

N° d'ordre :

50376
1999
431

THESE

présentée à

l'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le titre de

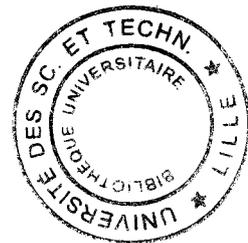
DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

David GLAY

Ingénieur E.U.D.I.L.



CONCEPTION ET REALISATION DE SYSTEMES MICROONDES DESTINES AU CONTROLE NON DESTRUCTIF DE MATERIAUX

Soutenue le 26 Novembre 1999 devant la Commission d'Examen :

<i>Président :</i>	P. A. ROLLAND
<i>Directeurs de thèse :</i>	A. MAMOUNI T. LASRI
<i>Rapporteurs :</i>	G. ANGENIEUX D. PASQUET
<i>Examineurs :</i>	C. LHIAUBET A. CHAPOTON Y. LEROY J. C. VAN DE VELDE

à Sophie,

ma mère, mes frères et mes soeurs.

à tous les miens.

L'étude présentée dans ce mémoire a été effectuée au Département Hyperfréquences et Semi-conducteurs (DHS) de l'Institut d'Electronique et de Micro-électronique du Nord (IEMN), dirigé successivement par Monsieur le Professeur E. Constant et Monsieur le Professeur G. Salmer que je remercie pour m'avoir accueilli dans leur laboratoire.

J'exprime ma sincère reconnaissance à Monsieur le Professeur P.A. Rolland, responsable du DHS, de me faire l'honneur de présider cette commission d'examen et de juger l'ensemble de ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur Y. Leroy et Monsieur le Professeur A. Mamouni pour m'avoir accueilli dans l'équipe Nouvelles Applications des Micro-Ondes (NAMO) et m'avoir permis de faire ma thèse sur ce sujet. Qu'ils soient remerciés pour m'avoir guidé et soutenu tout au long de ce travail. Je remercie également Monsieur T. Lasri, Maître de conférences, pour avoir encadré ce travail en me faisant grandement bénéficier de son expérience et de ses compétences. Qu'il trouve ici le témoignage de ma sincère reconnaissance pour ce qu'il m'a appris, pour sa confiance et ses encouragements durant ces trois dernières années où j'ai pu apprécier la qualité de ses relations humaines.

J'adresse mes très sincères remerciements à Monsieur G. Angénieux, Professeur à l'Université de Savoie (LAHC), et à Monsieur D. Pasquet, Professeur des Universités à l'ENSEA, pour l'honneur qu'ils me font de juger ce travail en ayant accepté d'en être rapporteurs.

Je remercie très vivement Monsieur C. Lhiaubet, Professeur associé de l'Université de Paris VII et Ingénieur Chef de Projet à SMV (Yvelines), d'avoir accepté de participer au jury.

Monsieur le Professeur A. Chapoton, responsable de l'équipe Nouveaux Matériaux, me fait le plaisir d'examiner ce travail. Qu'il en soit ici remercié.

J'adresse également mes plus sincères remerciements à Monsieur J.C. Van De Velde, Ingénieur de recherche CNRS, pour l'intérêt particulier qu'il a manifesté tout au long de ce travail et qui me fait l'honneur de participer à ce jury.

Je remercie également Monsieur C. Begue, Ingénieur IEMN Transfert, pour sa collaboration à la réalisation d'un démonstrateur préindustriel.

Que tous mes camarades étudiants du laboratoire et tout particulièrement les membres de l'équipe NAMO veuillent bien trouver ici l'expression de ma reconnaissance pour la bonne ambiance de travail qu'ensemble nous avons su instaurer.

Je tiens à remercier vivement Madame A. Kosciusko, Messieurs P. Delemotte et M. Fryziel pour leur sympathie et leur grande disponibilité. Que Monsieur P. Armant et l'ensemble du personnel A.I.T.O.S. trouvent ici le témoignage de ma sympathie.

Enfin, je ne peux oublier de mentionner ici la reconnaissance que j'exprime à l'ensemble des membres du personnel pour leur professionnalisme et en particulier :

- Mesdames E. Delos, S. Lepilliet et Monsieur E. Player de la Centrale de Caractérisation,*
- Mesdames M. Miens et K. Cocardon du Service DAO,*
- Messieurs J. C. Andries et P. Michon des Ateliers de Mécanique,*
- Monsieur D. Vandermoere de la Centrale de Technologie,*
- Monsieur J. P. Dehorter de l'Atelier de Reprographie.*

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I: *Conception et simulation d'un mesureur de paramètres S*

I.1. Introduction	3
I.2. Généralités sur la mesure des paramètres S	4
I.2.1. Introduction	4
I.2.2. Analyseur de réseaux automatique (hétérodyne)	4
I.2.3. Analyseur de réseaux homodyne	5
I.2.4. Réseaux "Six-Ports"	6
I.2.5. Conclusion	6
I.3. Etude d'un démodulateur IQ basé sur un corrélateur complexe	7
I.3.1. Introduction	7
I.3.2. Mise en équations des tensions détectées	7
I.3.3. Conclusion	9
I.4. Description des systèmes de mesure mis en œuvre	10
I.4.1. Introduction	10
I.4.2. Mesure d'un coefficient de réflexion	10
I.4.3. Mesure d'un coefficient de transmission	11
I.4.4. Mesures simultanées des coefficients de réflexion et de transmission ..	11
I.4.5. Conclusion	12
I.5. Mise en évidence des imperfections du corrélateur complexe	13
et définition d'une méthode d'étalonnage	
I.5.1. Introduction	13
I.5.2. Etalonnage du corrélateur complexe	13
I.5.2.1. Première étape de la phase d'étalonnage	14

I.5.2.2. Deuxième étape de la phase d'étalonnage	15
I.5.2.3. Troisième étape de la phase d'étalonnage	15
I.5.3. Equations caractéristiques de la procédure d'étalonnage	16
I.5.4. Validation de la phase d'étalonnage	17
I.5.4.1. Simulation du corrélateur complexe	17
I.5.4.2. Simulation avec application de la procédure d'étalonnage	18
I.5.5. Limite de la méthode de correction par étalonnage	18
I.5.6. Conclusion	20
I.6. Etalonnage des systèmes de mesure des coefficients S_{ij}	21
I.6.1. Introduction	21
I.6.2. Système en réflexion	21
I.6.2.1. Influence des éléments du kit d'étalonnage	21
I.6.2.2. Influence des éléments extérieurs au corrélateur complexe ...	22
I.6.3. Système en transmission	23
I.6.4. Conclusion	24
I.7. Calibrage des systèmes de mesure des coefficients S_{ij}	25
I.7.1. Introduction	25
I.7.2. Correction vectorielle des erreurs en réflexion	25
I.7.3. Correction vectorielle des erreurs en transmission et en réflexion	27
I.7.4. Validation du calibrage vectoriel	29
I.7.5. Conclusion	30
I.8. Conclusion	31
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I	32

CHAPITRE II : Réalisations et tests des systèmes de mesure des paramètres S

II.1. Introduction	35
II.2. Méthode de détection	36
II.2.1. Introduction	36
II.2.2. Réseau d'adaptation réactif	37
II.2.3. Réseau d'adaptation résistif	37
II.2.4. Influence de la température	38

II.2.5. Exemples de réalisation	39
II.2.6. Conclusion	40
II.3. Systèmes de mesure opérant à 2.45 GHz	41
II.3.1. Introduction	41
II.3.2. Réalisation et caractérisation du dispositif microonde	41
II.3.3. Etalonnage et calibrage du système de mesure	43
II.3.4. Validation par mesures de charges tests	45
II.3.5. Influence des variations de la source hyperfréquence	46
II.3.6. Conclusion	48
II.4. Systèmes de mesure opérant à 10 GHz	49
II.4.1. Introduction	49
II.4.2. Réalisation et caractérisation du dispositif microonde	49
II.4.3. Etalonnage et calibrage du système de mesure	52
II.4.4. Validation par mesures de charges tests	54
II.4.5. Conclusion	55
II.5. Systèmes de mesure opérant à 35 GHz	56
II.5.1. Introduction	56
II.5.2. Réalisation du dispositif de mesure	56
II.5.3. Description de la transition guide-microruban	57
II.5.4. Caractérisation du circuit hyperfréquence	58
II.5.5. Etalonnage et calibrage du système de mesure	59
II.5.6. Validation par mesures de charges tests	60
II.5.7. Conclusion	60
II.6. Conclusion	61
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II	62

CHAPITRE III: Applications liées au contrôle non destructif

III.1. Introduction	65
III.2. Mesures en guide fendu	66
III.2.1. Introduction	66
III.2.2. Principe de mesure	67

III.2.3. Influence de la largeur des fentes	70
III.2.4. Résolution de l'équation caractéristique	71
III.2.5. Modélisation du taux d'humidité	72
III.2.6. Exemples d'application	75
III.2.6.1. Mesure des caractéristiques géométriques	75
III.2.6.2. Détermination de la permittivité relative complexe	76
III.2.6.3. Mesure du taux d'humidité absolu	77
III.2.7. Conclusion	79
III.3. Mesures en espace libre	80
III.3.1. Introduction	80
III.3.2. Principe de mesure	80
III.3.3. Etalonnage de la structure de mesure	80
III.3.4. Caractérisation d'un matériau sous test	86
III.3.5. Exemples d'application	88
III.3.5.1. Mesure d'épaisseur d'un matériau homogène	88
III.3.5.2. Mesure de niveau d'un liquide dans une cuve	89
III.3.5.3. Mesure d'humidité de matériaux du bâtiment	91
III.3.6. Caractérisation de défauts	93
III.3.7. Conclusion	96
III.4. Conclusion	97
BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III	98

CONCLUSION GENERALE

RESUME ET MOTS CLES

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le contrôle non destructif (CND) consiste à examiner un objet ou un matériau d'une manière telle que l'on n'affecte pas son utilisation future à l'issue du contrôle. Il est utilisé pour la détection ou la mesure de propriétés importantes de matériaux.

Les principales techniques de CND, au nombre de huit, utilisent des méthodes acoustiques, les courants de Foucault, les infrarouges, des agents pénétrants liquides, des particules magnétiques, la radiographie (X ou γ) et enfin les essais visuels ou optiques. Cependant, nous commençons à voir arriver de nouvelles techniques basées sur l'utilisation des microondes qui répondent soit à de nouveaux besoins (nouveaux matériaux) soit à une demande de performances accrues en terme de caractérisation (mesures en profondeur, en défilement, ...). Ce travail se propose d'apporter quelques solutions en terme de contrôle non destructif par microonde. De manière générale, le CND par microonde passe par la connaissance des propriétés de réflexion et/ou de transmission du matériau à tester. Dans la grande majorité des cas, ces grandeurs ne sont accessibles qu'au travers de l'emploi d'un analyseur de réseaux vectoriel. Or cet appareil, de par son coût, son encombrement et sa complexité est typiquement un équipement de laboratoire et donc plutôt inadapté aux contingences industrielles. Aussi dans l'optique de réaliser ce type de mesure, hors laboratoire, nous concevons et réalisons des systèmes de mesure de paramètres S plus en adéquation avec les attentes des utilisateurs potentiels que sont les demandeurs de contrôle non destructif.

Dans la première partie de ce mémoire, nous faisons d'abord des rappels sur les systèmes de mesure de paramètres S existants, puis nous proposons une structure originale qui autorise, elle aussi, ce type de mesure. Une analyse des différentes erreurs de mesures apportées par le dispositif a notamment donné lieu à la définition d'une méthode d'étalonnage qui concerne la partie centrale (démodulateur IQ) du système et à la mise en place d'un formalisme de correction vectorielle des erreurs, du type de ceux utilisés sur les analyseurs de réseaux, pour le système global.

Le second volet de ce manuscrit est dédié à la réalisation de trois dispositifs, fonctionnant aux fréquences de 2.45 GHz, 10 GHz et 35 GHz, basés sur le principe présenté dans la première partie du mémoire. Compte tenu de la topologie retenue pour le démodulateur (à base de diodes) nous utilisons des diodes de détection pour lesquelles des réseaux d'adaptation sont nécessaires. Deux solutions sont étudiées pour réaliser cette fonction. Une attention particulière est également accordée à l'influence de la température sur cette opération. Les performances en termes de mesure des coefficients de réflexion et/ou de transmission sont établies pour chacun des systèmes proposés.

La dernière partie du mémoire est consacrée aux différentes applications qui ont été traitées à l'occasion de ce travail. Celles-ci concernent notamment la mesure d'humidité dans des matériaux aussi variés que des nappes textiles, du sable ou du béton. D'autres applications comme la caractérisation géométrique de matériaux plans, la mesure de niveau d'un liquide et la détection de défauts (noeuds dans le bois par exemple) sont aussi proposées. Nous présentons aussi différents modèles qui permettent de prendre en compte la structure de mesure ainsi que l'interaction des ondes électromagnétiques avec le matériau sous test. Enfin, une introduction à l'imagerie millimétrique active en champ proche est suggérée.

CHAPITRE I

CONCEPTION ET SIMULATION D'UN MESUREUR DE PARAMETRES S

CHAPITRE I

CONCEPTION ET SIMULATION D'UN MESUREUR DE PARAMETRES S

I.1. Introduction

L'objectif de ce chapitre est la présentation des étapes de conception et des essais de simulation de dispositifs hyperfréquences permettant la mesure des coefficients de transmission et de réflexion, dont le fonctionnement soit suffisamment simple et faible coût pour convenir à des applications industrielles. Un moyen de satisfaire à ces exigences de simplicité et de coût des systèmes est notamment d'opérer à fréquence fixe. Aussi, dans l'optique de couvrir une plus large bande de fréquences, plusieurs systèmes fonctionnant à des fréquences privilégiées, allant du décimétrique au millimétrique, sont étudiés. Notons qu'un premier dispositif basé lui aussi sur un procédé interférométrique, répondant aux critères énoncés précédemment, a déjà été réalisé au sein de l'équipe Nouvelles Applications des Micro Ondes de l'IEMN [1]. Cependant, concernant ce travail nous avons préféré faire appel à un autre type de système qui est aujourd'hui largement utilisé au sein de notre groupe, notamment pour des applications en télémétrie [2].

Ainsi, après un bref rappel sur les principaux systèmes de mesure de paramètres S , nous proposons une architecture permettant une mesure, dans une gamme de fréquence très étroite, qui réponde aux critères requis pour une utilisation de type industriel. Enfin, nous montrons la nécessité de définir des méthodes d'étalonnage et de calibrage destinées à la prise en compte des imperfections des différents éléments constituant le système de mesure.

I.2. Généralités sur la mesure des paramètres S

I.2.1. Introduction

Ce paragraphe est destiné à présenter les différents systèmes existants pour la mesure des coefficients de transmission et de réflexion d'un quadripôle sous test. Ces coefficients étant définis par une matrice de répartition $[S]$ dont les paramètres complexes de réflexion (S_{11} et S_{22}) et de transmission (S_{12} et S_{21}) sont donnés par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

où les termes a_i et b_i représentent respectivement les ondes incidentes et réfléchies dans les plans du quadripôle mesuré (figure I-1).

I.2.2. Analyseur de réseaux automatique (hétérodyne)

Dans le cadre de la mesure des paramètres S d'un quadripôle sous test sur une très large bande de fréquences [3] (de quelques MégaHertz à plusieurs dizaines de GigaHertz suivant les cas), les analyseurs de réseaux automatiques [4] sont actuellement, et depuis de nombreuses années, les appareils les plus répandus dans les laboratoires. Actuellement, l'équipement de la salle de caractérisation de l'IEMN autorise notamment une mesure vectorielle jusqu'à des fréquences de 110 GHz, avec un projet de monter en fréquence jusqu'à 220 GHz.

La figure I-2 représente le schéma synoptique d'un analyseur de réseaux hétérodyne. Celui-ci comporte les éléments suivants :

- une source hyperfréquence wobulée générant le signal incident,
- un système de séparation de signaux en diverses voies de référence (signal incident) et de test (signaux réfléchis et transmis),

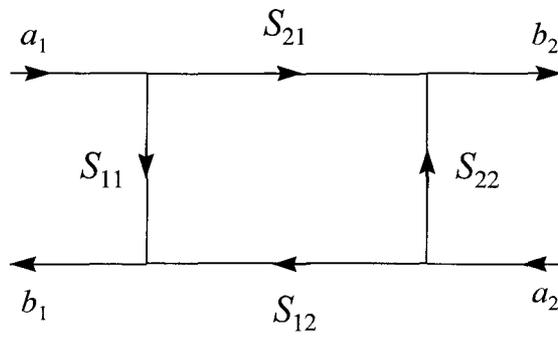


Figure I-1 : Graphe de fluence schématisant un quadripôle

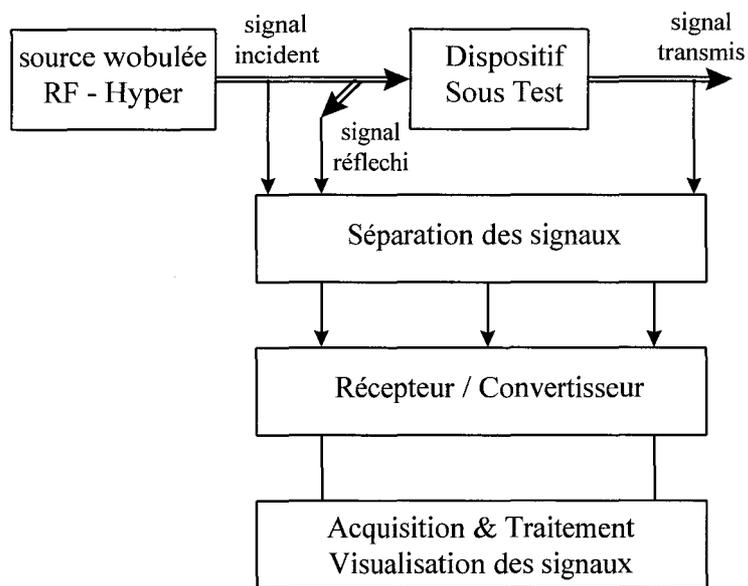


Figure I-2 : Synoptique d'un analyseur de réseaux automatique (hétérodyne)

- un récepteur / convertisseur large bande comportant un changement de fréquences permettant la conversion des signaux microondes en signaux de fréquences plus basses (FI) plus faciles à mesurer,
- un système numérique de traitement des signaux basses fréquences et d'extraction des paramètres de la matrice de répartition ainsi qu'une unité de visualisation.

Une telle structure nécessite donc un grand nombre de composants, comme notamment un convertisseur de fréquence à base de mélangeurs d'où l'appellation hétérodyne. L'analyseur de réseaux automatique apparaît donc comme un matériel très performant mais s'avère en contrepartie coûteux, encombrant et reste par conséquent inadapté aux exigences industrielles.

I.2.3. Analyseur de réseaux homodyne

L'analyseur de réseaux homodyne [5], dont le schéma de principe est donné en figure I-3, se présente comme un pont de mesure de type interférométrique. Le signal issu d'une source hyperfréquence est divisé en deux parties :

- la voie OL (Oscillateur Local), qui comprend un déphaseur microonde étalonné dont le signal sert à la commande d'un mélangeur équilibré,
- la voie de test, dont le signal est modulé par une fréquence intermédiaire (FI) avant d'être injecté au dispositif sous test, puis au mélangeur.

Le mélangeur fournit alors un signal FI dont l'amplitude dépend à la fois du déphasage introduit dans la voie OL et des paramètres de transmission (module et phase) du dispositif sous test. L'analyseur de réseaux homodyne nécessite donc l'utilisation d'une détection cohérente à base de mélangeurs associée à un mode de traitement relativement complexe du signal de sortie [6].

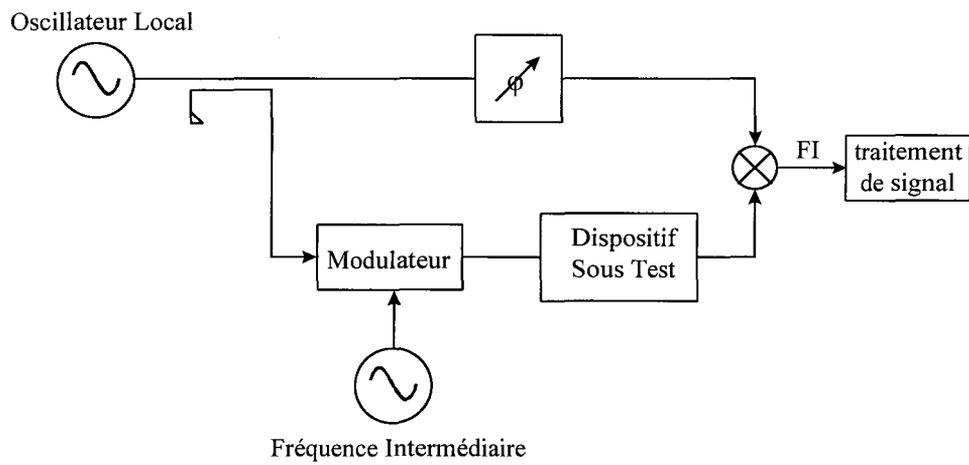


Figure I-3 : Schéma de principe de l'analyseur de réseaux homodyne

I.2.4. Réseaux “Six-Ports”

Un autre type de dispositif dénommé “Six-Ports” et initié par G.F. Engen [7, 8] et C.A. Hoer [9] dans les années 70, reposant uniquement sur des mesures de puissance, permet des mesures vectorielles des coefficients de réflexion et de transmission. Fonctionnant généralement dans une bande de fréquence plus réduite, son intégration aux applications industrielles semble plus adaptée.

Un exemple de configuration d'un réseau “Six-Ports” destiné à la mesure d'un coefficient de réflexion est donnée en figure I-4 et comprend :

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

Notons que la mesure du coefficient de transmission requiert l'emploi d'un deuxième réseau “Six-Ports” [9].

Comparé aux analyseurs de réseaux homodyne et hétérodyne, le réseau “Six-Ports” introduit indiscutablement une simplification importante dans la conception puisqu'il ne nécessite ni modulation de la source, ni transposition de fréquence.

I.2.5. Conclusion

Comme nous l'avons rappelé, la mesure de paramètres S peut se faire de façon plus ou moins sophistiquée et en mettant en œuvre des moyens plus ou moins lourds. Notre objectif étant de réaliser des systèmes transférables en industrie, nous nous orientons, par conséquent, vers la réalisation de systèmes de type “Six-Ports”. Ainsi, nous proposons une structure, “brique de base”, proche du concept “Six-Ports” qui autorise, suivant différents arrangements, de réaliser les mesures souhaitées.

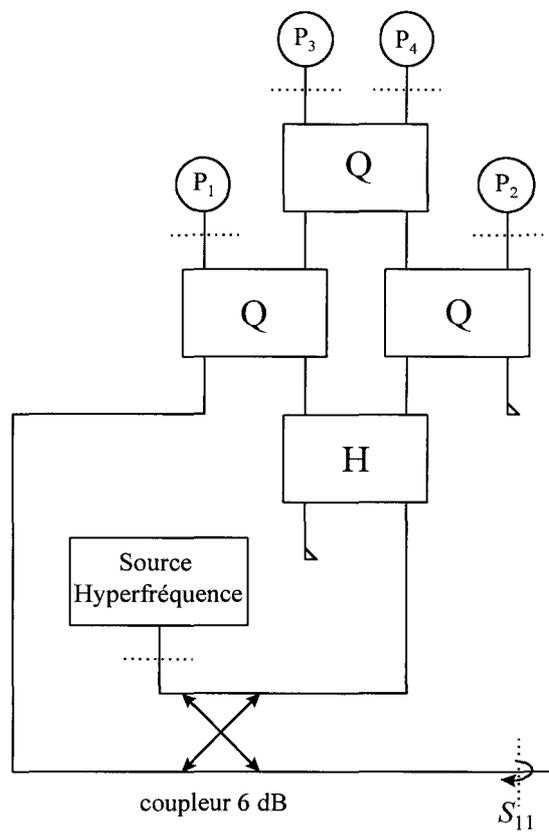


Figure I-4 : Exemple de configuration d'un réseau "Six-Ports" pour la mesure d'un coefficient de réflexion [8]

I.3. Etude d'un démodulateur IQ basé sur un corrélateur complexe

I.3.1. Introduction

Le dispositif ainsi retenu pour la détermination des paramètres S, de type six-ports, réside dans l'utilisation de corrélateurs complexes (figure I-5), facilement réalisables en technologie hybride. Ceux-ci sont composés de quatre coupleurs, quatre détecteurs quadratiques, deux charges adaptées et d'une ligne à retard. L'association d'un corrélateur complexe à des amplificateurs soustracteurs constitue un démodulateur IQ (figure I-6) qui permet d'extraire par corrélation de deux sources cohérentes, les parties réelle (I) et imaginaire (Q) relatives au produit de corrélation complexe des entrées $e_1(t)$ et $e_2(t)$. Dans le cas présent, il traite des signaux monochromatiques issus d'une même source et empruntant des trajets différents.

I.3.2. Mise en équations des tensions détectées

Une étude théorique, considérant tous les éléments idéaux, montre que si deux signaux hyperfréquences monochromatiques et cohérents $e_1(t)$ et $e_2(t)$ tels que : $e_1(t) = E_1 e^{j\omega t}$ et $e_2(t) = E_2 e^{j(\omega t + \Delta\phi)}$ sont injectés aux entrées du corrélateur complexe, nous obtenons alors en sortie du coupleur associé aux détecteurs D_1 et D_2 , les tensions hyperfréquences suivantes :

$$v_1(t) = \frac{1}{2} \left[E_1 \sin \omega t - E_2 \cos(\omega t + \Delta\phi) - j(E_1 \cos \omega t + E_2 \sin(\omega t + \Delta\phi)) \right]$$

$$v_2(t) = \frac{1}{2} \left[-E_1 \cos \omega t + E_2 \sin(\omega t + \Delta\phi) - j(E_1 \sin \omega t + E_2 \cos(\omega t + \Delta\phi)) \right]$$

Après détection quadratique de chacune des puissances hyperfréquences reçues par les diodes, nous mesurons des tensions continues de la forme $V_i = v_i \times v_i^*$.

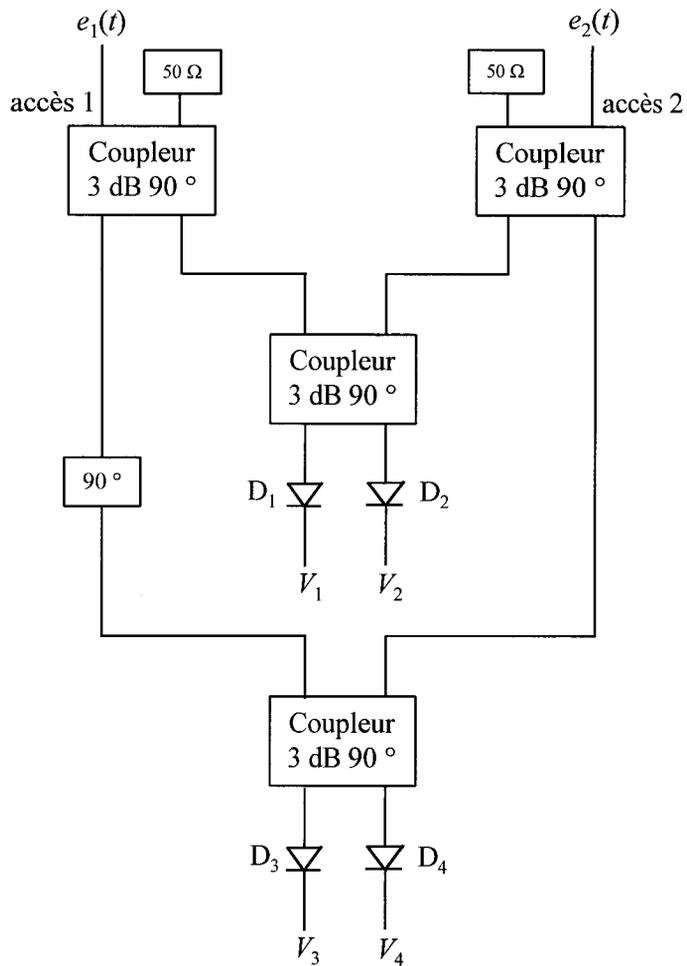


Figure I-5 : Structure du corrélateur complexe

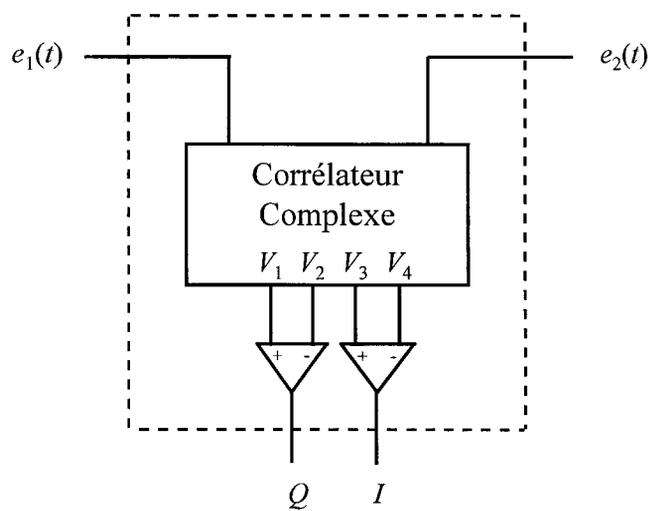


Figure I-6 : Synoptique du démodulateur IQ

Ainsi, nous obtenons :

$$V_1 = \frac{1}{4} [E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \sin \Delta\phi] \quad (\text{I-1})$$

$$V_2 = \frac{1}{4} [E_1^2 + E_2^2 - 2E_1E_2 \sin \Delta\phi] \quad (\text{I-2})$$

Nous pouvons alors exprimer la grandeur Q par :

$$Q = \frac{V_1 - V_2}{E_1^2} = \frac{E_2}{E_1} \sin \Delta\phi$$

Remarquons que l'intérêt d'utiliser une paire de diodes identiques par voie permet de s'affranchir du terme E_2^2 de façon à obtenir une grandeur directement proportionnelle au rapport des deux amplitudes E_2 et E_1 .

De même, après détection des puissances associées aux diodes D_3 et D_4 , nous obtenons :

$$V_3 = \frac{1}{4} [E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos \Delta\phi] \quad (\text{I-3})$$

$$V_4 = \frac{1}{4} [E_1^2 + E_2^2 - 2E_1E_2 \cos \Delta\phi] \quad (\text{I-4})$$

Ce qui conduit à la grandeur I :

$$I = \frac{V_3 - V_4}{E_1^2} = \frac{E_2}{E_1} \cos \Delta\phi$$

I.3.3. Conclusion

La mesure des grandeurs I et Q permet donc de déterminer le rapport entre E_2 et E_1 ainsi que le déphasage $\Delta\phi$ existant entre les signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$ par les expressions suivantes :

$$M = \frac{E_2}{E_1} = \sqrt{I^2 + Q^2} \quad (\text{I-5})$$

$$P = \Delta\phi = \text{Arc tan}\left(\frac{Q}{I}\right) \quad (\text{I-6})$$

Ainsi, pour une amplitude connue (E_1) du signal d'entrée $e_1(t)$, nous déduisons des équations I-5 et I-6, l'amplitude (E_2) et le déphasage ($\Delta\phi$) du signal d'entrée $e_2(t)$. Ces informations, issues du corrélateur complexe (démodulateur IQ), sont la base de la mesure vectorielle des coefficients de réflexion et de transmission.

Notons cependant que la mesure des paramètres S utilisant un démodulateur IQ peut également se faire au moyen de mélangeurs équilibrés [10] au lieu d'utiliser des détecteurs quadratiques. Bien que cette technique semble intéressante en terme de précision de mesure et de coût, elle reste, à ce jour, limitée en fréquence par la présence des mélangeurs.

I.4. Description des systèmes de mesure mis en œuvre

I.4.1. Introduction

Avant d'aborder la présentation du système complet mesurant simultanément les coefficients de réflexion et de transmission d'un Dispositif Sous Test (D.S.T.), nous exposons deux configurations, permettant de mesurer séparément ces deux grandeurs. Par ailleurs, les éléments constituant ces systèmes sont considérés ici comme étant tous idéaux.

I.4.2. Mesure d'un coefficient de réflexion

Le synoptique du dispositif de mesure du coefficient de réflexion est donné en figure I-7. La source hyperfréquence monochromatique délivre un signal noté :

$$s(t) = S e^{j\omega t}$$

Ce signal est alors divisé en deux puissances égales afin d'alimenter l'une des entrées du corrélateur complexe et le circulateur associé à l'accès 1 du D.S.T.. Le signal réfléchi par celui-ci est injecté, via le circulateur, à l'autre entrée du corrélateur complexe. Nous obtenons finalement quatre tensions continues notées V_1 , V_2 , V_3 et V_4 permettant de calculer le coefficient de réflexion, $S_{11} = |S_{11}| e^{j\phi_{11}}$, dans le plan de l'accès du D.S.T..

Ainsi, nous montrons, par la mise en équation du circuit de la figure I-7, que

$$Q_1 = \frac{2(V_1 - V_2)}{S^2} = |S_{11}| \sin \phi_{11} \text{ et } I_1 = \frac{2(V_3 - V_4)}{S^2} = |S_{11}| \cos \phi_{11}. \text{ Ces deux équations permettent}$$

alors de calculer le module et la phase de S_{11} , tels que :

$$|S_{11}| = \sqrt{I_1^2 + Q_1^2}$$

$$\phi_{11} = \text{Arc tan} \left(\frac{Q_1}{I_1} \right)$$

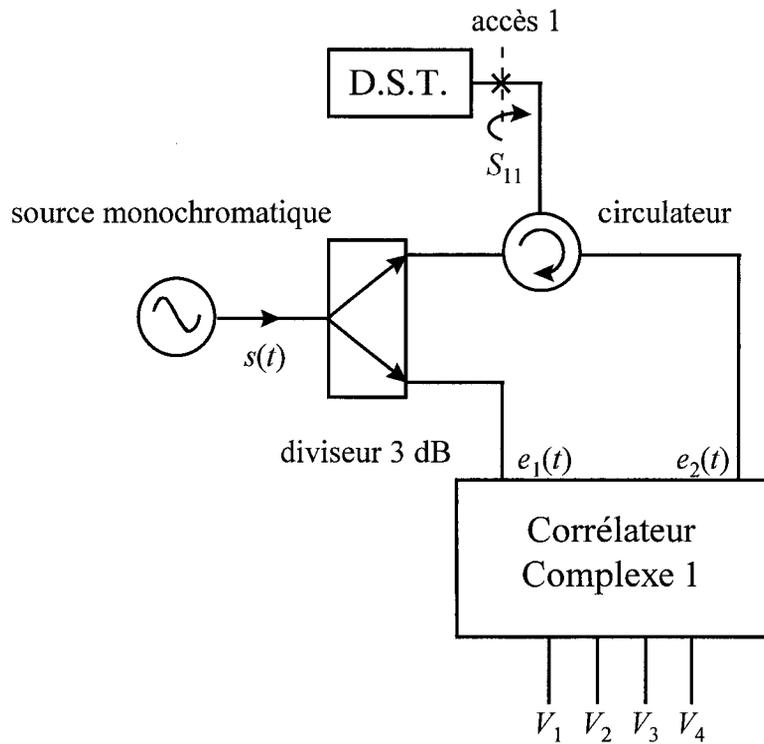


Figure I-7 : Principe de la mesure d'un coefficient de réflexion

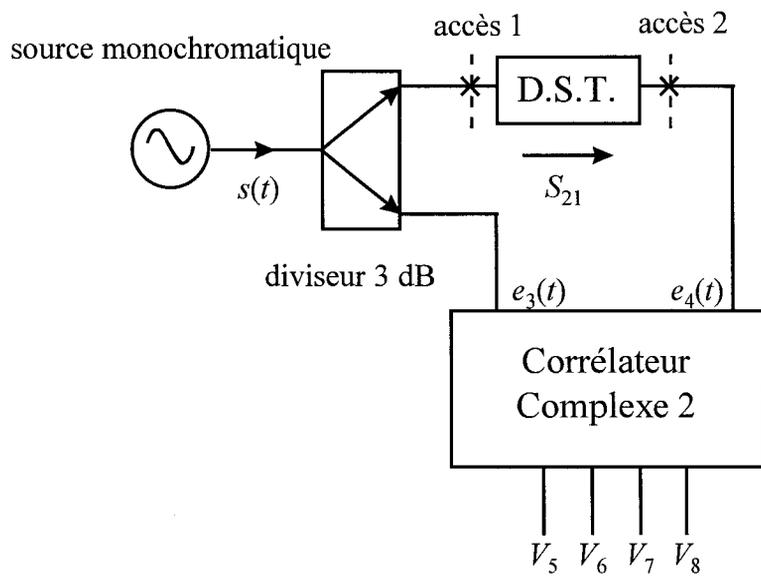


Figure I-8 : Principe de la mesure d'un coefficient de transmission

I.4.3. Mesure d'un coefficient de transmission

Un schéma du dispositif permettant de réaliser une mesure en transmission est présenté en figure I-8. Dans cette configuration, nous supprimons le circulateur et insérons le D.S.T. directement entre le corrélateur et le diviseur.

De la même manière, en considérant $s(t) = S e^{j\omega t}$, nous obtenons quatre tensions continues notées V_5 , V_6 , V_7 et V_8 permettant de calculer le coefficient de transmission, $S_{21} = |S_{21}| e^{j\phi_{21}}$, entre les accès 1 et 2 du D.S.T..

En effet, nous montrons que $Q_2 = \frac{2(V_5 - V_6)}{S^2} = |S_{21}| \sin \phi_{21}$ et $I_2 = \frac{2(V_7 - V_8)}{S^2} = |S_{21}| \cos \phi_{21}$.

Nous en déduisons alors :

$$|S_{21}| = \sqrt{I_2^2 + Q_2^2}$$

$$\phi_{21} = \text{Arc tan} \left(\frac{Q_2}{I_2} \right)$$

I.4.4. Mesures simultanées des coefficients de réflexion et de transmission

De manière à procéder à la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission, les dispositifs donnés en figures I-7 et I-8 sont associés selon le synoptique de la figure I-9. Les huit tensions continues V_1 à V_8 sont alors recueillies par un calculateur numérique afin d'extraire les grandeurs S_{11} et S_{21} qui sont exprimées par les relations suivantes :

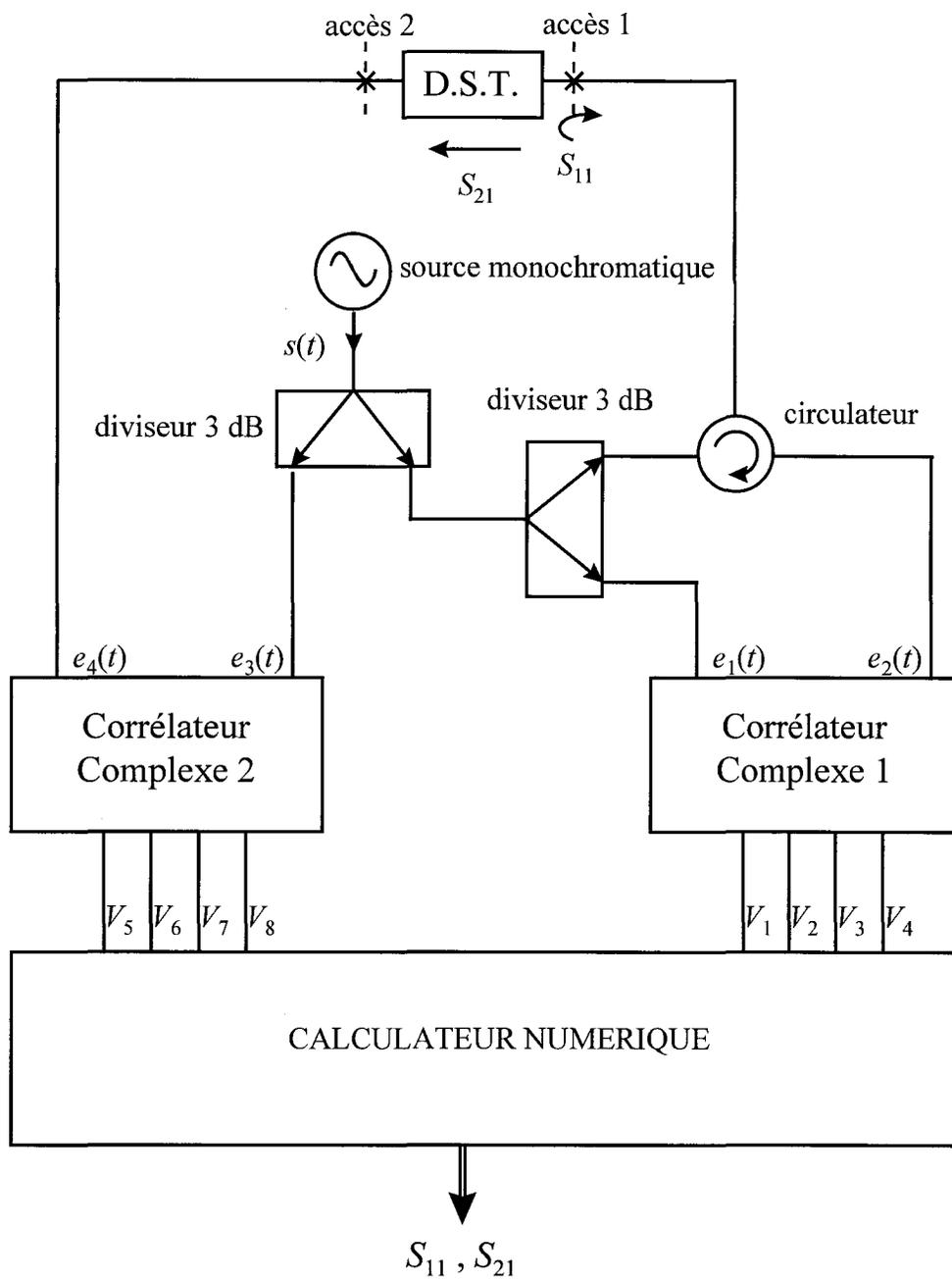


Figure I-9 : Principe de la mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission

$$\left\{ \begin{array}{l} |S_{11}| = \frac{4}{S^2} \sqrt{(V_1 - V_2)^2 + (V_3 - V_4)^2} \\ \phi_{11} = \text{Arc tan} \left(\frac{V_1 - V_2}{V_3 - V_4} \right) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} |S_{21}| = \frac{2\sqrt{2}}{S^2} \sqrt{(V_5 - V_6)^2 + (V_7 - V_8)^2} \\ \phi_{21} = \text{Arc tan} \left(\frac{V_5 - V_6}{V_7 - V_8} \right) \end{array} \right.$$

Rappelons que ces expressions ne sont valables que dans l'hypothèse d'un corrélateur parfait.

I.4.5. Conclusion

Nous avons montré dans ce paragraphe la possibilité d'obtenir une mesure de paramètres S à partir d'un dispositif original susceptible de répondre aux critères requis pour une application industrielle. La capacité à mesurer des coefficients de réflexion et/ou de transmission a d'abord été établie dans le cas où les éléments entrant dans la construction de ces différents systèmes sont considérés comme idéaux.

Dans la suite de ce mémoire, nous proposons des méthodes pour la prise en compte des imperfections des dispositifs proposés.

I.5. Mise en évidence des imperfections du corrélateur complexe et définition d'une méthode d'étalonnage

I.5.1. Introduction

Les équations I-1 à I-4, données précédemment (§I.3.), supposent que tous les composants qui interviennent dans la réalisation du corrélateur complexe sont parfaits. Or, nous savons, de par l'expérience acquise dans la réalisation de circuits hyperfréquences, que la réalité est tout autre, surtout pour des fréquences supérieures à 10 GHz. Aussi pour prendre en compte d'éventuelles imperfections des différents éléments constituant le dispositif (coupleurs, ligne à retard, charges adaptées) et le fait que, dans un souci de coût, nous utilisons des diodes pouvant présenter des sensibilités différentes (diodes non appariées), une phase d'étalonnage, prenant en compte ces contraintes, s'impose [11].

I.5.2. Etalonnage du corrélateur complexe

Afin de prendre en compte les erreurs sur le module et sur la phase des grandeurs caractéristiques des coupleurs, de la ligne à retard et des détecteurs quadratiques (adaptation - isolation - pertes et phase d'insertion), une pondération est faite sur les termes E_1^2 , E_2^2 , E_1E_2 et $\Delta\phi$ apparaissant dans les équations (I-1) à (I-4).

Ainsi, pour une tension hyperfréquence de référence $e_1(t) = E_1 e^{j\omega t}$ supposée stable, les tensions continues détectées sont de la forme :

$$V_1 = K_{11}E_1^2 + K_{12}E_2^2 + K_{13}E_1E_2 \sin(\Delta\phi - \phi_1) \quad (\text{I-7})$$

$$V_2 = K_{21}E_1^2 + K_{22}E_2^2 - K_{23}E_1E_2 \sin(\Delta\phi - \phi_2) \quad (\text{I-8})$$

$$V_3 = K_{31}E_1^2 + K_{32}E_2^2 + K_{33}E_1E_2 \cos(\Delta\phi - \phi_3) \quad (\text{I-9})$$

$$V_4 = K_{41}E_1^2 + K_{42}E_2^2 - K_{43}E_1E_2 \cos(\Delta\phi - \phi_4) \quad (\text{I-10})$$

L'analyse de la structure du corrélateur complexe (figure I-5) permet d'établir que les K_{ij} sont surtout relatifs aux sensibilités des diodes et aux pertes d'insertion des coupleurs, tandis que les ϕ_i correspondent à l'erreur sur la phase d'insertion des coupleurs et de la ligne à retard (normalement égales à -90°).

La phase d'étalonnage consiste donc en la détermination de ces inconnues par la mise en place d'un protocole de mesure.

I.5.2.1. Première étape de la phase d'étalonnage

Dans cette étape, nous considérons que l'accès 2 du corrélateur complexe (figure I-5) est fermé par une charge adaptée ($E_2=0$). Les tensions résultantes, notées V_{i0} , s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} K_{11}E_1^2 = V_{10} \\ K_{21}E_1^2 = V_{20} \\ K_{31}E_1^2 = V_{30} \\ K_{41}E_1^2 = V_{40} \end{cases}$$

La mesure de celles-ci permet donc de déterminer les coefficients K_{i1} du fait que E_1^2 est une puissance d'entrée connue de référence.

Dans les deux étapes suivantes, nous considérons le cas où les accès 1 et 2 sont alimentés par des signaux $e_1(t)$ et $e_2(t)$, d'amplitudes égales et connues, tels que $e_1(t) = E_1 e^{j(\omega t)}$ et $e_2(t) = E_1 e^{j(\omega t + \Delta\phi)}$. Ainsi, l'évolution sur une période du déphasage $\Delta\phi$, permet de reconstituer les différentes sinusoïdes des tensions continues détectées V_i (équations I-7 à I-10).

I.5.2.2. Deuxième étape de la phase d'étalonnage

Dans cette étape ($E_1=E_2$), le déphasage $\Delta\phi$ est choisi de façon à retrouver la valeur moyenne, notée V_{moyi} , de chacune des sinusoïdes.

$$\begin{cases} \Delta\phi = \phi_1 & \Rightarrow K_{12} E_1^2 = V_{moy1} - V_{10} \\ \Delta\phi = \phi_2 & \Rightarrow K_{22} E_1^2 = V_{moy2} - V_{20} \\ \Delta\phi = \phi_3 + 90^\circ & \Rightarrow K_{32} E_1^2 = V_{moy3} - V_{30} \\ \Delta\phi = \phi_4 + 90^\circ & \Rightarrow K_{42} E_1^2 = V_{moy4} - V_{40} \end{cases}$$

Les valeurs K_{i2} et ϕ_i sont donc obtenues par la mesure des quatre tensions (V_{moyi}), pour les différentes valeurs de $\Delta\phi$ proposées.

I.5.2.3. Troisième étape de la phase d'étalonnage

Dans cette dernière étape (réalisée dans les mêmes conditions que la seconde étape), le déphasage $\Delta\phi$ est choisi de façon à retrouver la valeur maximale, notée V_{Maxi} , des sinusoïdes.

$$\begin{cases} \Delta\phi = \phi_1 + 90^\circ & \Rightarrow K_{13} E_1^2 = V_{Max1} - V_{moy1} \\ \Delta\phi = \phi_2 - 90^\circ & \Rightarrow K_{23} E_1^2 = V_{Max2} - V_{moy2} \\ \Delta\phi = \phi_3 & \Rightarrow K_{33} E_1^2 = V_{Max3} - V_{moy3} \\ \Delta\phi = \phi_4 + 180^\circ & \Rightarrow K_{43} E_1^2 = V_{Max4} - V_{moy4} \end{cases}$$

Ainsi, à l'issue des trois étapes de cette procédure d'étalonnage, la connaissance des coefficients K_{ij} et ϕ_i , obtenus pour une puissance de référence E_1^2 , permet d'équilibrer les quatre voies du corrélateur complexe.

I.5.3. Equations caractéristiques de la procédure d'étalonnage

Rappelons que notre but est d'établir, pour une puissance de référence donnée E_1^2 , deux relations permettant de déterminer les termes E_2 et $\Delta\phi$ (§ I.3.). Ces équations caractéristiques sont obtenues à partir des quatre tensions notées V_i , par les équations (I-7) à (I-10), où sont pris en compte cette fois-ci les défauts du système. Compte tenu de la forme de ces expressions, il apparaît que le traitement de celles-ci est relativement moins aisé que celui adopté pour le cas idéal. En effet, le coefficient pondérant E_2^2 est à présent différent pour les quatre équations ($K_{12} \neq K_{22} \neq K_{32} \neq K_{42}$). Pour palier à ce problème, nous combinons les expressions (I-7) à (I-10) afin d'obtenir deux équations indépendantes de E_2^2 mais aussi de E_1^2 en utilisant les relations établies dans les trois étapes de la phase d'étalonnage.

La résolution du système d'équations ainsi obtenu nous donne les grandeurs corrigées I_c et Q_c exprimées sous la forme suivante :

$$Q_c = \frac{E_2}{E_1} \sin \Delta\phi \quad (\text{I-11})$$

$$I_c = \frac{E_2}{E_1} \cos \Delta\phi \quad (\text{I-12})$$

Les expressions (I-11) et (I-12) permettent alors d'écrire de façon générale les relations corrigées en module M_c et en phase P_c , relatives au rapport des signaux d'entrées $e_1(t)$ et $e_2(t)$:

$$M_c = \frac{E_2}{E_1} = \sqrt{I_c^2 + Q_c^2} \quad (\text{I-13})$$

$$P_c = \Delta\phi = \text{Arc tan} \left(\frac{Q_c}{I_c} \right) \quad (\text{I-14})$$

L'indice "c" apparaissant dans les équations (I-11) à (I-14) indique les grandeurs corrigées suite à la procédure d'étalonnage.

I.5.4. Validation de la phase d'étalonnage

Afin de valider les équations caractéristiques (I-13) et (I-14), nous simulons à l'aide du logiciel Microwave Design System de *Hewlett-Packard* (M.D.S.) un corrélateur complexe. Pour cette simulation, l'hypothèse de composants parfaits n'est plus retenue, cependant une première approximation, où les adaptations et les isolations des composants sont idéales, est préalablement envisagée. De plus, nous admettons que les diodes ont un comportement toujours quadratique, simulé par la relation $V_i = \gamma_i v_i \times v_i^*$ où γ_i représente la sensibilité du détecteur. Dans un souci de simplicité, ces sensibilités sont choisies de manière symétrique autour de 1. Enfin, compte tenu des pertes dans le substrat et de la précision de la gravure des circuits microrubans, des pertes et des phases d'insertion respectivement de 0.1 dB et de 5° paraissent acceptables. Ces différentes remarques nous conduisent aux spécifications suivantes :

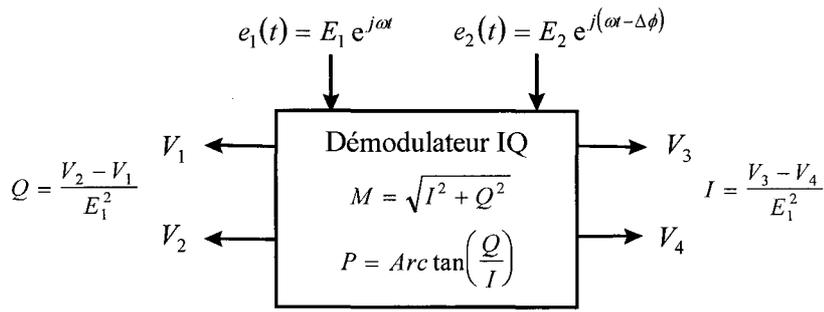
- coupleurs 3 dB 90° identiques : -3.1 dB / -95 °
- ligne à retard 90° : -0.1 dB / -95 °
- tensions détectées : $V_1 = 0.8 v_1 \times v_1^*$
 $V_2 = 0.9 v_2 \times v_2^*$
 $V_3 = 1.1 v_3 \times v_3^*$
 $V_4 = 1.2 v_4 \times v_4^*$

I.5.4.1. Simulation du corrélateur complexe

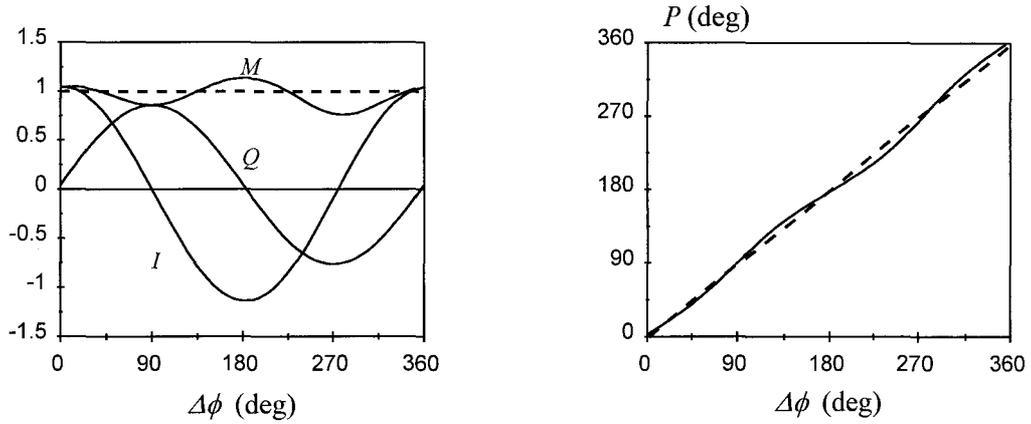
Dans ces conditions de simulation et pour des rapports E_2/E_1 allant de 0 dB à -40 dB, sont données en figure I-10 les variations, en fonction de $\Delta\phi$, des grandeurs I et Q (non corrigées par étalonnage) qui permettent d'accéder au module et à la phase du rapport des deux signaux d'entrées $e_1(t)$ et $e_2(t)$, respectivement notés M et P et définis par :

$$M = \sqrt{I^2 + Q^2}$$

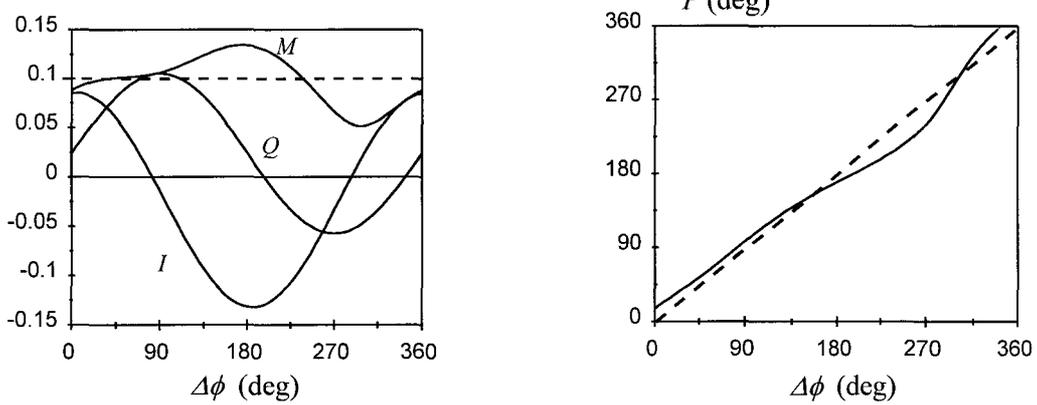
$$P = \text{Arc tan}\left(\frac{Q}{I}\right)$$



• $E_2/E_1=0$ dB ($E_2=1$ mV) Référence $E_1=1$ mV



• $E_2/E_1=-20$ dB ($E_2=0.1$ mV)



• $E_2/E_1=-40$ dB ($E_2=0.01$ mV)

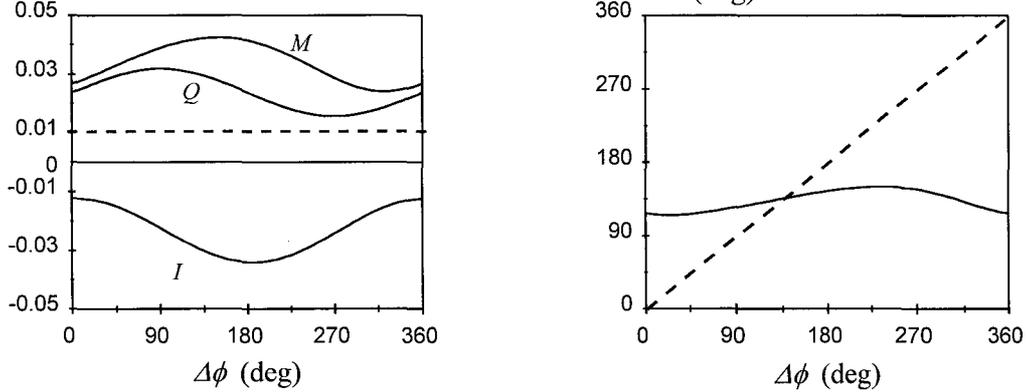


Figure I-10 : Résultats bruts de la simulation d'un démodulateur IQ non parfait (----- : valeurs idéales)

Le report en figure I-10 de ces deux quantités met en évidence des fluctuations plus ou moins importantes, suivant E_2/E_1 , de M et P par rapport aux valeurs théoriques représentées par les pointillés. A la vue de ces résultats, il est évident qu'une méthode de correction est souhaitable, surtout pour des rapports entre E_2 et E_1 inférieurs à -20 dB. Notons que l'amplitude de référence E_1 à l'entrée du corrélateur est choisie, de façon à simplifier les calculs, égale à 1 mV.

I.5.4.2. Simulation avec application de la procédure d'étalonnage

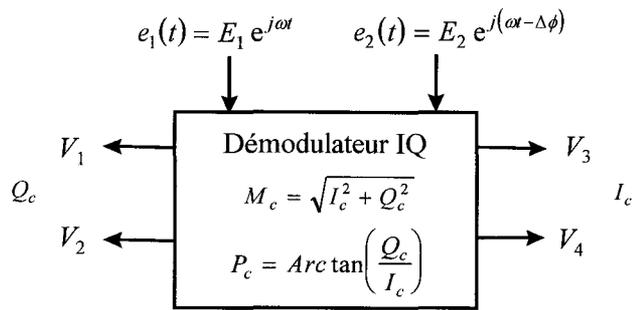
Afin de corriger les signaux de sorties V_i du corrélateur complexe, nous procédons à la phase d'étalonnage (§ I.5.2.) en considérant, dans les étapes 2 et 3 de référence, le cas particulier où $E_2=E_1=1$ mV. Ainsi, en figure I-11, nous représentons les expressions corrigées du module (M_c) et de la phase (P_c), en fonction de $\Delta\phi$, pour différents rapports entre E_2 et E_1 .

Nous pouvons conclure, à la vue de ces résultats, à l'efficacité de la méthode d'étalonnage et ainsi à sa validation jusqu'à des rapports entre E_2 et E_1 de -40 dB. Néanmoins n'oublions pas que cette méthode est validée dans le cas où tous les composants hyperfréquences utilisés sont supposés parfaits en termes d'adaptations et d'isolations, et où les détecteurs ont un comportement toujours quadratique.

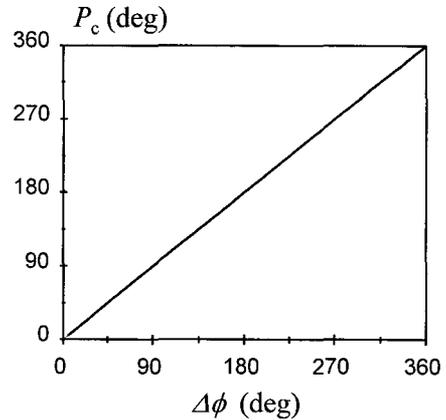
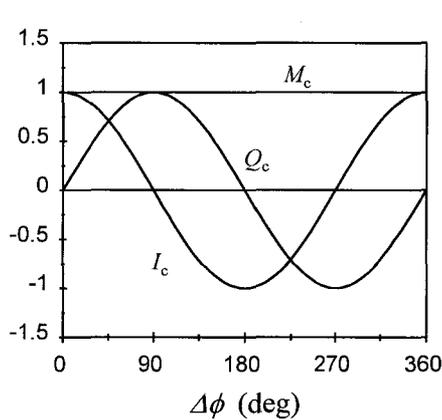
I.5.5. Limite de la méthode de correction par étalonnage

Dans un souci de rendre compte au mieux de la réalité du système, nous considérons à présent, en plus des spécifications données, que les adaptations et les isolations des composants ne sont plus parfaites. Les valeurs imposées pour ces grandeurs sont celles classiquement rencontrées lors de la réalisation technologique du corrélateur complexe correspondant aux caractéristiques suivantes :

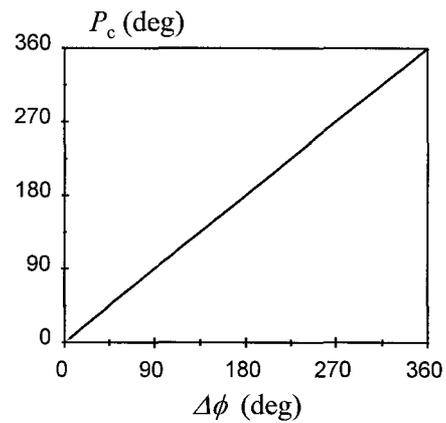
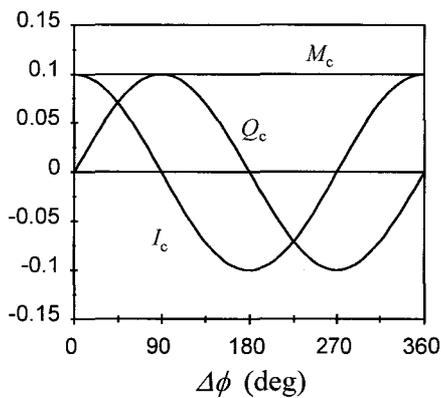
- isolations des coupleurs : -20 dB,
- adaptations des coupleurs et de la ligne à retard : -20 dB,



• $E_2/E_1=0$ dB ($E_2=1$ mV) Référence $E_1=1$ mV



• $E_2/E_1=-20$ dB ($E_2=0.1$ mV)



• $E_2/E_1=-40$ dB ($E_2=0.01$ mV)

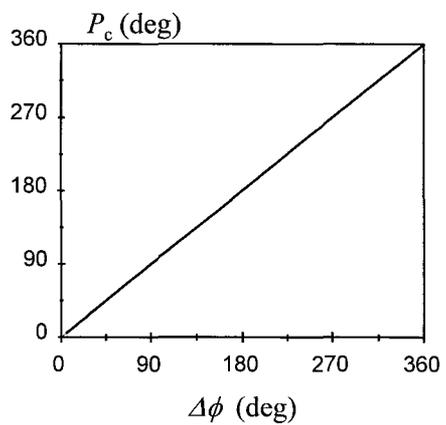
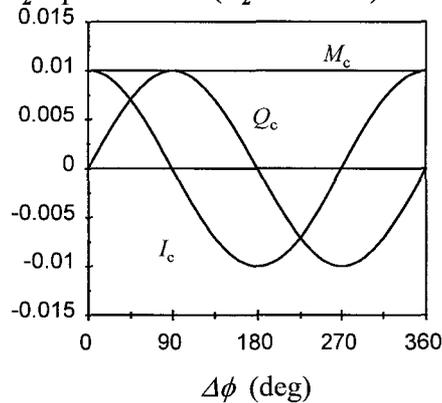


Figure I-11 : Résultats obtenus lors de la simulation d'un démodulateur IQ non parfait après application de la procédure d'étalonnage

- adaptations des charges résistives : -25 dB,
- adaptations des diodes : -15 dB.

De plus, afin de distinguer l'influence de la détection sur le modèle d'étalonnage choisi, nous considérons le cas d'une zone quadratique limitée. En figure I-12, nous donnons le résultat de la simulation de la tension détectée en fonction de la puissance reçue par la diode.

Cette caractéristique se décompose en trois zones principales dans lesquelles sont distingués les cas suivants :

- cas 1 : détection quadratique,
- cas 2 : limite de la détection quadratique,
- cas 3 : comportement non quadratique (zone linéaire).

Suivant ces hypothèses, afin de mettre en évidence l'efficacité de la méthode d'étalonnage, nous donnons en figure I-13 la variation des erreurs maximales commises sur les grandeurs corrigées M_c et P_c (équations I-13 et I-14), en fonction de E_2/E_1 . Dans cette simulation, nous considérons également les trois cas correspondant à la courbe donnée en figure I-12.

Notons que les erreurs sont définies de la manière suivante :

- erreur sur M_c (dB) = M_c (dB) - $\frac{E_2}{E_1}$ (dB)
- erreur sur P_c (deg) = P_c (deg) - $\Delta\phi$ (deg)

Il est à noter que dans le cas où la détection de la tension est parfaitement quadratique (cas 1 de la figure I-13), les erreurs sur le module et sur la phase du produit de corrélation restent négligeables et peu sensibles au rapport E_2/E_1 . Par contre, lorsque la détection n'est plus quadratique (cas 3 de la figure I-13) les erreurs deviennent significatives et dépendent du rapport E_2/E_1 .

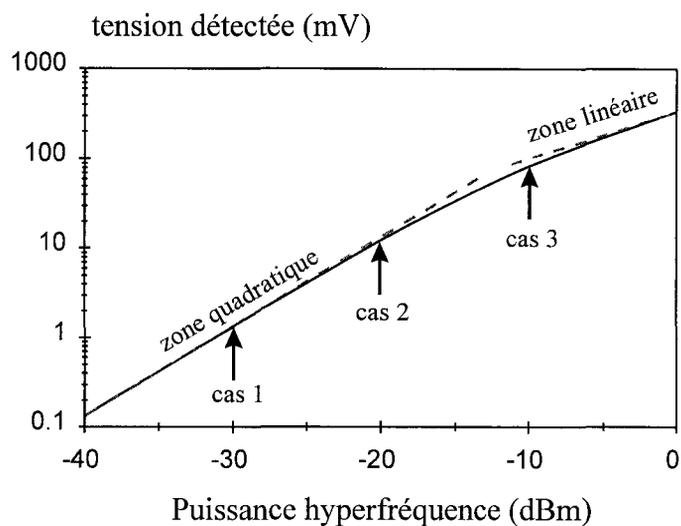


Figure I-12 : Simulation de la tension détectée en fonction de la puissance reçue par la diode

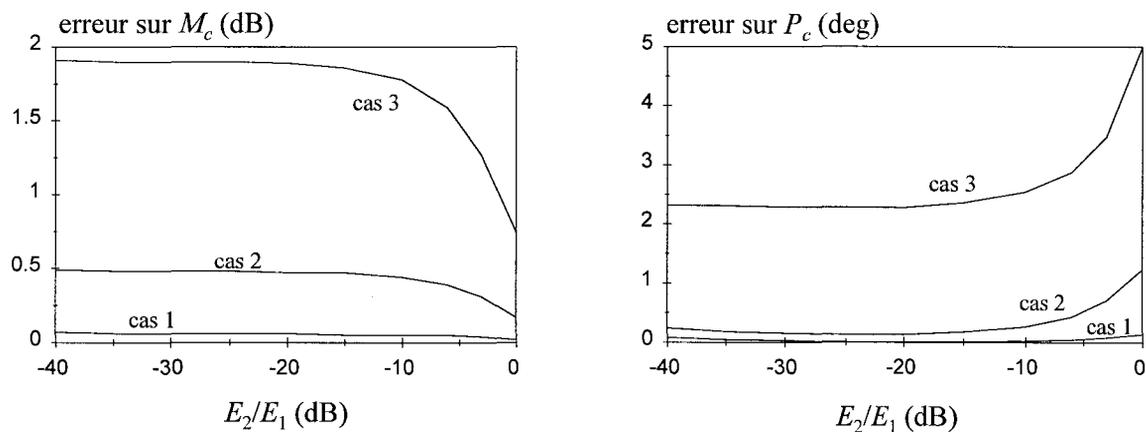


Figure I-13 : Simulation des erreurs de mesure après étalonnage du démodulateur IQ "réel"

En réalité, plus la détection s'éloigne de la zone quadratique, plus les signaux relevés aux sorties du corrélateur complexe subissent des distorsions (apparition d'harmoniques), puisque l'évolution des tensions V_i n'est plus vraiment sinusoïdale en fonction de $\Delta\phi$ (figure I-14.a). Cependant, afin de rester compatible avec le modèle d'étalonnage (équations I-7 à I-10) qui ne tient pas compte de ce phénomène, une approximation au premier ordre est réalisée par un traitement de signal adéquat consistant à ne retenir que le continu et le fondamental (figure I-14.b). Ces approximations sont la cause essentielle des erreurs occasionnées sur M_c et P_c dans les cas 2 et 3 de la figure I-13.

En fait, cette figure nous donne les limites de la méthode d'étalonnage et montre notamment qu'une détection quadratique (cas 1), voire quasi quadratique (cas 2), permet de minimiser les différentes erreurs énoncées précédemment. Il nous semble réaliste de considérer que nous pouvons, assez aisément, nous situer dans l'une de ces deux zones et donc de s'affranchir de ces erreurs.

I.5.6. Conclusion

Dans ce paragraphe, nous nous sommes attachés à montrer, par la mise en place d'une méthode d'étalonnage, que les imperfections susceptibles d'accompagner la réalisation d'un tel circuit (corrélateur complexe) sont relativement bien appréhendées et corrigées.

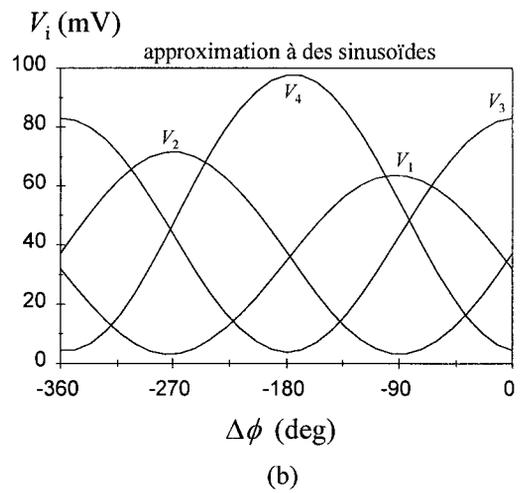
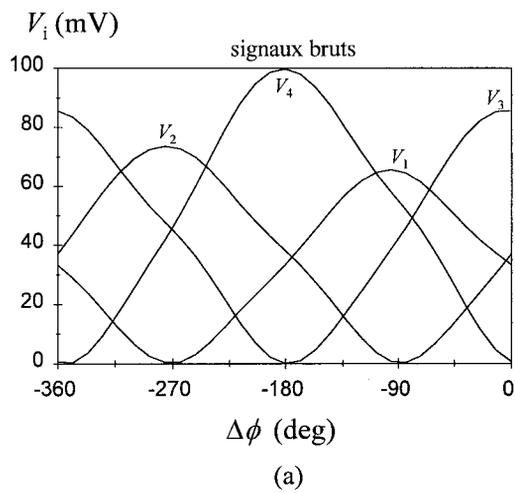


Figure I-14 : Visualisation et traitement des signaux en sortie du corrélateur "imparfait" (cas 3 des figures I-12 et I-13)

I.6. Etalonnage des systèmes de mesure des coefficients S_{ij}

I.6.1. Introduction

Dans cette partie, nous nous intéressons exclusivement au type de corrélateur complexe défini et étudié précédemment où les diodes de détection travaillent en zone limite de détection quadratique (cas 2 de la figure I-12). Ainsi, nous opérons de façon à ne jamais être en zone de détection linéaire. Bien que l'idéal est de se situer en zone quadratique nous optons, dans ce paragraphe, pour une situation médiane qui semble plus réaliste. Ce dispositif est alors associé à différents composants de façon à réaliser un système de mesure des coefficients de réflexion et/ou de transmission.

I.6.2. Système en réflexion

Le synoptique donné en figure I-7 montre que la réalisation de ce système nécessite l'emploi d'un circulateur et d'un diviseur. Nous considérons, dans un premier temps, que les adaptations et les isolations de ces composants sont toutes égales à -20 dB. En ce qui concerne les pertes d'insertion du circulateur, celles-ci sont estimées à 0.5 dB. Pour le diviseur, nous considérons un dispositif qui n'est pas forcément symétrique, ce qui se traduit par des pertes et des phases d'insertions différentes sur les deux voies du composant. Pour illustration, nous choisissons une configuration où nous avons :

- voie 1 : -3.1 dB / 0°,
- voie 2 : -3.3 dB / -10°.

I.6.2.1. Influence des éléments du kit d'étalonnage

Cette fois-ci, il faut mettre en place une méthode d'étalonnage prenant en compte le système dans son intégralité. Cette procédure d'étalonnage, voisine de celle présentée pour le corrélateur seul, se réalise en trois étapes, et met en œuvre une charge adaptée et un court-circuit variable, pouvant également être source d'erreurs. Toutefois, le court-circuit variable

n'ayant pas un rôle critique dans la correction par étalonnage, nous le considérons comme étant parfait, à condition que la fluctuation de ses pertes reste inférieure à l'erreur escomptée. Ainsi, afin d'estimer les erreurs maximales susceptibles d'être commises, nous étudions l'influence de l'imperfection de la charge adaptée utilisée lors de l'étalonnage.

Dans un premier temps, celle-ci est considérée comme parfaitement adaptée (cas 1). Dans un second temps, afin de mesurer l'impact de l'adaptation de cette charge sur le modèle de correction, nous étudions les cas où son coefficient de réflexion est égal à -50 dB (cas 2) puis à -40 dB (cas 3). Dans chacun de ces cas, nous donnons en figure I-15 la représentation des erreurs maximales simulées pour la mesure d'un dipôle de référence dont le coefficient de réflexion s'écrit $S_{11} = |S_{11}| e^{j\phi_{11}}$.

D'après ces résultats, il paraît évident que la charge adaptée utilisée lors de la phase d'étalonnage, a toute son importance et va affecter la dynamique d'utilisation du système. Dans le cas 1, où la charge adaptée est idéale, les erreurs en module et en phase sont relativement faibles (respectivement inférieures à 0.5 dB et 4 degrés) et restent peu sensibles au module de S_{11} . Cependant, plus cette charge se dégrade (cas 3), plus les erreurs engendrées augmentent et deviennent fortement sensibles au module de S_{11} . Dans la solution médiane (cas 2), correspondant au cas pratique de l'utilisation d'une charge adaptée de qualité (-50 dB), nous concluons que pour une erreur de l'ordre de 10% sur le module de S_{11} (équivalent à une erreur proche de 1 dB pour une mesure de -30 dB), la dynamique d'utilisation se limite à 30 dB (figure I-15 cas 2). Pour une telle dynamique, les erreurs maximales sont de 1.1 dB sur le module et 6 degrés sur la phase du coefficient de réflexion S_{11} mesuré. Rappelons que ces résultats sont obtenus dans le cas d'un circulateur dont les adaptations et les isolations sont égales à -20 dB.

I.6.2.2. Influence des éléments extérieurs au corrélateur complexe

A présent, afin de définir le paramètre critique du système et ainsi apprécier les erreurs apportées par l'ajout d'un circulateur au corrélateur complexe, nous allons étudier l'influence

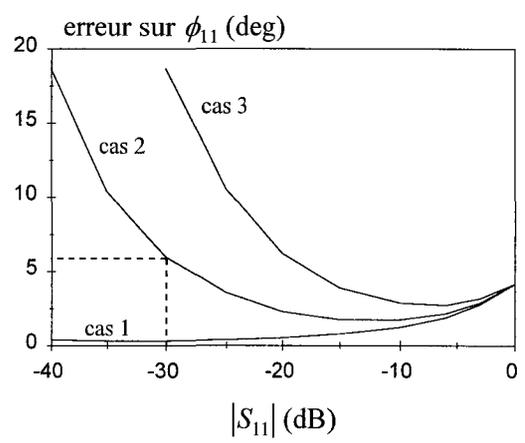
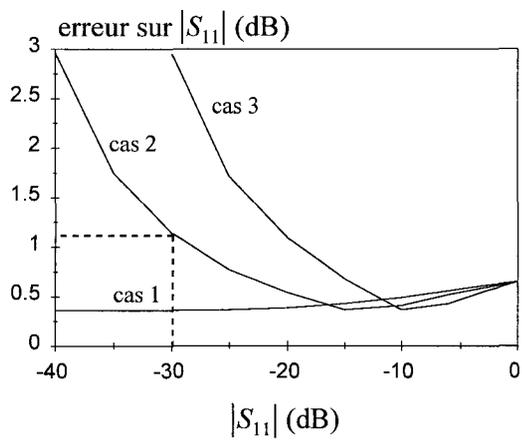


Figure I-15 : Simulation, pour différents types d'étalonnage, des erreurs sur S_{11} d'un système "réel" en réflexion

cas 1 : charge adaptée idéale, *cas 2* : charge adaptée telle que $|S_{11}| = -50$ dB, *cas 3* : charge adaptée telle que $|S_{11}| = -40$ dB

de ses désadaptations et isolations, sur ce modèle d'étalonnage, en envisageant plusieurs types de situations. Celles-ci sont données dans le tableau suivant :

	adaptation du circulateur (dB)	isolation du circulateur (dB)
cas 1	-25	-25
cas 2	-25	-15
cas 3	-15	-25
cas 4	-15	-15

Tableau I-1 : Différentes configurations du circulateur

Une représentation des erreurs commises sur le coefficient de réflexion est donnée en figure I-16 pour les quatre cas de systèmes considérés. Ces relevés indiquent clairement que, concernant des mesures dont le coefficient de réflexion est compris entre 0 et -20 dB, le paramètre d'adaptation du circulateur est plus critique que celui de l'isolation (cas 3 et 4 par rapport aux cas 1 et 2). Au delà de cette zone, pour des coefficients de réflexion plus faibles, l'influence des paramètres du circulateur reste négligeable. Cette remarque nous conduit à la réflexion selon laquelle il est préférable d'utiliser, dans un premier temps, un circulateur en structure coaxiale afin de minimiser les sources d'erreurs. Dans une autre version, nous pourrions envisager le cas d'un circulateur "drop-in" directement implanté sur le substrat.

I.6.3 Système en transmission

Le synoptique donné en figure I-8 montre que la réalisation de ce système nécessite l'emploi d'un diviseur. Comme pour l'étude menée précédemment, les adaptations et l'isolation des accès du diviseur sont choisies égales à -20 dB, tandis que les pertes et les phases d'insertion sont toujours telles que :

- voie 1 : -3.1 dB / 0°,
- voie 2 : -3.3 dB / -10°.

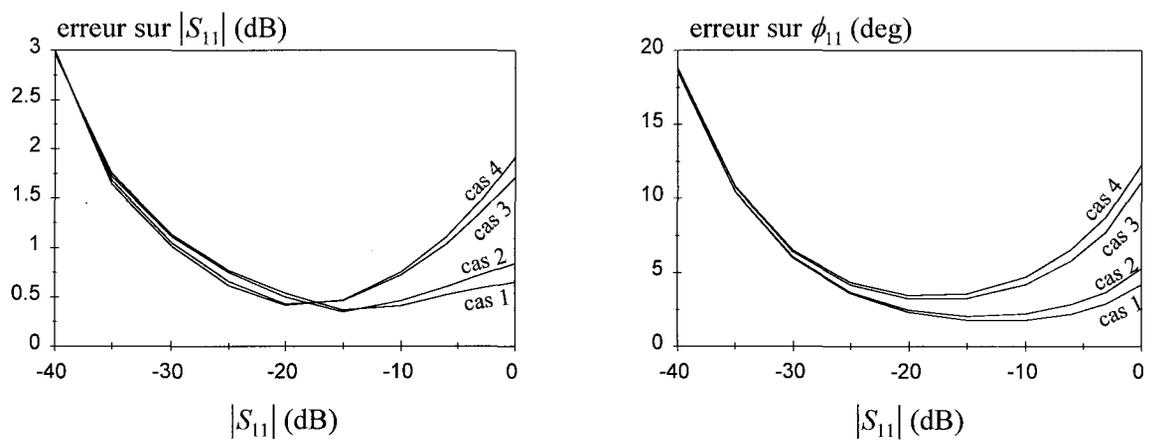


Figure I-16 : Simulation, pour différents types de circulateurs, des erreurs sur S_{11} d'un système "réel" en réflexion

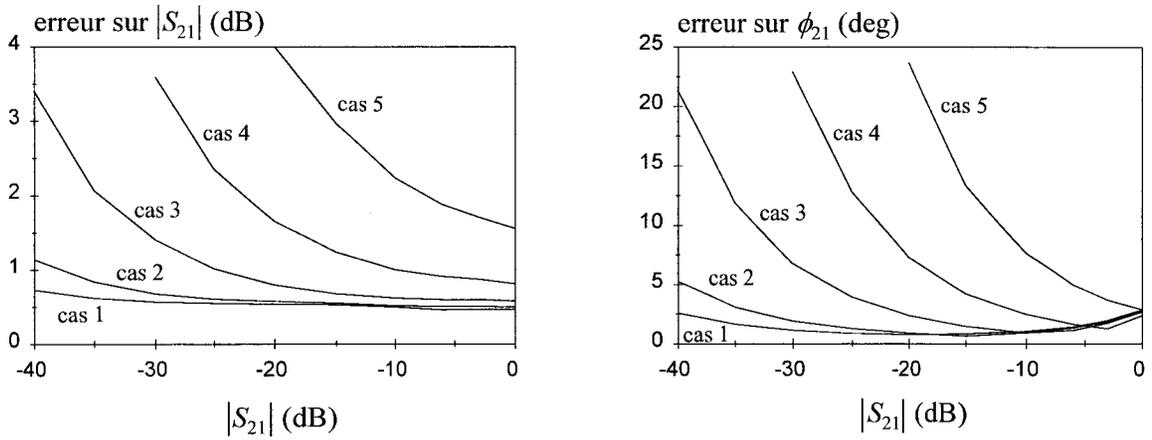
La mise en place de la méthode d'étalonnage nécessite à présent l'emploi de deux charges adaptées (adaptation à -50 dB), permettant d'isoler les deux accès du corrélateur complexe, et un déphaseur variable supposé parfaitement adapté.

La simulation des erreurs sur le coefficient de transmission $S_{21} = |S_{21}| e^{j\phi_{21}}$ d'un quadripôle symétrique est donnée en figure I-17.a pour différentes valeurs en adaptation de celui-ci. Nous remarquons que dans le cas idéal d'un quadripôle parfaitement adapté (cas 1), les erreurs sur S_{21} sont négligeables et indépendantes du module de S_{21} . Par contre plus le quadripôle est désadapté (cas 2 à 5), plus la dynamique d'utilisation diminue et plus les erreurs en module et en phase du coefficient de transmission augmentent. Ceci peut s'expliquer par la présence de réflexions multiples entre le quadripôle désadapté et les accès du système. Pour palier à ce problème, nous introduisons un isolateur (adaptation et isolation de -20 dB) en cascade avec le quadripôle à mesurer afin d'augmenter l'isolation entre les deux accès de mesure. Dans ce cas, les évolutions des erreurs données en figure I-17.b, nous indiquent une amélioration sensible des erreurs commises sur le module et la phase du coefficient de transmission. L'amélioration est d'autant plus perceptible que le quadripôle est désadapté.

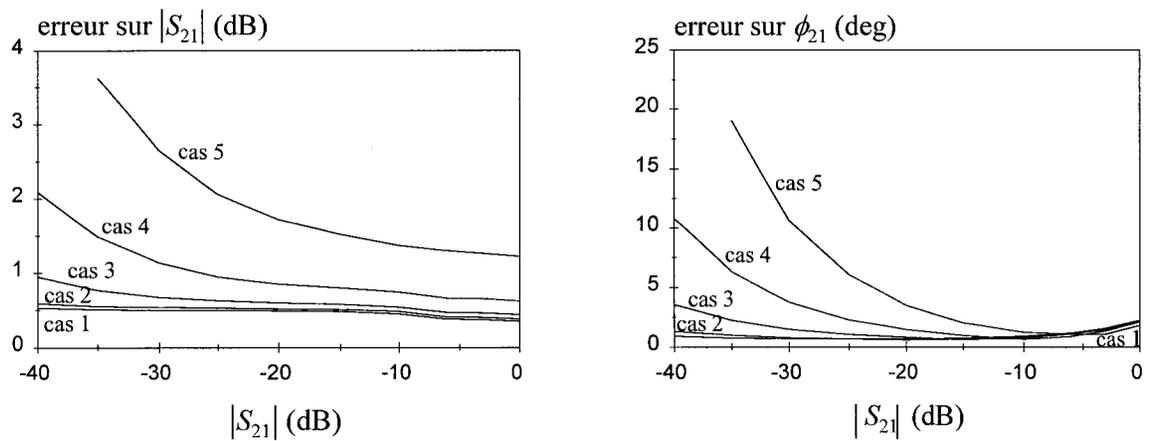
I.6.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons mis en évidence les erreurs apportées par la présence d'éléments, comme le circulateur et/ou le diviseur, connectés au corrélateur complexe pour la mesure d'un coefficient de réflexion ou de transmission. Certaines de ces erreurs sont corrigées par une méthode d'étalonnage, cependant, dans le cas d'un quadripôle désadapté, la prise en compte du coefficient de réflexion de celui-ci nécessite également l'emploi d'un calibrage vectoriel présenté dans le paragraphe suivant.

Remarquons que ce type de correction requiert la connaissance des coefficients de transmission et de réflexion, et donc l'utilisation du système, présenté en figure I-9, permettant la mesure simultanée de ces coefficients.



a) simulation du système présenté en figure I-8



b) simulation du système avec adjonction d'un isolateur en cascade avec le quadripôle

Figure I-17 : Simulation, des erreurs sur le coefficient de transmission (S_{21}), d'un quadripôle plus ou moins adapté

cas 1 : adaptation parfaite, *cas 2* : -40 dB, *cas 3* : -30 dB, *cas 4* : -20 dB, *cas 5* : -10 dB

I.7. Calibrage des systèmes de mesure des coefficients S_{ij}

I.7.1. Introduction

Au même titre que lors de l'utilisation d'un analyseur de réseaux, l'emploi des systèmes proposés génère deux catégories d'erreurs de mesure que sont les erreurs aléatoires non reproductibles et les erreurs systématiques reproductibles.

Les premières sont dues au bruit de mesure ainsi qu'aux variations de l'environnement (température, humidité, ...) et des paramètres du système, survenues entre deux mesures. Il est donc impossible de les modéliser ni même de les mesurer avec une précision suffisante.

Par contre, les secondes, étant reproductibles et caractéristiques des défauts que présente le système par rapport à la configuration de mesure idéale, peuvent être décrites par un modèle physique simple. Ce modèle prend en compte les erreurs de directivité, d'isolation, d'adaptations de la source et de la charge, de même que les erreurs de réponse en fréquence [12]. Ainsi, le calibrage vectoriel du système de mesure a pour fonction de corriger vectoriellement ces erreurs, en utilisant différentes méthodes comme celle proposée par *Hewlett-Packard* [13], celle des courts-circuits décalés [14, 15, 16] ou encore des techniques de type "Thru Reflect Line" [17, 18].

Notre choix s'est orienté vers la méthode dite *Hewlett-Packard* afin de se placer dans une situation voisine de celle utilisée lors du calibrage de l'analyseur de réseaux HP 8510.

I.7.2. Correction vectorielle des erreurs en réflexion

Nous donnons en figure I-18 le modèle physique classiquement utilisé pour rendre compte des erreurs systématiques commises lors de la mesure d'un coefficient de réflexion. Sur ce graphe de fluence, S_{11m} représente le coefficient de réflexion effectivement mesuré (entaché d'erreurs) tandis que S_{11} est le coefficient de réflexion réellement présenté par la charge. Les grandeurs E_{11} , E_{22} et $E_{12}E_{21}$ indiquent respectivement l'erreur de directivité, l'erreur d'adaptation de la source et l'erreur de réponse en fréquence.

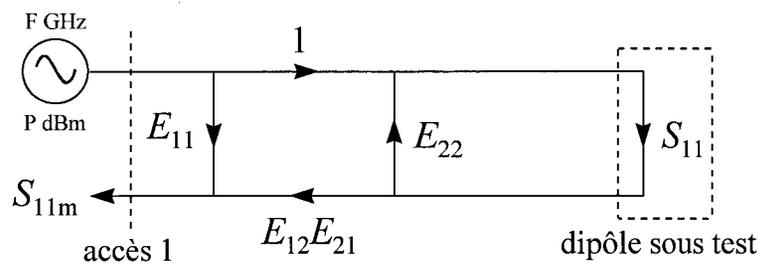


Figure I-18 : Modèle d'erreur pour la mesure en réflexion

A partir de ce graphe et par utilisation de la règle de MASON [19], nous déduisons la relation qui lie S_{11m} et S_{11} :

$$S_{11m} = E_{11} + \frac{E_{12}E_{21}S_{11}}{1 - E_{22}S_{11}} \quad (I-15)$$

La détermination des paramètres de cette équation se fait au travers de la mesure de trois charges connues afin d'obtenir un système de trois équations non liées. Dans le cas présent, la méthode utilisée préconise l'utilisation d'un court-circuit, d'un circuit ouvert et d'une charge adaptée. De plus, nous nous plaçons dans l'hypothèse la plus vraisemblable, où les charges de références ne sont pas idéales [20] et présentent des coefficients de réflexion notés S_{11CC} pour le court-circuit, S_{11CO} pour le circuit ouvert et S_{11CA} pour la charge adaptée. Ces coefficients sont obtenus par une mesure au préalable à l'analyseur de réseaux.

Les valeurs de ces charges, mesurées par notre système, sont affectées de l'indice "m" à savoir S_{11mCC} , S_{11mCO} et S_{11mCA} . La résolution du système de trois équations à trois inconnues nous permet donc d'exprimer les paramètres E_{11} , E_{22} et $E_{12}E_{21}$ par les relations suivantes :

$$E_{11} = \frac{S_{11CA}S_{11CC}S_{11mCO}(S_{11mCA} - S_{11mCC}) + S_{11CC}S_{11CO}S_{11mCA}(S_{11mCC} - S_{11mCO}) + S_{11CO}S_{11CA}S_{11mCC}(S_{11mCO} - S_{11mCA})}{S_{11CA}S_{11CC}(S_{11mCA} - S_{11mCC}) + S_{11CC}S_{11CO}(S_{11mCC} - S_{11mCO}) + S_{11CO}S_{11CA}(S_{11mCO} - S_{11mCA})}$$

$$E_{22} = \frac{S_{11mCA}(S_{11CO} - S_{11CC}) + S_{11mCC}(S_{11CA} - S_{11CO}) + S_{11mCO}(S_{11CC} - S_{11CA})}{S_{11CA}S_{11mCA}(S_{11CO} - S_{11CC}) + S_{11CC}S_{11mCC}(S_{11CA} - S_{11CO}) + S_{11CO}S_{11mCO}(S_{11CC} - S_{11CA})}$$

$$E_{12}E_{21} = \frac{(S_{11CA} - S_{11CC})(S_{11CO} - S_{11CA})(S_{11CO} - S_{11CC})(S_{11mCA} - S_{11mCC})(S_{11mCO} - S_{11mCA})(S_{11mCO} - S_{11mCC})}{[S_{11CA}S_{11mCA}(S_{11CO} - S_{11CC}) + S_{11CC}S_{11mCC}(S_{11CA} - S_{11CO}) + S_{11CO}S_{11mCO}(S_{11CC} - S_{11CA})]^2}$$

Connaissant ces trois grandeurs, nous déterminons le coefficient de réflexion réellement présenté par la charge par inversion de l'équation I-15 :

$$S_{11} = \frac{S_{11m} - E_{11}}{E_{12}E_{21} + E_{22}(S_{11m} - E_{11})} \quad (I-16)$$

Remarquons que dans le cas de l'utilisation de charges de référence idéales :

- $S_{11CC} = -1$
- $S_{11CO} = 1$
- $S_{11CA} = 0$

nous retrouvons alors les expressions simplifiées [20] suivantes :

$$E_{11} = S_{11mCA}$$

$$E_{22} = \frac{2 S_{11mCA} - S_{11mCC} - S_{11mCO}}{S_{11mCC} - S_{11mCO}}$$

$$E_{12} E_{21} = \frac{2 (S_{11mCO} - S_{11mCA})(S_{11mCC} - S_{11mCA})}{S_{11mCC} - S_{11mCO}}$$

I.7.3. Correction vectorielle des erreurs en transmission et en réflexion

Dans le cas de la mesure simultanée des coefficients de transmission et de réflexion, les erreurs systématiques sont cette fois-ci modélisées par le graphe de fluence donné en figure I-19. Notons d'abord que nous nous plaçons dans l'hypothèse de la mesure d'un quadripôle passif symétrique ($S_{11}=S_{22}$ et $S_{21}=S_{12}$).

Sur ce graphe, en plus des grandeurs précédemment définies, nous trouvons trois nouvelles quantités que sont l'erreur d'isolation (E_I), l'erreur de réponse en fréquence (E_F) et l'erreur d'adaptation de la charge (E_L). Les règles de MASON [19] permettent d'écrire les valeurs mesurées sous la forme :

$$S_{11m} = E_{11} + \frac{E_{12} E_{21}}{1 - E_{22} S_{11}} \left[S_{11} + \frac{S_{21}^2 E_L}{1 - S_{11} (E_L + E_{22}) + E_L E_{22} (S_{11}^2 - S_{21}^2)} \right] \quad (I-17)$$

$$S_{21m} = E_I + \frac{S_{21} E_F}{1 - S_{11} (E_L + E_{22}) + E_L E_{22} (S_{11}^2 - S_{21}^2)} \quad (I-18)$$

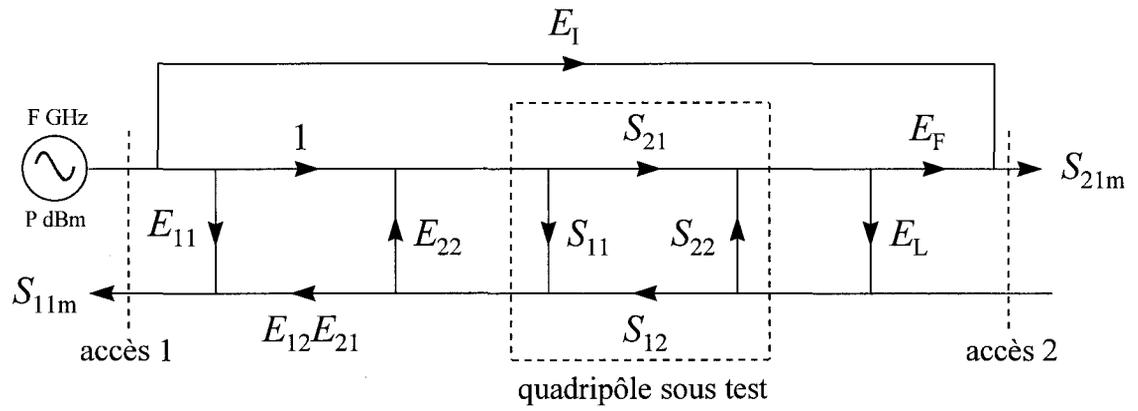


Figure I-19 : Modèle d'erreur pour la mesure simultanée en réflexion et transmission

Nous déterminons alors E_I , E_F et E_L par le biais de deux mesures, l'une concernant l'isolation entre les accès 1 et 2, l'autre relative à l'élément de référence "Thru". Ainsi, nous obtenons les relations suivantes :

$$E_I = S_{21mISO} \quad (I-19)$$

$$E_F = \frac{(S_{21mth} - S_{21mISO})E_{12}E_{21}}{S_{21th}[E_{12}E_{21} + E_{22}(S_{11mth} - E_{11})]} \quad (I-20)$$

$$E_L = \frac{S_{11mth} - E_{11}}{S_{21th}^2[E_{12}E_{21} + E_{22}(S_{11mth} - E_{11})]} \quad (I-21)$$

Dans ces expressions, le terme S_{21mISO} représente la mesure du coefficient de transmission lorsque deux charges adaptées sont connectées aux accès 1 et 2 du mesureur.

Tandis que les termes S_{11mth} et S_{21mth} sont relatifs aux mesures, en réflexion et en transmission, d'un quadripôle parfaitement adapté présentant un coefficient de transmission S_{21th} .

En réalité, nos systèmes incluent un isolateur sur l'accès 2 (voir §I.6.3.) qui rend le terme d'adaptation de la source E_L négligeable (figure I-20). Dans ce cas particulier, les expressions (I-17) et (I-18) se réduisent à :

$$S_{11m} = E_{11} + \frac{E_{12}E_{21}S_{11}}{1 - E_{22}S_{11}} \quad (I-22)$$

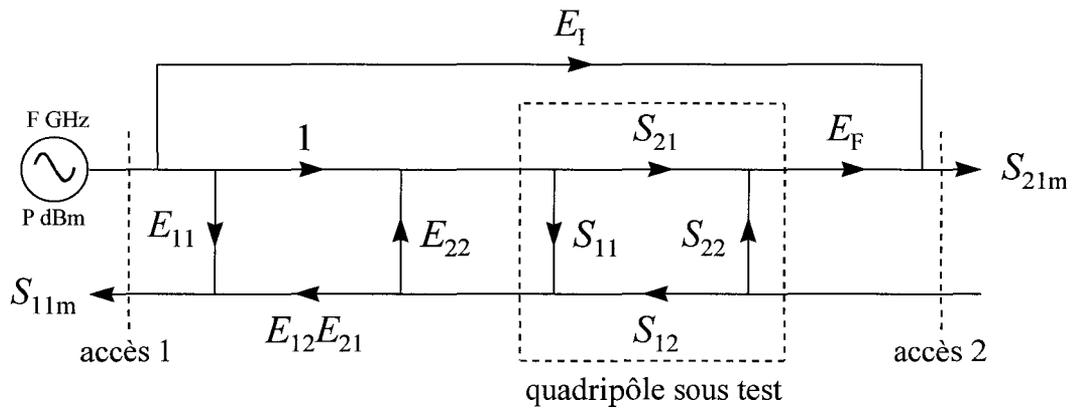
$$S_{21m} = E_I + \frac{E_F S_{21}}{1 - E_{22}S_{11}} \quad (I-23)$$

tandis que les relations (I-19), (I-20) et (I-21) deviennent :

$$E_I = S_{21mISO} \quad (I-24)$$

$$E_F = \frac{S_{21mth} - S_{21mISO}}{S_{21th}} \quad (I-25)$$

$$E_L = 0 \quad (I-26)$$



**Figure I-20 : Simplification du modèle d'erreur de la figure I-19
(ajout d'un isolateur sur l'accès 2)**

Par inversion des relations I-17 et I-18, nous déduisons les valeurs corrigées des coefficients de transmission et de réflexion :

$$S_{11} = \frac{S_{11m} - E_{11}}{E_{12}E_{21} + E_{22}(S_{11m} - E_{11})} \quad (I-27)$$

$$S_{21} = \frac{E_{12}E_{21}(S_{21m} - E_I)}{E_F[E_{12}E_{21} + E_{22}(S_{11m} - E_{11})]} \quad (I-28)$$

I.7.4. Validation du calibrage vectoriel

L'objectif de ce paragraphe consiste en la vérification du modèle de calibrage décrit dans la section précédente. Le quadripôle test choisi est un dispositif dont les coefficients de transmission et de réflexion évoluent, tous deux, sur une large dynamique. Celui-ci est réalisé à partir d'un Té non adapté associé à un piston de court-circuit variable (figure I-21). Le système de mesure des paramètres S simulé par le logiciel M.D.S., présente les mêmes caractéristiques que celles données au paragraphe précédent. Celles-ci sont résumées dans le tableau suivant :

	coupleurs	ligne à retard	diviseur voie 1 voie 2	circulateur	charges adaptées	détecteurs
pertes d'insertion (dB)	0.1	0.1	0.1 0.3	0.5	-	-
phases d'insertion (deg)	5	5	0 10	0	-	-
adaptation (dB)	-20	-20	-20	-20	-25	-15
isolation (dB)	-20	-	-20	-20	-	-

Tableau I-2 : Principales caractéristiques des éléments constituant le système simulé

Pour cette configuration, les charges adaptées que nous utilisons aussi bien pour l'étalonnage que pour le calibrage sont choisies égales à -50 dB. De plus, les deux dernières étapes d'étalonnage sont effectuées au moyen d'un piston de court-circuit variable, de pertes d'insertion constantes et égales à 0.3 dB. Par contre, les court-circuit et circuit ouvert utilisés lors du calibrage sont considérés idéaux.

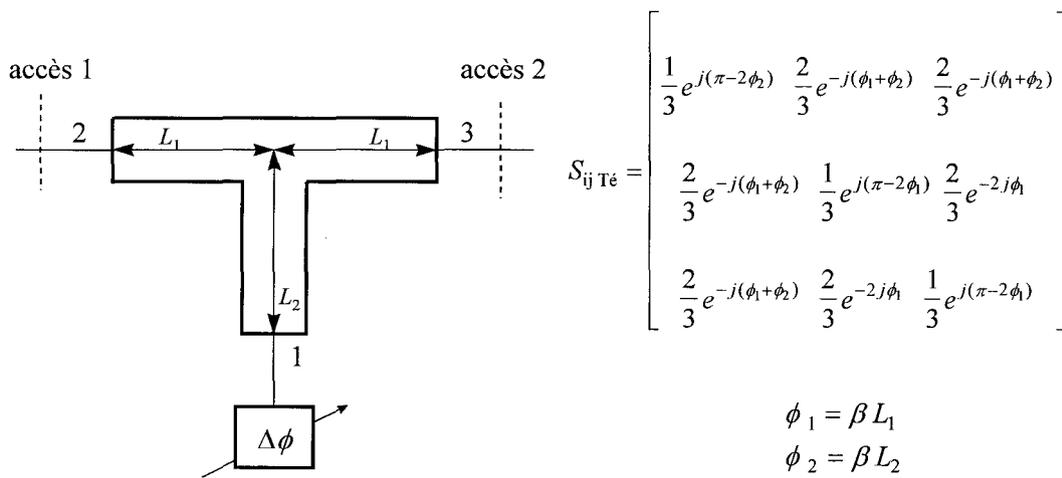


Figure I-21 : Quadripôle test : Té chargé par un piston de court-circuit variable

Nous donnons en figure I-22 les schémas de simulation implantés sur MDS. En figure I-22.a, la structure simulée inclut le système de mesure des paramètres S_{ij} tandis qu'en figure I-22.b, nous reconnaissons le schéma classique pour la détermination des paramètres S d'un quadripôle. Pour la première façon d'opérer nous déduisons, par application de la méthode d'étalonnage précédemment décrite, les paramètres S_{11} et S_{21} après obtention des tensions V_i issues du mesureur de paramètres S .

Les résultats de simulations obtenus par ces deux méthodes sont reportés en figure I-23. Un bon accord est observé entre les deux procédés de simulation.

I.7.5. Conclusion

La comparaison vectorielle entre l'analyse et la mesure simulée du quadripôle test valide le système de mesure des paramètres S ainsi que les étapes d'étalonnage et de calibrage effectuées au préalable.

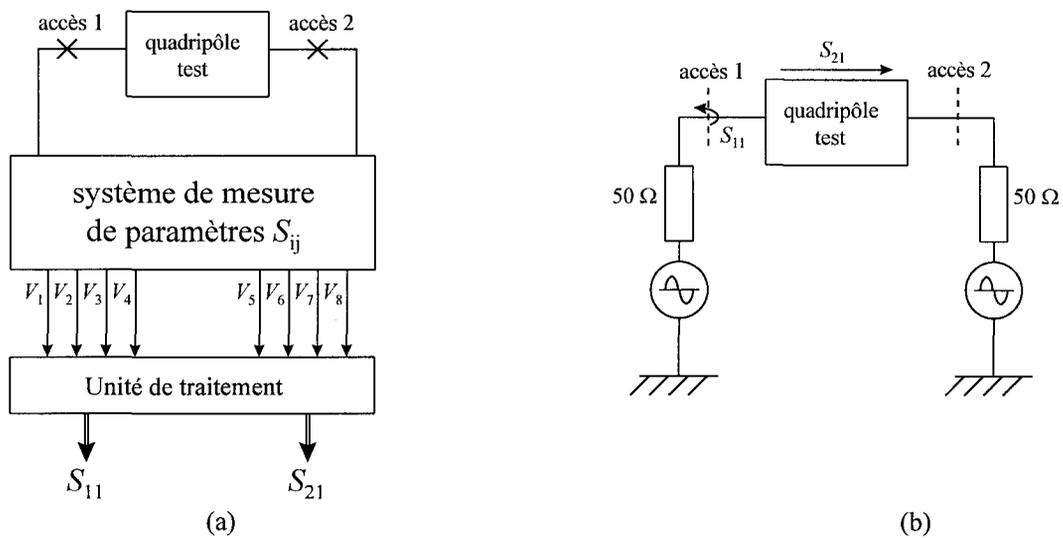


Figure I-22 : Synoptiques des simulations effectuées pour la mesure de paramètres S

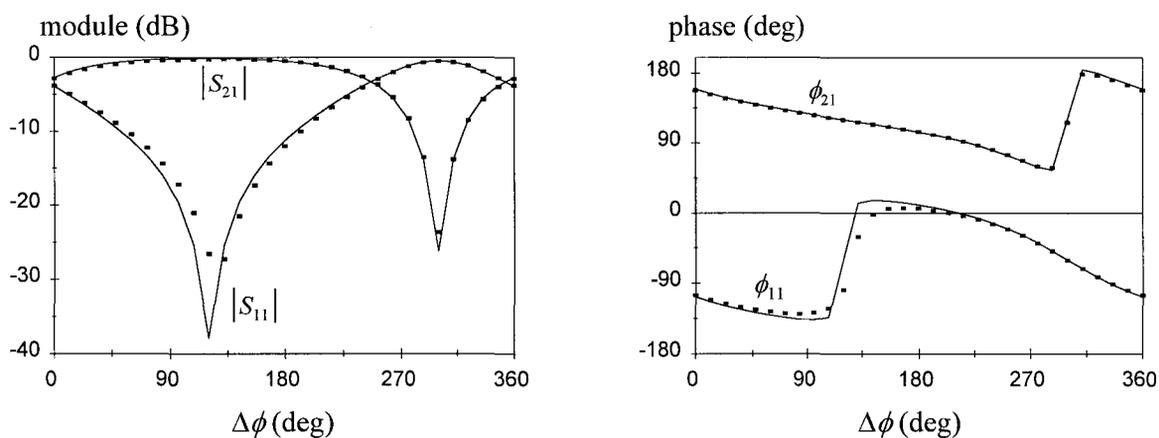


Figure I-23 : Simulation en transmission et en réflexion d'un quadripôle désadapté
 (■ : mesures simulées selon la figure I-22.a — : analyse classique selon la figure I-22.b)

I.8. Conclusion

Après un rappel des différents systèmes capables de réaliser la mesure de paramètres S d'un objet sous test, nous avons présenté dans ce chapitre un dispositif original basé sur l'utilisation d'un démodulateur IQ à diodes qui permet d'effectuer une telle opération.

Nous avons montré que la détermination des paramètres S à l'aide d'un tel dispositif nécessite d'abord un étalonnage du sous-système que représente le corrélateur complexe. A cet effet, nous avons proposé et validé une procédure d'étalonnage.

Puis, la modélisation des erreurs susceptibles d'entacher de telles mesures a mené à une phase de calibrage du système. Cette phase nécessaire à tout dispositif de mesure [21, 22] s'inspire, dans notre cas, des méthodes classiquement employées par les utilisateurs d'analyseurs de réseaux ("méthode *Hewlett-Packard*").

Enfin, la mesure des coefficients de réflexion et de transmission d'une charge test (en simulation) a montré l'efficacité des méthodes d'étalonnage et de calibrage proposées.

Notons que nous avons opté pour une réalisation du corrélateur en technologie microruban mais qu'une structure monolithique est aussi envisageable [23].

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

- [1] **T. LASRI**
"Conception et expérimentation d'un capteur microonde destiné à la mesure d'humidité"
Thèse de Docteur de l'université, Février 1992, Lille
- [2] **J.P. COVILLERS**
"Interférométrie microonde : Contrôle non destructif et positionnement"
Thèse de Docteur de l'université, Juillet 1997, Lille
- [3] **G. DAMBRINE**
"Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent"
Thèse de Docteur de l'université, Mars 1989, Lille
- [4] **HEWLETT-PACKARD**
"System operating and programming manual"
HP 8510 C Network Analyzer
- [5] **R. J. KING**
"Microwave Homodyne Systems"
Peter Peregrinus Ltd, 1978, London
- [6] **H. J. EUL and B. SCHIEK**
"A self-calibration concept for establishing the complex measurement ability of homodyne network analyzer"
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 38, n° 3, pp 284-289, March 1990
- [7] **G. F. ENGEN**
"The six-port reflectometer : an alternative network analyzer"
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 1075-1079, December 1977
- [8] **G. F. ENGEN**
"An improved circuit for implementing the six-port technique of microwave measurements"
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 1080-1083, December 1977
- [9] **C. A. HOER**
"A network analyzer incorporating two six-port reflectometers"
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 25, n° 12, pp 1070-1074, December 1977

- [10] **I. S. CHANG, C. B. LEE, I. H. KANG**
“S-Parameter measurement using an I/Q demodulator”
Microwave Journal, pp 80-84, November 1998
- [11] **D. GLAY**
“Etude de faisabilité d'un capteur de contrôle non destructif basé sur un corrélateur complexe à 10 GHz”
Diplôme d'Etudes Approfondies, Juillet 1995, Lille
- [12] **H. V. HAMME and M. V. BOSSCHE**
“Flexible vector network analyzer calibration with accuracy bounds using an 8-term or a 16-term error correction model”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 42, n° 6, pp 976-987, June 1984
- [13] **HEWLETT-PACKARD**
“Test sets and accessories : calibration kits”
HP 8510 C Network Analyzer
- [14] **G. F. ENGEN**
“Calibrating the six-port reflectometer by means of sliding terminations”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 26, n° 12, pp 951-957, December 1978
- [15] **S. LI and R. G. BOSISIO**
“Calibration of multiport reflectometers by means of four open / short circuits”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 30, n° 7, pp 1085-1090, July 1982
- [16] **W. SIGG and J. SIMON**
“Reflectometer calibration using load, short and offset shorts with unknown phase”
Electronics Letters, vol. 27, n° 18, pp 1650-1651, 29th August 1991
- [17] **C. A. HOER and G. F. ENGEN**
“One-Line accuracy assessment for the dual six-port ANA : Extension to nonmating connectors”
IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 36, n° 2, pp 524-529, June 1987
- [18] **K. KOUICEM, B. FLECHET, G. ANGENIEUX**
“Analyse des performances de la méthode d'autocalibrage TRL”
10^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), pp 422-423, Mai 1997, Saint-Malo
- [19] **S. J. MASON**
“Feedback theory - Some properties of signal flow graphs”
Proceeding of IRE, vol. 41, pp 1144-1156, September 1953
- [20] **R. M. ARNOLD, P. DALY, E. J. DENLINGER**
“An explicit solution for the scattering parameters of a linear two-port measured with an imperfect test set”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, pp 122-123, January 1971

- [21] **Y. LIU**
“Calibrating an industrial microwave six-port instrument using the artificial neural network technique”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 45, n° 2, pp 651-656, April 1996
- [22] **Y. XU and R. G. BOSISIO**
“On the real-time calibration of six-port receivers (SPRs)”
Microwave and optical technology letters, vol. 20, n° 5, pp 318-322, March 1999
- [23] **F. WIEDMANN, B. HUYART, L. JALLET**
“New structure for a six-port reflectometer in monolithic”
IEEE Transactions on instrumentation and measurement, vol. 46, n° 2, pp 527-530, April 1997
<http://www-com.enst.fr/~wiedmann/sixport.html>

CHAPITRE II

REALISATIONS ET TESTS DES SYSTEMES DE MESURE DES PARAMETRES S

CHAPITRE II

REALISATIONS ET TESTS DES SYSTEMES DE MESURE DES PARAMETRES S

II.1. Introduction

Dans ce deuxième chapitre, nous présentons les différents dispositifs microondes réalisés. Ces systèmes que nous appelons “S-Parameters Measurement System” (SPMS) sont destinés à la mesure des paramètres S d'un quadripôle passif et symétrique ($S_{11}=S_{22}$ et $S_{21}=S_{12}$) aux fréquences de 2.45, 10 et 35 GHz. Ainsi, dans l'objectif d'une réalisation simple et faible coût, nous optons pour une technologie hybride microruban. Les circuits réalisés ne sont constitués que de lignes de transmissions et de Composants à Montage en Surface (CMS) directement collés ou soudés sur le circuit. Les éléments constituant le corrélateur complexe sont les suivants :

- coupleurs 3 dB 90° de types “branch-line” [1],
- ligne à retard de 90°,
- diviseur de puissance 3 dB de type Wilkinson [2],
- circuits ouverts et courts-circuits de type papillon (radial stub),
- résistances 50 Ω et 100 Ω en boîtier CMS,
- diodes schottky en boîtier CMS.

Tous ces composants sont déposés sur un substrat dont la nature va dépendre de la fréquence d'utilisation. Les deux principaux critères de sélection étant la constante diélectrique et le facteur de pertes.

Enfin, l'emploi d'un circulateur, nécessaire à la réalisation des systèmes de mesure des paramètres S , est dans un premier temps choisi en structure connectivée (coaxiale ou en guide suivant les fréquences). Puis, dans un second temps, nous envisageons de l'intégrer directement sur le même substrat en utilisant une structure de type "drop-in".

II.2. Méthode de détection

II.2.1. Introduction

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, nos systèmes reposent sur l'utilisation d'un corrélateur complexe permettant la mesure de quatre puissances hyperfréquences. Un moyen simple d'effectuer cette opération est d'utiliser des diodes de détection fonctionnant en zone quadratique. Dans notre cas, la détection quadratique [3], permettant de convertir une puissance hyperfréquence en une tension continue qui lui est directement proportionnelle, est réalisée à partir d'une diode schottky. Le choix d'utiliser des diodes à faible hauteur de barrière permet ainsi de ne pas les polariser tout en gardant de bonnes caractéristiques [4, 5].

La théorie de la détection, largement décrite dans la littérature [6, 7], fait ressortir deux notions particulièrement importantes pour notre étude. La première est la sensibilité γ , exprimée le plus souvent en $\text{mV}/\mu\text{W}$, correspondant au coefficient de conversion de la puissance hyperfréquence en une tension continue dans la zone quadratique. La deuxième concerne l'adaptation du détecteur à un accès d'impédance 50Ω [8, 9]. En effet, le schéma équivalent petit signal d'une diode schottky, présenté en figure II-1, fait apparaître des éléments résistifs et réactifs qui indiquent que l'impédance équivalente est susceptible d'être différente de 50Ω . De ce fait, un réseau d'adaptation s'intercalant entre l'accès hyperfréquence et la diode schottky s'impose afin d'éviter l'apparition d'ondes stationnaires.

En fait, deux types de réseau d'adaptation peuvent être considérés, soit réactif à l'aide d'un circuit LC, soit résistif grâce à un pont diviseur.

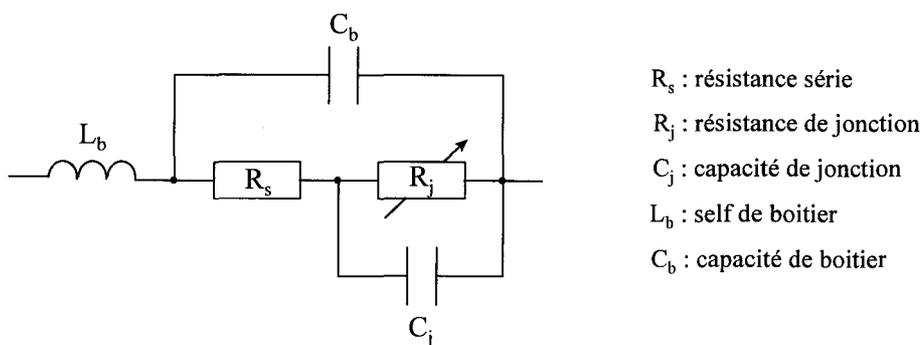


Figure II-1 : Schéma équivalent petit signal d'une diode schottky

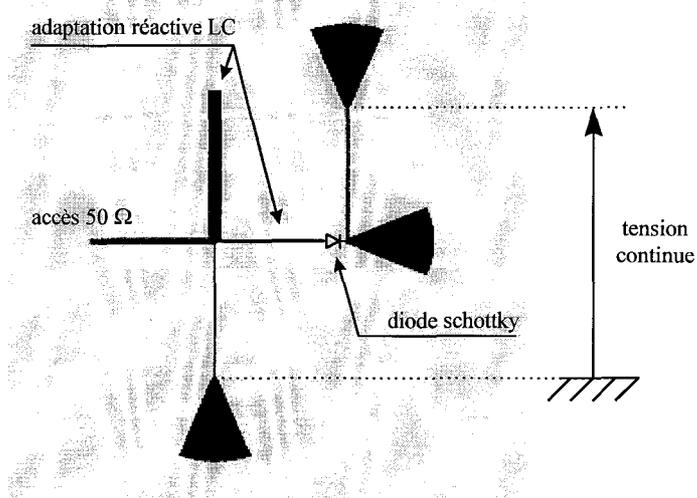


Figure II-2 : Exemple d'adaptation avec un réseau réactif

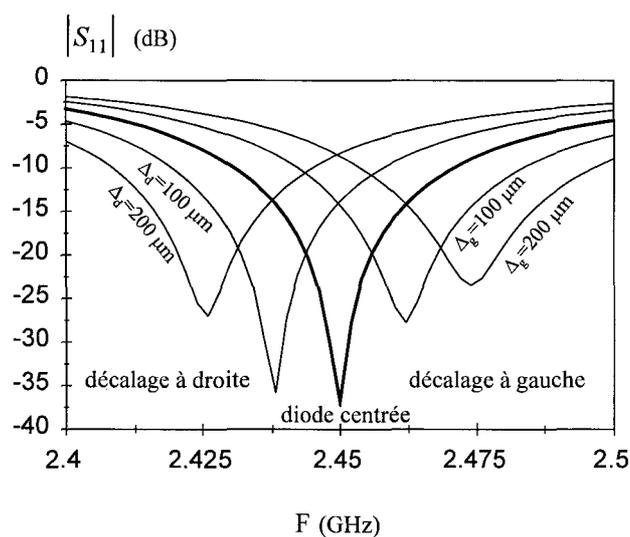


Figure II-3 : Adaptation du détecteur en fonction de la position de la diode sur le circuit (cas du réseau réactif de la figure II-2)

II.2.2. Réseau d'adaptation réactif

La cellule d'adaptation réactive LC, présentée en figure II-2, est constituée d'une inductance série réalisée par un tronçon de ligne d'impédance caractéristique élevée (faible largeur de ligne) et d'une capacité parallèle représentée par un stub ouvert. Les longueurs et largeurs des lignes du réseau sont optimisées sur le logiciel M.D.S. afin d'obtenir le plus faible coefficient de réflexion à la fréquence choisie. Compte tenu de la structure utilisée (filtre LC), l'adaptation est très sélective et dépend fortement des valeurs des différents éléments du schéma équivalent (figure II-1) qui modélise la diode schottky. Ainsi, une bonne connaissance de ces valeurs est indispensable au calcul des lignes du réseau d'adaptation. Celles-ci peuvent être déterminées soit par des mesures de la matrice de répartition dans le domaine fréquentiel [10], soit par des mesures de réflectométrie (TDR) dans le domaine temporel [11]. De plus, une erreur de positionnement de la diode par rapport à la position initiale pour laquelle sont calculés les éléments du réseau engendre aussi un glissement plus ou moins important de la fréquence désirée.

La figure II-3 illustre parfaitement ce phénomène en montrant la conséquence d'une erreur de positionnement de la diode sur la ligne (décalage à droite ou à gauche de la position de référence), sur la simulation du coefficient de réflexion autour de la fréquence de 2.45 GHz. Nous remarquons clairement qu'une erreur de positionnement raisonnable de 200 μm engendre une désadaptation du détecteur provoquant un Taux d'Ondes Stationnaires (TOS) proche de 2.5 ($|S_{11}|$ (dB) = -8 dB) à la fréquence souhaitée.

II.2.3. Réseau d'adaptation résistif

Contrairement au type de réseau précédent, la cellule résistive présentée en figure II-4, permet une adaptation plus large bande qui est quasi indépendante du positionnement de la diode et de son schéma équivalent. En effet, le réseau d'adaptation se constitue d'une résistance série permettant de masquer l'impédance de la diode et d'une résistance parallèle qui assure une adaptation correcte.

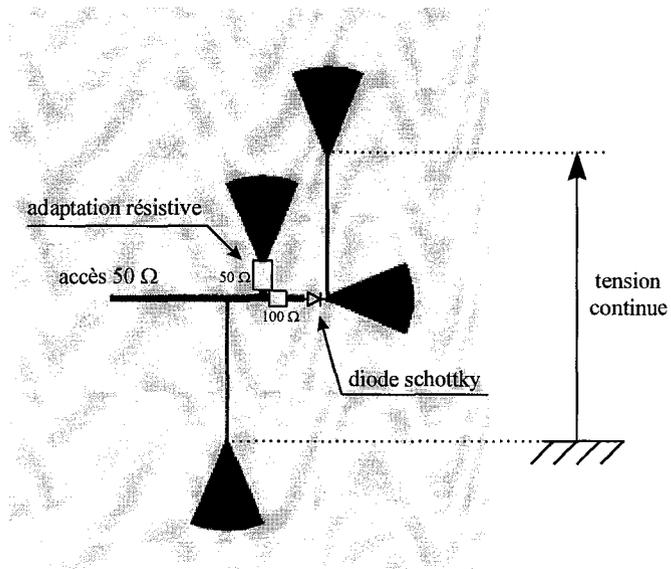


Figure II-4 : Exemple d'adaptation avec un réseau résistif

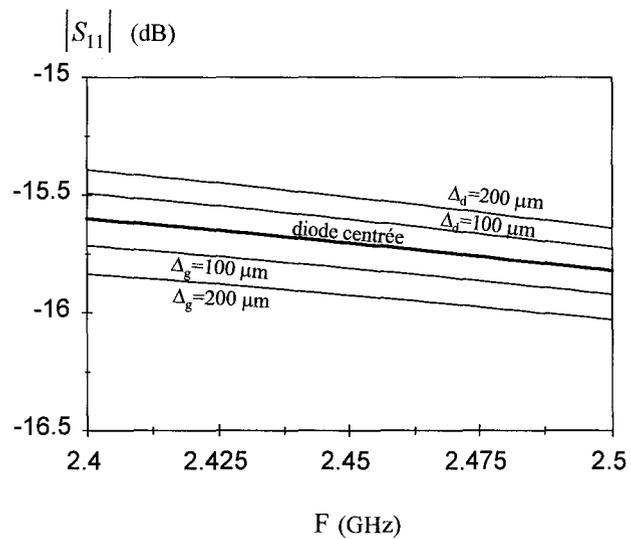


Figure II-5 : Adaptation du détecteur en fonction de la position de la diode sur le circuit (cas du réseau résistif de la figure II-4)

Ainsi, la simulation du module du coefficient de réflexion, présentée en figure II-5, montre que même un décalage de 200 μm dans le positionnement de la diode n'affecte pas vraiment l'adaptation de celle-ci.

En contrepartie, l'inconvénient majeur de cette technique est la diminution importante de la sensibilité résultant de la perte de puissance dissipée dans les résistances. Par conséquent, afin de limiter ces pertes, un compromis permettant d'obtenir une sensibilité et une adaptation correctes est inévitable. Ceci nous conduit à choisir une résistance série de 100 Ω et une résistance parallèle de 50 Ω . Dans de telles conditions, les sensibilités respectives pour les exemples donnés en figures II-2 et II-4 sont de 50 $\text{mV}/\mu\text{W}$ et 0.5 $\text{mV}/\mu\text{W}$ à la fréquence désirée de 2.45 GHz.

II.2.4. Influence de la température

Un autre aspect, souvent gênant dans un contexte industriel, concerne la dégradation des performances d'un détecteur en fonction des fluctuations de température. En effet, cela entraîne des variations non seulement des valeurs du schéma équivalent (figure II-1) mais également de la sensibilité de la diode [5]. Ainsi, en considérant une fréquence fixe de 2.45 GHz et une plage de température évoluant de 0°C à 50°C, nous comparons les performances des détecteurs, correctement positionnés sur le circuit, entre des réseaux d'adaptation réactive et résistive. Ainsi, les figures II-6 et II-7 présentent respectivement l'influence de la température sur les coefficients de réflexion et sur les sensibilités des détecteurs suivant les deux types d'adaptation précités. Les réseaux d'adaptation étant préalablement optimisés pour une température ambiante de 25 °C.

Ces courbes renforcent l'idée selon laquelle un détecteur adapté à l'aide de résistances est beaucoup moins sensible à la température qu'un détecteur à adaptation réactive (figure II-6). De la même manière, l'effet de la température est beaucoup moins prononcé sur la sensibilité obtenue dans le cas d'une adaptation résistive (figure II-7). Nous considérons donc, dans la suite de ces travaux, le cas de détecteurs à adaptation résistive indépendant de la température jusqu'à des variations de 20°C autour de l'ambiante de 25°C.

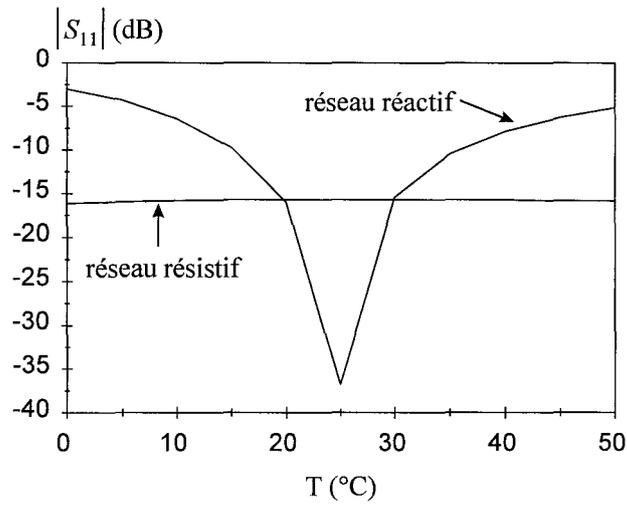


Figure II-6 : Influence de la température sur l'adaptation des détecteurs

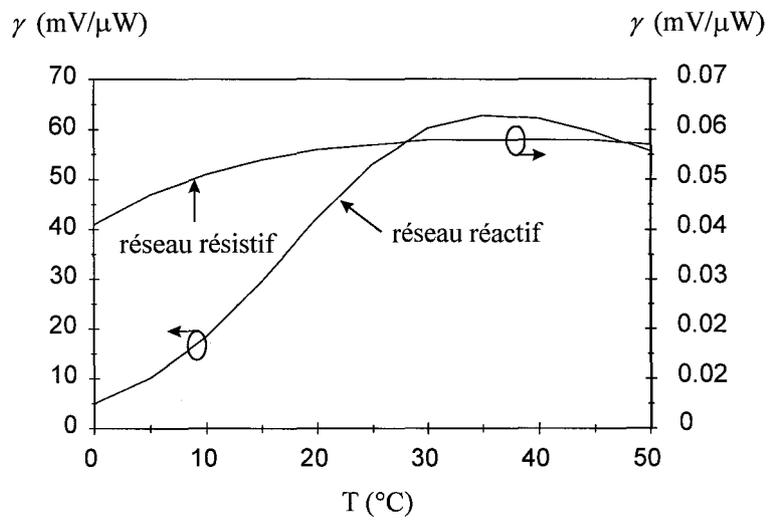


Figure II-7 : Influence de la température sur la sensibilité des détecteurs

II.2.5. Exemples de réalisation

Pour chacune des fréquences proposées, nous présentons, dans cette partie, les résultats concernant la réalisation des détecteurs hyperfréquences faible coût dont l'adaptation est assurée par un réseau résistif selon la figure II-4 (les substrats utilisés, de type Duroïd, sont ultérieurement définis suivant les fréquences). Notons que pour perturber au minimum la diode schottky, la collecte de la tension continue est assurée au moyen d'un amplificateur d'instrumentation à très haute impédance d'entrée. Ainsi, les figures II-8, II-9 et II-10 présentent une comparaison entre les mesures et les simulations de la tension détectée en fonction de la puissance microonde, aux fréquences respectives de 2.45 GHz, 10 GHz et 35 GHz. Cette confrontation montre un bon accord entre expérience et théorie au delà d'une certaine puissance. En deçà de celle-ci (limite inférieure de la zone quadratique), quelque soit la puissance présentée à la diode, la tension détectée reste quasiment constante. En fait, cette valeur qui correspond au minimum de puissance décelable dans le cas pratique (plancher de bruit), n'est pas prise en compte dans le modèle de simulation. Les principales caractéristiques mesurées sur les détecteurs sont données dans le tableau II-1.

F (GHz)	2.45	10	35
γ (mV/ μ W)	0.5	0.1	0.005
$ S_{11} $ (dB)	-15.5	-12.5	-11.5
zone quadratique (dB)	30	20	11

Tableau II-1 : Mesures des principales caractéristiques des détecteurs réalisés

Ces résultats nous indiquent que plus la fréquence augmente, plus la sensibilité, l'adaptation et la zone quadratique se dégradent.

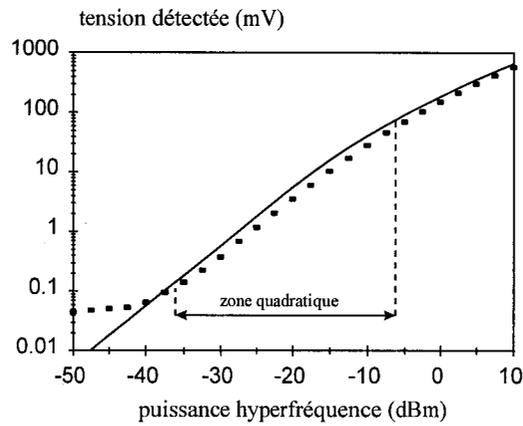


Figure II-8 : Evolution de la tension détectée en fonction de la puissance hyperfréquence - diode schottky HP HSMS 2850 [12] à F=2.45 GHz (réseau résistif) -
 (■ : mesures — : simulation)

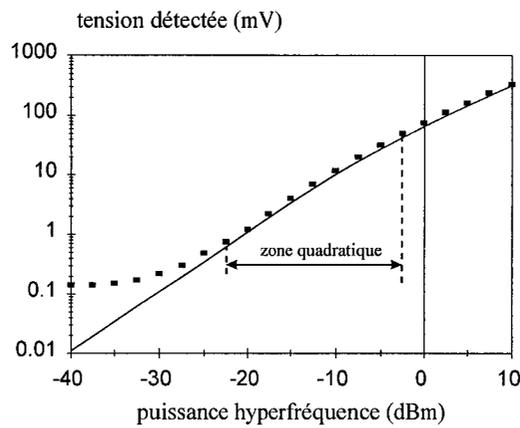


Figure II-9 : Evolution de la tension détectée en fonction de la puissance hyperfréquence - diode schottky HP HSMS 2860 [12] à F=10 GHz (réseau résistif) -
 (■ : mesures — : simulation)

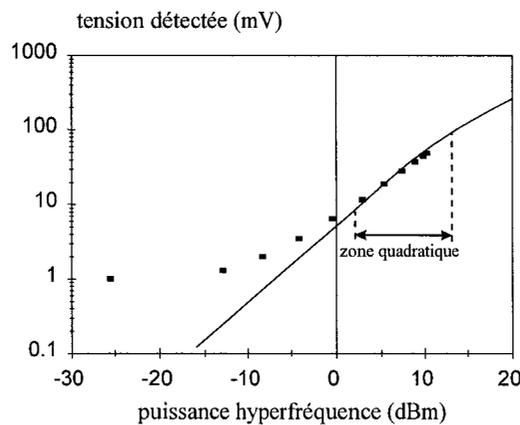


Figure II-10 : Evolution de la tension détectée en fonction de la puissance hyperfréquence - diode schottky MPL 236 à F=35 GHz (réseau résistif) -
 (■ : mesures — : simulation)

II.2.5. Conclusion

L'application visant à mesurer des puissances hyperfréquences de façon monochromatique nous incite, au premier abord, à utiliser des détecteurs à adaptations sélectives à l'aide de réseaux réactifs (§ II.2.2.). Cependant, cette technique suppose d'une part une bonne connaissance du schéma équivalent de la diode et d'autre part que celle-ci soit correctement positionnée sur le circuit car une mauvaise adaptation ($|S_{11}|(\text{dB}) > -10 \text{ dB}$) du détecteur est préjudiciable au bon fonctionnement du corrélateur complexe (§ I.5.5.). Ainsi, pour éviter l'éventualité d'un décalage de la fréquence de résonance (figures II-3 et II-6) et augmenter la robustesse des systèmes réalisés, nous choisissons plutôt une adaptation résistive (§ II.2.3.). Néanmoins, cette solution présente l'inconvénient majeur d'avoir, dans le cas traité, une sensibilité cent fois plus faible que celle obtenue avec le détecteur sélectif. Cela étant, ce désavantage n'est pas rédhibitoire puisqu'en fait la sensibilité "intrinsèque" de la diode schottky reste quasiment la même, seule la puissance consommée dans le pont résistif est en cause dans la forte diminution de la sensibilité du détecteur. Enfin, cette technique de l'adaptation résistive, déjà utilisée dans les détecteurs larges bandes de *Hewlett-Packard* [13], permet d'aboutir à la réalisation de trois détecteurs quadratiques robustes, quasiment indépendants de la température, faible coût et adaptés sur une ligne microruban 50Ω (TOS < 1.7) fonctionnant aux fréquences de 2.45 GHz, 10 GHz et 35 GHz avec des dynamiques exploitables (zone quadratique) respectives de 30 dB, 20 dB et 11 dB.

II.3. Systèmes de mesure opérant à 2.45 GHz

II.3.1. Introduction

Ce paragraphe est destiné à la présentation du dispositif microonde qui permet une mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission d'un objet sous test à la fréquence de 2.45 GHz. Après avoir caractérisé le circuit hyperfréquence, nous validons le système réalisé par des mesures de charges tests préalablement relevées à l'analyseur de réseaux. Ce système étant destiné à des applications industrielles, l'influence des fluctuations de la température ambiante sur la mesure des paramètres S est aussi étudiée dans ce paragraphe.

II.3.2. Réalisation et caractérisation du dispositif microonde

Le circuit, réalisé en technologie microruban, est gravé sur un substrat servant à l'implantation de l'ensemble des composants du système. Compte tenu de la fréquence de travail ($F=2.45$ GHz), deux types de substrat peuvent être envisagés de par leurs faibles pertes diélectriques. Il s'agit du Duroïd 6010.8 (ROGERS) [14] et de l'Epoxy FR4 0.8 dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau suivant :

F=2.45 GHz	Duroïd 6010.8	FR4 0.8
permittivité relative	10.8	4.8
facteur de pertes	0.001	0.03
hauteur du diélectrique	0.635 mm	0.8 mm
épaisseur de métallisation	17.5 μm	35 μm

Tableau II-2 : Caractéristiques des substrats utilisés à la fréquence de 2.45 GHz

Bien que l'Epoxy FR4 présente un très bon rapport qualité/prix à la fréquence envisagée de 2.45 GHz, nous réalisons dans un premier temps le dispositif en utilisant du Duroïd 6010.8, afin de se mettre dans les meilleures conditions (très faibles pertes diélectriques).

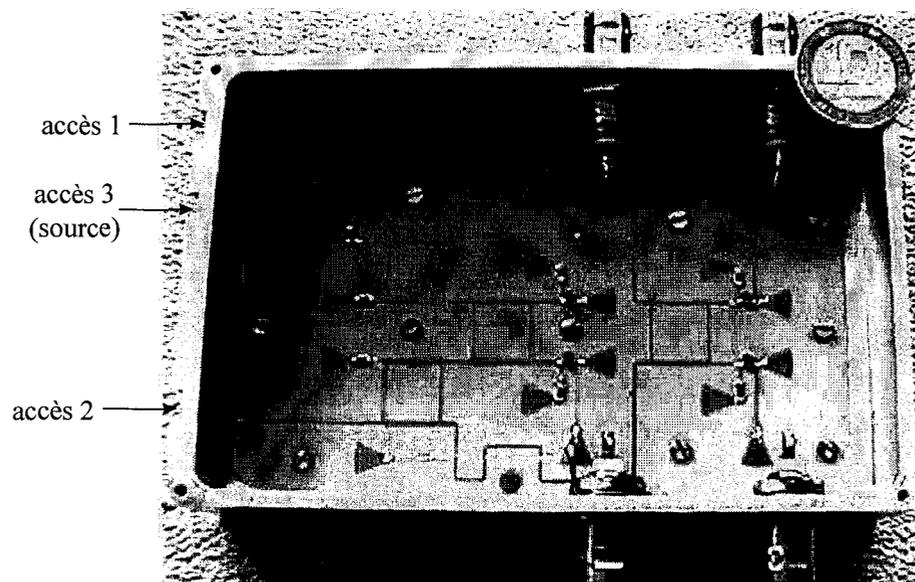
Ainsi, la figure II-11 montre une photographie du circuit, dans son boîtier métallique, comprenant un corrélateur complexe associé à un diviseur de puissance. Avant de valider le dispositif de mesure en utilisant des charges tests, nous allons d'abord caractériser ce circuit (figure II-11) en mesurant sa matrice de répartition [S] (en module). Les résultats de comparaison entre la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8510B et la simulation sur le logiciel MDS sont donnés dans le tableau II-3.

F=2.45 GHz	Expérimentation HP 8510B	Simulation MDS
$ S_{11} $ (dB)	-33.0	-41.1
$ S_{22} $ (dB)	-38.5	-48.2
$ S_{33} $ (dB)	-23.6	-43.3
$ S_{21} $ (dB)	-47.0	-79.6
$ S_{12} $ (dB)	-47.0	-79.6
$ S_{31} $ (dB)	-3.2	-3.2
$ S_{13} $ (dB)	-3.2	-3.2
$ S_{32} $ (dB)	-20.0	-21.0
$ S_{23} $ (dB)	-20.0	-21.0

Tableau II-3 : Caractérisation du circuit (Fig. II-11), confrontation expérience/simulation

Ces résultats très satisfaisants, montrent notamment une bonne adaptation de tous les accès ainsi qu'une isolation correcte entre les deux branches du corrélateur complexe.

Conformément à la configuration présentée en figure I-9, l'association d'un circulateur, en structure coaxiale, à deux circuits de ce type permet d'aboutir à un dispositif mesurant simultanément des coefficients de réflexion et de transmission.



**Figure II-11 : Photographie du dispositif de mesure opérant à $F=2.45$ GHz (SPMS-2450)
(Structure microruban - Substrat : Duroïd 6010.8)**

II.3.3. Etalonnage et calibrage du système de mesure

Comme nous l'avons mentionné dans le précédent chapitre, une phase préliminaire d'étalonnage et de calibrage du système de mesure des paramètres S (SPMS) est nécessaire à un fonctionnement optimum. Ceci implique l'élaboration de kits d'étalonnage (figure II-12) et de calibrage (figure II-13) compatibles avec une logique industrielle (simple, robuste et faible coût).

Concernant la phase d'étalonnage, la première étape, qui impose une charge adaptée de qualité (§ I.6.2.1.), utilise la charge CA_1 du kit de calibrage. Rappelons que la finalité des deux dernières étapes est d'obtenir les valeurs moyennes et maximales des tensions continues V_i , par reconstitution des évolutions sinusoïdales en fonction du déphasage $\Delta\phi$ entre les signaux d'entrées du corrélateur complexe. La solution la plus confortable serait d'employer un déphaseur continûment variable sur 360° . Cependant dans l'intérêt constant de simplicité et de bas coût, cette utilisation n'est pas envisageable. Par conséquent, nous choisissons de réaliser notre propre déphaseur au travers d'une technologie microruban sur de l'Epoxy FR4 0.8. Le choix s'est porté sur un déphaseur non continu construit à partir d'un ensemble de cinq lignes en circuit ouvert, utilisées en réflexion, de longueurs telles que le déphasage introduit entre chacune d'elles, soit de l'ordre de 72° (tableau II-4) afin de couvrir la gamme $[0-360^\circ]$. L'étalonnage en transmission est quant à lui effectué avec ce même kit que nous associons à l'une des branches d'un circulateur.

F=2.45 GHz	Kit de mesure en réflexion		kit de mesure en transmission	
	$ S_{11} $ (dB)	ϕ_{11} (deg)	$ S_{21} $ (dB)	ϕ_{21} (deg)
Ligne 1	-0.1	-141.2	-0.9	-122.2
Ligne 2	-0.3	154.9	-1.0	-177.5
Ligne 3	-0.4	79.1	-1.2	102.7
Ligne 4	-0.4	1.5	-1.1	10.4
Ligne 5	-0.5	-66.6	-1.0	-58.9

Tableau II-4 : Caractéristiques du kit d'étalonnage (figure II-12)

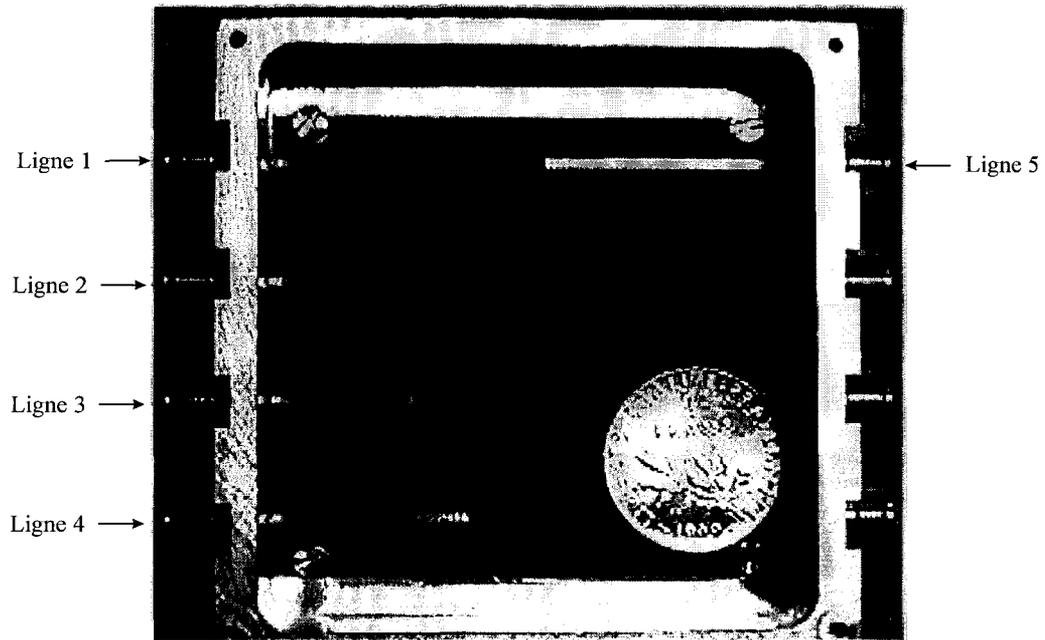


Figure II-12 : Kit d'étalonnage (Epoxy FR4 0.8) à F=2.45 GHz

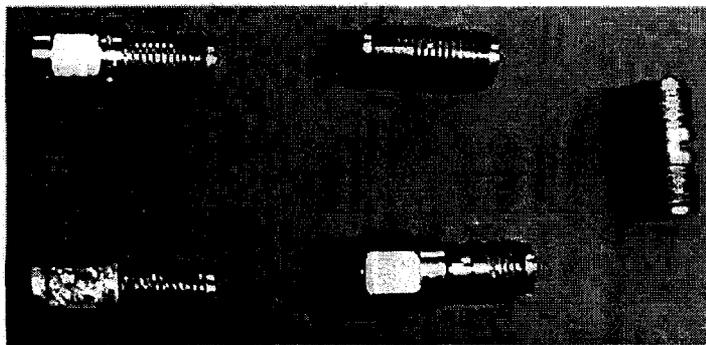


Figure II-13 : Kit de calibrage (SMA) à F=2.45 GHz

Nous remarquons que le déphasage entre chacune des lignes n'est pas rigoureusement égal à 72° . Cependant ceci n'est pas préjudiciable au bon fonctionnement du système à condition de connaître précisément les charges présentées par les lignes par des mesures au préalable à l'analyseur de réseaux. De plus, les pertes d'insertion introduites ont peu d'influence sur le modèle d'étalonnage puisque les écarts de pertes entre les lignes restent inférieurs à l'erreur maximale désirée.

De cette manière, par interpolation à partir des cinq points de mesure, nous reconstruisons dans un premier temps, une période des évolutions sinusoïdales des tensions V_i en sortie du corrélateur complexe. Les résultats de cette interpolation sont reportés en figure II-14 pour la configuration en réflexion et en figure II-15 pour la configuration en transmission. Puis, dans un second temps, nous appliquons la méthode d'étalonnage définie au paragraphe I.5. afin d'équilibrer les quatre voies de chacun des corrélateurs complexes.

Concernant le kit de calibrage (figure II-13), construit avec une connectique de type SMA, il comprend deux charges adaptées (CA_1 et CA_2), un court-circuit (CC), un circuit ouvert (CO) ainsi qu'une ligne de transmission "Thru". Ces charges n'étant pas idéales, elles sont caractérisées au préalable à l'analyseur de réseaux (tableau II-5) afin de tenir compte de leurs imperfections dans la correction vectorielle (§ I.7.2.).

	kit de mesure en réflexion		kit de mesure en transmission	
F=2.45 GHz	$ S_{11} $ (dB)	ϕ_{11} (deg)	$ S_{21} $ (dB)	ϕ_{21} (deg)
Charge Adaptée 1	-49.8	130.0	-	-
Charge Adaptée 2	-41.0	-109.0	-	-
Court-Circuit	-0.1	93.0	-	-
Circuit Ouvert	0.0	-86.7	-	-
Thru	-	-	0.0	40.5

Tableau II-5 : Caractéristiques relevées à l'analyseur de réseaux du kit de calibrage (figure II-13)

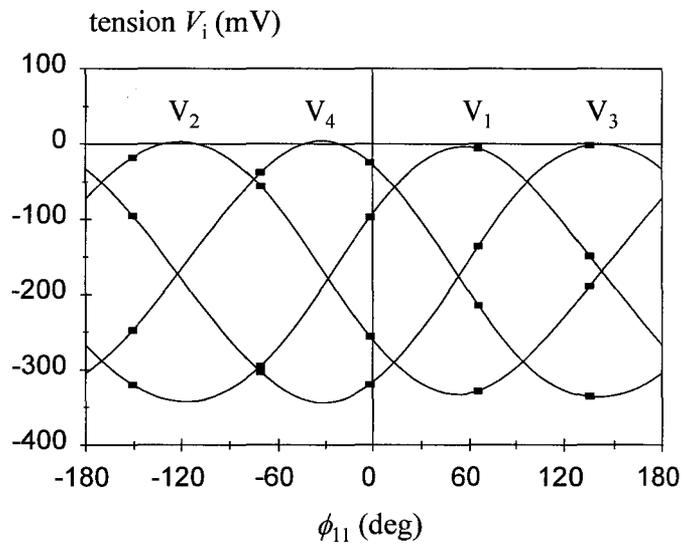


Figure II-14 : Etalonnage du système de mesure du coefficient de réflexion
F=2.45 GHz
 (■ : mesures — : interpolation)

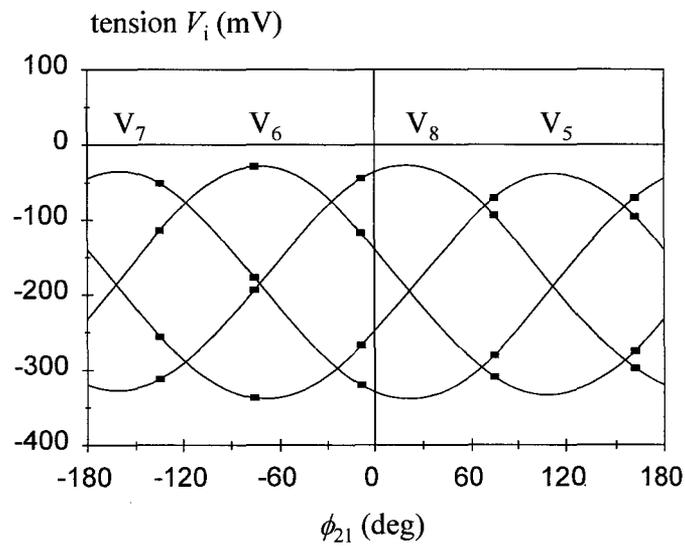


Figure II-15 : Etalonnage du système de mesure du coefficient de transmission
F=2.45 GHz
 (■ : mesures — : interpolation)

II.3.4. Validation par mesure de charges tests

Une fois le dispositif de mesure étalonné et calibré à la fréquence de travail de 2.45 GHz, nous procédons, en vue de sa validation, à la mesure de paramètres S de dipôles et de quadripôles, et comparons les résultats obtenus à ceux issus de la caractérisation à l'analyseur de réseaux HP 8510B. Ainsi, trois types de validation sont entreprises.

La première étape de validation du système est assurée en mesurant un quadripôle constitué de deux atténuateurs variables par plots (atténuations de 11 dB par pas de 1 dB et 110 dB par pas de 10 dB) mis en cascade. Un des accès du quadripôle ainsi constitué est court-circuité. De cette façon, le module du coefficient de réflexion de cette charge, préalablement relevé à l'analyseur de réseaux, évolue dans une dynamique importante de 30 dB (cette limite est due aux adaptations propres des atténuateurs). Nous présentons en figure II-16 la comparaison des résultats obtenus d'une part avec notre dispositif (SPMS) et d'autre part avec l'analyseur de réseaux HP 8510B (ANA) pour la mesure du module et de la phase du coefficient de réflexion. Ces évolutions témoignent d'un fonctionnement correct du système en réflexion dans la dynamique étudiée.

La deuxième phase de validation concerne la mesure en transmission du même quadripôle adapté ($|S_{11}|(\text{dB}) \sim -30 \text{ dB}$) où nous avons supprimé le court-circuit. Ainsi, les mesures en transmission de cette charge test, effectuées par notre système et l'analyseur de réseaux, sont comparées en figure II-17. Nous observons également un bon accord entre ces mesures en particulier dans la gamme $[-30 \text{ dB}, 0]$.

Ces deux premiers tests permettent ainsi de mettre en évidence le bon fonctionnement de chacun des corrélateurs complexes considérés séparément. En effet, la mesure du coefficient de réflexion d'un dipôle implique une transmission nulle, tandis que la mesure du coefficient de transmission d'un quadripôle adapté suppose un coefficient de réflexion négligeable.

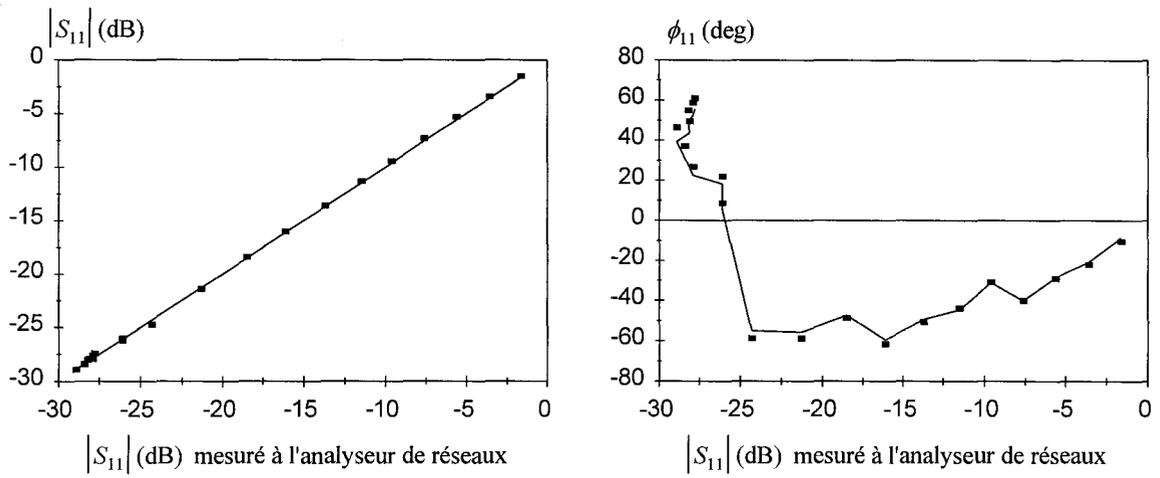


Figure II-16 : Résultat de comparaison de la mesure du coefficient de réflexion

F=2.45 GHz

(■ : SPMS — : ANA)

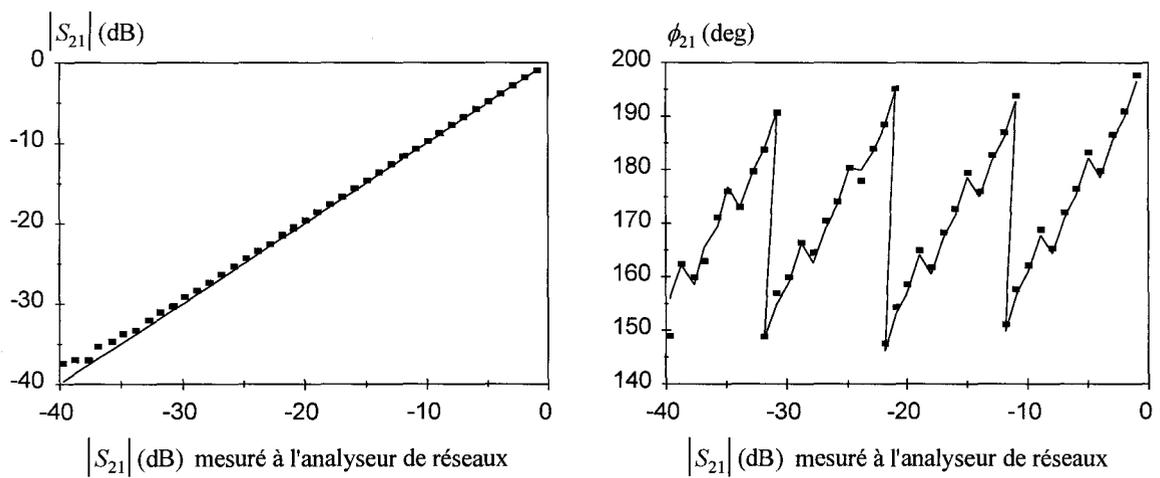


Figure II-17 : Résultat de comparaison de la mesure du coefficient de transmission

F=2.45 GHz

(■ : SPMS — : ANA)

La dernière étape de validation consiste en l'évaluation des performances du système lorsque les deux corrélateurs complexes fonctionnent en concomitance (mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission). Ceci nécessite la réalisation d'un quadripôle test dont les coefficients de réflexion et de transmission soient variables. La charge décrite par WOODS [15] satisfait à ces conditions; elle est constituée d'un court-circuit variable connecté à l'une des branches d'un té non adapté, les plans de référence du quadripôle test étant pris entre les deux autres accès du té (figure I-21).

Ainsi, la figure II-18 présente les résultats des mesures, en module et en phase, des coefficients de réflexion et de transmission en fonction de la position du piston de court-circuit. A la vue des résultats de notre système et de l'analyseur de réseaux, il apparaît clairement un bon accord même dans le cas critique où le quadripôle présente des pertes importantes tout en étant désadapté (autour de la position 25 du piston de court-circuit).

A partir des différentes charges tests mesurées, nous concluons qu'une différence de l'ordre de ± 0.2 dB en module et ± 2 degrés en phase est observée entre les résultats issus de notre système (SPMS) et ceux de l'analyseur de réseaux (ANA) dans les deux configurations de mesure (réflexion et transmission) pour une dynamique de 30 dB.

II.3.5. Influence des variations de la source hyperfréquence

Un aspect du système que nous n'avons pas encore abordé jusqu'ici, concerne les critères de choix de la source hyperfréquence qui alimente le dispositif. L'oscillateur était jusque-là considéré comme parfaitement stable, tant du point de vue de sa fréquence que de sa puissance de sortie. En réalité, puisque notre système est voué à des applications industrielles, la variation de certains paramètres (température et humidité ambiantes) est susceptible d'influencer le comportement de la source et par conséquent du dispositif de mesure. Aussi, il s'agit d'estimer comment des variations éventuelles des paramètres de la source (puissance et fréquence) se répercutent sur les performances énoncées.

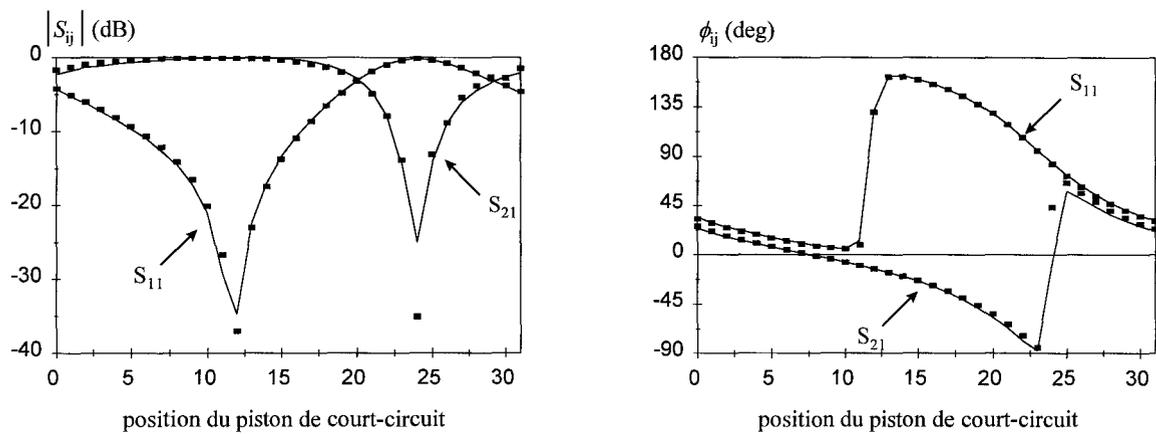


Figure II-18 : Résultat de comparaison de la mesure simultanée des coefficients de transmission et de réflexion F=2.45 GHz
 (■ : SPMS — : ANA)

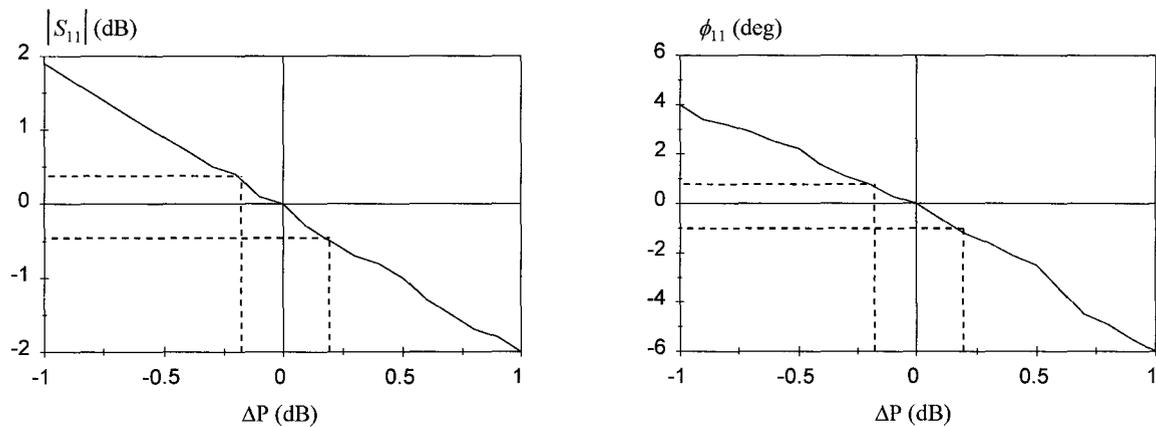


Figure II-19 : Influence de la variation de la puissance incidente de la source sur la mesure du coefficient de réflexion d'un circuit ouvert à F=2.45 GHz

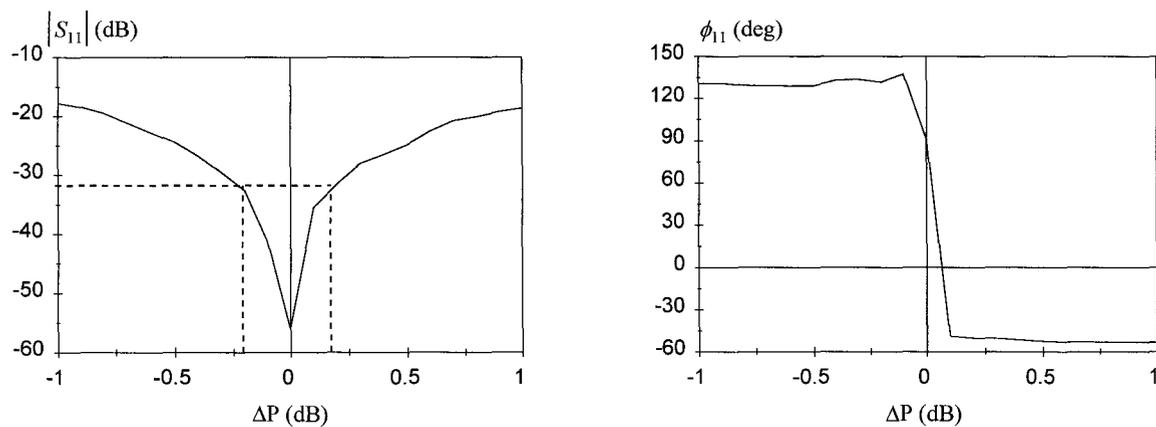


Figure II-20 : Influence de la variation de la puissance incidente de la source sur la mesure du coefficient de réflexion d'une charge adaptée à F=2.45 GHz

Dans un but de simplicité, les conditions expérimentales permettant d'étudier ce phénomène, mettent en œuvre uniquement le système de mesure en réflexion alimenté par un générateur microonde dont la fréquence et la puissance sont variables. Tandis que les étapes préliminaires d'étalonnage et de calibrage sont accomplies pour une puissance et une fréquence nominales, la mesure de charges connues est effectuée en faisant évoluer autour de leur position nominale et à tour de rôle, la puissance et la fréquence délivrées par le générateur.

Ainsi, nous employons deux charges présentant des modules de coefficient de réflexion très différents, à savoir un circuit ouvert et une charge adaptée. Les courbes des figures II-19 (cas du circuit ouvert) et II-20 (cas de la charge adaptée) montrent la conséquence d'un écart de puissance ΔP sur la mesure du module et de la phase de S_{11} , à la fréquence de 2.45 GHz. Il apparaît qu'une variation maximale de puissance de l'ordre de ± 0.2 dB est tolérable pour rester dans la gamme de précision donnée (§ II.3.4.).

De la même manière, pour ces deux charges tests, les figures II-21 et II-22 donnent, dans le cas d'une puissance nominale constante, le module et la phase de S_{11} pour des fréquences variant de 30 MHz autour de 2.45 GHz (variation de l'ordre du pour-cent). L'examen de ces courbes indique que la phase du coefficient de réflexion pour la mesure d'un circuit ouvert est très sensible au décalage de la fréquence de travail. En effet, l'approximation de cette courbe à une droite, autour de la fréquence de 2.45 GHz, donne une pente relatant qu'un écart de fréquence de 500 kHz provoque une variation de phase de deux degrés. Par conséquent, parmi la diversité d'oscillateurs microondes disponibles, et afin de répondre aux exigences précitées, notre choix s'oriente plutôt vers l'utilisation d'un oscillateur de type DRO (Dielectric Resonator Oscillator) qui a l'avantage de posséder une stabilité en fréquence meilleure que 5 ppm/°C. Ainsi, pour provoquer un décalage en fréquence proche de 500 kHz autour de la fréquence nominale de 2.45 GHz, il faudrait une variation en température de 40°C. Une telle variation de température sur un court intervalle de temps reste relativement peu probable. Un autre avantage de ces sources est leur stabilité en fréquence vis à vis de la tension d'alimentation, leur taux d'harmoniques négligeable et leur faible bruit de phase.

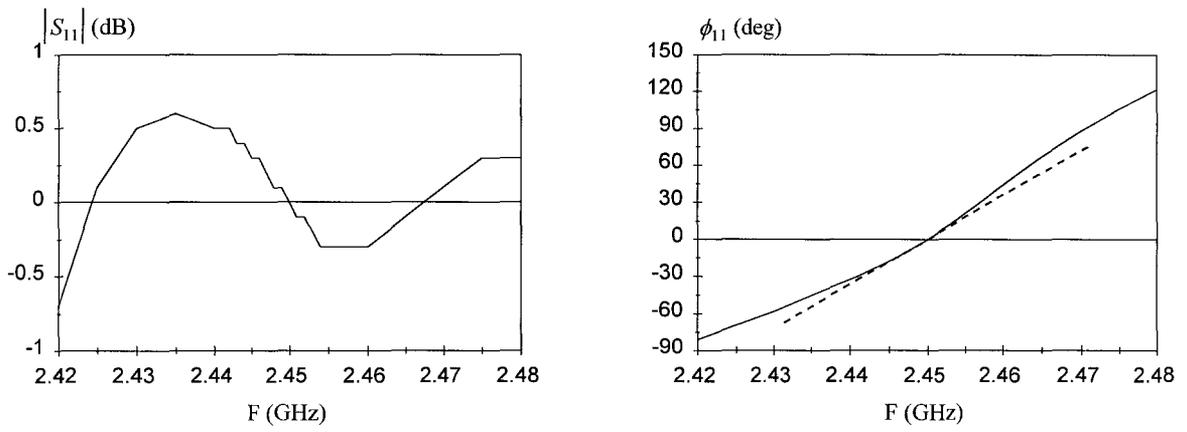


Figure II-21 : Influence de la variation de la fréquence de la source sur la mesure du coefficient de réflexion d'un circuit ouvert à puissance constante

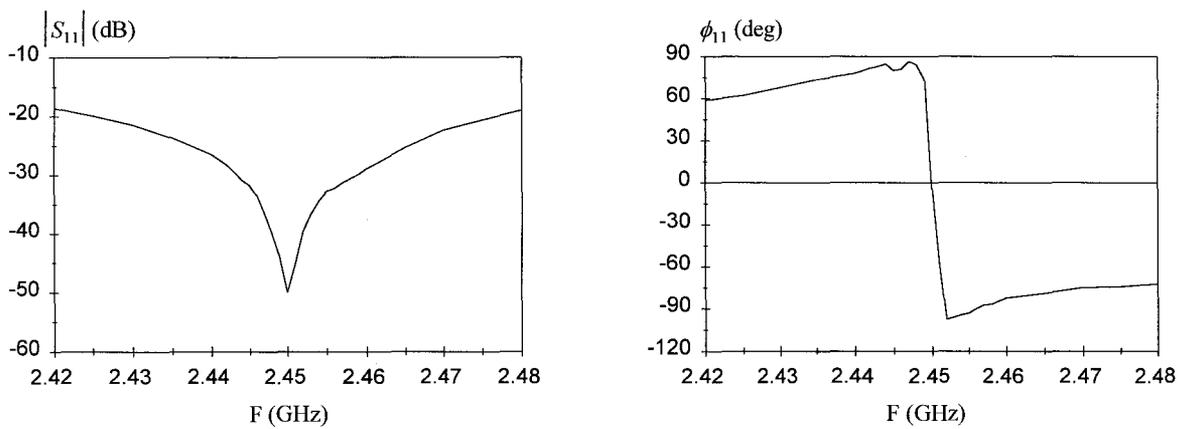


Figure II-22 : Influence de la variation de la fréquence de la source sur la mesure du coefficient de réflexion d'une charge adaptée à puissance constante

Cet oscillateur à résonateur diélectrique présente cependant l'inconvénient majeur de ne pas être stabilisé en puissance de sortie, la littérature annonçant classiquement des variations de puissance de ± 1 dB sur une plage très étendue de température (-55°C à 85°C). Toutefois, des essais en laboratoire sur une dynamique de température plus réduite de 40°C , nous laissent envisager des fluctuations de puissance de l'ordre de celles énoncées de ± 0.2 dB. Un autre désavantage de ces sources est leur prix, puisqu'il est près de cinq fois plus onéreux qu'un oscillateur contrôlé en tension (VCO).

Un moyen de réduire le coût de la source, en conservant des caractéristiques convenables en stabilité, serait de réaliser un synthétiseur de fréquences constitué d'un oscillateur de type VCO, asservi en puissance de sortie et associé à une boucle à verrouillage de phase (PLL).

II.3.6. Conclusion

Dans ce paragraphe dédié à la présentation du système opérant à 2.45 GHz (SPMS-2450), nous nous sommes attachés à définir les limites de fonctionnement et à apprécier la précision de mesure, à savoir une différence de ± 0.2 dB en module et de ± 2 degrés en phase, obtenue par comparaison à l'analyseur de réseaux. De plus, dans l'optique d'une utilisation en milieu industriel, nous avons également étudié les répercussions d'une variation de température sur ces caractéristiques de mesure. Enfin, cet outil est à la base de nouveaux capteurs pour le contrôle non destructif de matériaux.

II.4. Systèmes de mesure opérant à 10 GHz

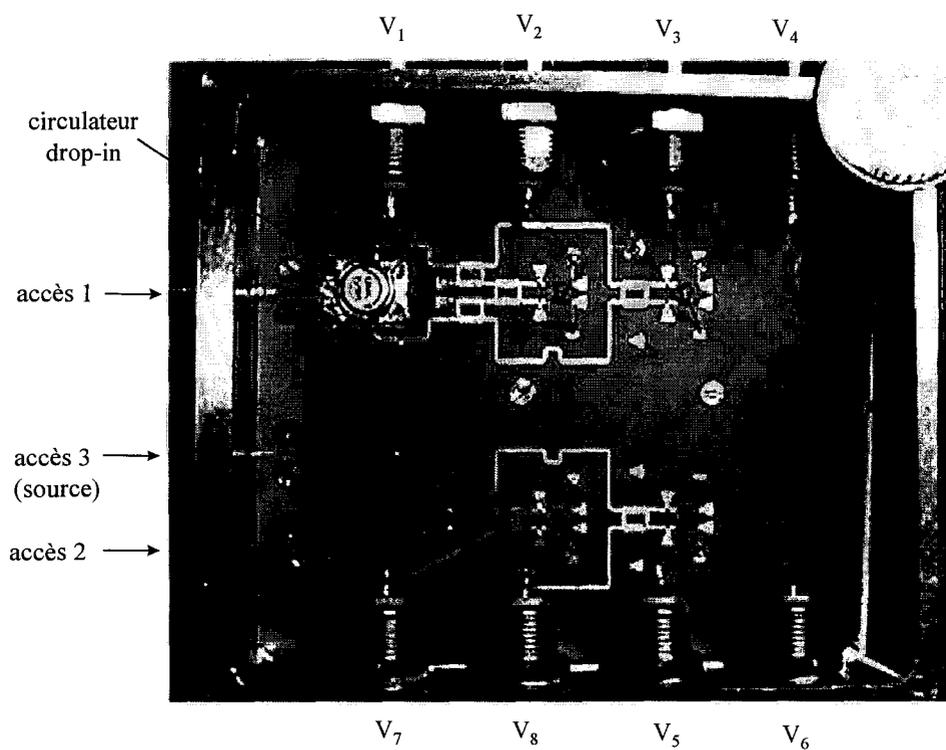
II.4.1. Introduction

Comme nous l'avons déjà souligné, un moyen de surmonter la restriction à un fonctionnement monochromatique est la réalisation de plusieurs systèmes opérant à des fréquences particulières préalablement sélectionnées. Ce paragraphe donne les principales caractéristiques d'un dispositif de mesure à 10 GHz (SPMS-10000) basé sur le même principe que le SPMS-2450.

II.4.2. Réalisation et caractérisation du dispositif microonde

Les circuits fonctionnant à la fréquence de 10 GHz sont également réalisés en technologie microruban, par contre, le substrat est différent de celui utilisé à la fréquence de 2.45 GHz. En effet, plus la fréquence est élevée, plus les pertes diélectriques dans le substrat augmentent, ce qui rend difficile, par exemple, l'emploi de l'Epoxy FR4 0.8 au delà de la fréquence de 3 GHz. Cependant, le substrat de type Duroïd 6010.8 présenté auparavant, possède quant à lui, des pertes qui restent faibles à la fréquence considérée de 10 GHz (facteur de pertes typiquement de l'ordre de 0.002). Ainsi, la figure II-23 montre le circuit, implanté dans son boîtier, autorisant des mesures simultanées des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle sous test placé entre les accès 1 et 2. La source microonde, connectée à l'accès 3, génère un signal monochromatique supposé stable en fréquence et en puissance de sortie.

Cette photographie montre clairement les deux corrélateurs complexes associés à deux diviseurs de puissance et à un circulateur. Notons à ce propos, que contrairement au système réalisé à la fréquence de 2.45 GHz, le circulateur n'est pas en structure coaxiale connectée, mais en boîtier de type "drop-in" permettant son intégration sur le même substrat que le circuit. Nous reportons dans le tableau II-6 (cas 1), les performances du constructeur de ce composant en ce qui concerne les paramètres d'adaptation, d'isolation et les pertes d'insertion.



**Figure II-23 : Photographie du dispositif de mesure opérant à $F=10$ GHz (SPMS-10000)
(Structure microruban - Substrat : Duroïd 6010.8)**

Compte tenu que le circulateur est inséré au sein même du circuit, nous n'avons pas directement accès aux valeurs exactes de ses grandeurs caractéristiques. Par conséquent, nous estimons par rétro-simulation les valeurs (cas 2 du tableau II-6) qui permettent d'approcher aux mieux les résultats de mesure. Les écarts constatés sont probablement dus à l'implantation difficile du circulateur dans le boîtier (problèmes mécaniques).

F=10 GHz	cas 1 (données constructeur)	cas 2 (rétro-simulation)
adaptation (dB)	-20	-15
isolation (dB)	-20	-15
pertes d'insertion (dB)	0.5	1.5

Tableau II-6 : Caractéristiques du circulateur suivant deux cas particuliers

Concernant la caractérisation hyperfréquence du dispositif, celle-ci a révélé que le boîtier dans lequel est fixé le substrat, et notamment la présence d'un couvercle métallique, influence de façon significative sur les performances attendues. Ainsi, la mesure des paramètres S à l'analyseur de réseaux, dans les plans de référence des connecteurs SMA des trois accès, a montré que la présence de ce couvercle se traduit essentiellement par une dégradation de l'isolation entre les voies de mesure (accès 1 et 2). Il semblerait qu'un phénomène de rayonnement, dû aux raccordements des lignes d'accès au circulateur, soit à l'origine de ces perturbations. En effet, les ondes rayonnées par d'éventuelles discontinuités sont susceptibles d'être réfléchies par le couvercle métallique, et ainsi perturber les ondes guidées se propageant dans le circuit réalisé. Un moyen d'y remédier est d'utiliser un absorbant microonde recouvrant la totalité de la face intérieure du couvercle métallique.

Nous résumons, dans le tableau II-7, les résultats de ces mesures et ceux obtenus par simulation sur le logiciel MDS dans les différents cas considérés. Remarquons que ce logiciel ne tenant pas compte des phénomènes de rayonnement, les résultats de simulation restent indicatifs.

F=10 GHz	Mesure			Simulation sur MDS	
	boîtier sans couvercle	boîtier avec couvercle	boîtier avec absorbant	cas 1	cas 2
$ S_{11} $ (dB)	-14.0	-14.4	-13.5	-20.3	-15.2
$ S_{22} $ (dB)	-13.1	-12.3	-11.3	-34.5	-34.5
$ S_{33} $ (dB)	-13.1	-13.1	-12.3	-22.7	-21.1
$ S_{21} $ (dB)	-49.3	-29.7	-46.0	-104.1	-100.7
$ S_{12} $ (dB)	-40.1	-25.1	-44.5	-87.8	-88.8
$ S_{31} $ (dB)	-23.3	-23.2	-25.8	-23.4	-20.0
$ S_{13} $ (dB)	-8.6	-8.4	-8.4	-7.2	-8.2
$ S_{32} $ (dB)	-22.4	-20.4	-20.8	-27.0	-27.0
$ S_{23} $ (dB)	-22.4	-20.4	-20.8	-27.0	-27.0

Tableau II-7 : Confrontation expérience - simulation du circuit de la figure II-23

Notons que l'ajout de l'absorbant permet, tout en bénéficiant d'un boîtier fermé, d'améliorer sensiblement les paramètres d'isolation en gardant des coefficients d'adaptation comparables à la situation sans couvercle. Une possibilité pour améliorer l'adaptation des accès du circuit est l'introduction, au moins sur les accès 2 et 3, d'une ligne de transmission unidirectionnelle (isolateur). Ceci n'étant évidemment pas envisageable pour l'accès 1, où se mesure le coefficient de réflexion. Rappelons que, d'après les simulations entreprises au chapitre I, une mauvaise adaptation de cet accès de mesure engendre une dynamique d'utilisation plus réduite pour la détermination des coefficients de réflexion et de transmission d'un quadripôle non adapté.

Cette caractérisation en terme de paramètres S, du circuit microonde réalisé, met en évidence l'importance à consacrer à l'implantation du circulateur dans le boîtier. Même si le circuit est perfectible et malgré les performances moyennes obtenues, nous utilisons ce circuit afin de mettre en exergue l'influence du circulateur sur la mesure des paramètres de réflexion et de transmission d'une charge test.

II.4.3. Étalonnage et calibrage du système de mesure

De la même manière que pour le dispositif fonctionnant à la fréquence de 2.45 GHz, nous construisons un kit d'étalonnage en réflexion composé de cinq lignes microrubans terminées par un circuit ouvert. Rappelons également qu'un circulateur (en structure coaxiale) est simplement ajouté afin de réaliser le kit d'étalonnage en transmission.

L'étalonnage du système de mesure en réflexion est effectué en connectant, tout d'abord une charge adaptée puis, à tour de rôle, les cinq longueurs de ligne du kit précité, sur l'accès 1 du mesureur. L'accès 2 étant connecté sur une charge adaptée. A partir de ces cinq points de mesures, une fonction d'interpolation est construite afin de mettre en équation la variation des signaux V_i en fonction de la phase du coefficient de réflexion ϕ_{11} .

La figure II-24.a représente la variation de cette fonction pour chacune des tensions V_i et traduit une évolution sinusoïdale légèrement distordue (sinusoïde entachée d'harmoniques). Nous considérons alors que cette fonction d'interpolation s'écrit sous la forme d'une série de Fourier, limitée à la première harmonique pour simplifier la méthode, et s'exprime par la forme suivante :

$$f_i(\phi_{11}) = A_{i0} + A_{i1} \sin \phi_{11} + A_{i2} \cos \phi_{11} + A_{i3} \sin(2\phi_{11}) + A_{i4} \cos(2\phi_{11}) \quad (\text{II-1})$$

où A_{i0} , (A_{i1}, A_{i2}) et (A_{i3}, A_{i4}) sont respectivement les coefficients relatifs aux termes constant, fondamental et harmonique.

Les paramètres A_{i0} à A_{i4} sont alors déterminés par la résolution d'un système mathématique linéaire de cinq équations à cinq inconnues, obtenues à partir des cinq positions du déphaseur du kit d'étalonnage. Cependant, pour rester compatible avec le modèle d'étalonnage (chapitre I), une approximation au premier ordre des fonctions $f_i(\phi_{11})$ est effectuée en ne prenant en compte que les termes constant et fondamental (figure II-24.b). Les paramètres d'étalonnage (définies au § I.5.3.) sont ainsi calculées pour des évolutions parfaitement sinusoïdales tandis que les signaux réellement mesurés sont entachés d'harmoniques.

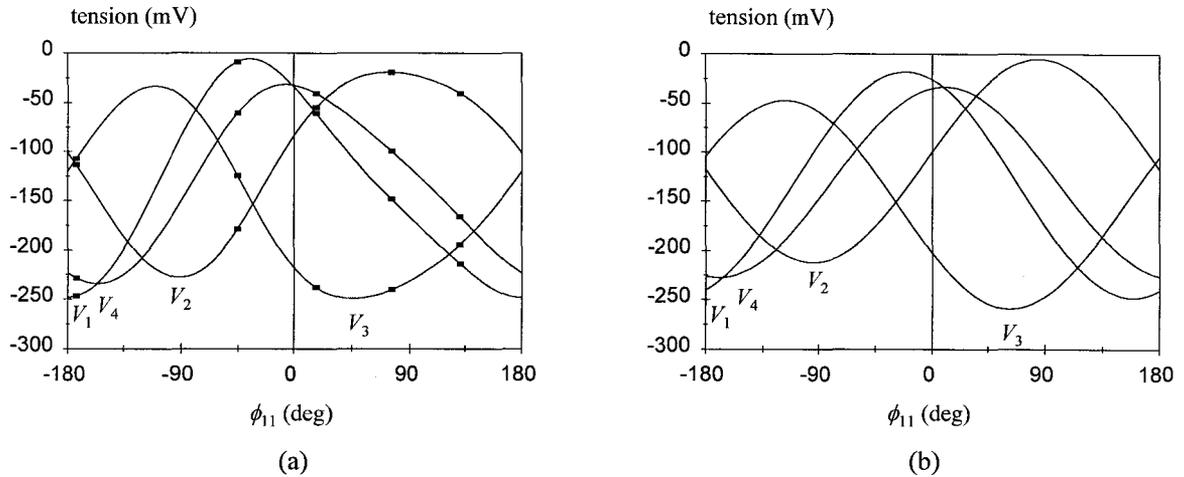


Figure II-24 : Résultat de l'étalonnage en réflexion à F=10 GHz

■ : mesures (V_i) — : interpolation (f_i)

a) signaux bruts

b) approximation à des sinusoides

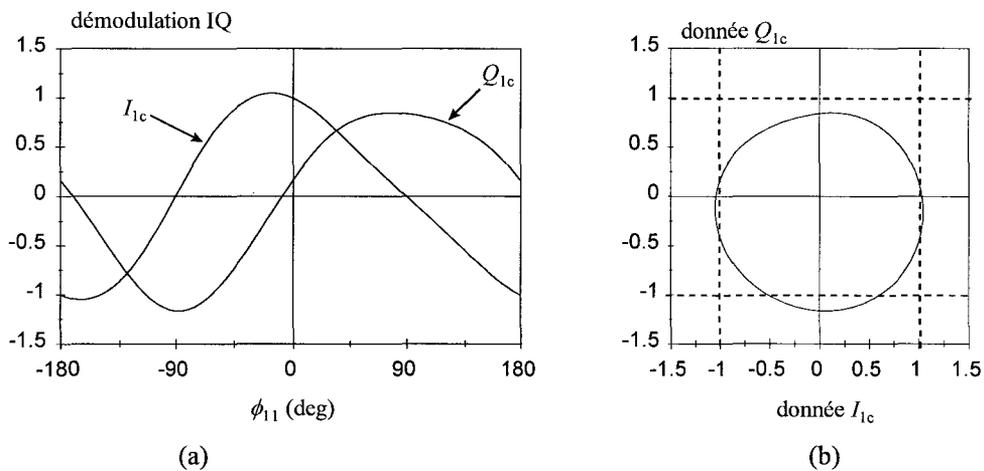


Figure II-25 : Résultat de la démodulation IQ à F=10 GHz pour une mesure en réflexion

a) calcul des données IQ à partir des tensions V_i de la figure II-24.a

b) représentation des données dans le plan IQ

La perte d'informations due à cette approximation est la cause principale des erreurs de mesures occasionnées. La correction des signaux issus des courbes de la figure II-24.a est réalisée par application des équations caractéristiques (§ I.5.3.) de façon à calculer les grandeurs I_{1c} et Q_{1c} . Les deux types de représentation de ces grandeurs, donnés en figure II-25, font apparaître des erreurs importantes évoluant en fonction de la phase du coefficient de réflexion mesuré.

De la même manière, nous représentons en figure II-26 les signaux bruts et approximatés dans le cas d'un étalonnage en transmission. Les grandeurs I_{2c} et Q_{2c} , calculées à partir des tensions V_i de la figure II-26.a, sont visualisées suivant les deux types de représentation donnés en figure II-27. Il apparaît clairement que les erreurs commises en transmission sont beaucoup plus faibles qu'en réflexion. Afin de chiffrer dans quelle proportion un cas est meilleur que l'autre, nous élaborons un critère de qualité, pour chacun des corrélateurs complexes, en moyennant pour les quatre signaux V_i , le taux d'harmonique par rapport au fondamental. Nous les définissons, en décibel, pour des mesures en réflexion et en transmission, par les termes respectifs T_r et T_t suivants :

$$T_r = 10 \log \left(\frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 \frac{A_{i3}^2 + A_{i4}^2}{A_{i1}^2 + A_{i2}^2} \right) \quad (\text{II-2})$$

$$T_t = 10 \log \left(\frac{1}{4} \sum_{i=5}^8 \frac{A_{i3}^2 + A_{i4}^2}{A_{i1}^2 + A_{i2}^2} \right) \quad (\text{II-3})$$

En fait, plus ces quantités sont faibles, moins les erreurs engendrées lors des mesures sont importantes.

Le tableau II-8 expose les résultats des calculs de ces quantités pour chacun des dispositifs de mesures en réflexion et en transmission opérant soit à 10 GHz soit à la fréquence de 2.45 GHz (§ II.3.).

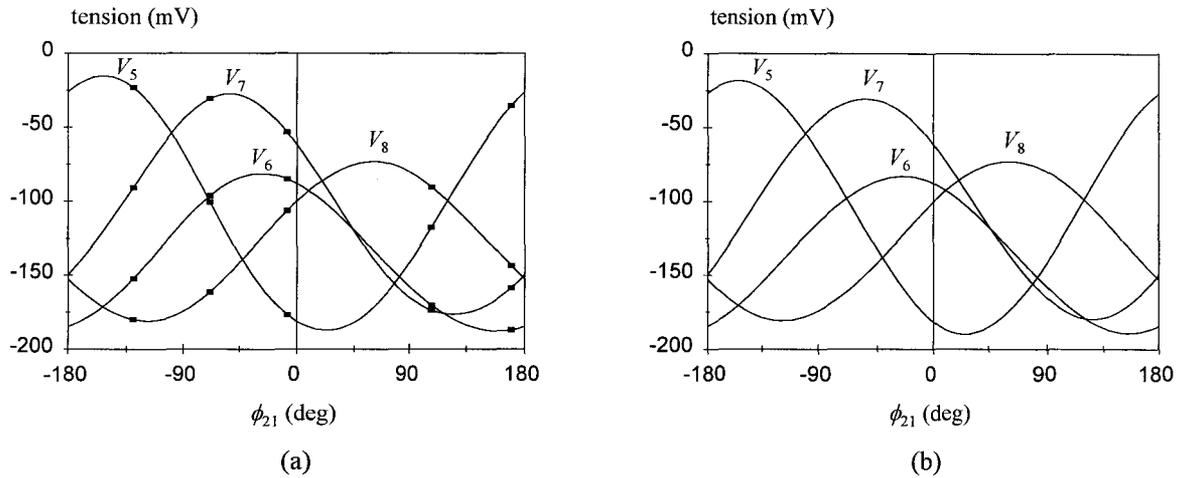


Figure II-26 : Résultat de l'étalonnage en transmission à F=10 GHz

■ : mesures (V_i) — : interpolation (f_i)

a) signaux bruts

b) approximation à des sinusôides

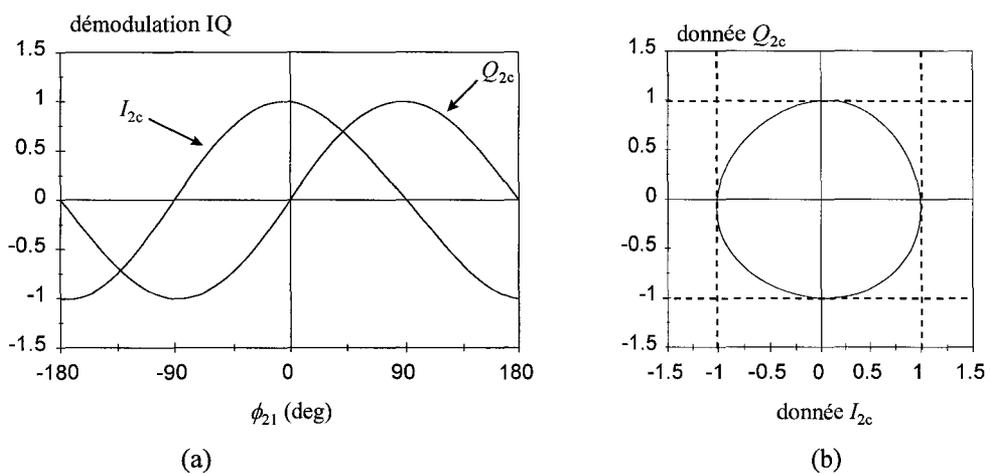


Figure II-27 : Résultat de la démodulation IQ à F=10 GHz pour une mesure en transmission

a) calcul des données IQ à partir des tensions V_i de la figure II-26.a

b) représentation des données dans le plan IQ

	F=10 GHz	F=2.45 GHz
T_r (dB)	-15.8	-27.2
T_t (dB)	-28.7	-34.2

Tableau II-8 : Calcul des quantités T_r et T_t

Ces résultats indiquent, quel que soit la fréquence sélectionnée, que les performances en transmission sont meilleures qu'en réflexion. Ceci s'explique par la présence du circulateur sur l'accès de mesure (accès 1).

De plus, ce même circulateur, de par des adaptations et isolations trop moyennes, est la cause principale de la forte dégradation des signaux en sortie du corrélateur complexe destiné à la mesure en réflexion.

II.4.4. Validation par mesure de charges tests

Cette partie est destinée à valider le dispositif de mesure des paramètres S , préalablement étalonné et calibré à la fréquence 10 GHz. Tout d'abord, nous considérons le cas d'un dipôle (mesure en réflexion) et d'un quadripôle (mesure en transmission) à faibles pertes d'insertion en utilisant comme charge test les cinq lignes du déphaseur employées lors de l'étalonnage du système. Pour ces configurations de mesure, nous déterminons les paramètres S_{11} et S_{21} à partir des données (I_{1c} et Q_{1c}) et (I_{2c} et Q_{2c}) respectivement représentées en figures II-25 et II-27 et obtenues par interpolation des cinq points de mesure suivant l'équation II-1. Nous reportons en figure II-28 les erreurs de mesure sur le module et la phase des coefficients de réflexion et de transmission de ces charges tests, déduites par comparaison aux valeurs relevées sur l'analyseur de réseaux.

Conformément à ce qui vient d'être énoncé, la mesure en transmission est nettement plus précise que celle en réflexion. Dans le cas le plus favorable (mesure en transmission) nous cherchons également à estimer la précision de mesure lorsque le quadripôle à tester présente, cette fois-ci, des pertes d'insertion considérables.

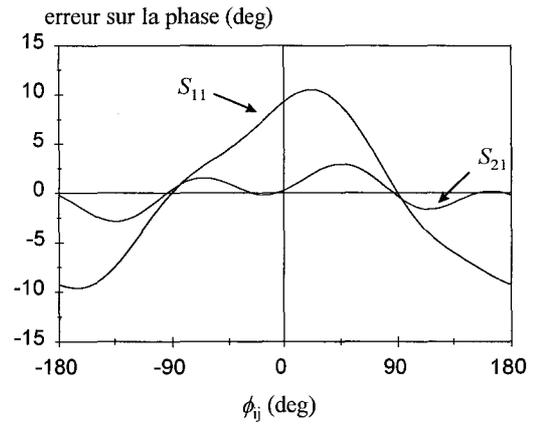
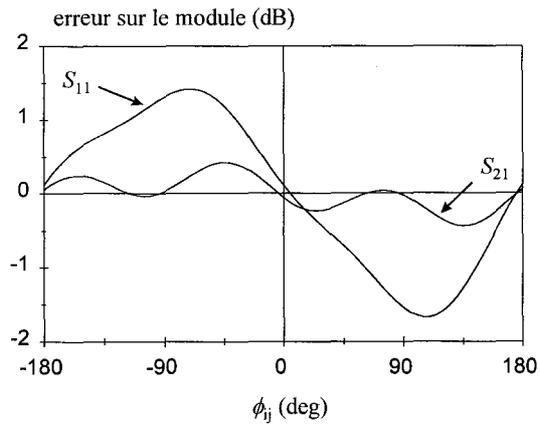
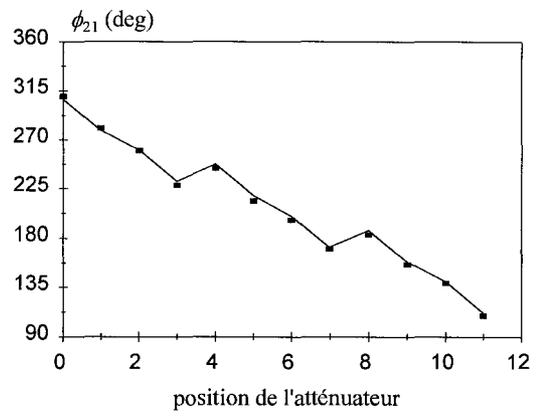
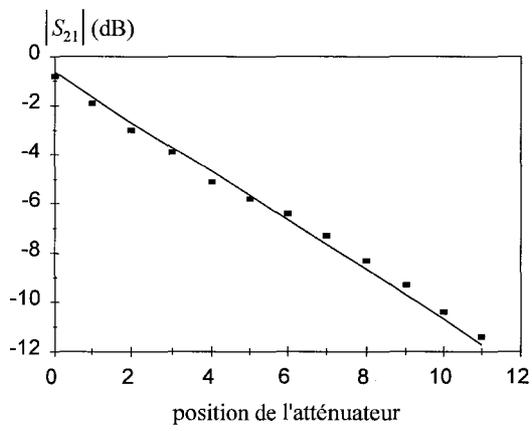


Figure II-28 : Erreurs en réflexion et en transmission à F=10 GHz

Ceci est réalisé en mesurant un atténuateur variable (0-11 dB) adapté, d'une part à l'aide du SPMS-10000 et d'autre part avec l'analyseur de réseaux. Les résultats de ces expérimentations reportés en figure II-29 montrent une correspondance satisfaisante des valeurs issues des deux moyens de mesure.

II.4.5. Conclusion

Dans ce paragraphe nous avons remarqué que le principe de mesure adopté pour la réalisation du SPMS-2450 reste viable à des fréquences plus élevées. Ainsi, le SPMS-10000 montre lui aussi de bonnes aptitudes à mesurer les coefficients de réflexion et de transmission d'un objet sous test. Cependant, nous avons vu que la mesure du coefficient de réflexion est beaucoup plus sujette à discussion. En effet, nous avons montré qu'elle souffre de la présence du circulateur en structure "drop-in", inséré dans le bras de mesure, dont l'implantation est la source, en grande partie, des erreurs qui entachent la mesure. Néanmoins, cet inconvénient peut être surmonté en rectifiant la technique d'implantation ou alors en remplaçant ce circulateur par un autre en structure coaxiale connectivée. Ceci aurait pour effet, comme pour le SPMS-2450, de séparer correctement les deux démodulateurs IQ (substrat séparé). Enfin, remarquons que pour les mêmes raisons que celles exposées dans le chapitre précédent nous avons aussi utilisé un DRO pour cette fréquence de travail de 10 GHz.



**Figure II-29 : Résultat de comparaison de la mesure du coefficient de transmission
F=10 GHz
(■ : SPMS — : ANA)**

II.5. Systèmes de mesure opérant à 35 GHz

II.5.1. Introduction

Dans ce paragraphe, nous présentons un dispositif de mesure du coefficient de réflexion, fonctionnant à la fréquence de 35 GHz (SPMS-35000). Bien qu'étant conçu à partir du même principe que celui utilisé pour le SPMS-2450 et le SMPS-10000, la réalisation de ce système nécessite la résolution de difficultés inhérentes aux dispositifs opérant aux fréquences millimétriques.

II.5.2. Réalisation du dispositif de mesure

Toujours réalisé autour d'une technologie microruban, les circuits opérant à la fréquence de 35 GHz sont gravés, cette fois-ci, sur un substrat de type Duroïd 5880 [16] dont les principales caractéristiques sont résumées dans le tableau II-9 ci-dessous.

F=35 GHz	Duroïd 5880
permittivité relative	2.2
facteur de pertes	0.005
hauteur du diélectrique	254 μm
épaisseur de métallisation	17.5 μm

Tableau II-9 : Caractéristiques du substrat utilisé à la fréquence de 35 GHz

Remarquons qu'à cette fréquence de travail, le circulateur est obligatoirement choisi de type connecteurisé puisqu'il n'est pas encore disponible en boîtier "drop-in" (les fournisseurs annoncent une possibilité pour le premier trimestre 2000). De plus, contrairement aux fréquences de 2.45 et 10 GHz, il est proscrit à la fréquence de 35 GHz d'utiliser des connecteurs de type SMA pour les liaisons avec le circuit microruban (source, dispositif sous test, circulateur).

Une alternative possible serait l'emploi de connecteurs coaxiaux de type K, mais compte tenu de leur prix trop onéreux et puisque la source et le circulateur sont en structure de type guide d'onde WR28, nous préférons construire des transitions guide-microruban.

Le système électronique complet de la mesure d'un coefficient de réflexion, représenté en figure II-30, regroupe la source hyperfréquence, le circuit microruban, les transitions guide-microruban, le circulateur ainsi que les amplificateurs des tensions continues en sortie du corrélateur complexe. Remarquons que la distance importante qui sépare les deux transitions de la voie de mesure est calculée de façon à correspondre à la dimension des coudes rigides associés au circulateur.

II.5.3. Description de la transition guide-microruban

La transition guide-microruban, visualisée en figure II-31, est constituée d'un simple tronçon de guide d'onde à l'intérieur duquel est centrée une arrête métallique (appelée également "ridge") de faible largeur comparativement au grand côté du guide rectangulaire et de hauteur telle que l'arrête repose sur la ligne microruban. Le guide "ridgé" a la propriété d'abaisser l'impédance caractéristique du mode fondamental TE_{10} se propageant à l'intérieur du guide [17]. Ainsi, la transition entre le guide d'onde rectangulaire et la ligne microruban doit permettre une transformation progressive de l'impédance caractéristique élevée du guide à celle de la ligne du circuit microruban fixée à 50Ω . Celle-ci peut se faire de manière optimale en utilisant un "ridge" ayant la forme d'un cosinus [18], mais dans un souci de simplicité de réalisation mécanique, nous optons plutôt pour une solution approximative consistant à reproduire le mieux possible le profil en cosinus en utilisant des marches d'escalier.

Des travaux de conception et de réalisation antérieurs à cette étude [19] ont mené à l'utilisation d'une transition guide-microruban optimisée dans la bande Ka autour de la fréquence de 35 GHz. Néanmoins, un réglage de la position du "ridge" est prévu afin d'obtenir, de façon expérimentale, la meilleure adaptation possible dans le plan de référence du guide d'onde.

Ainsi, après quelques essais sur l'analyseur de réseaux HP 8510C, nous retenons dans la suite de l'étude une position qui donne une adaptation de ces cellules de -20 dB et des pertes d'insertion égales à 0.5 dB.

II.5.4. Caractérisation du circuit hyperfréquence

Le circuit hyperfréquence de la figure II-30 est caractérisé à l'aide de l'analyseur de réseaux HP 8510C, dans les plans de référence des trois transitions guide-microruban (le circulateur et la source étant déconnectés). Les résultats exposés dans le tableau II-10 montrent la comparaison entre la mesure (HP 8510C) et la simulation (MDS) des modules des paramètres S du circuit.

F=35 GHz	Expérimentation HP 8510C	Simulation MDS
$ S_{11} $ (dB)	-9.0	-22.8
$ S_{22} $ (dB)	-10.1	-20.3
$ S_{33} $ (dB)	-16.8	-19.0
$ S_{21} $ (dB)	-50.0	-54.3
$ S_{12} $ (dB)	-50.0	-54.3
$ S_{31} $ (dB)	-8.2	-8.2
$ S_{13} $ (dB)	-8.2	-8.2
$ S_{32} $ (dB)	-33.0	-27.5
$ S_{23} $ (dB)	-33.0	-27.5

Tableau II-10 : Confrontation expérience - simulation du circuit de la figure II-30

Malgré des performances en adaptation aux accès 1 et 2 inférieures aux valeurs escomptées, les termes d'isolation et de pertes d'insertion sont conformes à nos attentes.

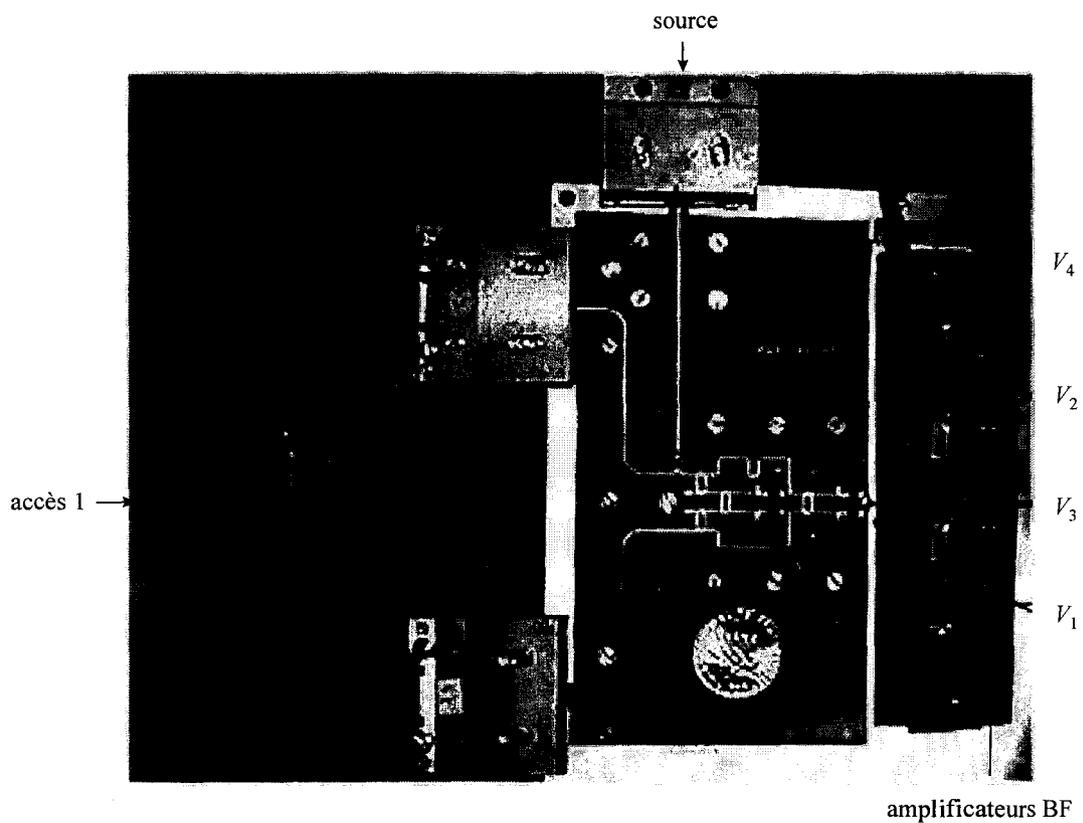


Figure II-30 : Photographie du dispositif de mesure opérant à $F=35$ GHz (SPMS-35000) (Structure microruban - Substrat : Duroïd 5880)

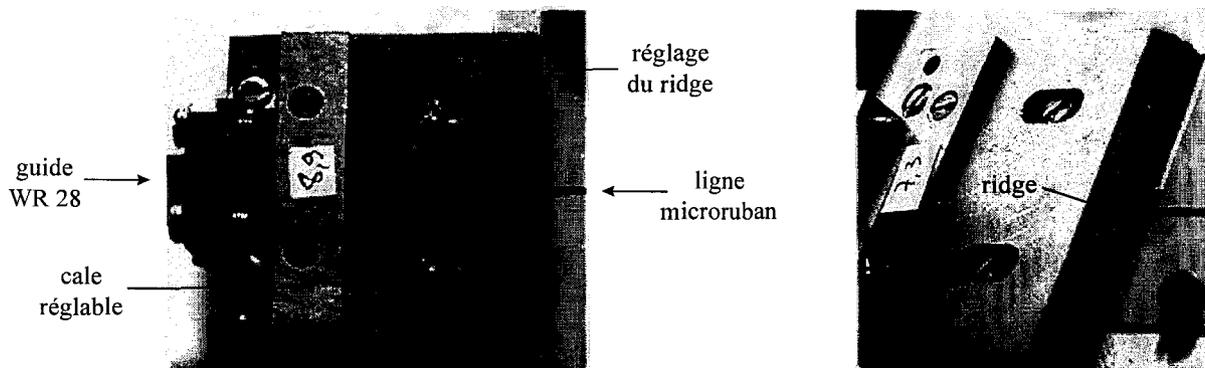


Figure II-31 : Transition guide - microruban à $F=35$ GHz

II.5.5. Étalonnage et calibrage du système de mesure

Contrairement aux fréquences de 2.45 GHz et 10 GHz, il n'est plus intéressant de construire le kit d'étalonnage autour d'une technologie microruban à l'aide de cinq lignes en circuit ouvert puisque cela impliquerait de construire cinq transitions guide-microruban. Aussi, pour la création des déphasages, nous préférons donc conserver une structure en guide WR28 et réalisons un piston de court-circuit variable constitué d'une tige métallique se déplaçant dans un guide d'onde, de section rectangulaire égale à la section intérieure de ce guide ($3.56 \times 7.12 \text{ mm}^2$). Une vis micrométrique calibrée assure le déplacement du piston et par conséquent la variation de la phase du coefficient de réflexion tout en conservant un module quasiment constant (pertes inférieures à 0.2 dB).

Ainsi, cinq positions uniformément réparties sur une période permettent de reconstruire, par interpolation mathématique, les différentes allures sinusoïdales des tensions V_i en sortie du corrélateur (figure II-32.a). Ensuite, comme exposé au paragraphe II.4.3., une approximation au premier ordre est effectuée afin d'obtenir, en figure II-32.b, des évolutions parfaitement sinusoïdales (sans harmoniques) permettant de calculer les grandeurs I_{1c} et Q_{1c} relatives à la phase d'étalonnage. Le tracé de ces deux quantités suivant les deux modes de représentation de la figure II-33, indique un faible taux d'harmoniques par rapport au fondamental. En effet, le calcul du terme T_r défini par l'équation II-2 donne une valeur de -21.7 dB. Une telle valeur est encourageante pour la suite de l'étude puisqu'elle se situe entre celles obtenues pour les dispositifs opérant aux fréquences de 2.45 GHz et 10 GHz (tableau II-8).

De plus, nous utilisons, aussi bien pour l'étalonnage que pour le calibrage, une charge adaptée du commerce constitué d'un tronçon de guide chargé par une lame biseautée dont le coefficient de réflexion, mesuré à l'analyseur de réseaux HP 8510C, est de -37 dB. Le circuit ouvert et le court-circuit, employés lors de la phase de calibrage, sont obtenus en utilisant le piston de court-circuit variable en choisissant deux positions pour lesquelles l'écart de phase est proche de 180° .

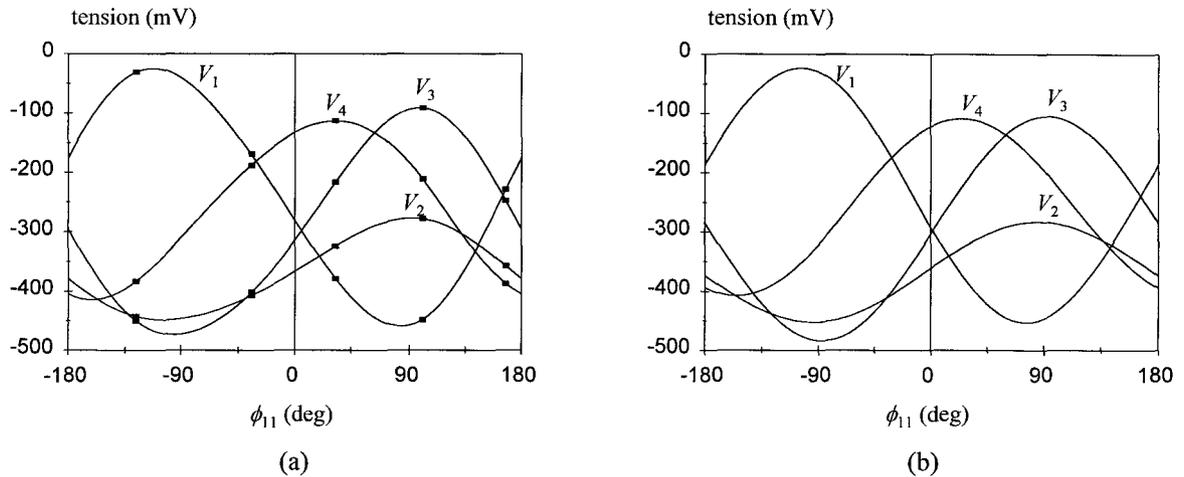


Figure II-32 : Résultat de l'étalonnage en réflexion à F=35 GHz

■ : mesures (V_i) — : interpolation (f_i)

a) signaux bruts

b) approximation à des sinusoides

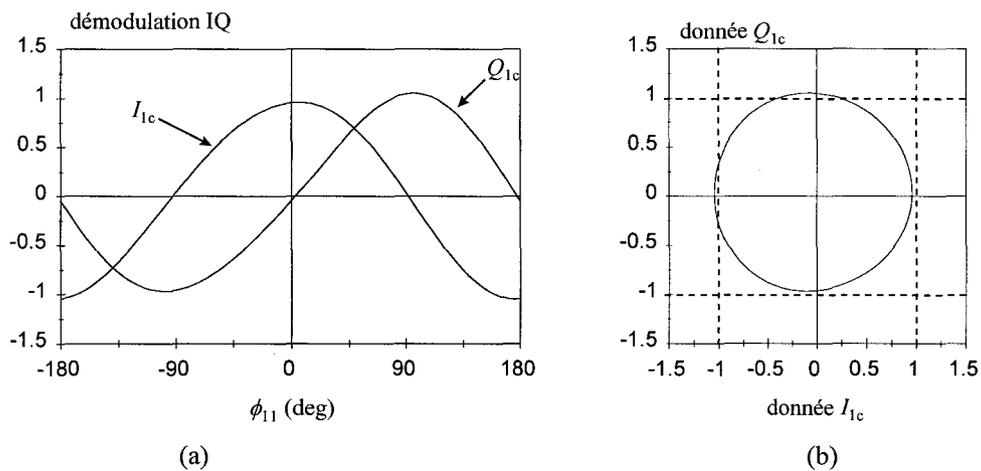


Figure II-33 : Résultat de la démodulation IQ à F=35 GHz pour une mesure en réflexion

a) calcul des données IQ à partir des tensions V_i de la figure II-32.a

b) représentation des données dans le plan IQ

II.5.6. Validation par mesures de charges tests

Cette partie est destinée à valider le dispositif de mesure préalablement étalonné et calibré à la fréquence 35 GHz. Nous considérons d'abord le cas d'un dipôle à faibles pertes en utilisant, comme charge test, le piston de court-circuit variable employé lors de l'étalonnage. Puis, nous déterminons le paramètre S_{11} à partir des données (I_{1c} et Q_{1c}) représentées en figure II-33. Les résultats obtenus avec l'analyseur de réseaux et le SPMS-35000 sont comparés en figure II-34, où sont reportées les erreurs de mesures en module et phase du coefficient de réflexion de cette charge test.

Un autre test concerne la comparaison entre des mesures en réflexion, avec notre système et avec l'analyseur de réseaux, d'atténuateurs fixes mis en cascade avec le piston de court-circuit de façon à se placer dans des situations plus contraignantes que celle d'un dipôle sans pertes. La figure II-35 montre les évolutions, en fonction de la position du piston de court-circuit, du module et de la phase du coefficient de réflexion pour différentes atténuations notées A_1 , A_2 , et A_3 respectivement égales à 0, 3.5 et 8 dB. De manière générale les résultats obtenus sont satisfaisants.

II.5.7. Conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons présenté un système relativement faible coût qui a la capacité de réaliser à la fréquence de 35 GHz, une mesure vectorielle du coefficient de réflexion d'un objet sous test avec une précision, par référence à l'analyseur de réseaux HP 8510C, tout à fait acceptable. Remarquons que dans le cas de ce dispositif la source microonde est basée sur l'utilisation d'une diode Gunn.

La mesure simultanée des coefficients de réflexion et de transmission nécessite, comme nous l'avons vu, l'emploi d'un second corrélateur et d'un circulateur. La réalisation d'un tel système ne devrait pas poser de problème, cependant comme les applications traitées à ces fréquences ne concernent pour l'instant que des mesures en réflexion, nous avons opté pour un système spécialement dédié à la mesure du coefficient de réflexion.

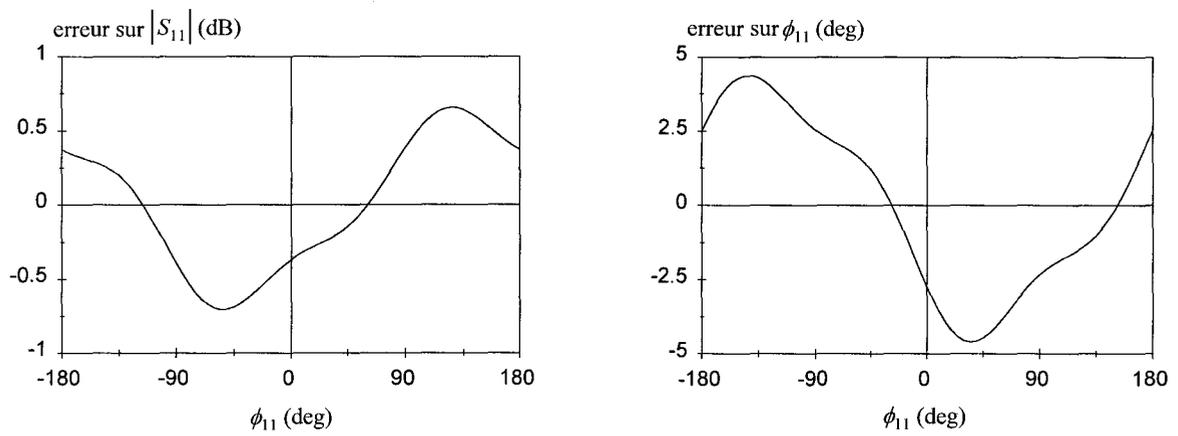
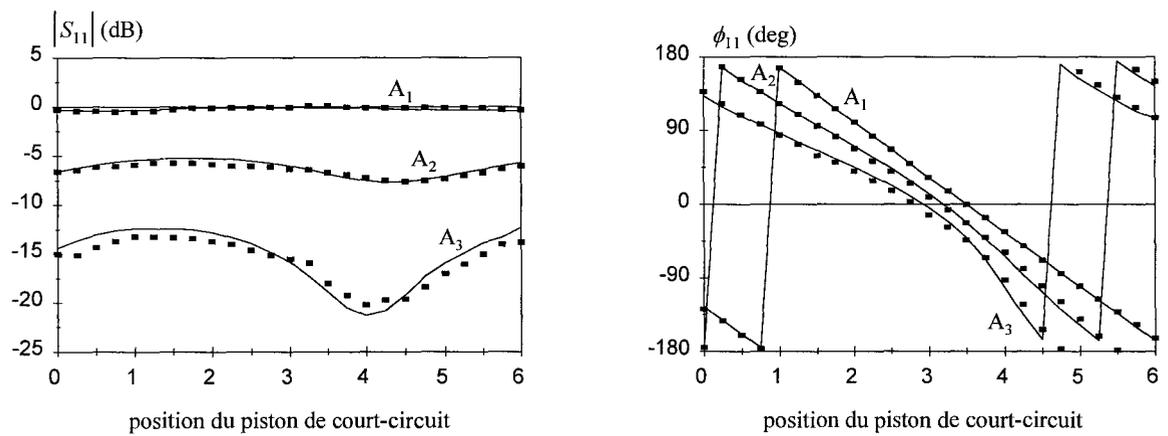


Figure II-34 : Erreurs de mesure en réflexion à F=35 GHz



**Figure II-35 : Résultat de comparaison de la mesure du coefficients de réflexion
F=35 GHz
(■ : SPMS — : ANA)**

II.6. Conclusion

Ce second chapitre, principalement consacré à la réalisation, à la caractérisation et aux tests des systèmes de mesure des paramètres S , a notamment permis de définir les potentialités et les limites des dispositifs proposés. Disposant de ces outils, nous envisageons à présent différentes applications dans le domaine du contrôle non destructif par microonde où il s'avère particulièrement intéressant de connaître les propriétés de réflexion et/ou de transmission du matériau [20]. Cet aspect de l'étude fait l'objet du troisième chapitre de ce mémoire.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

- [1] **M. MURAGUCHI, T. YUKITAKE, Y. NAITO**
“Optimum design of 3-dB branch-line couplers using microstrip lines”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 31, n° 8, pp 674-678,
August 1983
- [2] **E. WILKINSON**
“An N-Way hybrid power divider”
IRE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 8, n° 1, pp 116-118,
January 1960
- [3] **HEWLETT-PACKARD**
“Square law and linear detection”
Application Note, AN 986, September 1981
http://ftp.hp.com/pub/accesshp/HP-COMP/rf/4_downld/lit/diodelit/an986.pdf
- [4] **HEWLETT-PACKARD**
“Is bias current necessary”
Application Note, AN 987, April 1982
http://ftp.hp.com/pub/accesshp/HP-COMP/rf/4_downld/lit/diodelit/an987.pdf
- [5] **HEWLETT-PACKARD**
“All schottky diodes are zero bias detectors”
Application Note, AN 988, March 1982
http://ftp.hp.com/pub/accesshp/HP-COMP/rf/4_downld/lit/diodelit/an988.pdf
- [6] **HEWLETT-PACKARD**
“Schottky barrier diode video detectors”
Application Note, AN 923, May 1986
http://ftp.hp.com/pub/accesshp/HP-COMP/rf/4_downld/lit/diodelit/an923.pdf
- [7] **HEWLETT-PACKARD**
“The zero bias schottky detector diode”
Application Note, AN 969, August 1994
http://ftp.hp.com/pub/accesshp/HP-COMP/rf/4_downld/lit/diodelit/an969.pdf
- [8] **HEWLETT-PACKARD**
“Impedance matching techniques for mixers and detectors”
Application Note, AN 963, August 1980
http://ftp.hp.com/pub/accesshp/HP-COMP/rf/4_downld/lit/diodelit/an963.pdf
- [9] **HEWLETT-PACKARD**
“Designing Detectors for RF/ID tags”
Application Note, AN 1089, November 1997
http://ftp.hp.com/pub/accesshp/HP-COMP/rf/4_downld/lit/diodelit/an1089.pdf

- [10] **G. DAMBRINE**
“Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent”
Thèse de Docteur de l’université, Mars 1989, Lille
- [11] **C. FLEIG, P. FERRARI, G. ANGENIEUX, N.E. SIFI**
“Détermination expérimentale de la valeur des éléments du modèle dynamique d'un composant non linéaire par extraction dans le domaine temporel”
9^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), Avril 1995, Paris
- [12] **HEWLETT-PACKARD**
“Surface mount microwave schottky detector diodes”
Technical data, HSMS 2850 series, HSMS 2860 series, June 1999
http://ftp.hp.com/pub/access/hp/HP-COMP/rf/4_downld/products/diodes/hsms2850.pdf
- [13] **HEWLETT-PACKARD**
“Operating and service manual”
Crystal detector 8472 B, October 1978
- [14] **ROGERS**
“RT/duroid 6010LM ceramic polytetrafluoroethylene (PTFE) composite”
Technical data, RT 1.6010, 1998
<http://www.rogers-corp.com/mwu/pdf/rt6010.pdf>
- [15] **D. WOODS**
“Generation of reflection coefficient standard of any value by means of a three-port coaxial junction at microwave frequencies”
Electronics Letters, vol. 10, n° 18, pp 379-380, September 1974.
- [16] **ROGERS**
“RT/duroid 5880 Glass microfiber reinforced polytetrafluoroethylene composite”
Technical data, RT 1.5880, 1998
<http://www.rogers-corp.com/mwu/pdf/rt5880.pdf>
- [17] **H. W. YAO, A. ABDELMONEM, J. F. LIANG, K. A. ZAKI**
“Analysis and design of microstrip-to-waveguide transitions”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 42, n° 12, pp 2371-2380, December 1994
- [18] **D. R. SINGH and C. R. SEASHORE**
“Straightforward approach produces broadband transitions”
Microwave & RF, September 1984
- [19] **J. F. KRUCK**
“Conception et réalisation d'une cellule de test de circuits planaires dans la bande V (50-75 GHz)”
Thèse de Docteur de l’université, Janvier 1995, Lille

- [20] **T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Microwave sensors for non destructive testing of materials”
The International Society for Optical Engineering (SPIE), Subsurface Sensors and Applications conference, July 1999, Denver

CHAPITRE III

***APPLICATIONS LIEES AU
CONTROLE NON DESTRUCTIF***

CHAPITRE III

APPLICATIONS LIEES AU CONTROLE NON DESTRUCTIF

III.1. Introduction

L'utilisation des microondes pour le contrôle non destructif n'est pas une idée nouvelle. En effet, de nombreuses techniques hyperfréquences, basées en générale sur les propriétés de transmission et / ou de réflexion d'un matériau, ont été mises au point dans le domaine de la caractérisation électromagnétique. Ces méthodes très performantes ont cependant beaucoup de mal à s'imposer du point de vue industriel en grande partie du fait des équipements qu'elles nécessitent.

Ainsi, le dernier chapitre de ce mémoire concerne différentes applications destinées au contrôle non destructif compatibles avec une logique industrielle [1]. En effet, la réalisation des différents systèmes (SPMS), présentés dans les précédents chapitres, nous permet d'envisager de manière plus réaliste l'utilisation des techniques microondes pour des contrôles hors du laboratoire. Le capteur hyperfréquence faible coût ainsi réalisé se compose de l'un des systèmes de mesure des paramètres S et d'une cellule de mesure dont le choix dépend du matériau testé. Les exemples traités ici sont liés principalement aux industries du textile et du bâtiment en utilisant respectivement une structure guidée et une propagation en espace libre. Enfin, les premiers essais d'imagerie microonde en champ proche sont également discutés dans cette partie.

III.2. Mesures en guide fendu

III.2.1. Introduction

L'objectif que nous visons dans cette partie, consiste en la détermination des paramètres S d'une cellule de mesure en vue d'applications liées au contrôle des dimensions géométriques d'une nappe ou d'un matériau plan non métallique (épaisseur et largeur), de sa permittivité relative et de son taux d'humidité. Compte tenu des applications visées, et du fait que les nappes étudiées présentent une épaisseur généralement inférieure au millimètre, le choix d'une cellule de mesure constituée d'un guide rectangulaire fendu, fonctionnant en bande X, paraît tout à fait approprié.

Nous traitons donc le cas d'un guide d'onde rectangulaire de dimensions a et b , partiellement rempli d'un matériau en nappe de permittivité relative ε_m^* , de largeur L_e et d'épaisseur t . L'échantillon est inséré au travers de deux fentes linéaires tracées selon la partie médiane des grands côtés du guide (figure III-1). De telles cellules ont largement été utilisées pour le chauffage microonde [2], notamment pour la thermométrie microonde [3] et le contrôle de matériaux [4]. Ainsi, l'association de ce guide au dispositif de mesure de paramètres S , opérant à la fréquence de 10 GHz, constitue un capteur faible coût de contrôle non destructif de matériaux en nappe [5].

Après avoir établi le lien entre les paramètres S mesurés dans les plans AA' de la cellule de mesure (figure III-1) et les grandeurs caractérisant la nappe sous test, nous présentons des exemples de mesures, en terme de dimensions géométriques et de permittivité relative, sur des matériaux homogènes tels que des nappes textiles, des plastiques ou des substrats utilisés dans le domaine des hyperfréquences. De plus, la détermination de cette permittivité associée à un modèle physique simple, que nous établissons à partir des lois de mélanges, autorise la mesure du taux d'humidité dans le volume du matériau sous investigation.

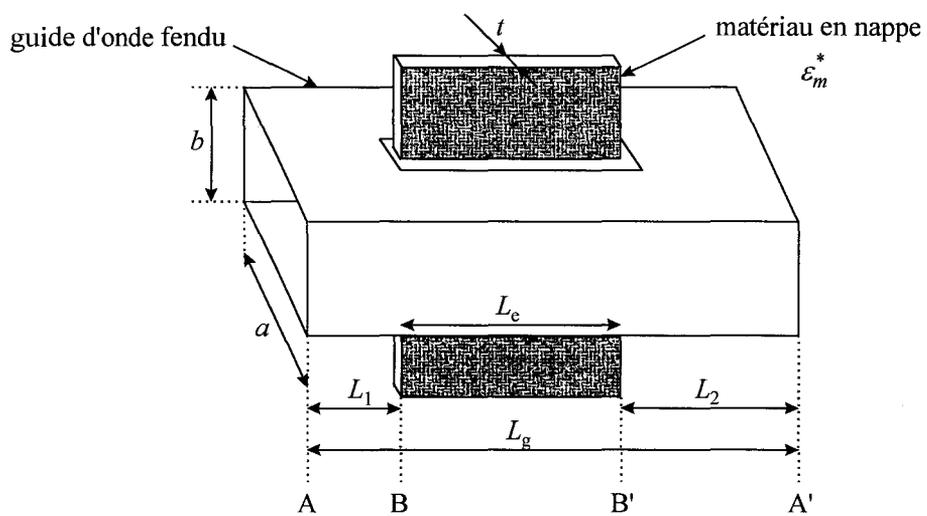


Figure III-1 : Schéma du guide fendu

III.2.2. Principe de mesure

Nous supposons dans cette étude que le seul mode qui se propage dans le guide est le mode fondamental TE_{01} (il s'agit en fait d'un mode LSE_{01} [6] qui est un mode TE_{01} dégradé par la présence des fentes). En fait, les fentes sont supposées suffisamment fines de sorte que leur influence soit négligeable et que ce soit le cas d'un guide d'onde non fendu qui est considéré. Par application de la méthode de résonance transverse [7], nous aboutissons alors à une équation caractéristique liant la constante de propagation dans la partie chargée du guide aux paramètres physiques de l'échantillon et de la structure [8] :

$$h \cot\left(h \frac{a-t}{2}\right) = l \tan\left(\frac{lt}{2}\right) \quad (\text{III-1})$$

avec $l^2 = h^2 + (\varepsilon_m^* - 1)k_0^2$ et $\gamma^2 = l^2 - \varepsilon_m^*k_0^2 = h^2 - k_0^2$

où $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$: le nombre d'onde lorsque le guide est vide,

h et l : respectivement les nombres d'ondes dans la partie vide et la partie chargée du guide,

$\gamma = \alpha + j\beta$: la constante de propagation dans la partie chargée du guide,

$\varepsilon_m^* = \varepsilon_m' - j\varepsilon_m''$: la permittivité relative du matériau en nappe.

Cette équation caractéristique est valable uniquement dans le cas où l'échantillon est placé au centre du grand côté du guide, ceci afin de perturber le moins possible le champ électrique et ainsi simplifier le calcul. De plus, la fente doit être suffisamment étroite pour s'affranchir des phénomènes de rayonnement non pris en compte dans ce modèle. Toutefois, aucune condition n'est imposée quant à la position de la nappe dans la direction longitudinale du guide. Notons que la méthode de RAYLEIGH-RITZ [9] est plus complète que celle de la résonance transverse puisqu'elle tient compte des discontinuités des extrémités de l'échantillon.

Cette méthode fait cependant appel à des calculs trop complexes d'autant plus que dans notre cas les matériaux testés ont généralement de faibles pertes diélectriques rendant négligeables ces effets. Ainsi, la détermination de la constante de propagation γ dans la partie chargée du guide (plans BB' de la figure III-1) et la résolution de l'équation transcendante (III-1) nous renseignent sur les caractéristiques de la nappe sous test (permittivité, largeur, épaisseur). Le problème consiste alors en la détermination des paramètres de réflexion S_{11e} et de transmission S_{21e} dans les plans BB' de l'échantillon inséré dans la fente du guide. Ces informations sont déduites des mesures des paramètres S_{ijg} dans les plans de référence AA' du guide partiellement chargé. La construction du graphe de fluence (figure III-2) relatif à la structure étudiée, fait apparaître la répartition des ondes dans les parties vides (constante de propagation notée γ_0) et chargée du guide. Rappelons que la constante de propagation en mode TE₀₁ d'un guide d'onde vide est définie par la relation :

$$\gamma_0 = \alpha_0 + j\beta_0 = -\frac{\ln|S_{21g}^v|}{L_g} + j\sqrt{\left(\frac{\omega}{c}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$$

où $S_{21g}^v = e^{-\gamma_0 L_g} = e^{-\gamma_0(L_1+L_e+L_2)}$ représente le coefficient de transmission dans les plans AA' du guide vide (sans échantillon). Cette grandeur doit être initialement mesurée puisqu'elle symbolise la référence de mesure du guide de longueur L_g . Puis, lorsque le guide est chargé, la mesure des paramètres S_{ijg} permet de déduire, par la mise en équation du graphe de fluence, les paramètres de transmission et de réflexion dans les plans BB' de la nappe :

$$S_{11e} = \frac{S_{11g}S_{22g}}{(S_{21g}^v)^2} e^{-2\gamma_0 L_s} \quad (\text{III-2})$$

$$S_{21e} = \frac{S_{21g}}{S_{21g}^v} e^{-\gamma_0 L_s} \quad (\text{III-3})$$

En utilisant la partie détaillée (zoom dans les plans BB') du graphe de fluence de la figure III-2, nous établissons une autre forme pour les expressions (III-2) et (III-3) :

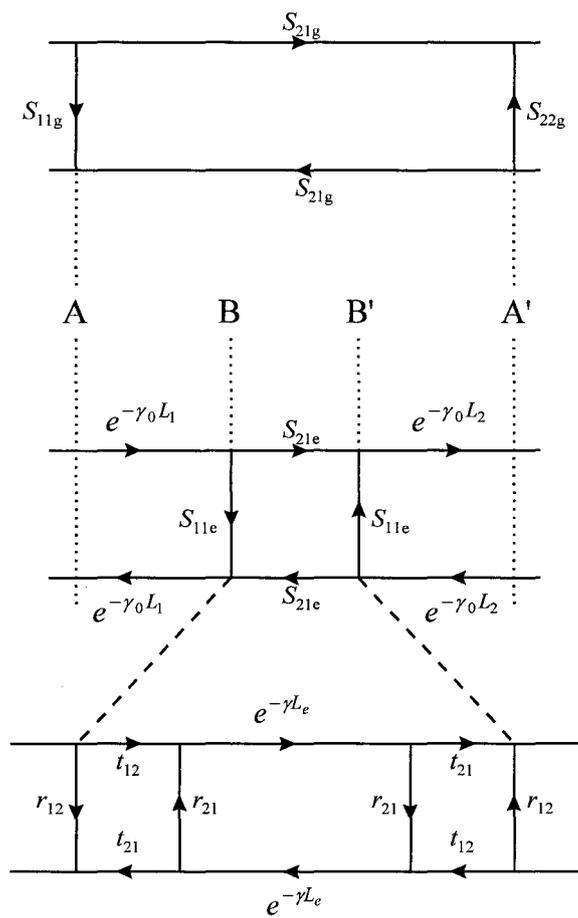


Figure III-2 : Graphe de fluence du guide partiellement chargé

$$S_{11e} = \frac{r_{12}(1 - e^{-2\gamma L_e})}{1 - r_{12}^2 e^{-2\gamma L_e}} \quad \text{et} \quad S_{21e} = \frac{(1 - r_{12}^2)e^{-\gamma L_e}}{1 - r_{12}^2 e^{-2\gamma L_e}}$$

où r_{12} et t_{12} décrivent respectivement la première réflexion de l'onde à l'interface air - matériau et la transmission de celle-ci au travers de cette même interface. Réciproquement, les termes r_{21} et t_{21} concernent l'interface matériau - air [10]. Ainsi, par un procédé d'inversion analytique, nous déduisons de ces deux relations, une expression permettant de déterminer la constante de propagation $\gamma = \alpha + j\beta$ [11] :

$$e^{-\gamma L_e} = \frac{1 - S_{11e}^2 + S_{21e}^2 + \sqrt{(1 - S_{11e}^2 + S_{21e}^2) - 4S_{21e}^2}}{2S_{21e}} = X \quad (\text{III-4})$$

où $\alpha = -\frac{\ln|X|}{L_e}$ et $\beta = \frac{-\arg(X) + 2\pi n}{L_e}$ avec n un nombre entier dont la valeur dépend de L_e .

La connaissance du nombre n permet de lever l'ambiguïté sur les phases des coefficients de réflexion et de transmission (comprises entre 0 et 360 degrés).

La détermination de cette constante de propagation aboutit enfin à la résolution de l'équation transcendante (III-1) que nous écrivons plus simplement sous la forme :

$$Z \tan Z = M \quad (\text{III-5})$$

en posant $Z = \frac{t}{2} \sqrt{k_0^2 \epsilon_m^* + \gamma^2} = x + jy$ et $M = \frac{t}{2} \sqrt{k_0^2 + \gamma^2} \cot\left(\frac{a-t}{2} \sqrt{k_0^2 + \gamma^2}\right) = A + jB$.

Ainsi, les grandeurs caractéristiques du matériau (permittivité, largeur et épaisseur) sont reliés aux paramètres S du guide d'onde partiellement chargé, par les relations (III-2, III-3, III-4 et III-5) précédemment définies.

III.2.3. Influence de la largeur des fentes

L'équation caractéristique définie précédemment (équation III-5) considère le cas d'une nappe insérée dans un guide d'onde non fendu. Or, le cas pratique impose l'existence de deux fentes (supérieure et inférieure) sur une largeur et une longueur au moins égales à l'épaisseur et à la largeur du matériau mesuré. Dans le but d'observer l'influence de ces fentes nous préférons utiliser le logiciel de simulation électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator de Ansoft) plutôt que de calculer l'impédance équivalente des fentes [12], ceci afin de visualiser la propagation des ondes, dans et à l'extérieur du guide vide.

Ainsi, nous considérons l'étude d'un guide rectangulaire opérant en bande X ($a=22.86$ mm et $b=10.16$ mm) de longueur totale $L_g=410$ mm où deux fentes linéaires tracées selon la partie médiane des grands côtés du guide, de longueurs fixes égales à 300 mm, sont aménagées. Afin d'observer l'influence de la largeur de ces fentes sur le rayonnement électromagnétique, nous simulons une structure, donnée en figure III-3, comprenant le guide d'onde, les deux fentes ainsi que des espaces d'air situés de part et d'autre des fentes. Ces derniers, dont les surfaces extérieures sont absorbantes, autorisent le rayonnement des ondes au travers des deux fentes, tout en conservant une structure fermée (le maillage tétraédrique de la structure s'effectuant dans un volume fini).

Les figures III-4.a et III-4.b montrent, en fonction de la largeur des fentes, les évolutions des modules des coefficients de réflexion et de transmission dans les plans de référence AA' (figure III-1) du guide d'onde vide. Lorsque la fente est inexistante, le guide est très bien adapté avec très peu de pertes d'insertion. Par contre, plus la largeur des fentes augmente, plus le guide se désadapte et plus les pertes d'insertion deviennent importantes. Un bon compromis, compte tenu de l'épaisseur des nappes utilisées (généralement inférieures au millimètre), est de fixer la largeur de la fente à 2 mm afin de limiter les pertes d'insertion du guide vide à 0.2 dB, tout en conservant une très bonne adaptation (-47 dB). Hormis la mesure des paramètres S dans les plans de référence du guide, le logiciel HFSS permet également de représenter le champ électromagnétique dans les trois dimensions de l'espace de propagation.

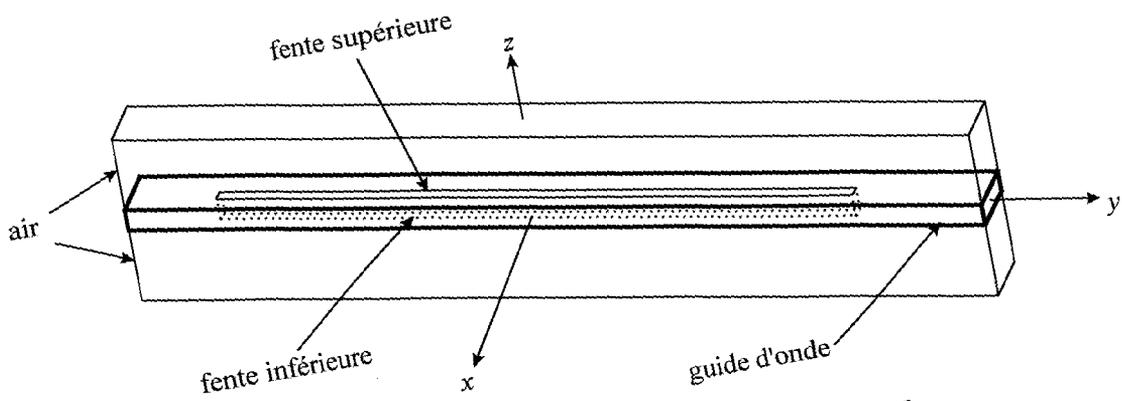


Figure III-3 : Structure du guide d'onde fendu

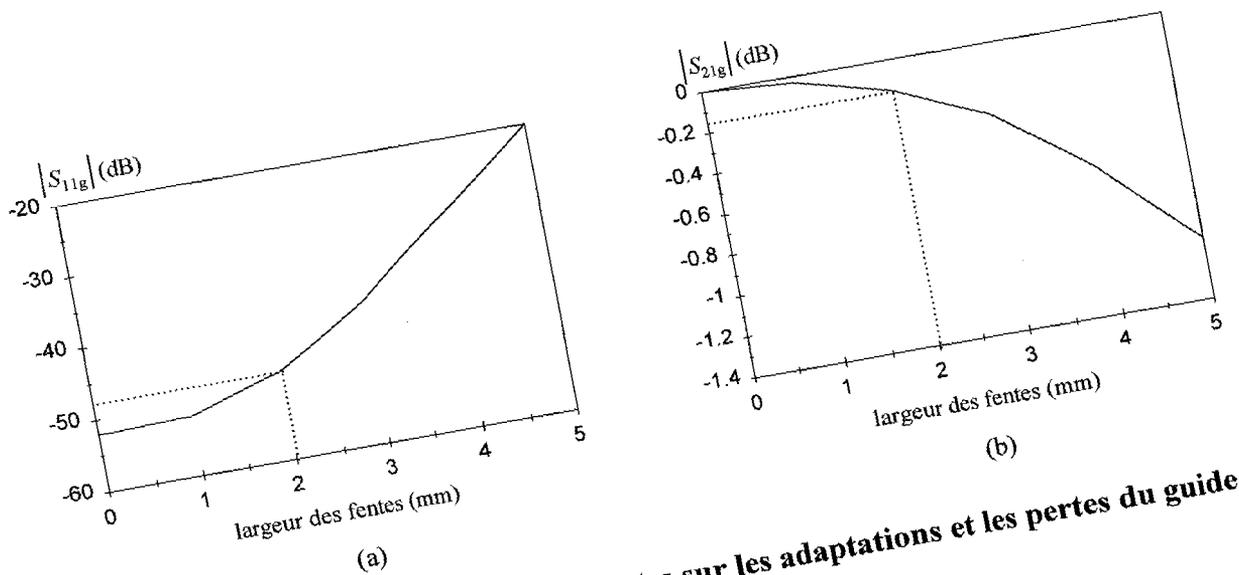


Figure III-4 : Influence de la largeur des fentes sur les adaptations et les pertes du guide vide
 a) adaptation
 b) pertes d'insertion

Ainsi, afin de visualiser dans quelles proportions les ondes électromagnétiques restent confinées ou pas dans la structure du guide nous traçons en figure III-5, au travers d'une coupe suivant les axes yz , le module du champ électromagnétique pour des configurations où le guide vide est non fendu (a) puis fendu par des fentes de largeurs égales à 2 mm (b) et 5 mm (c) sur une longueur de 300 mm. D'après ces simulations (figures III-4 et III-5), nous pouvons affirmer que des fentes longitudinales de 2 mm de largeur n'ont que très peu d'influence sur la propagation des ondes électromagnétiques et par conséquent, l'équation III-5 caractéristique de la structure sans fente reste valable.

III.2.4. Résolution de l'équation caractéristique

La résolution de l'équation caractéristique (III-5) permet de déterminer la permittivité relative (ϵ_m^*) à condition de connaître les dimensions géométriques (t et L_c) de la nappe sous test, ou inversement la connaissance à priori de la nature du matériau (ϵ_m^*) permet de connaître l'épaisseur ou la largeur de la nappe.

Dans l'étude qui suit, nous nous limitons volontairement à la présentation des relations permettant de calculer la permittivité relative d'un matériau puisque c'est généralement celle-ci qui est inconnue. L'équation transcendante (III-5) ne pouvant être résolue analytiquement, une résolution numérique utilisant la méthode de NEWTON-RAPHSON [13] est envisagée en considérant comme valeur initiale, pour l'algorithme, la permittivité relative de l'air (situation du guide vide). D'un point de vue statique cette méthode est remarquable mais en ce qui concerne des mesures dynamiques (nappe en défilement), pour des raisons de rapidité de calculs, nous préférons utiliser une approximation au premier ordre de la tangente [14, 15] dans la relation (III-5) telle que :

$$Z^2 = M \tag{III-6}$$

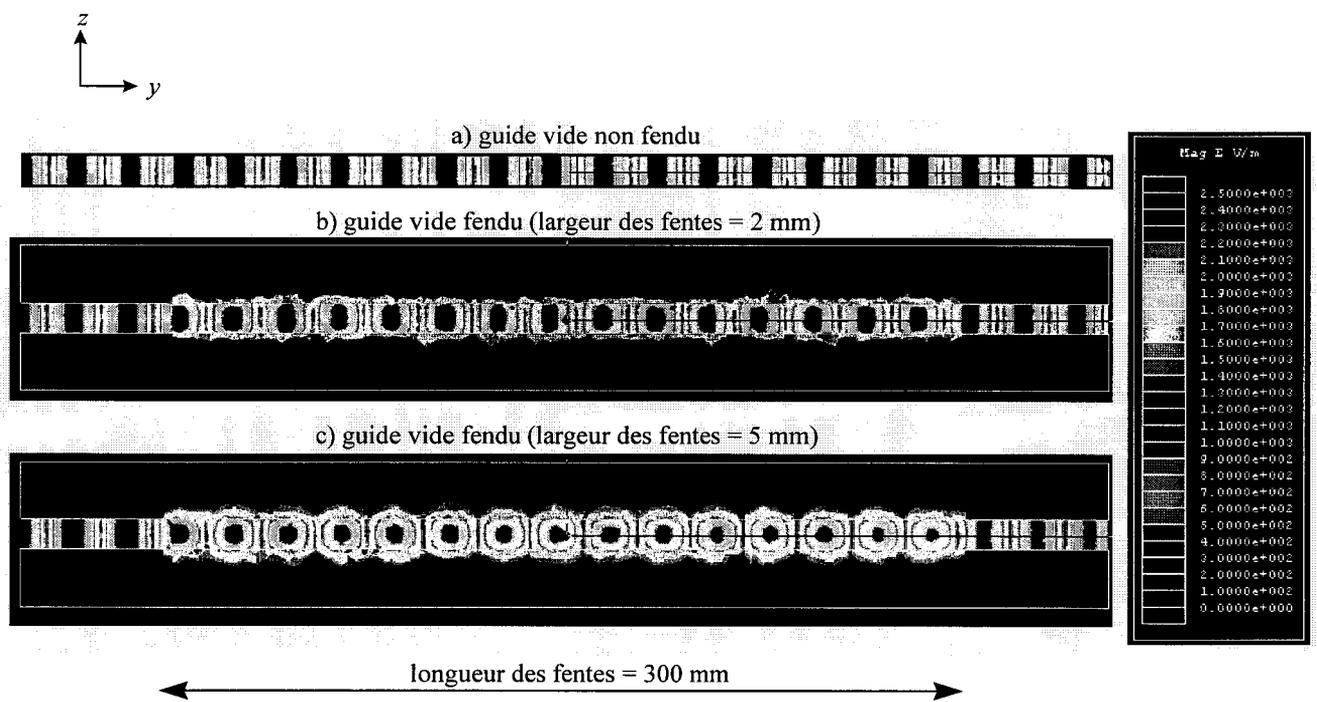


Figure III-5 : Simulation HFSS du module du champ électromagnétique E (guide d'onde en bande X)

Cette approximation n'est applicable que sous la condition :

$$\left| \frac{t}{2} \sqrt{k_0^2 \varepsilon_m^* + \gamma^2} \right| \ll 1 \quad (\text{III-7})$$

Cette condition suppose donc que le volume sous investigation et la permittivité de la nappe soient suffisamment faibles. La résolution analytique de cette équation simplifiée (III-6) aboutit à la détermination de la permittivité relative ε_m^* du matériau sous test :

$$\varepsilon_m' = \frac{1}{k_0^2} \left(\frac{4A}{t^2} + \beta^2 - \alpha^2 \right) \quad (\text{III-8})$$

$$\varepsilon_m'' = \frac{2}{k_0^2} \left(\alpha\beta - \frac{2B}{t^2} \right) \quad (\text{III-9})$$

La connaissance de la permittivité relative de la nappe nous renseigne par exemple sur sa nature et permet de distinguer deux échantillons. C'est ainsi que depuis les années 50, des tables de permittivité ont été établies, pour différentes fréquences, en répertoriant plusieurs types de matériaux homogènes usuels (solides, organiques, liquides, ...) [16]. Cette donnée autorise également la détermination du taux d'humidité, paramètre très important pour les "process" utilisés dans l'industrie du textile ou du papier par exemple.

III.2.5. Modélisation du taux d'humidité

Les équations (III-8 et III-9) précédemment définies ne concernent que la mesure de matériaux homogènes. Dans le cas d'un matériau hétérogène composé d'un milieu hôte contenant des inclusions de faibles dimensions par rapport à celles de l'échantillon et à la longueur d'onde, celui-ci peut être considéré comme "homogénéisable" et représenté par des caractéristiques effectives [17]. Nous définissons alors la permittivité effective de ce matériau à partir de chacune des permittivités constituant le mélange.

Cette relation fait appel à des lois de mélanges établies de façon empirique qui diffèrent suivant la nature et le nombre des composants constituant ce mélange [18, 19].

Dans le cas particulier de la mesure d'humidité dans des matériaux poreux (exemple des nappes textiles), nous choisissons, selon des études antérieures de A. W. KRASZEWSKI [20, 21], une loi en indice de réfraction où sont négligées les réflexions internes entre les différents constituants. Ainsi, l'équation utilisée pour un mélange de trois constituants (repérés par les indices 1, 2 et 3) s'écrit sous la forme suivante :

$$\sqrt{\varepsilon_m^*} = v_1 \sqrt{\varepsilon_1^*} + v_2 \sqrt{\varepsilon_2^*} + v_3 \sqrt{\varepsilon_3^*} \quad (\text{III-10})$$

où les v_i sont les fractions volumiques de chaque constituant de permittivité relative ε_i^* .

Ainsi, à partir de cette loi empirique à trois phases, nous établissons un modèle en considérant que le matériau humide peut se décomposer en trois éléments différents définis par les permittivités relatives suivantes :

- $\varepsilon_{matrice}^*$ représentant la matrice du matériau sec en l'absence de bulles d'air (matériau comprimé),
- $\varepsilon_{air}^* = 1$ représentant l'air présent dans le matériau non comprimé,
- ε_{eau}^* représentant l'eau remplissant les bulles d'air du matériau (permittivité connue en fonction des fréquences et des températures [16]).

Les permittivités de l'eau et de l'air étant bien connues, seule la permittivité de la matrice (matériau sec comprimé) est à déterminer. Etant donné qu'une mesure directe de celle-ci n'est expérimentalement pas possible, nous envisageons plutôt le cas de la mesure du matériau sec (non comprimé) en le considérant comme un mélange à deux phases (matrice + bulles d'air) de permittivité relative ε_{sec}^* comme présenté en figure III-6. Cette figure fait notamment apparaître les différents volumes, permittivités, masses et masses volumiques du matériau sec ainsi que de ses constituants. En utilisant la loi en indice de réfraction pour un mélange à deux phases, nous écrivons la relation suivante :

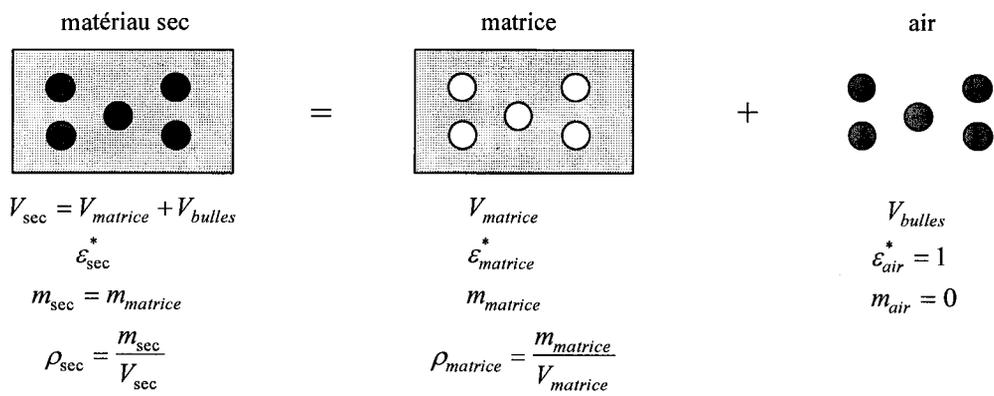


Figure III-6 : Schématisation du mélange à deux phases
(cas d'un matériau sec)

$$\sqrt{\varepsilon_{\text{sec}}^*} = \frac{\rho_{\text{sec}}}{\rho_{\text{matrice}}} \sqrt{\varepsilon_{\text{matrice}}^*} + \frac{\rho_{\text{matrice}} - \rho_{\text{sec}}}{\rho_{\text{matrice}}} \quad (\text{III-11})$$

où ρ_{sec} et ρ_{matrice} sont les masses volumiques respectives du matériau sec et de la matrice.

Lorsque ce matériau est humidifié nous envisageons la théorie selon laquelle l'eau remplit, suivant le taux d'humidité, une fraction du volume des bulles d'air sans aucune variation du volume géométrique total. Cette remarque indique que la somme des volumes d'air et d'eau reste constante et que nous négligeons les éventuels effets de gonflement du matériau. Dans le cas pratique de la plupart des matériaux, cette remarque se justifie à condition toutefois de se placer un peu avant la saturation en eau du matériau (volume des bulles entièrement rempli d'eau). La schématisation de ce mélange à trois phases est donnée en figure III-7 et permet d'écrire, d'après les équations III-10 et III-11, l'expression de la permittivité relative effective du matériau humide :

$$\sqrt{\varepsilon_m^*} = \sqrt{\varepsilon_{\text{sec}}^*} + \frac{V_{\text{eau}}}{V_m} \left(\sqrt{\varepsilon_{\text{eau}}^*} - 1 \right) \quad (\text{III-12})$$

où V_{eau} et V_m sont les volumes respectifs de l'eau et du matériau humide. Etant donné la définition du taux d'humidité absolu qui représente le rapport entre les masses d'eau et du matériau sec ($H_a = \frac{m_{\text{eau}}}{m_{\text{sec}}}$), l'équation III-12 peut s'écrire également sous la forme :

$$\sqrt{\varepsilon_m^*} = \sqrt{\varepsilon_{\text{sec}}^*} + H_a d_{\text{sec}} \left(\sqrt{\varepsilon_{\text{eau}}^*} - 1 \right) \quad (\text{III-13})$$

où d_{sec} est la densité du matériau sec ($d_{\text{sec}} = \frac{\rho_{\text{sec}}}{\rho_{\text{eau}}}$). Cette grandeur est déterminée de façon expérimentale comme étant égale au rapport entre la masse et le volume géométrique du matériau sec, la masse volumique de l'eau étant connue et égale à 1 g/cm³. Remarquons qu'il est possible de s'affranchir de la densité à condition de disposer d'un balayage en fréquence [22], ce qui n'est pas compatible avec l'utilisation d'un capteur monochromatique.

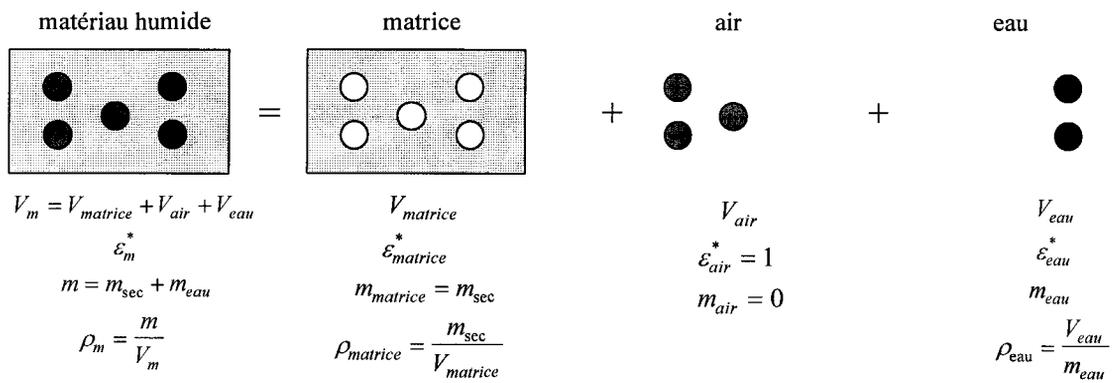


Figure III-7 : Schématisation du mélange à trois phases
(cas d'un matériau humide)

Une autre méthode consiste à faire le rapport des modules et phases de la quantité mesurée (coefficient de transmission ou de réflexion) de façon à s'affranchir de cette densité [23].

Enfin, par inversion de l'équation III-13, nous déterminons le taux d'humidité absolu dans le volume du matériau sous investigation par la relation suivante :

$$H_a = \frac{\sqrt{\varepsilon_m^*} - \sqrt{\varepsilon_{sec}^*}}{\sqrt{\varepsilon_{eau}^*} - 1} \frac{1}{d_{sec}} \quad (\text{III-14})$$

Cette méthode de mesure utilisant les propriétés diélectriques des matériaux nécessite tout de même la mesure au préalable des paramètres caractérisant le matériau sec (permittivité et densité). Par contre, l'avantage de cette technique réside dans le fait qu'il n'est pas nécessaire d'établir une courbe d'étalonnage en humidité contrairement aux pratiques usuelles [24].

III.2.6. Exemples d'application

Dans cette partie concernant les exemples d'application, nous utilisons notre système de mesure SPMS-10000 (F=10 GHz) connecté au guide d'onde fendu, précédemment défini, par l'intermédiaire de câbles coaxiaux et de transitions "guide-coaxial" supposées parfaitement adaptées (adaptations meilleures que -30 dB). Avant d'aborder la mesure d'humidité, nous montrons rapidement qu'il est effectivement possible de contrôler les paramètres géométriques d'une nappe et donnons des valeurs de permittivités pour divers matériaux testés.

III.2.6.1. Mesure des caractéristiques géométriques

Le premier exemple d'application concerne l'observation de l'influence des dimensions géométriques d'un matériau plan de permittivité relative connue tel que le Téflon ($\varepsilon_m^* = 2.08 - 0.002j$ à F=10 GHz) [25]. Ce matériau, présentant de faibles pertes diélectriques, ne permet pas d'obtenir des variations significatives du module du coefficient de transmission en fonction de ses dimensions. Par contre, la figure III-8 montre une évolution sensible du déphasage en fonction des paramètres géométriques de la lame de Téflon.

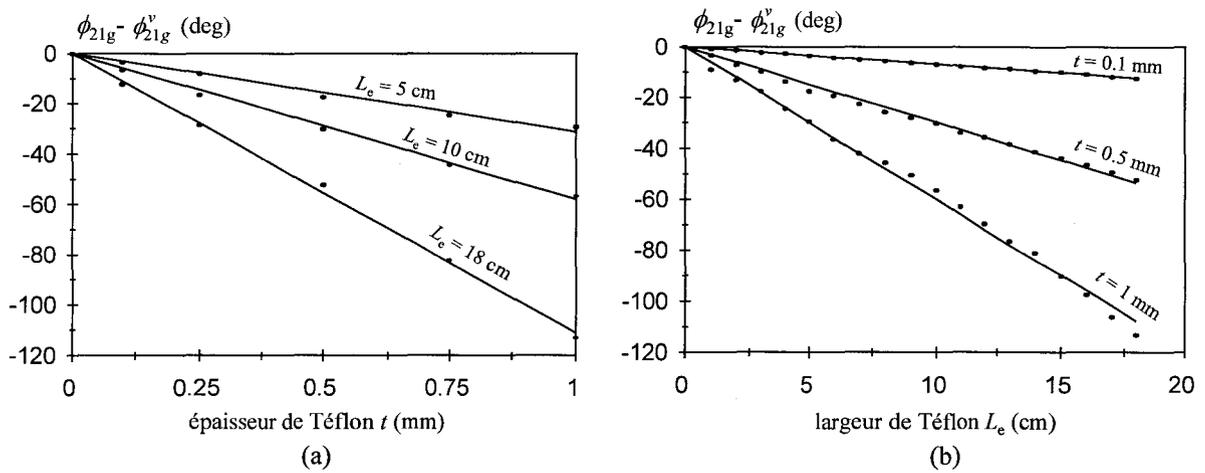


Figure III-8 : Différence de phase du coefficient de transmission entre le guide chargé par du Téflon et le guide vide

(• : mesures SPMS-10000 — : simulation HFSS)

- a) déphasage en fonction de l'épaisseur t pour différentes largeurs L_e
 b) déphasage en fonction de la largeur L_e pour différentes épaisseurs t

En fait, afin de normaliser la mesure, ce déphasage représente la différence de phase entre les coefficients de transmission du guide chargé et vide. Ainsi, nous représentons en figure III-8.a les variations de ce déphasage en fonction de l'épaisseur pour différentes largeurs de nappe. Inversement, la figure III-8.b montre son évolution en fonction de la largeur pour différentes épaisseurs de la lame. Nous donnons également sur ces graphes les résultats de simulation obtenus avec le logiciel HFSS qui coïncident d'ailleurs avec le calcul approximatif mené à partir des équations III-8 et III-9. Ces relevés laissent donc apparaître des évolutions linéaires aussi bien en épaisseur qu'en largeur d'où un déphasage du coefficient de transmission directement proportionnel au volume de la nappe de Téflon sous investigation. En fait, ceci provient surtout du fait que ce matériau possède de très faibles pertes diélectriques et par conséquent, qu'il n'y a pas ou très peu de réflexions sur les extrémités de la lame. Ainsi, la connaissance de l'épaisseur de cette nappe suffit à en contrôler sa largeur et vice versa.

III.2.6.2. Détermination de la permittivité relative complexe

Le deuxième exemple d'application concerne la caractérisation en terme de permittivité de nappes non métalliques homogènes dont les dimensions géométriques sont bien définies [26]. Nous présentons dans le tableau III-1, pour différents matériaux, une comparaison entre la mesure des permittivités relatives obtenues par application des équations III-8 et III-9, et celles trouvées dans la littérature.

F=10 GHz	Capteur (SPMS-10000)		Littérature	
	ϵ'_m	ϵ''_m	ϵ'_m	ϵ''_m
plastique	2.15	0.05	2.20	-
Téflon	2.05	0.01	2.08	0.002
mica	4.4	0.05	4 à 6	0.03
Epoxy	4.0	0.10	4.0	-
Duroïd 6010.8	10.3	0.04	10.8	0.001

Tableau III-1 : Caractérisation de matériaux en nappe

Nous notons un assez bon accord entre ces valeurs et remarquons également que tous ces matériaux ne présentant que de faibles pertes diélectriques, ne permettent pas d'avoir des variations significatives de ε_m^* .

III.2.6.3. Mesure du taux d'humidité absolu

De façon à traiter le cas de matériaux à plus fortes pertes diélectriques, nous choisissons, dans cette troisième application, de saturer en eau un échantillon d'acrylique pour en suivre le séchage au cours du temps (température ambiante de 15°C) et mesurons le coefficient de transmission du guide d'onde chargé par cette nappe [27]. Les caractéristiques de celle-ci sont les suivantes : largeur = 100 mm, épaisseur = 400 μm et masse volumique à sec = 0.39 g/cm³. Ainsi, la figure III-9 illustre la variation de la mesure du coefficient de transmission (normalisé par rapport au guide vide) en fonction du taux d'humidité absolu obtenu par mesures gravimétriques.

Avant de calculer la permittivité effective du matériau et d'en déduire son taux d'humidité par application du modèle précédemment établi (§ III.2.5.), nous pouvons remarquer que les graphes de la figure III-9 présentent des évolutions linéaires en fonction de l'atténuation et du déphasage sur une plage [0, 40%]. De ce fait, nous établissons, dans un premier temps, une modélisation plus simple basée sur un modèle mathématique linéaire décrit par les équations suivantes [28, 29, 30] :

$$|S_{21m}| \text{ (dB)} = a_1 m_{\text{sec}} + a_2 m_{\text{eau}} \quad (\text{III-15})$$

$$\phi_{21m} \text{ (deg)} = a_3 m_{\text{sec}} + a_4 m_{\text{eau}} \quad (\text{III-16})$$

où les termes a_1 à a_4 sont des constantes d'étalonnage alors que m_{sec} et m_{eau} représentent respectivement les masses de la nappe sèche et de l'eau contenue dans celle-ci. En utilisant la définition du taux d'humidité absolu, le calcul du rapport de ces deux relations permet d'écrire une expression indépendante de la masse sèche du matériau :

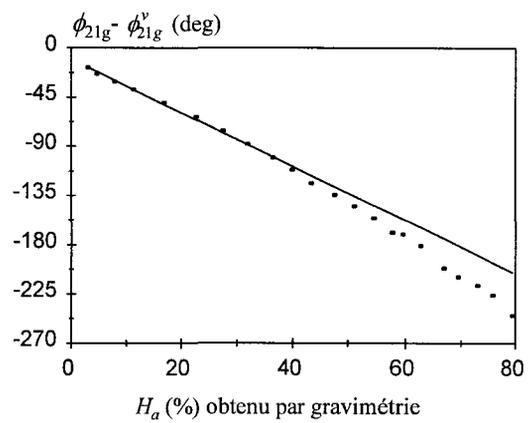
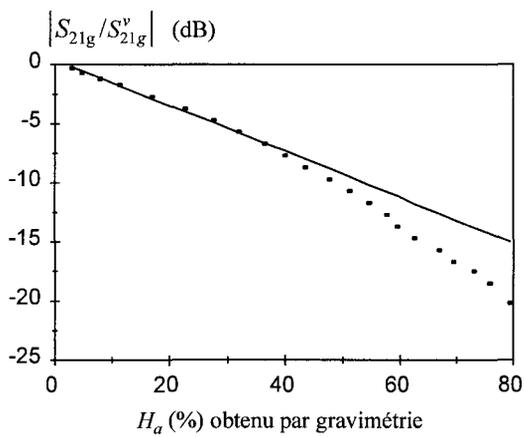


Figure III-9 : Evolution du coefficient de transmission normalisé par rapport au guide vide en fonction du taux d'humidité

(échantillon d'acrylique : $L_c = 100$ mm - $t = 400$ μm - $\rho_{\text{sec}} = 0.39$ g/cm^3)

(■ : mesures SPMS-10000 — : approximation linéaire)

$$\frac{|S_{21m}| (dB)}{\phi_{21m} (deg)} = \frac{a_1 + a_2 H_a}{a_3 + a_4 H_a} \quad (\text{III-17})$$

Par une simple inversion analytique, nous en déduisons le taux d'humidité par la relation :

$$H_a = \frac{a_3 |S_{21m}| (dB) - a_1 \phi_{21m} (deg)}{a_2 \phi_{21m} (deg) - a_4 |S_{21m}| (dB)} \quad (\text{III-18})$$

Les constantes d'étalonnage a_1 à a_4 sont déterminées en considérant deux taux d'humidité différents H_{a1} et H_{a2} donnant respectivement des coefficients de transmission S_{21m1} et S_{21m2} . Par conséquent, les a_i sont données par les expressions suivantes :

$$a_1 = \frac{H_{a1} |S_{21m2}| (dB) - H_{a2} |S_{21m1}| (dB)}{m_d (H_{a1} - H_{a2})} \quad (\text{III-19})$$

$$a_2 = \frac{|S_{21m1}| (dB) - |S_{21m2}| (dB)}{m_d (H_{a1} - H_{a2})} \quad (\text{III-20})$$

$$a_3 = \frac{H_{a1} \phi_{21m2} (deg) - H_{a2} \phi_{21m1} (deg)}{m_d (H_{a1} - H_{a2})} \quad (\text{III-21})$$

$$a_4 = \frac{\phi_{21m1} (deg) - \phi_{21m2} (deg)}{m_d (H_{a1} - H_{a2})} \quad (\text{III-22})$$

Pour vérifier la validité de ce modèle, nous appliquons cette méthode aux mesures précédentes pour produire le graphe de la figure III-10 qui présente le taux d'humidité, calculé à l'aide de ce modèle, en fonction de celui obtenu par gravimétrie. Dans la zone de validité, H_a compris dans la gamme [0, 40%], la précision obtenue est tout à fait acceptable alors qu'en dehors, le modèle devient franchement inefficace. Ce modèle très simple reste donc limité aux "faibles" taux d'humidité et nécessite néanmoins un étalonnage préalablement effectué par la mesure de deux taux d'humidité différents qui sont le plus souvent choisis aux deux extrémités de la gamme de validité.

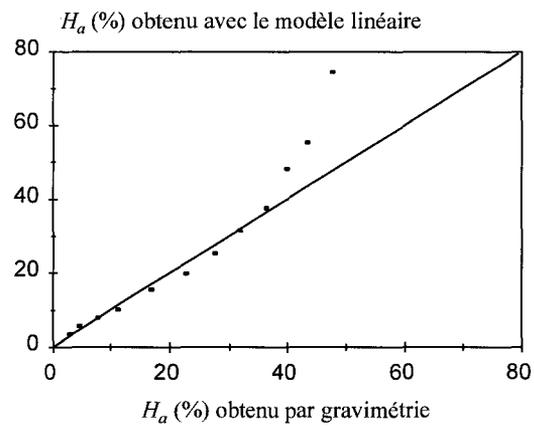


Figure III-10 : Comparaison entre le taux d'humidité calculé par le modèle mathématique linéaire et la mesure par gravimétrie
 (■ : mesures SPMS-10000 — : approximation linéaire)
 (acrylique : $L_c = 100$ mm - $t = 400$ μm - $\rho_d = 0.39$ g/cm^3)

Afin d'obtenir une estimation plus juste sur une plus large gamme d'humidité, nous utilisons une modélisation plus physique, défini précédemment au paragraphe III.2.5., qui tient compte du mélange des différentes permittivités constituant le matériau (matrice, bulles d'air et eau). De plus, étant donné le faible taux de remplissage du guide et le fait que la dimension des inclusions soit négligeable devant la longueur d'onde, nous ne tenons pas compte des modes d'ordre supérieur susceptibles d'être excités dans l'échantillon par diffraction sur les hétérogénéités [31]. Ainsi, nous déduisons, d'après la mesure des paramètres S et le calcul de la permittivité effective du milieu, le taux d'humidité absolu défini par l'équation III-14. Ce modèle, obtenu à partir de la loi des mélanges, dépend de la permittivité relative du matériau sec préalablement mesuré mais également de celle de l'eau que nous estimons, d'après la littérature [16], égale à $\varepsilon_{eau}^* = 49 - 34j$ (température de 15°C, fréquence de 10 GHz).

Le tracé en figure III-11 de la comparaison entre la modélisation (équation III-13) et la mesure de la permittivité relative complexe obtenue à partir des équations III-8 et III-9, pour plusieurs taux d'humidité de la nappe d'acrylique, montre une bonne concordance entre les deux types de détermination. Enfin, la figure III-12 nous donne la validité du modèle pour une plage des taux d'humidité absolu de [0, 80%] avec des erreurs relatives de $H_a(\%)$ inférieures à 10% sur pratiquement toute cette plage. L'erreur relative de $H_a(\%)$ est définie par la relation suivante :

$$\text{erreur relative (\%)} = 100 \times \frac{H_a(\text{modèle}) - H_a(\text{gravimétrie})}{H_a(\text{gravimétrie})}$$

III.2.7. Conclusion

Nous avons proposé au travers de ce paragraphe un premier exemple d'application des systèmes de mesure que nous avons développés. Celui-ci concerne principalement le contrôle non destructif de nappes textiles en terme de grandeurs géométriques (largeur, épaisseur), de nature (permittivité relative) et de taux d'humidité absolu. Compte tenu du type de matériaux testés, la fréquence sélectionnée et donc l'appareillage, correspondent au SPMS-10000 associé à un guide d'onde (bande X) fendu. Remarquons que le matériau choisi pour illustration dans ce mémoire est l'acrylique mais que d'autres textiles comme le polyamide, le coton et la laine ont également été étudiés et ont conduit aux mêmes conclusions.

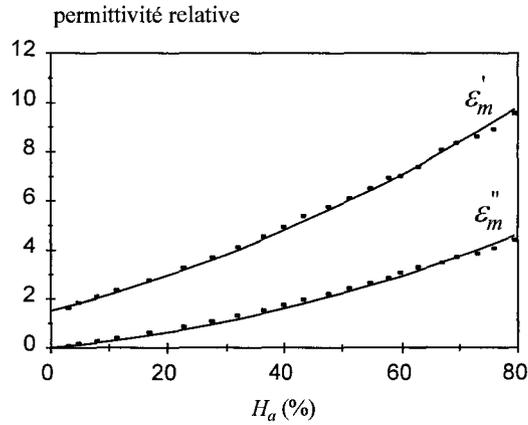


Figure III-11 : Confrontation expérience - théorie concernant la permittivité effective
 (■ : mesures SPMS-10000 — : modélisation à partir de la loi des mélanges : Eq. III-13)
 (acrylique : $L_e = 100$ mm - $t = 400$ μ m - $\rho_d = 0.39$ g/cm³)

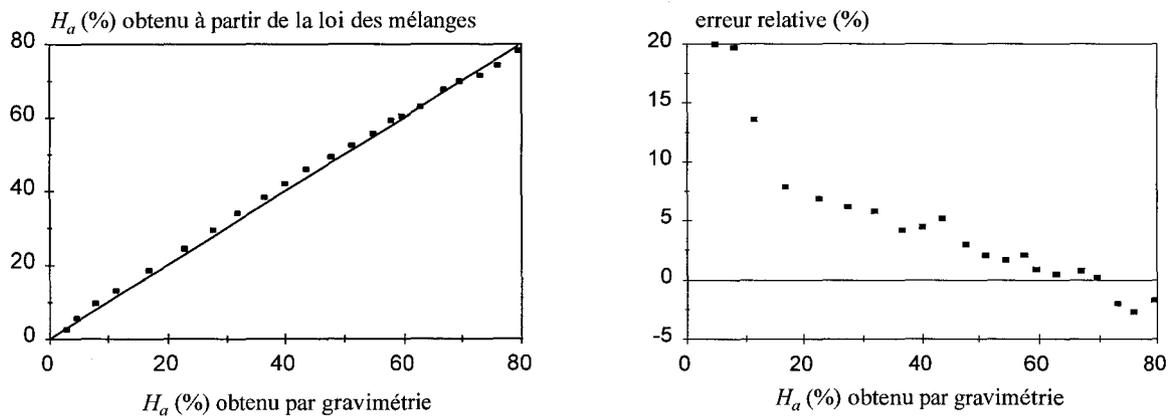


Figure III-12 : Validité de la modélisation du taux d'humidité
 (acrylique : $L_e = 100$ mm - $t = 400$ μ m - $\rho_d = 0.39$ g/cm³)

III.3. Mesures en espace libre

III.3.1. Introduction

Un autre champ d'investigation concerne la caractérisation de matériaux par des mesures en espace libre. Cette technique est très attractive pour les applications industrielles puisqu'elle est sans contact et ne nécessite pas à priori l'utilisation d'une cellule de mesure pour le conditionnement du matériau sous test.

III.3.2. Principe de mesure

Le principe de mesure retenu dans cette étude est représenté par le synoptique donné en figure III-13. Dans cette configuration, les SPMS sont associés à une antenne cornet pour réaliser la mesure du coefficient de réflexion d'un matériau déposé sur une plaque métallique située à une distance L de l'antenne. Nous avons opté pour une configuration de mesure en réflexion puisque beaucoup d'applications ne permettent l'accès que d'un seul côté du matériau sous test, c'est le cas par exemple de tous ceux convoyés sur des treillis métalliques. De plus, la présence de la plaque métallique autorise l'application de la théorie des images, ce qui permet de n'utiliser qu'une seule antenne fonctionnant à la fois en émission et en réception.

III.3.3. Étalonnage de la structure de mesure

Ne connaissant pas les caractéristiques précises de l'antenne (adaptation et gain) et la distance L séparant celle-ci de la plaque métallique, un étalonnage au préalable de la structure de mesure est nécessaire [32]. Celui-ci est réalisé en retirant le matériau sous test comme indiqué en figure III-14. Nous faisons également apparaître, sur cette figure, le graphe de fluence représentant la propagation des ondes électromagnétiques. Remarquons toutefois que même si la distance L est à priori inconnue, elle doit tout de même être choisie afin de respecter les conditions de champ lointain et ainsi considérer une propagation quasiment plane de l'onde arrivant sur le matériau. Au delà d'une certaine distance notée L_{ref} et calculée de façon à se placer dans des conditions de champ lointain, nous considérons le cas d'une onde se propageant suivant le mode "rayon".

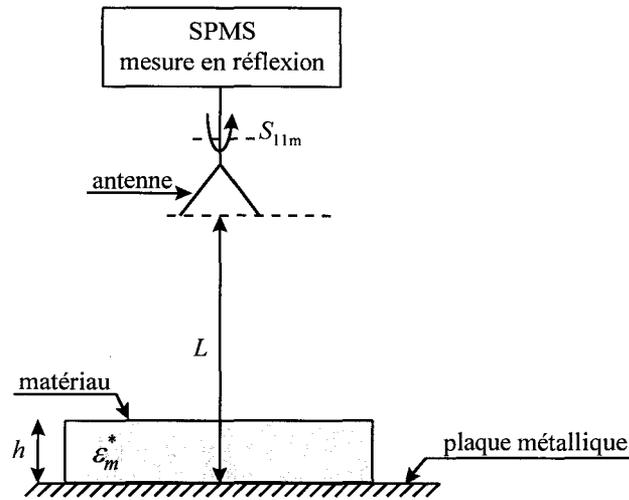


Figure III-13 : Synoptique du dispositif de mesure en espace libre

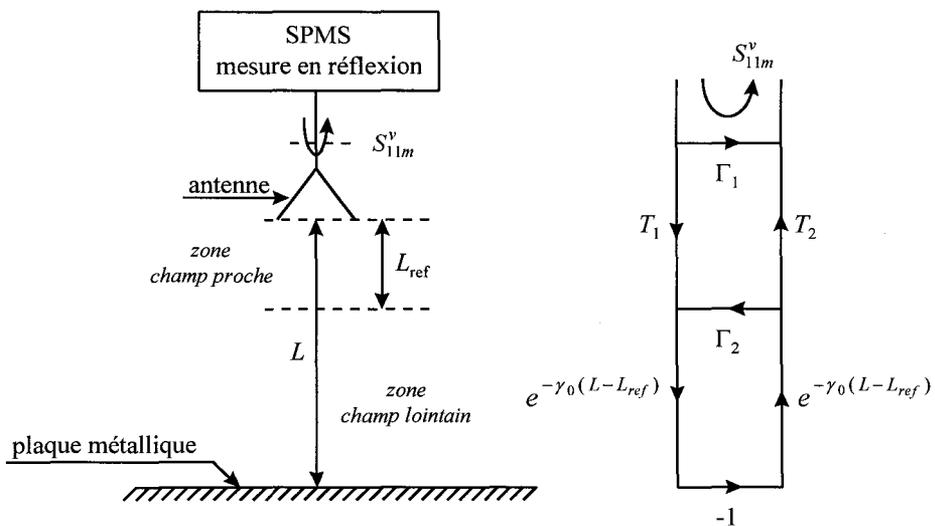


Figure III-14 : Synoptique et graphe de fluence associé de l'étalonnage du dispositif de mesure

En deçà de cette distance, il nous est difficile de mettre en équation la propagation de l'onde puisque nous sommes en zone de champ proche. Aussi, nous modélisons celle-ci par un quadripôle $[\Gamma_1, T_1, \Gamma_2, T_2]$ caractéristique d'une part de l'antenne dans son environnement et d'autre part de l'établissement progressif d'une onde guidée vers une onde plane. La mise en équation du coefficient de réflexion, obtenu dans de telles conditions, est alors donné selon le graphe de fluence associé à cette configuration par la relation suivante :

$$S_{11m}^v = \Gamma_1 - \frac{T_1 T_2}{e^{2\gamma_0(L-L_{ref})} + \Gamma_2} \quad (\text{III-23})$$

où $\gamma_0 = j \frac{2\pi}{\lambda_0}$ représente la constante de propagation dans l'air. L'exposant "v" indique une mesure à vide.

Ce modèle reste compatible avec ceux des études antérieures portant sur la mesure de gain d'une antenne [33] où les paramètres Γ_1 , Γ_2 et $T_1 T_2$ sont respectivement relatifs à l'adaptation, le re-rayonnement et le gain de l'antenne.

L'étalonnage de la structure consiste en la mesure du coefficient de réflexion à vide pour trois positions distinctes de la plaque métallique à $L_0 - \Delta L$, L_0 et $L_0 + \Delta L$ (où $\Delta L \ll L_0$) de façon à procéder au calcul des trois inconnues Γ_1 , Γ_2 et $T_1 T_2$ (équation III-23). Ces trois mesures de S_{11m}^v sont respectivement notées A , B et C . Ainsi, en supposant que ce modèle reste valable pour des distances L variables, la résolution analytique du système d'équation obtenu pour les trois mesures notées A , B et C permet de déterminer les trois inconnues par les relations suivantes :

$$\Gamma_1 = \frac{A(C - B) + C(A - B)e^{2\gamma_0\Delta L}}{(C - B) + (A - B)e^{2\gamma_0\Delta L}} \quad (\text{III-24})$$

$$\Gamma_2 = \frac{(B - A) + (B - C)e^{2\gamma_0\Delta L}}{(C - B) + (A - B)e^{2\gamma_0\Delta L}} e^{2\gamma_0(L_0 - L_{ref})} \quad (\text{III-25})$$

$$T_1 T_2 = \frac{(C - B)(A - C)(B - A)(1 - e^{4\gamma_0\Delta L})}{[(C - B) + (A - B)e^{2\gamma_0\Delta L}]^2} e^{2\gamma_0(L_0 - L_{ref})} \quad (\text{III-26})$$

Au travers d'un exemple traité à la fréquence de 10 GHz, nous vérifions la validité de ce premier modèle pour une distance L , séparant l'antenne de la plaque métallique et variant de 40 cm à 46 cm. La distance L_{ref} pour laquelle nous estimons être dans les conditions de champ lointain (zone de Fraunhöffer) est calculée en fonction de la plus grande dimension de l'ouverture de l'antenne (notée D_{max}) par la relation suivante :

$$2L_{ref} = \frac{2D_{max}^2}{\lambda_0} \quad (III-27)$$

Ainsi, une antenne cornet dont la dimension D_{max} est égale à 7.5 cm donne, d'après la relation III-27, une distance L_{ref} de l'ordre de 20 cm à la fréquence de 10 GHz. Aussi, le relevé en figure III-15, pour une distance L variant entre 40 et 46 cm, du coefficient de réflexion à vide S_{11m}^v mesuré et calculé à partir de l'équation III-23, répond aux conditions de mesure en champ lointain. Les grandeurs Γ_1 , Γ_2 et T_1T_2 sont déterminées à partir des mesures en considérant $L_0=44$ cm et $\Delta L=0.3$ cm. A titre d'exemple le calcul donne :

$$\begin{cases} \Gamma_1 = -19.8 \text{ dB} \quad \angle -84.0^\circ \\ \Gamma_2 = -24.1 \text{ dB} \quad \angle -144.0^\circ \\ \sqrt{T_1T_2} = -11.0 \text{ dB} \quad \angle 43.2^\circ \end{cases}$$

Un moyen rapide de vérifier la valeur de Γ_1 est de remplacer la plaque métallique par un absorbant microonde, conduisant à une mesure "directe" de $\Gamma_1 = S_{11m}^v = -19.5 \text{ dB} \quad \angle -86.0^\circ$ conforme à la valeur obtenue par le modèle.

Les relevés de la figure III-15 montrent, dans les conditions expérimentales choisies, des mesures en très bon accord avec les évolutions obtenues à l'aide de ce modèle. Nous remarquons cependant que plus la distance L s'éloigne de la référence L_0 pour laquelle ont été calculé les paramètres Γ_1 , Γ_2 et T_1T_2 (44 cm pour cet exemple), plus le modèle s'écarte de la mesure. Cela est probablement dû au fait que ce modèle ne prend pas en compte les pertes de puissance de la propagation en espace libre.

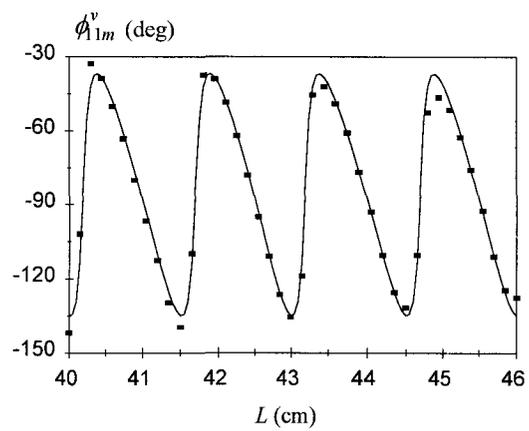
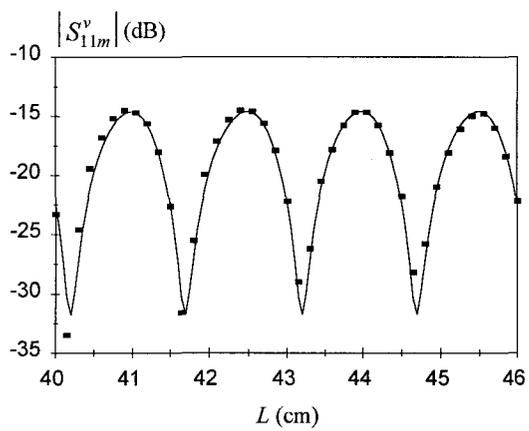


Figure III-15 : Evolution du coefficient de réflexion à F=10 GHz
 (■ : mesures SPMS-10000 — : modèle Eq. III-23)

En effet, dans la configuration classiquement rencontrée en télécommunication, considérant le cas de deux antennes identiques et parfaitement adaptées, placées suivant la même direction et séparées d'une distance L (suffisamment grande pour respecter les conditions de champ lointain), la puissance de réception P_r peut s'exprimer en fonction de la puissance d'émission P_e par la formule en transmission de Friis :

$$P_r = \left(\frac{G\lambda_0}{4\pi L} \right)^2 P_e \quad (\text{III-28})$$

où G représente le gain des antennes dans la direction principale. Cette équation indique que les pertes en transmission de la puissance évoluent de façon inversement proportionnelle au carré de la distance séparant les deux antennes. Ainsi, en s'appuyant sur la théorie des images (configuration en réflexion), nous améliorons le modèle précédent en tenant compte de ce concept. La nouvelle modélisation du coefficient de réflexion S_{11m}^v de la structure donnée en figure III-14 s'écrit de la manière suivante :

$$S_{11m}^v = \Gamma_1 - \frac{T_1 T_2}{\frac{L}{L_0} e^{2\gamma_0(L-L_{ref})} + \Gamma_2} \quad (\text{III-29})$$

où L_0 est la distance de référence autour de laquelle sont calculées les grandeurs Γ_1 , Γ_2 et $T_1 T_2$. Remarquons que dans le cas d'une antenne parfaitement adaptée ($\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$), le module de ce coefficient de réflexion (évoluant suivant la racine carrée du rapport des puissances reçue et émise) est bien inversement proportionnel à la distance L séparant l'antenne de la plaque métallique.

De la même manière que pour le premier modèle, nous déterminons les grandeurs Γ_1 , Γ_2 et $T_1 T_2$ en résolvant analytiquement le système d'équation obtenu à partir de trois mesures de coefficient de réflexion pour trois distances L , supérieures à L_{ref} , variant de part et d'autre de L_0 d'une quantité ΔL . L'intérêt de ce nouveau modèle est mis en évidence au travers d'un autre exemple plus significatif que celui présenté en figure III-15.

En effet, avec ce type d'antenne cornet très bien adaptée à la fréquence de travail de 10 GHz, le phénomène de pertes en espace libre ne se constate qu'après un grand nombre de longueur d'onde.

Aussi, afin de mettre en évidence l'intérêt du nouveau modèle, nous choisissons à présent une antenne moins bien adaptée à une autre fréquence de travail ($F=2.45$ GHz). Notre choix s'est donc porté sur une antenne cornet large bande (2 GHz - 18 GHz) dont la plus grande dimension de l'ouverture est de 12 cm. La distance limite pour se situer dans des conditions de champ lointain est calculée par l'équation III-27 et donne $L_{ref} = 12$ cm. La détermination des paramètres Γ_1 , Γ_2 et T_1T_2 est effectuée pour les deux modèles (tableau III-2) en considérant une distance de référence $L_0=18$ cm et un écart $\Delta L=1.5$ cm.

F=2.45 GHz	modèle Eq. III-23		modèle Eq. III-29	
	dB	degrés	dB	degrés
Γ_1	-9.7	-28.6	-9.6	-29.7
Γ_2	-22.7	85.7	-30.9	26.8
$\sqrt{T_1T_2}$	-9.3	-78.3	-9.4	-78.2

Tableau III-2 : Paramètres caractéristiques de la structure

D'après ces résultats, il apparaît que seule la grandeur Γ_2 propre au re-rayonnement de l'onde varie fortement suivant le modèle choisi. Dans ces nouvelles conditions expérimentales, nous traçons en figure III-16 la comparaison entre les évolutions, en fonction de la distance L , du coefficient de réflexion à vide mesuré et calculé par les équations III-23 et III-29. Il est clair qu'autour de la distance de référence L_0 (18 cm), les deux modèles coïncident parfaitement avec la mesure mais dès lors que la distance s'écarte de cette valeur, le premier modèle (équation III-23) s'éloigne des mesures tandis que le second (équation III-29) reste plus fidèle.

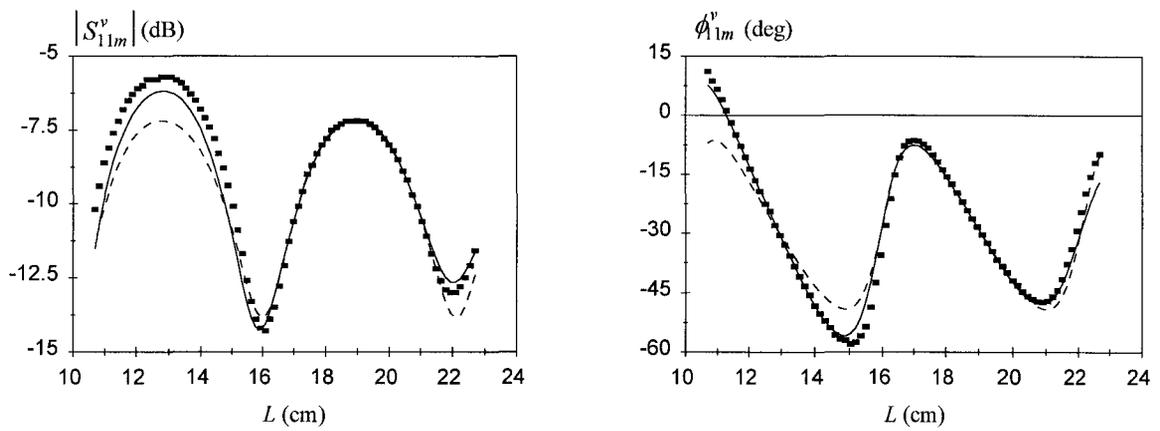


Figure III-16 : Comparaison entre la mesure de S_{11m}^v et les deux modélisations
 (■ : mesures SPMS-2450 - - - - : modèle Eq. III-23 — : modèle Eq. III-29)

Enfin, dans le but de déterminer la limite inférieure pour laquelle les deux modèles restent valides, nous les confrontons aux mesures pour des distances comprises entre 0 et 12 cm, les grandeurs Γ_1 , Γ_2 et T_1T_2 étant calculées pour des distances variant de 1.5 cm autour de 12 cm. Nous illustrons cette confrontation par la figure III-17. Nous pouvons noter l'efficacité du second modèle (équation III-29) jusqu'à la limite inférieure de la zone de Fresnel ($L = 6$ cm). En deçà de cette limite, nous entrons en zone de Rayleigh (champ proche) dans laquelle l'utilisation du mode "rayon" est exclue, d'où une divergence des deux modèles établis par rapport aux mesures.

Malgré l'efficacité de ce nouveau modèle, nous préférons pour la suite de l'étude ne pas prendre en compte l'effet des pertes en espace libre puisque celui-ci n'intervient que pour des distances variables. En effet, dans le cadre de la caractérisation de matériaux, la distance entre l'antenne et la plaque métallique reste fixe, seule une faible variation autour de celle-ci est nécessaire pour l'étalonnage de la structure. Par contre, ce modèle pourrait être utilisé pour d'autres applications, notamment en télémétrie pour des mesures, sans ambiguïté (modélisation vectorielle), de distances ou encore de vitesses. Ainsi, en utilisant les mesures des coefficients de réflexion à vide des figures III-16 et III-17 et par inversion numérique de l'équation III-29, nous traçons en figure III-18.a la distance L , effectivement mesurée par notre capteur, en fonction de la distance réelle entre l'antenne et la plaque métallique. L'erreur relative calculée selon la relation III-30 est représentée en figure III-18.b.

$$\text{erreur relative (\%)} = 100 \times \frac{L(\text{modèle}) - L(\text{réelle})}{L(\text{réelle})} \quad (\text{III-30})$$

Nous montrons, à travers cet exemple, qu'il est tout à fait envisageable de mesurer une distance par ce procédé à condition de se placer en incidence normale.

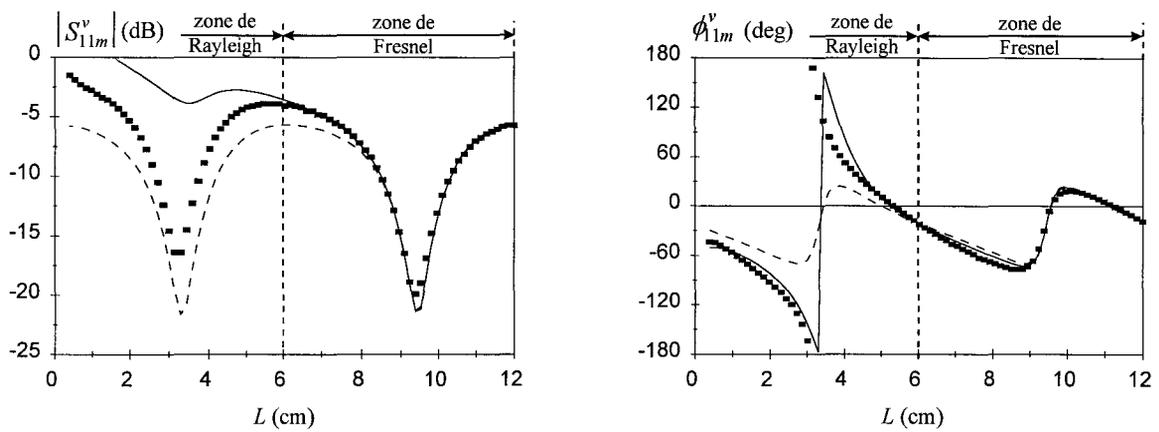


Figure III-17 : Limite de validité des deux modèles

(■ : mesures SPMS-2450 - - - - : modèle Eq. III-23 — : modèle Eq. III-29)

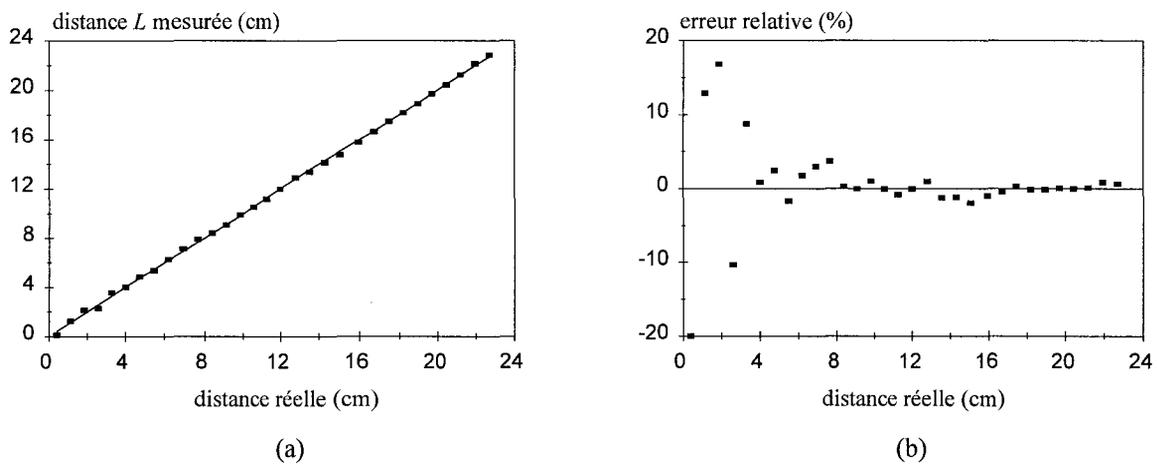


Figure III-18 : Application à la mesure de distance entre l'antenne et la plaque métallique

III.3.4. Caractérisation d'un matériau sous test

Après avoir modélisé et étalonné (équation III-23) la structure à vide pour des distances variant autour d'une référence choisie, nous plaçons à présent le matériau à tester sur la plaque métallique espacée d'une distance L_0 de l'antenne. Ainsi, la mesure du coefficient de réflexion en charge S_{11m} permet par exemple de déterminer la permittivité relative ϵ_m^* de l'échantillon à condition d'en connaître son épaisseur h et inversement la connaissance de ϵ_m^* permet le calcul de h . La mise en équation du graphe de fluence de la structure chargée par le matériau, donné en figure III-19, permet d'écrire la relation suivante :

$$S_{11m} = \Gamma_1 + \frac{T_1 T_2 S'_{11}}{e^{2\gamma_0(L_0-h-L_{ref})} - \Gamma_2 S'_{11}} \quad (\text{III-31})$$

avec $S'_{11} = S_{11} - \frac{S_{21}^2}{1 + S_{11}}$. Les termes S_{11} et S_{21} sont caractéristiques du matériau sous test (permittivité et épaisseur) puisqu'ils représentent respectivement les coefficients de réflexion et de transmission dans les plans de référence du matériau. Rappelons que la propagation d'une onde plane en incidence normale au travers d'une tranche de matériau (plan, homogène et isotrope) dans l'air peut être représentée par le graphe de fluence de la figure III-20. Dans cette configuration, les paramètres de réflexion r_{ij} et de transmission t_{ij} des dioptries air-matériau et matériau-air sont pris en compte [34, 35]. La mise en équation de ce graphe permet d'écrire les relations suivantes :

$$S_{11} = r_{12} \left(\frac{1 - e^{-2\gamma h}}{1 - r_{12}^2 e^{-2\gamma h}} \right) \quad (\text{III-32})$$

$$S_{21} = \frac{(1 - r_{12}^2) e^{-\gamma h}}{1 - r_{12}^2 e^{-2\gamma h}} \quad (\text{III-33})$$

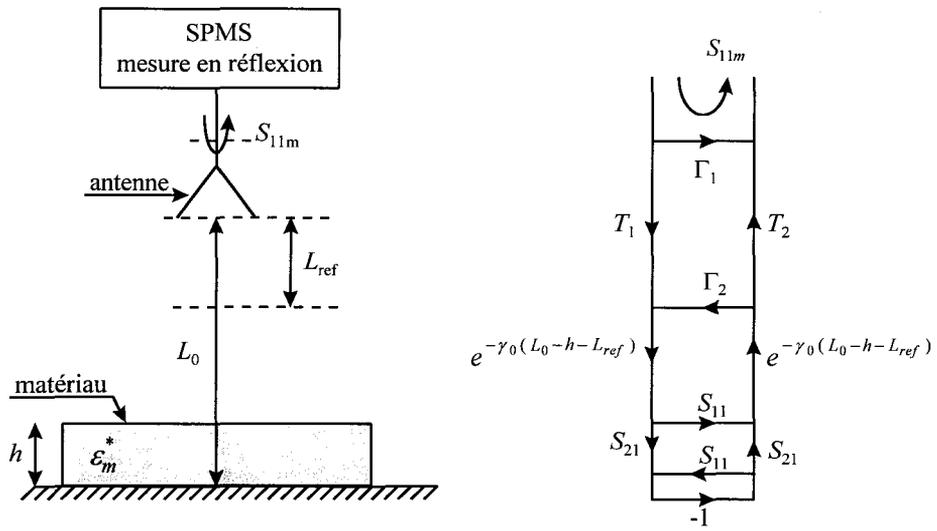


Figure III-19 : Synoptique de l'étalonnage de la structure chargée par le matériau testé

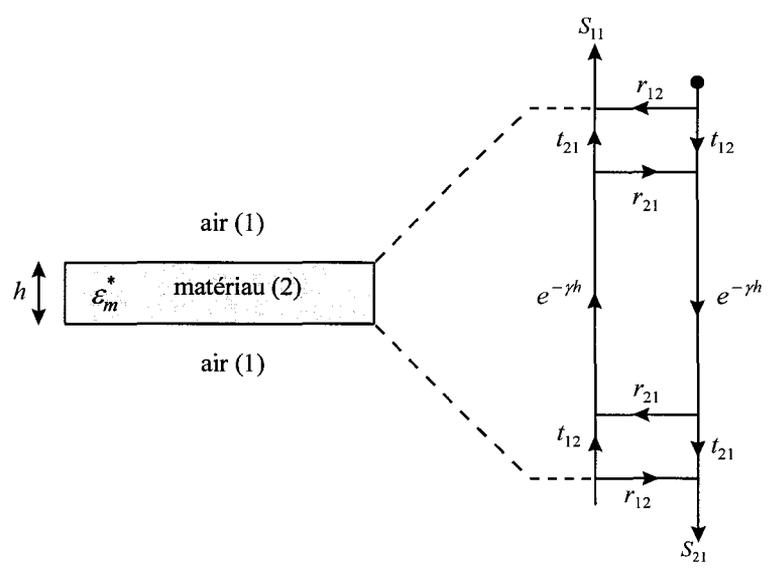


Figure III-20 : Propagation d'une onde plane au travers d'un matériau plan dans l'air

avec $r_{12} = \frac{1 - \sqrt{\varepsilon_m^*}}{1 + \sqrt{\varepsilon_m^*}}$ le coefficient de réflexion du dioptre air-matériau et $\gamma = \alpha + j\beta$ la

constante de propagation dans le matériau ($\alpha = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1}{2}(|\varepsilon_m^*| - \varepsilon_m')}$ et $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\frac{1}{2}(|\varepsilon_m^*| + \varepsilon_m')}$).

Ainsi, à partir de ces relations et par inversion de l'équation III-31, nous sommes capable, connaissant l'épaisseur h du matériau, d'en déterminer sa permittivité relative ε_m^* . Réciproquement la connaissance de la permittivité du matériau suffit à la détermination de son épaisseur. Remarquons que l'inversion de cette équation ne peut se faire de façon analytique puisque la grandeur S'_{11} est une fonction non linéaire aussi bien de la permittivité que de l'épaisseur du matériau. Nous devons donc utiliser des techniques numériques à bases d'algorithmes telle que par exemple la méthode de NEWTON-RAPHSON [13] pour la détermination de la permittivité relative complexe en fonction de la mesure du coefficient de réflexion, connaissant l'épaisseur du matériau sous test.

Pour illustration, nous donnons quelques exemples d'application de cette méthode de caractérisation. Ainsi, nous nous intéressons à la mesure d'épaisseur d'un matériau plan, à la mesure de niveau d'un liquide dans une cuve ou encore à la détermination du taux d'humidité dans des matériaux du bâtiment.

III.3.5. Exemples d'application

Cette partie, consacrée principalement aux exemples de caractérisation de matériaux en espace libre, concerne les systèmes SPMS-2450 et SPMS-10000 connectés à des antennes cornet appropriées. L'étalonnage des structures est réalisé en utilisant l'équation III-23 (mesure à vide) tandis que la caractérisation de matériaux exploite l'équation III-31 relative à la modélisation du coefficient de réflexion mesuré (modèle simplifié). En effet, nous jugeons inutile de prendre en compte les pertes en espace libre, car l'étalonnage est effectué en champ lointain pour trois distances faiblement éloignées (ΔL proche de $\frac{\lambda_0}{8}$).

III.3.5.1. Mesure d'épaisseur d'un matériau homogène

Dans ce premier exemple nous nous proposons, suivant la méthode expérimentale décrite au paragraphe III.3.4., de déterminer l'épaisseur d'une planche de bois aggloméré, à la fréquence de 10 GHz [36]. Afin de vérifier la reproductibilité de la mesure, nous considérons les cas de cinq planches de bois de même nature. Comme nous l'avons indiqué précédemment, la détermination de l'épaisseur nécessite la connaissance de la permittivité du matériau sous test. Celle-ci nous a été fournie par A. H. BOUGHRIET [37] qui, à partir de la mesure des paramètres S , sur analyseur HP 8510B, d'un guide d'onde rectangulaire (bande X) entièrement chargé par un échantillon de bois usiné ($22.86 \times 10.16 \times 10 \text{ mm}^3$) et de la méthode des lignes de transmission [38], a estimé cette grandeur à $\varepsilon_m^* = 2.3 - 0.15j$. A partir de cette valeur et du modèle présenté (équation III-31), nous procédons au calcul de l'épaisseur des échantillons de bois, les résultats sont reportés dans le tableau III-3.

Epaisseur de bois h (mm)	10	22	32	44	54
$\varepsilon_m^* = 2.3 - 0.15j$					
h mesurée (mm)	10.3	22.2	31.3	43.9	52.9
ε_m' mesurée	2.36	2.31	2.49	2.22	2.22
ε_m'' mesurée	0.10	0.20	0.14	0.12	0.11

Tableau III-3 : Caractérisation d'une planche de bois aggloméré à la fréquence de 10 GHz

Nous remarquons que les valeurs obtenues sont en accord avec les épaisseurs réelles, une précision de l'ordre du millimètre est observée pour ces cinq essais. Inversement si l'épaisseur est connue, nous pouvons déterminer par cette méthode la permittivité des échantillons sous test. Par rapport aux techniques usuelles [39], notre méthode a l'avantage d'être faible coût, non destructive et ne nécessite pas de préparation de l'échantillon. Les résultats obtenus pour la mesure de la permittivité sont également reportés dans le tableau III-3. Ceux-ci montrent une bonne précision comparativement à la méthode classiquement utilisée. En effet, la moyenne sur les cinq échantillons donne une permittivité relative proche de celle escomptée.

III.3.5.2. Mesure de niveau d'un liquide dans une cuve

Le deuxième exemple d'application concerne la mesure de niveau d'un liquide contenu dans une cuve métallique dont les dimensions sont suffisamment grandes pour pouvoir négliger les effets de bord à la fréquence de travail choisie de 10 GHz [40]. Le liquide considéré est de l'eau à température ambiante (15 °C) dont la permittivité relative, pour ces fréquence et température, est $\varepsilon_m^* = 49 - 34j$ [16]. L'expérience consiste donc, après avoir étalonné la structure à vide pour une distance de référence L_0 égale à 45 cm, à mesurer le coefficient de réflexion pour des niveaux d'eau allant de 0 à 35 mm.

La figure III-21 illustre la confrontation expérience - théorie (équation III-31) en considérant l'épaisseur h du matériau comme étant égale au niveau d'eau. Nous remarquons qu'au delà d'une certaine profondeur d'eau (~ 5 mm), les courbes en module et phase deviennent "régulières" en fonction du niveau.

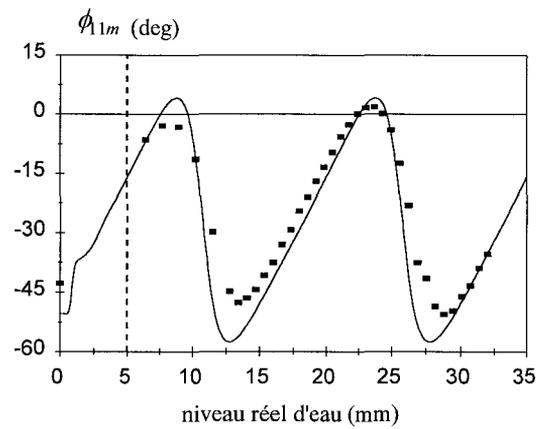
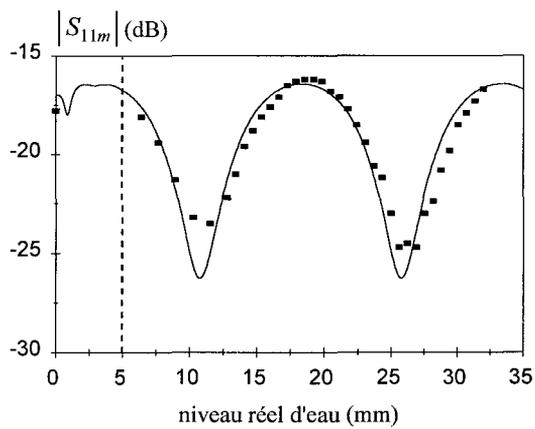


Figure III-21 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction du niveau d'eau

(■ : mesures SPMS-10000 — : modèle Eq. III-31)

($F=10$ GHz - $T=15$ °C - $\epsilon_m^* = 49 - 34j$)

En fait, dans ce cas nous sommes dans des conditions particulières où l'influence de l'interface du dioptre air-eau est prépondérante devant la propagation de l'onde dans l'eau. Par contre, pour des épaisseurs plus faibles, la contribution de l'onde atténuée dans l'eau puis réfléchi par le fond métallique de la cuve, est du même ordre de grandeur que la réflexion causée par le dioptre air-eau, ce qui provoque des "irrégularités" sur les courbes (figure III-21).

Dans le but de déterminer le niveau d'eau dans la cuve, nous simplifions le modèle décrit par l'équation III-31. En effet, compte tenu des fortes pertes diélectriques du liquide considéré, nous assimilons le coefficient de réflexion S'_{11} à r_{12} . Ainsi, nous réduisons le modèle précédent à la relation suivante :

$$S_{11m} = \Gamma_1 + \frac{T_1 T_2 r_{12}}{e^{2\gamma_0(L_0 - h - L_{ref})} - \Gamma_2 r_{12}} \quad (\text{III-34})$$

où r_{12} représente le coefficient de réflexion du dioptre air-eau qui est indépendant du niveau d'eau (épaisseur h) contrairement au paramètre S'_{11} de l'équation III-31.

Ainsi, par une simple inversion analytique de l'équation III-34, nous calculons le niveau d'eau à partir de l'équation suivante :

$$h = L_0 - L_{ref} + \frac{1}{2\beta_0} \arg \left(\frac{S_{11m} - \Gamma_1}{r_{12} [T_1 T_2 + \Gamma_2 (S_{11m} - \Gamma_1)]} \right) \pm \frac{n\lambda_0}{2} \quad (\text{III-35})$$

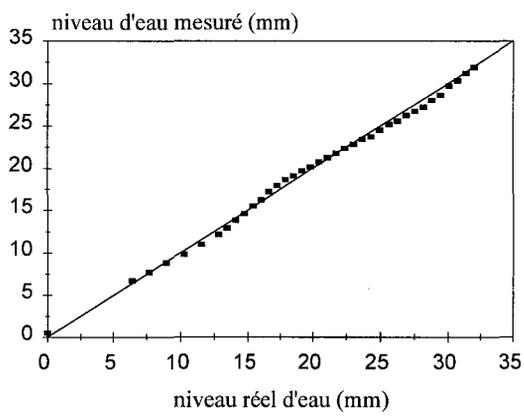
où n est un entier fonction du niveau et relatif aux ambiguïtés sur la phase de l'argument du nombre complexe de l'équation III-35. Cette indétermination peut être levée par le suivi du niveau au fur et à mesure de sa progression. En effet, il suffit d'élaborer un algorithme comptant les sauts de phase pour calculer, en temps réel, le nombre n . La valeur initiale de n est déduite, de la phase préliminaire d'étalonnage, lorsque la cuve est vide ($h=0$).

Les résultats sur la mesure du niveau présentés en figure III-22.a permettent de conclure au bien-fondé de la simplification du modèle. Ainsi, pour des niveaux d'eau supérieurs à 5 mm, la précision de mesure est meilleure que 5% (figure III-22.b).

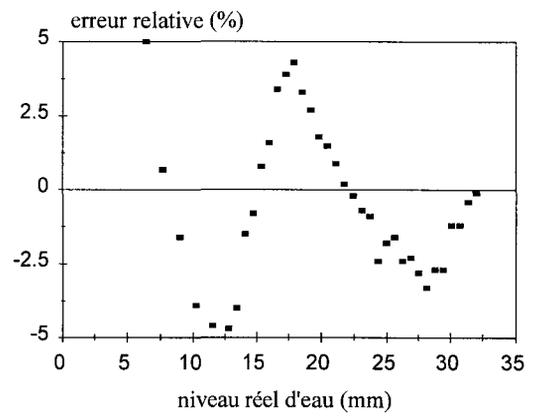
III.3.5.3. Mesure d'humidité de matériaux du bâtiment

La troisième application présentée dans ce mémoire concerne des mesures d'humidité dans des matériaux de construction [41, 42, 43, 44]. En effet, la connaissance du taux d'humidité dans l'industrie du bâtiment est un paramètre important en terme de contrôle et de qualité des différents matériaux utilisés. La mesure s'effectue selon le synoptique de la figure III-13 en considérant, dans les exemples cités, des matériaux tels que du béton cellulaire et du sable fin (déposé dans une cuve métallique de façon à former une brique). Ces matériaux hétérogènes peuvent être considérés comme homogénéisables et présentent donc des permittivités effectives. La détermination de cette permittivité relative effective (ϵ_m^*), via la mesure du coefficient de réflexion de la structure chargée (S_{11m}), aboutit au calcul du taux d'humidité absolu (H_a) selon l'équation III-14 du modèle précédemment établi au paragraphe III.2.5.. Remarquons que cette loi des mélanges suivant les indices de réfraction reste encore applicable puisque nous sommes à nouveau dans le cas de matériaux poreux.

Pour les deux matériaux considérés, le protocole expérimental consiste dans un premier temps à humidifier l'objet sous test jusqu'à saturation, afin de répartir au mieux l'eau dans la matrice et ainsi homogénéiser le mélange. Puis, nous suivons au cours du temps le séchage du matériau déposé sur une plaque métallique (dans le cas du béton) en mesurant, à tour de rôle, son taux d'humidité absolu par gravimétrie et son coefficient de réflexion à la fréquence de 2.45 GHz par notre système SPMS-2450. Le choix de cette fréquence de travail est lié d'une part aux dimensions des matériaux testés (~ 5 cm) et d'autre part au contraste particulièrement important existant entre la permittivité de l'eau et celle du matériau sec. La distance de référence L_0 entre l'antenne et la plaque métallique est fixée à 20 cm (la distance limite de propagation en champ lointain L_{ref} est toujours de 12 cm).



(a)



(b)

Figure III-22 : Application à la mesure de niveau d'eau à la fréquence de 10 GHz

De plus, afin d'observer l'influence des variations de température de la salle d'expérimentation non thermostatée, nous considérons deux valeurs de température de l'eau, 15 °C et 25 °C, et par conséquent des permittivités relatives respectivement égales à 79-16j et 77-12j pour l'implémentation du modèle.

Le premier matériau concerné est une plaque de béton cellulaire de faible densité à sec ($d_{\text{sec}}=0.5$) et d'épaisseur $h=5$ cm [45, 46]. Une mesure préalable du matériau sec par la méthode précédemment citée indique la permittivité relative suivante : $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 2.05 - 0.05j$. Nous traçons en figure III-23 l'évolution des coefficients de réflexion mesuré par le SPMS-2450 et calculé par le modèle donné par l'équation III-31, pour des températures de 15 °C et 25 °C, en fonction du taux d'humidité absolu du matériau obtenu par gravimétrie. D'après ces courbes, nous montrons d'une part la validité du modèle et d'autre part l'influence des fluctuations de la température. Une inversion numérique de l'équation III-31, pour les deux températures considérées, permet de construire la figure III-24.a représentant le taux d'humidité absolu calculé en fonction de celui de référence. L'erreur relative définie par l'équation III-36 et représentée en figure III-24.b, permet de conclure à l'efficacité de la méthode de mesure pour des taux d'humidité absolus supérieurs à 5 %. En effet, dans ce cas, nous notons des erreurs relatives inférieures à 10% pour les taux considérés.

$$\text{erreur relative (\%)} = 100 \times \frac{H_a(\text{modèle}) - H_a(\text{gravimétrie})}{H_a(\text{gravimétrie})} \quad (\text{III-36})$$

En ce qui concerne la gamme d'humidité [0, 5%], en dehors du fait que plus une quantité est petite plus elle est difficile à mesurer, l'importante erreur de mesure occasionnée vient principalement de l'imprécision de mesure de la grandeur $\varepsilon_{\text{sec}}^*$ du modèle de l'équation III-14. En effet, cette permittivité considère un matériau parfaitement sec, or dans notre cas expérimental, cet état est difficilement contrôlable. En effet, le fait que le coefficient de réflexion soit stable à partir d'un certain temps ne suffit pas à prétendre que le matériau est sec. Nous pouvons juste dire que nous sommes arrivés à un état d'équilibre qui ne correspond pas forcément au matériau parfaitement sec.

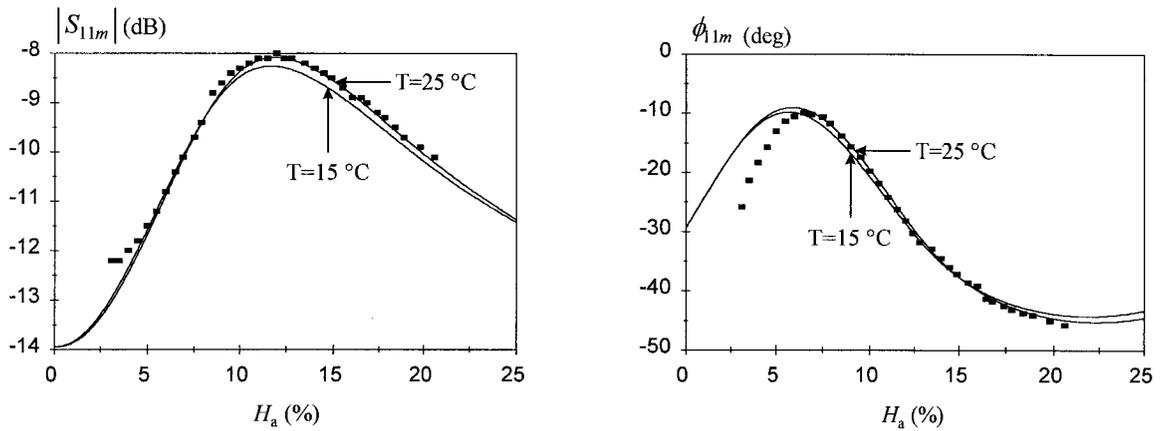


Figure III-23 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction du taux d'humidité absolu

béton cellulaire : $\epsilon_{sec}^* \approx 2.05 - 0.05j$ - $h=50\text{ mm}$ - $d_{sec}=0.5$
 eau : $\epsilon_{eau}^* = 77 - 12j$ ($T=25\text{ }^\circ\text{C}$) - $\epsilon_{eau}^* = 79 - 16j$ ($T=15\text{ }^\circ\text{C}$)
 (■ : mesures SPMS-2450 — : modèle Eq. III-31)

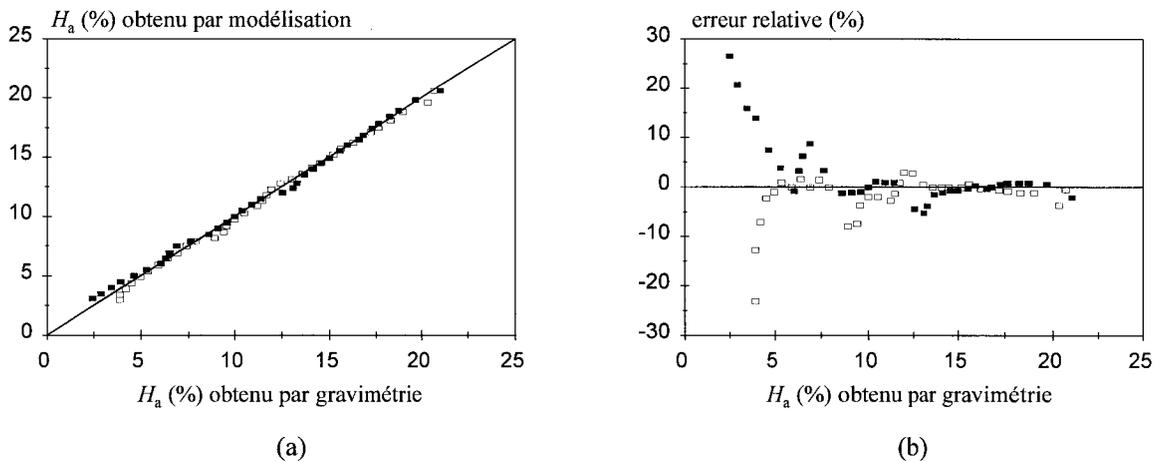


Figure III-24 : Application à la mesure de l'humidité du béton cellulaire à $F=2.45\text{ GHz}$ calcul pour deux températures $T=25\text{ }^\circ\text{C}$ (■) et $T=15\text{ }^\circ\text{C}$ (□)

Le second exemple de mesure d'humidité proposé, considère un matériau à plus forte densité à sec tel que du sable fin ($d_{\text{sec}}=1.6$) déposé dans une cuve métallique de façon à former un matériau plan d'épaisseur h égale à 48 mm [47]. Notons que les dimensions de cette cuve sont choisies suffisamment grandes pour pouvoir négliger les effets de bords. La mesure au préalable de la permittivité relative du matériau sec donne $\varepsilon_{\text{sec}}^* \approx 3.2 - 0.2j$.

Dans ces conditions, après avoir suivi le protocole d'humidification précité, nous traçons en figure III-25 les résultats de la comparaison entre la mesure (SPMS-2450) et le modèle (équation III-31) pour les deux températures de 15 °C et 25 °C. Après inversion numérique de ce modèle nous déduisons des mesures du coefficient de réflexion le taux d'humidité absolu. La comparaison entre cette valeur et celle obtenue par gravimétrie est représentée en figure III-26.a. Celle-ci permet de calculer, via l'équation III-36, l'erreur relative commise (figure III-26.b). Pour des raisons identiques à celles évoquées dans le cas du béton cellulaire, la mesure n'est précise que pour des taux d'humidité absolus supérieurs à quelques pour-cent (erreur relative inférieure à 10 %).

III.3.6. Caractérisation de défauts

Ce paragraphe est destiné à l'introduction à la caractérisation de défauts à l'intérieur d'un matériau en utilisant des techniques d'imagerie microonde active faible coût et sans contact [48]. Etant donné que les matériaux utilisés ont des inclusions de dimensions de l'ordre du millimètre, nous préférons opérer cette fois-ci en gamme millimétrique, à la fréquence de 35 GHz, afin d'avoir une meilleure sensibilité de mesure. Par conséquent, nous considérons une configuration en espace libre utilisant un système de mesure du coefficient de réflexion (SPMS-35000) relié à une antenne (guide ouvert WR28) que nous plaçons à une distance proche du matériau à ausculter (1 mm). L'utilisation d'une antenne de faible dimension ($3.56 \times 7.12 \text{ mm}^2$) située près du matériau permet d'envisager un faisceau d'onde d'une section proche de celle de l'antenne. Dans ces conditions de champ proche, nous ne pouvons évidemment plus employer les modèles précédemment définis au paragraphe III-3.3. (l'hypothèse du mode "rayon" n'est plus vérifiée). La permittivité relative du matériau sous test n'est plus accessible par la simple mesure du coefficient de réflexion à une fréquence.

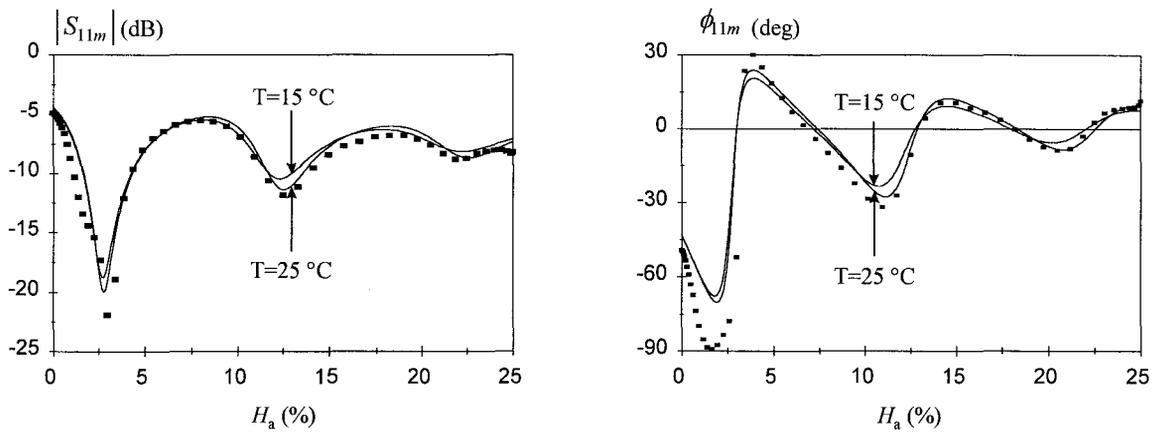


Figure III-25 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction du taux d'humidité absolu

sable fin : $\epsilon_{\text{sec}}^* \approx 3.2 - 0.2j$ - $h=48$ mm - $d_{\text{sec}}=1.6$
 eau : $\epsilon_{\text{eau}}^* = 77 - 12j$ (T=25 °C) - $\epsilon_{\text{eau}}^* = 79 - 16j$ (T=15 °C)
 (■ : mesures SPMS-2450 — : modèle Eq. III-31)

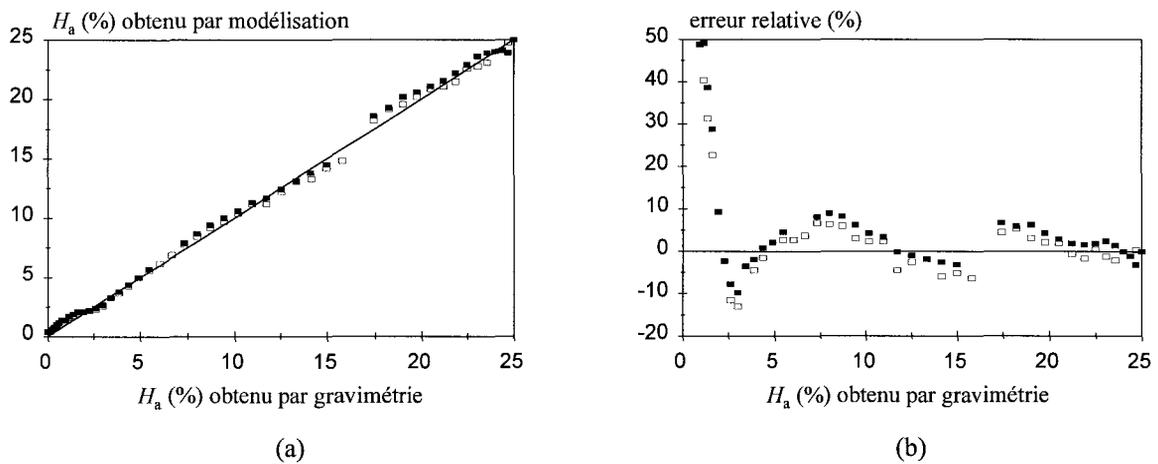


Figure III-26 : Application à la mesure de l'humidité du sable fin à F=2.45 GHz
 calcul pour deux températures T=25 °C (■) et T=15 °C (□)

Néanmoins, nous montrons au travers de plusieurs exemples que le module et surtout la phase du coefficient de réflexion sont des quantités évoluant de façon significative avec la nature des matériaux et le type de défauts [49].

Ainsi, le premier exemple d'application concerne la détection d'une ou plusieurs rainures superficielles, de largeurs et de profondeurs égales à 1 mm, gravées sur une plaque métallique selon les figures III-27 et III-28. Le déplacement, par pas de 0.25 mm, de la sonde (guide ouvert WR28 dont le petit côté est suivant x) de la gauche vers la droite suivant l'axe x permet, grâce aux mesures successives du coefficient de réflexion, d'appréhender le profil des défauts.

Concernant le cas d'une seule faille (figure III-27), nous reportons en figure III-29 les mesures obtenues ainsi que les résultats issus des simulations électromagnétiques sur le logiciel HFSS afin de valider l'expérience. Même si la confrontation mesure - simulation laisse apparaître des écarts pouvant être importants, l'allure de ces courbes reste globalement la même. Compte tenu de la fréquence de travail choisie ($F=35$ GHz), ces erreurs sont probablement dues à des problèmes mécaniques liés à la structure de mesure (mauvais positionnement de la sonde et défaut de parallélisme entre celle-ci et l'échantillon). Néanmoins, la mesure nous renseigne sur la présence du défaut avec une variation importante du module et de la phase du coefficient de réflexion. De plus, ces courbes étant symétriques, il nous est également possible de repérer le centre du défaut et donc de le localiser sur le matériau. Par contre, la mesure brute des signaux ne permet pas de dimensionner cette faille. Une possibilité pour reconstituer le profil exact de la rainure serait de prendre en compte le diagramme de rayonnement de l'antenne. En effet, pour chacune des positions envisagées, la mesure du coefficient de réflexion dépend de la nature du matériau à cette position mais également autour celle-ci. Ainsi, compte tenu des effets de recouvrement dus au diagramme de rayonnement des antennes, nous observons la limite de rapprochement des rainures qui rend possible leurs discriminations. Pour cela nous considérons un ensemble de cinq rainures, dont les caractéristiques géométriques sont les mêmes que précédemment, espacées selon le diagramme donné en figure III-28.

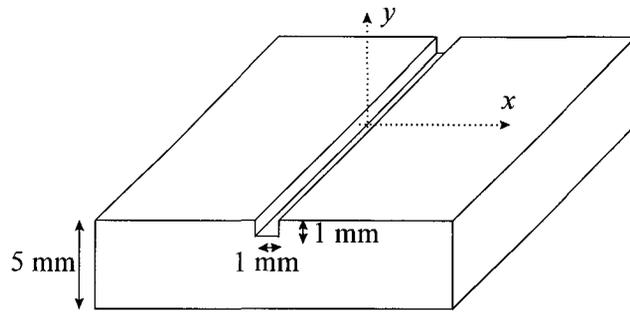


Figure III-27 : Schéma d'une rainure gravée sur une plaque métallique

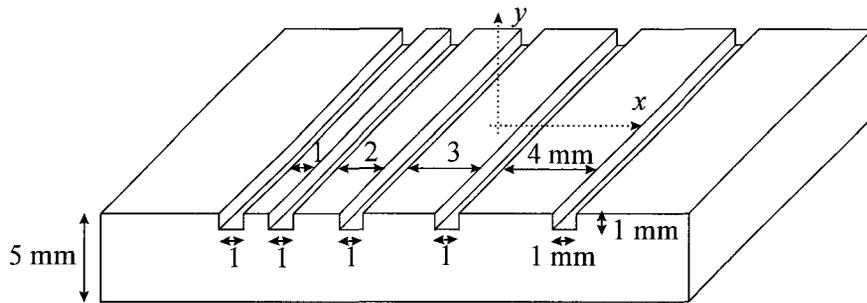


Figure III-28 : Schéma de cinq rainures gravées sur une plaque métallique

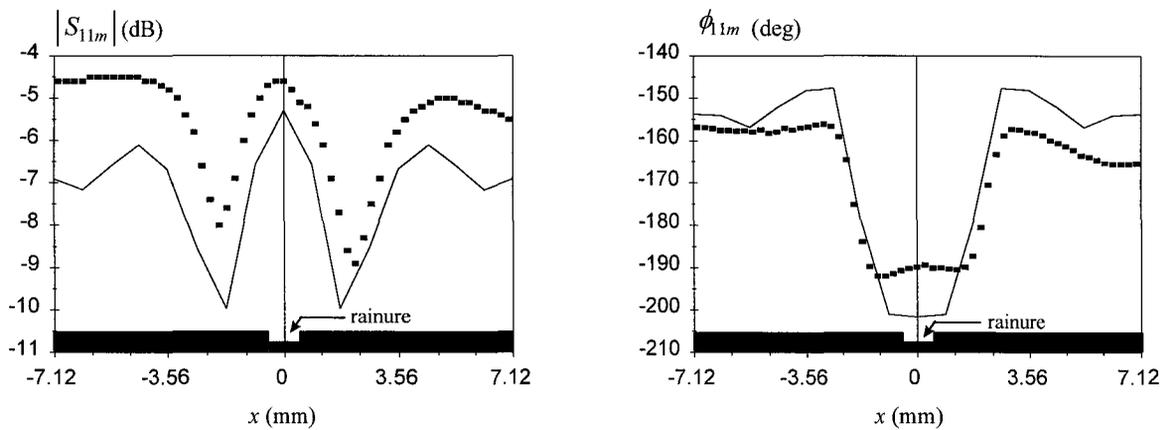


Figure III-29 : Coefficient de réflexion relatif à la configuration de la figure III-27

(■ : mesures SPMS-35000 — : HFSS)

Les résultats de mesure et de simulation du coefficient de réflexion relatifs aux déplacements de la sonde suivant l'axe x sont représentés en figure III-30. Ceux-ci traduisent la possibilité de localisation des trois dernières fentes pour lesquelles l'espacement est au moins de 2 mm. Pour des espacements plus petits entre les défauts (inférieurs à la moitié du petit côté du guide WR28), il devient difficile de discriminer les différentes rainures puisqu'elles sont situées dans la zone de rayonnement de l'antenne.

Nous démontrons ainsi, au travers de cas très simples, la faisabilité de détecter et de localiser un défaut à l'aide du capteur élaboré. Cependant, en ce qui concerne la détection de défauts superficiels, d'autres techniques (en optique par exemple) sont beaucoup plus efficaces que la méthode présentée. Néanmoins, les techniques microondes présentent l'avantage de pouvoir détecter des défauts à l'intérieur d'un matériau. Pour illustrer ce phénomène, nous déposons sur la plaque métallique qui contient une rainure (figure III-27) une lame de plastique opaque de 2 mm d'épaisseur. Dans cette configuration les techniques visuelles sont impuissantes, or, nous montrons qu'il est encore possible, par microonde, de détecter et de localiser la rainure par simple mesure du coefficient de réflexion. La comparaison de la situation avec et sans plastique, donnée en figure III-31, aboutit à la conclusion selon laquelle plus le matériau couvrant le défaut est épais et à fortes pertes diélectriques, plus la dynamique de mesure diminue.

Un autre exemple d'application industrielle concerne la détection de noeuds dans le bois. Dans l'exemple considéré, un noeud ($\phi \sim 5$ mm) centré à l'origine du repère (x, y) et situé sur l'extrémité d'une planchette de bois est soumis au test microonde. Les résultats de la figure III-32 montrent une influence sensible, sur le module et la phase du coefficient de réflexion, du contraste de permittivité entre la zone de la planche de bois sans défauts et le noeud. Ici encore, la symétrie des courbes permet de repérer le centre du noeud et donc sa localisation sur la planchette. Cette technique possède l'avantage d'être sans contact et autorise des mesures en défilement.

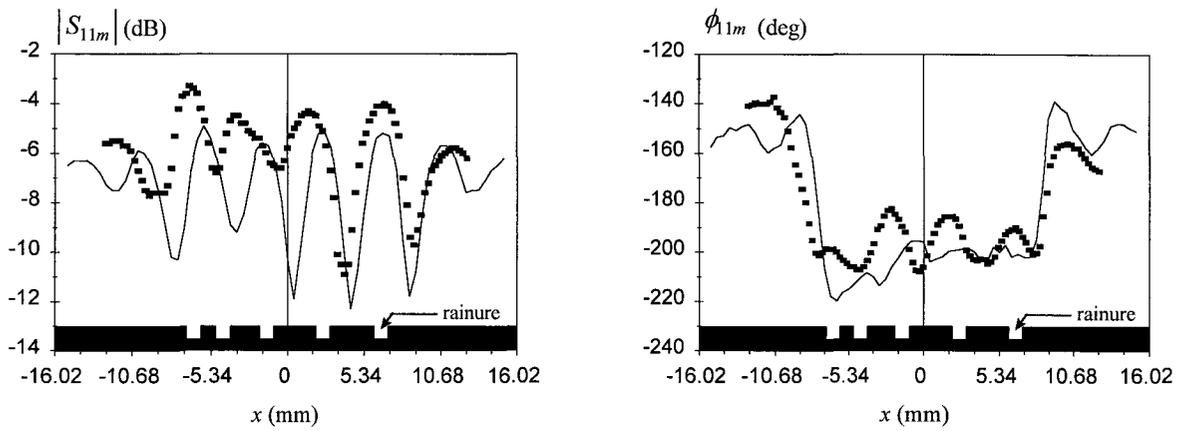


Figure III-30 : Coefficient de réflexion relatif à la figure III-28
 (■ : mesures SPMS-35000 — : HFSS)

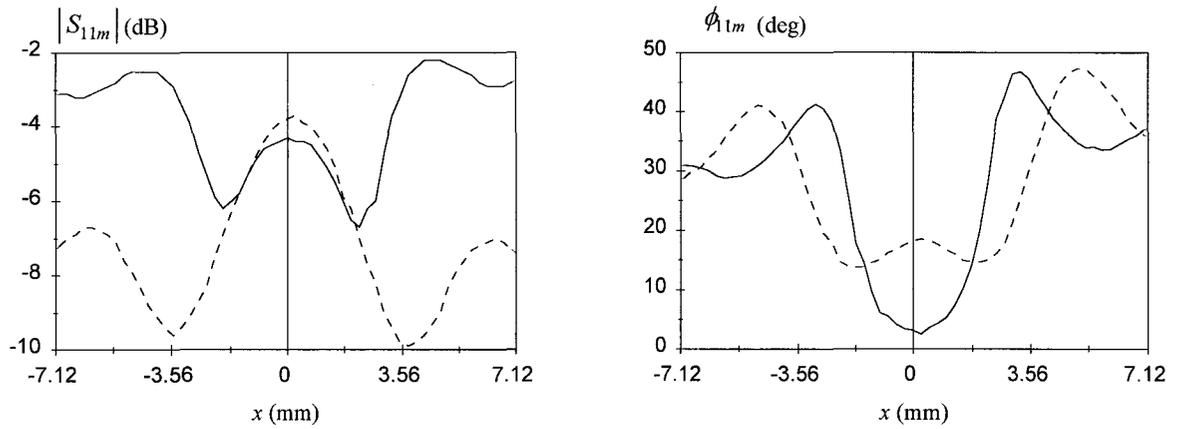


Figure III-31 : Coefficient de réflexion relatif à la figure III-27
 (- - - - : rainure sans plastique — : rainure avec plastique)

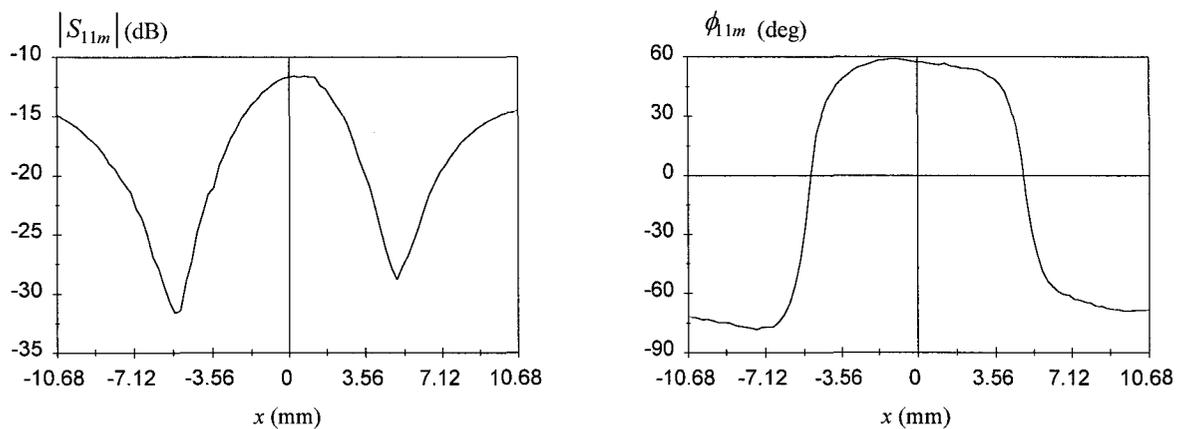


Figure III-32 : Coefficient de réflexion relatif à un noeud dans une planche de bois

Le dernier point abordé dans cette partie concerne la reconstruction de la forme du défaut par l'élaboration d'une image microonde, à la fréquence de 35 GHz, à partir de la mesure du coefficient de réflexion pour des déplacements de la sonde suivant les deux axes x et y .

Afin de montrer la faisabilité d'une telle mesure, nous nous plaçons volontairement dans le cas simple de deux trous non débouchants percés dans une plaque métallique selon la figure III-33. Le protocole expérimental consiste à effectuer des déplacements de la sonde tous les 1.78 mm suivant les deux dimensions x et y (figure III-34) en mesurant, pour chaque position, le coefficient de réflexion. Rappelons que l'antenne est maintenue à une distance de 1 mm au dessus de l'objet. L'image microonde ainsi acquise, en module et en phase, est représentée en figure III-35. Remarquons que l'image brute obtenue n'ayant subi aucun traitement de signal particulier, montre néanmoins des résultats encourageants puisqu'il nous est relativement facile de détecter et localiser les deux trous percés dans la plaque métallique. Par contre, à cause du diagramme de rayonnement de la sonde, nous ne pouvons pas retrouver avec précision la forme et le diamètre des trous. Dans ce cas, un traitement de signal prenant en compte de l'équation du diagramme de rayonnement de l'antenne est nécessaire. Cette équation est d'autant plus difficile à calculer qu'elle dépend généralement de la permittivité de matériau à mesurer. Le traitement de signal adéquat devrait donc faire appel à une inversion non linéaire.

III.3.7. Conclusion

Dans cette partie du mémoire nous avons montré au travers de quelques illustrations les potentialités des différents systèmes réalisés pour la caractérisation de matériaux en espace libre. Remarquons que les investigations menées; mesures d'épaisseur, de niveau ou d'humidité ne sont que trois exemples parmi le champ important d'applications possibles. Enfin, nous avons également abordé le problème de l'imagerie microonde en champ proche au travers d'un exemple académique. Cet axe de recherche semble voué à un avenir tout à fait prometteur.

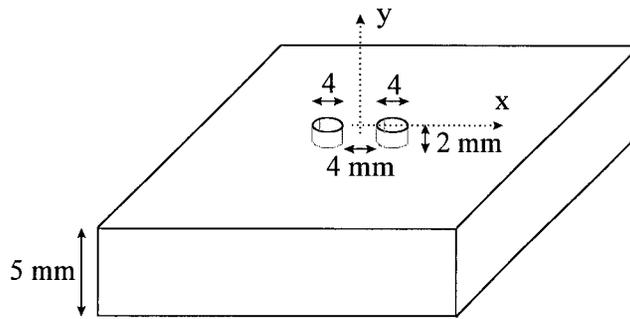


Figure III-33 : Schéma de deux trous non débouchant dans une plaque métallique

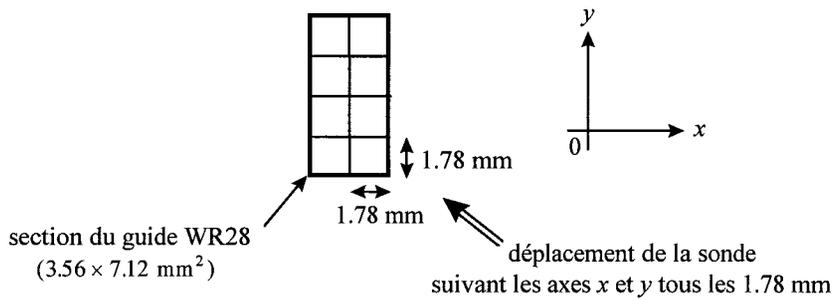


Figure III-34 : Déplacement de la sonde suivant les deux dimensions x et y

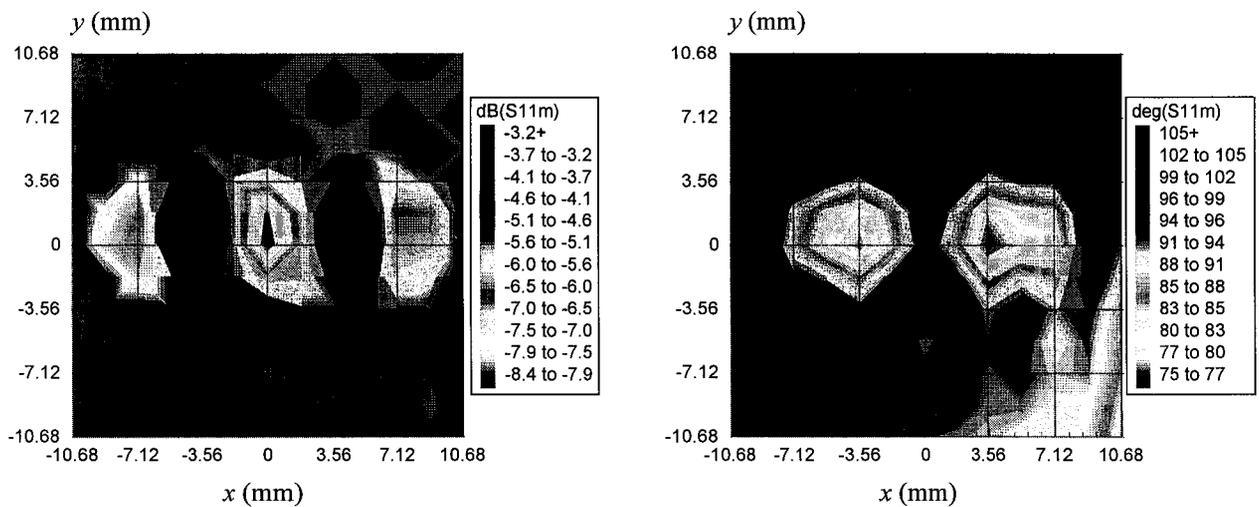


Figure III-35 : Image microonde à $F=35$ GHz relative aux figures III-33 et III-34 (image brute sans traitement de signal)

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux types de configuration de mesure mettant en œuvre des techniques en guide pour la première et des méthodes en espace libre pour la seconde. Pour ces deux situations nous avons proposé des modèles qui autorisent la prédiction des coefficients de transmission (cas du guide) ou de réflexion (espace libre) avec une précision compatible avec les applications visées.

Nous avons également mis en place un modèle permettant d'estimer la permittivité effective du matériau sous test, basé sur des lois de mélanges, qui s'est avéré efficace pour des matériaux aussi différents que des textiles ou des matériaux du bâtiment.

Enfin, pour illustrer le bon fonctionnement tant des systèmes réalisés que des modèles établis, nous avons présenté quelques applications. Nous nous sommes volontairement limités à trois ou quatre utilisations possibles car les demandes, notamment en mesure d'humidité, sont très importantes. En effet, pratiquement tous les secteurs d'activités sont concernés comme par exemple (de façon non exhaustive) les industries suivantes :

- agricole [50],
- agro-alimentaire [51, 52],
- du papier [53],
- du tabac [54],
- de la pyrotechnie [55],
- du bâtiment [56],
- du textile [57].

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- [1] **D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Capteurs microondes pour le contrôle non destructif de matériaux”
Instrumentation interdisciplinarité et innovation, Hermès, pp 299-306, 1999, Paris
- [2] **A. C. METAXAS and R. J. MEREDITH**
“Industrial microwave heating”
Peter Peregrinus Ltd, 1983, London
- [3] **J. C. SAINSON**
“Contrôle non destructif par microondes de matériaux textiles en nappe par des méthodes active et passive (Radiométrie)”
Thèse de Docteur de l’université, Septembre 1994, Lille
- [4] **R. J. KING**
“Microwave sensors for process control - Part I : Transmission sensors”
SENSORS, vol. 9, n° 9, pp 68-74, 1992
- [5] **T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“A low cost microwave system for non destructive control of textile webs”
Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol. 31, n° 2, pp 249-254,
February 1996
- [6] **L. LEWIN**
“Theory of waveguides”
Newnes-Butterworths, 1975, London
- [7] **R.E. COLLIN and F. J. ZUCKER**
“Antenna theory”
Mc Graw-Hill Book Company, pp 159-162, 1969, New York
- [8] **R.A. YORK and R.C. COMPTON**
“An automated method for dielectric constant measurements of microwave substrates”
Microwave Journal, pp 115-121, March 1990
- [9] **R.E. COLLIN**
“Field theory of guided waves”
Mc Graw-Hill Book Company, pp 233-247, 1960, New York
- [10] **M. BORN and E. WOLF**
“Principles of optics - Electromagnetic theory of propagation - Interference and diffraction of light”
Pergamon Press, 1975, New York

- [11] **L.P. LIGTHART**
“A fast computation technique for accurate permittivity determination using transmission line methods”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 31, n° 3, pp 249-254, March 1983
- [12] **J.A.G. MALHERBE and J. JOUBERT**
“Radiation properties of a long slot in the broad wall of a waveguide”
Electronics Letters, pp 568-570, March 1998
- [13] **A. ANGOT**
“Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications”
Masson & Cie, 1972, Paris
- [14] **M. A. TSANKOV**
“Permittivity measurement of thin slab centrally located in a rectangular waveguide”
Journal of Physics E : Scientific Instruments, vol. 8, pp 963-966, 1975
- [15] **D. C. DUBE and R. NATARAJAN**
“Measurement of the permittivity of films at microwave frequencies”
Journal of Physics E : Scientific Instruments, vol. 7, pp 256-257, 1974
- [16] **A. V. HIPPEL**
“Dielectric materials and applications”
Artech House, 1995, Boston
- [17] **S. LEFRANCOIS, D. PASQUET, G. MAZE-MERCEUR**
“A new model for microwave characterization of composite materials in guided-wave medium”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 44, n° 9, pp 1557-1562, September 1996
- [18] **S. O. NELSON**
“Correlating dielectric properties of solids and particulate samples through mixture relationships”
Transactions of the ASAE, vol. 35, n° 2, pp 625-629, April 1992
- [19] **D. S. Mc LACHLAN, A. PRIOU, I. CHENERIE, E. ISSAC, F. HENRY**
“Modeling the permittivity of composite materials with a general effective medium equation”
Journal of Electromagnetic Waves and Applications, vol. 6, n° 9, pp 1099-1131, April 1992
- [20] **A. W. KRASZEWSKI**
“Prediction of the dielectric properties of two-phase mixtures”
Journal of Microwave Power, vol. 12, n° 3, pp 215-222, 1977



- [21] **A. W. KRASZEWSKI**
“Microwave aquametry - Recent advances”
National Physical Laboratory (NPL) Symposium Humidity and Moisture, pp 187-194,
April 1998, London
- [22] **F. MENKE, R. KNOCHEL**
“New density-independent moisture measurement methods using frequency-swept
microwave transmission”
IEEE MTT-S Int. Mic. Symp. Digest, pp 1415-1418, June 1996, San Francisco
- [23] **K. KUPFER**
“Possibilities and limitations of density-independent moisture measurement with
microwaves”
IEEE MTT-S Int. Mic. Symp. Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with
Water and Moist Substances, pp 77-78, June 1993, Atlanta
- [24] **N. ANI, J. C. PEUCH, H. BAUDRAND**
“Influence de la température dans les mesures du taux d'humidité en hyperfréquence”
5^{èmes} Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux, Mai 1998, Le Touquet
- [25] **T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“A microwave sensor for materials characterization”
Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetic, pp 507-510,
August 1996, Montréal
- [26] **T. LASRI, D. GLAY, A. BENLARBI-D, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Capteur faible coût pour la mesure de permittivité de matériaux en nappes”
4^{èmes} Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux, pp 147-150, Avril 1996,
Chambery
- [27] **T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“A low cost microwave sensors for moisture measurement of textile webs”
IEEE MTT-S Int. Mic. Symp. Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with
Water and Moist Substances, pp 112-114, June 1996, San Francisco
- [28] **A. W. KRASZEWSKI**
“Microwave monitoring of moisture content in grain-further considerations”
Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol. 23, n° 4, pp 236-246,
April 1988
- [29] **M. N. AFSAR, J. R. BIRCH, R. N. CLARKE**
“The measurement of the properties of materials”
Proceedings of the IEEE, vol. 74, n° 1, pp 183-199, January 1986
- [30] **R. J. KING**
“On-line industrial applications of microwave moisture sensors”
IEEE MTT-S Int. Mic. Symp. Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with
water and moist substances, pp 75-78, June 1996, San Francisco

- [31] **S. LEFRANCOIS, D. PASQUET, P. LEVESQUE, G. MAZE-MERCEUR**
“Influence des modes d'ordre supérieur lors des mesures de matériaux hétérogènes en espace guidé”
9^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), Avril 1995, Paris
- [32] **T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Non destructive testing of materials by microwave systems”
Electronics Letters, vol. 34, n° 5, pp 470-471, March 1998
- [33] **P. COQUET, K. MAHDJOUBI, C. TERRET**
“Automatic antenna gain measurement at high frequencies”
Electronics Letters, vol. 28, n° 14, pp 1339-1340, July 1992
- [34] **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, April 1990
- [35] **G. ANGENIEUX**
“Broadband dielectric characterization of aluminium nitride”
Microwave Journal, pp 91-98, October 1990
- [36] **J.P. COVILLERS, A. BENLARBI, D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Détermination à distance du coefficient de réflexion d'un matériau par interférométrie microonde”
10^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), pp 434-435, Mai 1997, Saint-Malo
- [37] **A. H. BOUGHRIET**
“Contribution à la caractérisation électromagnétique de matériaux en structures dipôles et quadripôles - Applications aux tissus biologiques et aux polymères thermoplastiques”
Thèse de Docteur de l'université, Avril 1997, Lille
- [38] **A. H. BOUGHRIET, C. LEGRAND, A. CHAPOTON**
“Non iterative stable transmission / reflection method for complex permittivity determination”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 45, n° 1, pp 53-59, January 1997
- [39] **J. B. 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. 38, n° 8, pp 1096-1103, August 1990
- [40] **T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Microwave systems for non destructive testing”
Second European Workshop on Microwave Processing of Materials, June 1997, Karlsruhe

- [41] **T. HAUSCHILD and F. MENKE**
“Moisture measurement in masonry walls using a non-invasive reflectometer”
Electronics Letters, vol. 34, n° 25, pp 2413-2414, December 1998
- [42] **D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Mesure d'humidité dans les matériaux du bâtiment”
11^{èmes} Journées Nationales Microondes (JNM), Mai 1999, Arcachon
- [43] **D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Recent developments of microwave systems for moisture measurements”
National Physical Laboratory (NPL) Symposium Humidity and Moisture, pp 234-235,
April 1998, London
- [44] **F. GAUDAIRE**
“Caractérisation de l'affaiblissement électromagnétique de composants du bâtiment”
Thèse de Docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Novembre 1997,
Grenoble
- [45] **K. SATO, T. MANABE, J. POLIVKA, T. IHARA, Y. KASASHIMA, K. YAMAKI**
“Measurement of the complex refractive index of concrete at 57.5 GHz”
IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 44, n° 1, pp 35-39, January 1996
- [46] **T. LASRI, D. GLAY, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Free space moisture measurement of cellular concrete”
IEEE MTT-S Int. Mic. Symp. Workshop on Electromagnetic Wave Interaction with
Water and Moist Substances, April 1999, Athens
- [47] **D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“Système à 2.45 GHz pour la caractérisation en espace libre de matériaux”
5^{èmes} Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux, Mai 1998, Le Touquet
- [48] **H. C. LU and T. H. CHU**
“Microwave diversity imaging using six-port reflectometer”
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, vol. 47, n° 1, pp 84-87,
January 1999
- [49] **D. GLAY, T. LASRI, A. MAMOUNI, Y. LEROY**
“A 35 GHz vector system for non destructive applications”
Review of Progress in Quantitative NDE, July 1999, Montréal
- [50] **A. W. KRASZEWSKI and S. O. NELSON**
“Application of microwave techniques in agricultural research”
IEEE MTT-S IMOC '95 Proceedings, pp 117-126, 1995
- [51] **EG&G BERTHOLD**
“Analyseur d'humidité à microondes LB 356 MICRO-MOIST”
http://berthold.com.au/industrial_pages/LB356.html
- [52] **T. KUDRA, V. RAGHAVAN, C. AKYEL, R. BOSISIO, F. D. VOORT**
“Electromagnetic properties of milk and its constituents at 2.45 GHz”
Journal of Microwave Power, vol. 27, n° 4, pp 199-204, 1992

- [53] **C. LHIAUBET, G. COTTARD, J. CICCOTELLI, J. F. PORTALA, J. Ch. BOLOMEY**
“On-line control in wood and paper industries by means of rapid microwave linear sensors”
European Microwave Conference (EUMC), pp 1037-1040, August 1992
- [54] **E. BOURDEL, D. PASQUET, P. DENORME, A. ROUSSEL**
“Mesure de l'humidité dans le tabac à l'aide d'une cavité cylindrique en mode TM_{010} ”
5^{èmes} Journées de Caractérisation Microonde et Matériaux, Mai 1998, Le Touquet
- [55] **G. MALLICK, M. ROSSO, J. M. TAUZIA, E. GIRAUD, O. BRENACHOT, G. ROUSSY**
“Capteur microonde intelligent pour la mesure de l'humidité des poudres pyrotechnique au cours de leur laminage”
L'onde Electrique, vol. 73, n° 3, pp 53-57, Mai 1993
- [56] **RADAR TRON microwave moisture sensor**
“Measure the moisture in aggregates and granular materials”
<http://www.scaletron.com/code/radart.htm>
- [57] **PLEVA (Germany)**
“Humidité de textiles, tapis, pellicule, tissus, voile, papier, carton”
E-mail: pleva@t-online.de

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Nous avons démontré dans ce travail la capacité des techniques microondes à répondre à des problèmes de contrôle non destructif. Pendant longtemps ce domaine d'activité était réservé aux méthodes dites classiques que sont par exemple les courants de Foucault, les infrarouges, la radiographie (X ou γ), les agents pénétrants liquides ou les ultrasons.

Aujourd'hui, nous pouvons dire que les procédés microondes, encore trop souvent perçus comme des techniques émergentes, sont arrivés à maturité pour apporter des solutions à des problèmes pratiques. Par certains aspects (développés dans ce document) ils apparaissent même comme une solution de choix.

Un des freins à une pénétration importante de ce type de caractérisation, dans le domaine du contrôle non destructif, était essentiellement lié à l'appareillage de mesure, classiquement un analyseur de réseaux vectoriel, nécessaire à la détermination des grandeurs d'intérêt (coefficients de réflexion et/ou de transmission). Maintenant, grâce aux systèmes développés au laboratoire, nous pouvons légitimement espérer proposer des solutions viables en termes techniques et économiques. A cet effet, avec l'appui de la "cellule Transfert" de l'institut, nous avons réalisé un prototype préindustriel opérant à la fréquence de 2.45 GHz qui permet la mesure vectorielle, hors laboratoire, des coefficients de réflexion et de transmission d'un matériau sous test. Les performances de cet appareillage en terme de précision sur les coefficients mesurés, comparativement à l'analyseur de réseaux HP 8510B, sont de ± 0.2 dB sur le module et ± 2 degrés sur la phase.

Ce système est associé à des cellules de mesure qui dépendent d'abord du matériau mais aussi du "process" industriel. En effet, généralement les demandeurs souhaitent que les lignes de production soient perturbées le moins possible pour éviter les pertes économiques (arrêt de la production, modifications trop importantes).

Pour accompagner les systèmes conçus, nous avons également établi des modèles qui permettent la prédiction des paramètres S_{ij} mais aussi des grandeurs d'intérêt comme par exemple le taux d'humidité.

Les perspectives de ce travail s'orientent vers plusieurs axes d'études qui nécessitent en général un aspect pluridisciplinaire des recherches. En effet, disposant d'outils de mesure sur une large bande de fréquences, nous sommes potentiellement capables de répondre à de plus en plus de problèmes de contrôle non destructif à condition d'intégrer dans le travail une dimension "matériaux". Ce volet concernant les matériaux est nécessaire à la compréhension des interactions des ondes hyperfréquences avec l'échantillon sous test de façon à bâtir un modèle le plus fidèle possible. Ceci est d'autant plus vrai que les matériaux concernés par ce type de caractérisation sont en général nouveaux (exemple des matériaux composites).

Dans le domaine de l'imagerie microonde active en champ proche que nous avons tout juste abordé, beaucoup de travail reste à fournir, notamment pour l'interprétation des images qui demande une étude complémentaire en traitement du signal. Enfin, nous pensons également à une montée en fréquence qui permettrait une détection de défauts plus fine. Nous nous dirigeons vers l'étude d'un système "quasi-optique" opérant à 60 GHz.

RESUME ET MOTS CLES

RESUME

Le contrôle non destructif (CND) consiste à examiner un objet ou un matériau d'une manière telle qu'à l'issue du contrôle son utilisation future ne soit pas affectée. Pendant longtemps ce domaine d'activité était réservé aux méthodes dites classiques (courants de Foucault, infrarouges, ultrasons ...), néanmoins, afin de satisfaire à une demande de performances accrues en terme de caractérisation (mesures en profondeur, en défilement ...) les microondes peuvent apparaître comme une solution de choix.

Ce travail se propose donc d'apporter des solutions en terme de contrôle non destructif par microonde basé sur la détermination des propriétés de réflexion et/ou de transmission du matériau sous test. Dans la grande majorité des cas, ces grandeurs ne sont accessibles qu'au travers de l'emploi d'un analyseur de réseaux vectoriel qui reste typiquement un équipement de laboratoire et donc plutôt inadapté aux contingences industrielles. Par conséquent, dans l'optique d'effectuer ce type de mesures, hors laboratoire, nous avons conçu et réalisé des systèmes de mesure de paramètres S (SPMS) plus en adéquation avec les attentes des utilisateurs potentiels que sont les demandeurs de contrôle non destructif. Aussi, plusieurs systèmes fonctionnant aux fréquences privilégiées de 2.45 GHz, 10 GHz et 35 GHz ont été développés.

L'association de chacun de ces dispositifs à une cellule de mesure constitue un capteur pour le CND. Ainsi, l'élaboration de modèles basés sur l'interaction des ondes électromagnétiques avec l'objet sous test permet d'envisager différentes applications telles que par exemple la mesure des grandeurs géométriques, de la permittivité ou encore du taux d'humidité de matériaux aussi variés que des nappes textiles, du sable ou du béton.

MOTS CLES

Systèmes Microondes, Paramètres S , Contrôle Non Destructif, Permittivité, Taux d'Humidité

ABSTRACT

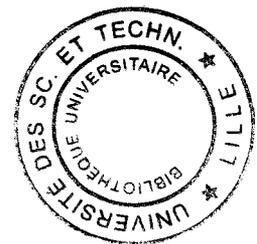
Non destructive testing (NDT) is the examination of an object or a material with a technology that does not affect its future usefulness. For a long time the subject of NDT was reserved for well-established methods such as for instance Eddy-currents, Infrared and Ultrasonics. Today, to satisfy the demand of particular facilities (sub-surface measurement, on-line measurement ...) microwave techniques have a role to play.

This work intends to give solutions in terms of microwave NDT based on the determination of reflection and/or transmission coefficients of the material under test. These parameters are, in most cases, obtained by means of a vector network analyzer which is typically a laboratory equipment and therefore not really suited for industrial purposes. So, in order to perform these kind of measurements, outside the laboratory, we have conceived and developed S-Parameters Measurement Systems (SPMS) more appropriate to the expectation of the NDT practitioners. In this way, three devices operating at 2.45 GHz, 10 GHz and 35 GHz have been realized.

The NDT sensors consist in connecting these systems to a measurement cell. Hence, the development of models based on the interaction between the electromagnetic waves and the material under test allows different applications such as the determination of geometrical properties, permittivity or moisture content of materials (textile webs, sand, concrete ...).

KEY WORDS

Microwave Systems, S-Parameters, Non Destructive Control, Permittivity, Moisture Content



RESUME en Français :

Le contrôle non destructif (CND) consiste à examiner un objet ou un matériau d'une manière telle qu'à l'issue du contrôle son utilisation future ne soit pas affectée. Pendant longtemps ce domaine d'activité était réservé aux méthodes dites classiques (courants de Foucault, infrarouges, ultrasons ...), néanmoins, afin de satisfaire à une demande de performances accrues en terme de caractérisation (mesures en profondeur, en défilement ...) les microondes peuvent apparaître comme une solution de choix.

Ce travail se propose donc d'apporter des solutions en terme de contrôle non destructif par microonde basé sur la détermination des propriétés de réflexion et/ou de transmission du matériau sous test. Dans la grande majorité des cas, ces grandeurs ne sont accessibles qu'au travers de l'emploi d'un analyseur de réseaux vectoriel qui reste typiquement un équipement de laboratoire et donc plutôt inadapté aux contingences industrielles. Par conséquent, dans l'optique d'effectuer ce type de mesures, hors laboratoire, nous avons conçu et réalisé des systèmes de mesure de paramètres S (SPMS) plus en adéquation avec les attentes des utilisateurs potentiels que sont les demandeurs de contrôle non destructif. Aussi, plusieurs systèmes fonctionnant aux fréquences privilégiées de 2.45 GHz, 10 GHz et 35 GHz ont été réalisés.

L'association de chacun de ces dispositifs à une cellule de mesure constitue un capteur pour le CND. Ainsi, l'élaboration de modèles basés sur l'interaction des ondes électromagnétiques avec l'objet sous test permet d'envisager différentes applications telles que par exemple la mesure des grandeurs géométriques, de la permittivité ou encore du taux d'humidité de matériaux aussi variés que des nappes textiles, du sable ou du béton.

TITRE en Anglais :

Conception and realization of microwave systems for non destructive control of materials

RESUME en Anglais :

Non destructive testing (NDT) is the examination of an object or a material with a technology that does not affect its future usefulness. For a long time the subject of NDT was reserved for well-established methods such as for instance Eddy-currents, Infrared and Ultrasonics. Today, to satisfy the demand of particular facilities (sub-surface measurement, on-line measurement ...) microwave techniques have a role to play.

This work intends to give solutions in terms of microwave NDT based on the determination of reflection and/or transmission coefficients of the material under test. These parameters are, in most cases, obtained by means of a vector network analyzer which is typically a laboratory equipment and therefore not really suited for industrial purposes. So, in order to perform these kind of measurements, outside the laboratory, we have conceived and developed S-Parameters Measurement Systems (SPMS) more appropriate to the expectation of the NDT practitioners. In this way, three devices operating at 2.45 GHz, 10 GHz and 35 GHz have been realized.

The NDT sensors consist in connecting these systems to a measurement cell. Hence, the development of models based on the interaction between the electromagnetic waves and the material under test allows different applications such as the determination of geometrical properties, permittivity or moisture content of materials (textile webs, sand, concrete ...).

DISCIPLINE : Electronique

MOTS-CLES :

Systèmes Microondes, Paramètres S , Contrôle Non Destructif, Permittivité, Taux d'Humidité

ADRESSE : Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord, UMR CNRS 8520, IEMN-DHS, Avenue Poincaré, cité scientifique, BP 69, 59652 Villeneuve d'Ascq Cedex