La première remarque que nous pouvons faire est la dégradation du module du coefficient de réflexion (de l'ordre de -3 dB) par rapport à celui de la charge de référence réalisée avec un commutateur mécanique (de l'ordre de - 0,6 dB)(cf. tableau 2.1). Cette dégradation est principalement due aux pertes d'insertion des "switches" MMIC qui sont typiquement de 0,6 dB pour le SP4T et de 0,8 dB pour le SP2T [14]. En fait cette atténuation n'est pas préjudiciable aux performances du système, puisque l'informatique en tient compte. L'évolution de la phase est quant à elle tout à fait conforme au but recherché.

### 3.4.3 Réalisation d'une source stabilisée.

Le principe même de l'interférométrie peut être réutilisé pour réaliser un discriminateur de fréquence. Nous avons déjà indiqué que, pour un interféromètre présentant une différence de marche  $\Delta L$  entre ses deux bras, une variation de la fréquence  $\Delta f$  entraîne une variation du déphasage  $\Delta\phi = 2\pi \frac{\Delta L}{\Delta\lambda}$  avec  $\Delta\lambda$  la longueur d'onde associée à  $\Delta f$ .

#### 3.4.3.1 Principe.

Le principe du procédé consiste à associer le discriminateur de fréquence à un amplificateur différentiel dont la tension de sortie est intégrée puis comparée à une tension de référence. La tension d'erreur résultant de la comparaison de ces deux quantités est alors appliquée au VCO (Voltage Control Oscillator) pour réaliser l'asservissement de fréquence[15, 16]. Nous donnons figure 3.15 le schéma de principe de cette stabilisation de fréquence.

La tension  $V$  apparaissant à la sortie de l'amplificateur est de la forme :

$$V = K \cos\left(\frac{\pi f}{2 f_0}\right) + G e \text{ avec } f_0 = \frac{(2k + 1)}{4\Delta L} c$$

où :

- $K$  : est une constante qui dépend du niveau de la source,
- $G$  : le gain de l'amplificateur,
- $e$  : la consigne,
- $f$  : fréquence de la source,
- $f_0$  : la fréquence à laquelle système doit s'asservir,
- $k$  : un nombre entier,
- $c$  : vitesse de la lumière.

L'asservissement de la fréquence correspond ainsi à une consigne égale à zéro.

### 3.4.3.2. Simulation du discriminateur.

Le discriminateur a été simulé sur M.D.S à partir du substrat que nous utilisons (Duroïd RT 6010.8  $\epsilon_r = 10,8$ ).

La différence de longueur  $\Delta L$  des deux bras de l'interféromètre est égale à  $\lambda_g/4$ ; celle-ci peut être augmentée de façon à accroître la sélectivité du circuit. Les résultats de simulation sont donnés figure 3.16 pour l'adaptation du discriminateur entre 2 et 3 GHz et figure 3.17 pour la tension détectée pour des fréquences comprises entre 2.25 GHz et 2.6 GHz. Les résultats de cette simulation sont jugés satisfaisants et nous autorisent à passer à la réalisation du circuit.

### 3.4.3.3 Réalisation de l'asservissement de fréquence.

A partir des résultats de la simulation, nous avons à partir des résultats de la simulation réalisé un discriminateur que nous avons associé à un circuit de commande du VCO (figure 3.15). Nous avons testé sa stabilité en fréquence vis à vis de la température, et au cours du temps autour de 2450 MHz. La dérive de fréquence fonction de la température est inférieure à 100 KHz/°C tandis que la dérive au cours du temps est inférieure à 800 KHz/24 heures.

### **3.4.4 Prospectives.**

Nous pensons aussi perfectionner le capteur dans trois domaines, la réalisation d'une structure modulaire, l'adaptation du système au milieu dans le sens de la conception d'un capteur intelligent, et aussi l'applicabilité du procédé à d'autres produits tels les matériaux en nappe.

#### **3.4.4.1 Réalisation d'une structure modulaire.**

Sous sa forme actuelle, le circuit hybride de taille importante, pose des problèmes de réalisation et aussi de maintenance. Un dispositif industriel pourrait se présenter sous forme de modules réalisant chacun une ou plusieurs des fonctions élémentaire.

#### **3.4.4.2 Notion de capteur intelligent.**

Il faudrait automatiser la mesure, notamment pour une gamme étendue de taux d'humidité, ce à quoi devrait conduire le prototype actuel sous réserve des modifications suivantes

Une large de gamme de taux d'humidité  $H$  signifie des valeurs de  $\epsilon^*$  largement variables. Les contraintes du procédé concernent d'abord l'adaptation de la cellule en vue de satisfaire à la correction vectorielle selon le principe "Frequency Response Only" et donc l'emploi de cellules conçues avec des valeurs différentes de  $\epsilon_d$  et donc de  $a$  et  $b$ . Une atténuation compatible avec le procédé doit conduire également à des cellules de longueur  $L$  d'autant plus faibles que  $H$  est élevé. Enfin, dans le cas des cellules guide d'onde, les dimensions  $a$  et  $b$  doivent correspondre à un fonctionnement monomode.

Dans ces conditions, on s'oriente vers un système comportant plusieurs cellules de mesure couvrant la gamme des taux d'humidité à mesurer. Les cellules sont reliés au pont par deux "switches" SPNT (avec  $N$  le nombre de cellules); on répète l'opération de mesure sur chacune des  $N$  cellules. L'analyse des résultats devrait indiquer laquelle de ces  $N$  mesures doit être prise en compte. La commande des atténuateurs programmables accroît encore la flexibilité du procédé.

#### 3.4.4.3 Capteur pour matériau en nappe

D'autres types de cellules peuvent aussi être envisagées, qui conviendraient à d'autres applications en contrôle non destructif des matériaux tel un guide fendu dans lequel on introduit un matériau en nappe en vue de son test [17].

### 3.5 Conclusion.

Ce chapitre décrit la construction du système final, après une étude approfondie des cellules de mesure (chapitre 1) et de la modélisation du pont interférométrique (chapitre 2).

Nous aboutissons ainsi à un capteur de mesure de l'humidité, dont les tests effectués d'une part, sur des quadripôles étalons, et d'autre part sur divers matériaux donnent toute satisfaction. La reproductibilité de la mesure est meilleure que 2° en phase et 0,8 dB en amplitude. La mesure de  $H$  s'effectue donc après étalonnage sur des

matériaux d'humidité calibrée. L'évaluation du système va maintenant pouvoir être continuée, notamment en milieu industriel.

Nous présentons également des exemples de perfectionnements qui doivent valoriser son développement industriel.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] P. GOUZIEU, M. BOUQUEUNEC  
"Draftek 365" - CNET Lannion, France, Janvier 1990.
- [2] T. LASRI, B. DUJARDIN, Y. LEROY  
"Capteurs de mesure de l'humidité d'un matériau."  
Journées Nationales Micro-ondes, Grenoble, Mars 1991.
- [3] A. LAUER  
"Conception d'un pont interférométrique micro-ondes multi-état."  
Thèse de troisième cycle, Lille, juin 1989.
- [4] T. LASRI, B. DUJARDIN, Y. LEROY  
"A Microwave Sensor for Moisture Measurements in Solid Materials."  
IEE Proceedings, Microwaves, Antennas and Propagation, Vol. 138, n°5, pp 481-483,  
Octobre 1991.
- [5] JAMES R.WANG, THOMAS J.SCHMUGGE  
"An Empirical Model for the Complex Dielectric Permittivity of Soils as a Function of  
Water Content."  
IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing, Vol GE-18, n°4, pp 288-295,  
Octobre 1980.
- [6] M.C. DOBSON, F.T. ULABY, M.T. HALLIKAINEN, M.A. EL-RAYES  
"Microwave Dielectric Behaviour of Wet Soil-Part2 : Dielectric Mixing Models."  
IEEE Transactions on Geosciences and Remote Sensing, vol.GE-23, n°1, pp 35-46,  
Janvier 1985.
- [7] A. CHAPOTON  
"Communication personnelle."

**[8] W.MEYER,W.M.SCHILZ**

"Feasibility Study of Density-Independent Moisture Measurement with Microwaves."  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 29 , n°7, p.p 732-739,  
July 1981.

**[9] HEWLETT-PACKARD**

"Microwave & Designer's Catalog p 4-60."

**[10] R.M.ARNOLD**

"Transmission Line Impedance Matching Using The Smith Chart."  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, p.p 977 , Novembre 1974.

**[11] HEWLETT PACKARD**

Application note 963 : "Impedance Matching Techniques for Mixers and Detectors."

**[12] HEWLETT PACKARD**

Application note 976 : "Broadband Microstrip Mixer Design the Butterfly Mixer."

**[13] R. BADOUAL**

"Circuits microruban fibres".

**[14] SP2T, SP4T-MMIC SWITCH**

Anzac, notice catalogue.

**[15] Z.GALANI, R.A.CAMPBELL**

"An overview of Frequency Synthesizers for radars."  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol 39, n°5, pp 782-790,  
Mai 1991.

**[16] P. VANGELUWE**

"Conception et réalisation d'un nouveau type de capteur destiné à la mesure de  
niveau."  
D.E.A en Electronique, Lille, Juillet 1991.

**[17] J.C.SAINSON**

Thèse à paraître, Lille.

## **CONCLUSION**

## CONCLUSION

Le but de ce travail est la réalisation d'un capteur micro-ondes destiné à la mesure d'humidité. La conception d'un tel capteur concerne successivement :

- l'étude des cellules de mesure,
- la modélisation du pont interférométrique,
- la construction du capteur par l'assemblage des différents éléments et les tests correspondants sur des matériaux d'humidité calibrée.

Les cellules sont destinées à fonctionner en transmission; elles sont du type guide d'onde et in-situ. Leur fonctionnement a d'abord été étudié en détail tant du point de vue de la modélisation que des tests à l'analyseur de réseau. Nous montrons en particulier comment les cellules guide d'onde peuvent conduire à une évaluation de la permittivité complexe du matériau sous test, une donnée souvent mal connue et cependant nécessaire à la définition des cellules et aussi du système de mesure destiné à leur être associé.

Pour définir une mesure du taux d'humidité des matériaux contenus par les cellules précitées, nous avons conçu un système original de mesure de transmission (en module et phase) sous la forme d'un pont interférométrique d'un type particulièrement simple. Les composants entrant dans sa réalisation sont d'abord testés individuellement, ce qui permet de simuler son fonctionnement par C.A.O sur le logiciel Microwave Design System (Hewlett Packard) et de prévoir un logiciel de correction des erreurs vectorielles (du type de celles utilisées sur analyseur de réseau) qui sera propre au capteur.

Le prototype final résulte de l'association du pont interférométrique réalisé en technologie hybride et d'une cellule de mesure, le tout bénéficiant d'un environnement microinformatique. Les tests réalisés sur des matériaux très divers (sable de chantier, poudres textiles, sucre en poudre) démontrent les capacités du prototype à savoir mesurer le taux d'humidité dans des gammes certes limitées, mais qui correspondent à des problèmes réels. La précision de mesure est de 2° en phase et de 0,5 dB en amplitude, ce qui conduit, pour certains produits à une précision de quelques pour mille sur le taux d'humidité. Ce prototype va maintenant pouvoir sortir du laboratoire pour être testé en milieu industriel en vue de son développement.

Notons enfin que des perfectionnements sont encore attendus notamment dans la réalisation de certains sous systèmes micro-ondes (source, impédance étalon, détecteur), ainsi que dans d'autres applications concernant le contrôle non destructif par micro-ondes.

**ANNEXES**

### Annexe A : METHODE DE NEWTON-RAPHSON.

La mesure du coefficient de transmission  $S_{21}$  donne accès aux deux grandeurs  $|S_{21}|$  et  $\phi_{21}$  qui permettent à partir de l'inversion leurs expressions analytiques de déterminer la permittivité complexe  $\epsilon^*$ .

Nous rappelons ici les équations donnant le module et la phase de  $S_{21}$  :

$$|S_{12}| = |S_{21}| = \sqrt{a \frac{1 - 2|\rho_{12}|^2 \cos(2\phi_1) + |\rho_{12}|^4}{1 - 2a|\rho_{12}|^2 \cos \psi_1 + a^2|\rho_{12}|^4}} \quad (1.14)$$

$$\phi_{12} = \phi_{21} = -\beta_{2g}l - \arctg \frac{|\rho_{12}|^2 \sin(2\phi_1)}{1 - |\rho_{12}|^2 \cos(2\phi_1)} + \arctg \frac{a \cdot |\rho_{12}|^2 \sin(\psi_1)}{1 - a \cdot |\rho_{12}|^2 \cos \psi_1} \quad (1.15)$$

Si nous considérons deux fonctions  $F_1$  et  $F_2$  telles que :

$$F_1(u_2, v_2) = |S_{21m}| - \sqrt{a \frac{1 - 2|\rho_{12}|^2 \cos(2\phi_1) + |\rho_{12}|^4}{1 - 2a|\rho_{12}|^2 \cos \psi_1 + a^2|\rho_{12}|^4}}$$

$$F_2(u_2, v_2) = \phi_{21m} - \beta_{2g}l - \arctg \frac{|\rho_{12}|^2 \sin(2\phi_1)}{1 - |\rho_{12}|^2 \cos(2\phi_1)} + \arctg \frac{a \cdot |\rho_{12}|^2 \sin(\psi_1)}{1 - a \cdot |\rho_{12}|^2 \cos \psi_1}$$

avec  $|S_{21m}|$  et  $\phi_{21m}$  les valeurs mesurées, nous avons à résoudre le système :

$$F_1(u_2, v_2) = 0$$

$$F_2(u_2, v_2) = 0$$

La méthode de Newton-Raphson s'applique à la résolution d'un tel système d'équations transcendentes.

Soit  $u_2 = u_{20}$  et  $v_2 = v_{20}$  une première approximation d'un couple de racines du système. Soit  $u_{2v}$  et  $v_{2v}$  les valeurs exactes :

$$u_{2v} = u_{20} + h$$

$$v_{2v} = v_{20} + k$$

nous pouvons écrire :

$$F_1(u_{2v}, v_{2v}) = F_1(u_{20}, v_{20}) + h \left( \frac{\partial F_1}{\partial u_2} \right)_{u_{20}, v_{20}} + k \left( \frac{\partial F_1}{\partial v_2} \right)_{u_{20}, v_{20}} + R(h, k) = 0$$

$$F_2(u_{2v}, v_{2v}) = F_2(u_{20}, v_{20}) + h \left( \frac{\partial F_2}{\partial u_2} \right)_{u_{20}, v_{20}} + k \left( \frac{\partial F_2}{\partial v_2} \right)_{u_{20}, v_{20}} + Q(h, k) = 0$$

Si on néglige les termes Q et R qui sont de second degré en h et k, on peut écrire, en désignant par  $u_{21}$  et  $v_{21}$  deux approximations meilleures que  $u_{20}$  et  $v_{20}$  :

$$u_{21} = u_{20} + h_1$$

$$v_{21} = v_{20} + k_1$$

$h_1$  et  $k_1$  sont donnés par le système :

$$h_1 \left( \frac{\partial F_1}{\partial u_2} \right)_{u_{20}, v_{20}} + k_1 \left( \frac{\partial F_1}{\partial v_2} \right)_{u_{20}, v_{20}} = -F_1(u_{20}, v_{20})$$

$$h_1 \left( \frac{\partial F_2}{\partial u_2} \right)_{u_{20}, v_{20}} + k_1 \left( \frac{\partial F_2}{\partial v_2} \right)_{u_{20}, v_{20}} = -F_2(u_{20}, v_{20})$$

$$\text{c'est à dire } h_1 = \frac{H_1}{\Delta_1} \text{ et } k_1 = \frac{K_1}{\Delta_1}$$

$$H_1 = \left[ F_1 \frac{\partial F_2}{\partial v_2} - F_2 \frac{\partial F_1}{\partial v_2} \right]_{u_{20}, v_{20}}$$

$$K_1 = \left[ F_2 \frac{\partial F_1}{\partial u_2} - F_1 \frac{\partial F_2}{\partial u_2} \right]_{u_{20}, v_{20}}$$

$\Delta_1$  est le Jacobien (déterminant) du système, il est défini par :

$$\Delta_1 = \left[ \frac{\partial F_2}{\partial u_2} \frac{\partial F_1}{\partial v_2} - \frac{\partial F_1}{\partial u_2} \frac{\partial F_2}{\partial v_2} \right]_{u_{20}, v_{20}}$$

et doit être non nul au voisinage de la solution.

A partir du couple  $(u_{21}, v_{21})$  nous pouvons calculer une autre approximation et ainsi de suite.

L'inconvénient de cette méthode est la nécessité d'initialiser le processus itératif par un couple  $(u_{20}, v_{20})$  suffisamment proche de la solution de façon à assurer la convergence de l'algorithme. Cependant, cet inconvénient est largement compensé par la grande simplicité de programmation de l'algorithme. Dans notre cas, l'initialisation est effectuée en considérant  $\rho_{12}$  comme nul, ce qui nous donne les valeurs initiales de  $u_{20}$  et  $v_{20}$  pour le démarrage du calcul.

## Annexe B : SYSTEMES COMMERCIAUX DE MESURE D'HUMIDITE EN MICRO-ONDES

Le tableau ci-dessous récapitule une partie des différents systèmes de mesure d'humidité disposant d'un capteur micro-ondes commercialisés à ce jour. Ces données nous ont été communiquées par Mr. F. Thompson (Manchester Polytechnic UK).

Constructeur	Nature du capteur micro-ondes	Pays	Matériaux mesurés
Kay Ray inc.	Cornets	USA	graines
Berthold laboratories	Cornets	Allemagne	charbon (in-situ)
Infra-red Engineering Ltd	Guide fendu	UK	papier
Hamworthy Engineering Ltd	Cornets	UK	charbon
Applied Microwave Corp.	sonde coaxiale ouverte	USA	sols
Q-Parr Angus Ltd	Strip-line	UK	savon
Hydronix Ltd	Microwave cavity	UK	ciment
Sensortech Systems inc.	non connu	USA	textiles, papier, alimentation
Scampro Ltd	Microwave cavity	Suède	papier
Soil Moisture Equipment Corp.	sonde Ligne parallèle ouverte	USA	sol

### Annexe C : ATTENUATEUR HMR 11000

Le HMR 11000 est un atténuateur variable commandé en tension en technologie GaAs MMIC fabriqué par la société Harris Microwave Semiconductor. Il est directement cascadable sans étage intermédiaire d'adaptation. Nous résumons dans le tableau ci-dessous les principales caractéristiques du circuit.

Symbole	Paramètres et conditions de test	Fréquence	Unités	Min	Typ	Max
	Atténuation maximale	DC - 2 GHz 2 - 4 GHz 4 - 8 GHz 8 - 12 GHz 12 - 18 GHz	dB		35 30 22 20 15	
VSWR	Taux d'ondes stationnaire entrée et sortie	DC - 8 GHz 8 - 18 GHz	dB		1.2:1 1.3:1	
$P_{in}$	Puissance d'entrée pour 1 dB de variation en atténuation (à 8 GHz atténuation moyenne)		dBm		16	
$\tau_s$	Temps de commutation (de 10 à 90 % de la marge d'atténuation maximale)		ns		3	
$V_s, V_p$	Tensions de contrôle (min au max d'atténuation)			-5,0		0,5

## RESUME

Les étapes de la conception d'un capteur microonde destiné à la mesure d'humidité sont les suivantes :

- l'étude des cellules de mesure,
- la modélisation du pont interférométrique,
- la construction du capteur et les tests sur des matériaux d'humidité calibrée.

Les cellules sont du type guide d'onde et in-situ. Leur fonctionnement a d'abord été étudié tant du point de vue de la modélisation que des tests à l'analyseur de réseau. En particulier, les cellules guide d'onde peuvent conduire à une évaluation de la permittivité du matériau sous test, une donnée mal connue et cependant nécessaire à la définition des cellules et du système de mesure.

Le principe du capteur repose sur une mesure de transmission (module et phase) mettant en oeuvre un procédé original d'un type particulièrement simple. Après une étude du fonctionnement par C.A.O., un logiciel de correction des erreurs vectorielles propres au système a été élaboré.

Un prototype, réalisé en technologie hybride, a permis d'effectuer des tests sur divers matériaux (sable de chantier, poudres textiles, sucre en poudre). La précision de la mesure est d'environ 2° sur la phase, rendant possible dans certains cas, une détermination du taux d'humidité avec une précision de quelques pour mille. Ce prototype va maintenant pouvoir être testé en milieu industriel.



MOTS CLES :

- |                           |                         |
|---------------------------|-------------------------|
| - Microondes              | Microwaves              |
| - Capteur                 | Sensor                  |
| - Mesure d'humidité       | Moisture measurement    |
| - Contrôle non destructif | Non destructive control |