



HAL
open science

Caractérisation électromagnétique des métériaux traités de génie civil dans la bande de fréquence 50 MHz - 13 GHz

Mourad Adous

► **To cite this version:**

Mourad Adous. Caractérisation électromagnétique des matériaux traités de génie civil dans la bande de fréquence 50 MHz - 13 GHz. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Nantes, 2006. Français. NNT: . tel-00110739

HAL Id: tel-00110739

<https://theses.hal.science/tel-00110739>

Submitted on 24 Nov 2006

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITÉ DE NANTES
ÉCOLE DOCTORALE
SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DE L'INFORMATION ET DES MATÉRIAUX

Année : 2006

Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes

Spécialité : ÉLECTRONIQUE & GÉNIE ÉLECTRIQUE

Présentée et soutenue publiquement par

Mourad ADOUS

le 05 Octobre 2006

au Laboratoire Central des Ponts et Chaussées de Nantes

TITRE

**CARACTÉRISATION ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES MATÉRIAUX
TRAITÉS DE GÉNIE CIVIL DANS LA BANDE DE
FRÉQUENCES 50 MHz – 13 GHz**

Président	S. TOUTAIN	Professeur – École Polytechnique de l'Université de Nantes
Rapporteurs	A. MAMOUNI J-P. BALAYSSAC	Professeur – Université de Lille 1 HDR – Maître de Conférences – INSA Paul Sabatier de Toulouse
Examineurs	Ph. GELIN P. QUÉFFÉLEC X. DÉROBERT	Professeur – École Nationale Supérieure des Télécommunications de Brest Professeur – Université de Bretagne Occidentale de Brest HDR-Ingénieur TPE, Laboratoire Central des Ponts et Chaussées de Nantes
Membres invités	J-L. CHAZELAS A. LE BRUN	Ingénieur TPE – Laboratoire Central des Ponts et Chaussées de Nantes Chercheur – EDF (OPP R&D)

Directeur de Thèse : Patrick QUÉFFÉLEC

*Laboratoire d'Électronique et des Systèmes des Télécommunications
LEST- UMR CNRS 6165, 6 Av. Le Gorgeu - BP 809-29285 Brest Cedex*

Co-Directeur de Thèse : Xavier DÉROBERT

*Laboratoire Central des Ponts et Chaussées,
Centre de Nantes - Route de Bouaye – BP – 4129 – 44341 Bouguenais cedex*

(c) Copyright adous mourad

Résumé :

L'objectif de ce mémoire de thèse est l'identification et la mise au point de techniques permettant la mesure de la permittivité complexe des bétons dans le domaine de fréquence de fonctionnement des radar géophysiques. Deux techniques types ont été développées : une cellule en transition ligne coaxiale/guide cylindrique (50 MHz – 1,6 GHz) et deux sondes en guide d'onde rectangulaire (bandes spectrales retenues : [4 – 7 GHz] et [7 – 13 GHz]).

Outre leurs caractères large bande et peu destructif, des simulations numériques réalisées à l'aide d'un logiciel électromagnétique 3D ont montré que ces techniques présentent les avantages d'avoir une grande profondeur de pénétration (supérieure à 6 cm), ainsi qu'une bonne sensibilité de mesure. Elles permettent alors de satisfaire le critère du Volume Élémentaire Représentatif (VER - taille minimale du matériau pour avoir des mesures représentatives).

L'étude théorique des sondes/cellule a nécessité l'analyse des problèmes direct et inverse. L'étude du problème direct permet de calculer le coefficient de réflexion en fonction des propriétés diélectriques du matériau à caractériser. Le calcul de la permittivité à partir du coefficient de réflexion mesuré définit le problème inverse. Après la conception des dispositifs de mesure, les logiciels de dépouillement des données et d'étalonnage ont été validés sur des matériaux étalons.

Enfin, Les mesures réalisées sur différents mélanges de béton ont montré que la nature des granulats joue un rôle prépondérant sur la variation de la permittivité, que la taille maximale des granulats influence la permittivité dans le domaine centimétrique, et que cette dernière varie linéairement en fonction de la compacité.

Titre :

Electromagnetic characterization of concrete in the frequency range 50 MHz – 13 GHz

Abstract:

The aim of this work is the identification and the development of techniques allowing the measurement of the complex permittivity of concrete in the frequency range of the geophysical radar or GPR (Ground Penetration Radar). Two typical techniques were developed: a coaxial/cylindrical waveguide cell (50 MHz - 1,6 GHz) and two ended rectangular waveguide probes (spectral bands: [4 - 7 GHz] and [7 - 13 GHz]).

These methods presented the advantages that they are broadband and less destructive. In addition, the numerical simulations carried out with a 3D electromagnetic software showed that these techniques presented a great penetration depth, as well as a good sensitivity of measurement. Then, they make it possible to satisfy the Representative Elementary Volume criterion (REV - minimal size of material to have representative measurements).

The theoretical study of the probes/cellule required the analysis of the direct and inverse problems. The study of the direct problem allowed the calculation of the reflection coefficient according to the dielectric properties of the material under test. The calculation of the permittivity from the measured reflection coefficient defines the inverse problem. After the design of the measurement devices, the developed softwares have been validated by testing different materials with known permittivity.

The measurements carried out on different mixtures showed that the type of the aggregates influence considerably the variation of the permittivity, the maximum size of the aggregates influences the permittivity in the centimetric wave range, and this latter varies linearly according to the compacity.

Mots-clés

Radar géophysique, béton, permittivité, volume élémentaire représentatif, cellule large bande, analyse modale, problème inverse, sonde rectangulaire, cellule ligne coaxiale/guide cylindrique.

Discipline : Électronique et Génie Électrique

N° ED 366-268

(c) Copyright adous mourad

Remerciements

Cette thèse a été réalisée dans le cadre d'un projet pluridisciplinaire appelé EPSILON reliant plusieurs laboratoires universitaires et de recherches. Le travail de thèse a été effectué au sein des deux laboratoires : le Laboratoire d'Électronique et des Systèmes des Télécommunications (LEST) de Brest et le Laboratoire Central des Ponts et Chaussées (LCPC) de Nantes. Ce projet de mémoire a été financé par les deux organismes : Électricité De France (EDF) et le Laboratoire Central des Ponts et Chaussées (LCPC) à qui j'exprime mes sincères reconnaissances. Je tiens à remercier aussi la Région Pays de la Loire pour le co-financement d'une partie de ce travail.

Monsieur Serge TOUTAIN, Professeur à l'École Polytechnique de l'Université de Nantes, et Directeur de l'Institut de Recherche en Électrotechnique et Électronique de Nantes Atlantique (IREENA) de Nantes, m'a fait l'honneur d'accepter d'être président de mon jury de thèse, je lui exprime ma profonde gratitude.

Je remercie tous particulièrement Monsieur Ahmed MAMOUNI, Professeur à l'Université de Lille 1, du Laboratoire de l'Institut d'Électronique de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de Lille, ainsi que Monsieur Jean Paul BALAYSSAC, HDR Maître de Conférences à l'Institut Universitaire de Technologie A (IUT) de Toulouse 3, du Laboratoire Matériaux et Durabilité des Constructions (LMDC) de Toulouse, qui ont accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Je suis très reconnaissant à Monsieur Philippe GELIN, Professeur à l'École Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) de Brest et chef du Département Micro-ondes, du Laboratoire D'Électronique et des Systèmes des Télécommunications (LEST) de Brest, pour avoir accepté de juger cette thèse et pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail.

J'adresse mes plus vifs sentiments de gratitude à mes directeurs de thèse Monsieur Patrick QUÉFFÉLEC, Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) de Brest, du Laboratoire d'Électronique et des Systèmes des Télécommunications (LEST) de Brest, et Monsieur Xavier DÉROBERT, HDR Ingénieur TPE, du laboratoire Central des Ponts et Chaussées (LCPC) de Nantes, pour la confiance qu'ils m'ont accordée, leur soutien constant, leurs précieux conseils et leur disponibilité tout au long de cette recherche.

Mes remerciement s'adressent aussi à Monsieur Alain LE BRUN, Chercheur au Département Optimisation des Performances et des Process d'Électricité De France (EDF R&D OPP) à Chatou, et Monsieur Jean-Louis CHAZELAS, Ingénieur TPE au LCPC de Nantes, pour avoir accepté de participer à l'évaluation de ce travail.

Je remercie bien sûr Messieurs Vincent BALTAZART et Laurent LAGUERRE, Chercheurs au LCPC de Nantes, pour leur travail de relecture et leurs commentaires pour l'amélioration de ce travail.

Un remerciement aussi à Monsieur Jean Luc MATTEI, HDR – Maître de Conférences à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) de Brest, du Laboratoire d'Électronique et des Systèmes des Télécommunications (LEST) de Brest, pour avoir participer à ce mémoire.

Je remercie monsieur Didier ROZUEL, Technicien au LEST, de m'avoir aidé pour surmonter les problèmes liés aux dessins techniques pour la réalisation et la fabrication des dispositifs de mesures utilisés dans le cadre de cette thèse.

Mes remerciements s'adressent aussi à Monsieur Richard LINDER, Ingénieur de recherches au LCPC de Paris, pour l'élaboration du plan d'expérience de la fabrication des échantillons des bétons hydrauliques et bitumineux servant au programme de mesure dans le cadre du projet Epsilon, et Monsieur Philippe TIJOU, Ingénieur au Laboratoire Régional des Ponts et Chaussées (LRPC) d'Angers, pour son assistance à l'élaboration du plan d'expérience et pour ces explications techniques des étapes de fabrication des échantillons de bétons bitumineux.

Je voudrais aussi remercier tout mes collègues du travail des Laboratoires de LEST du LCPC en particulier Monsieur Serge BE BLASI, Thésard à l'UBO de Brest qui a eu le courage de se déplacer pour assister à ma soutenance de thèse.

A vous mes parents, je dis un immense merci. Je vous suis infiniment reconnaissant pour votre soutien et vos encouragements.

Je remercie également mes frères et sœurs, ainsi que mes amis et amies, ceux et celles là que je porte dans mon cœur, et qui m'ont toujours encouragé et supporté moralement.

Enfin, je ne pourrais oublier de remercier la jeune, belle, charmante et intelligente ZHANG Nan Aichah de m'avoir supporté tout au long de ma thèse.

(c) Copyright adous Mourad

(c) Copyright adous mourad

*Le temps sera le maître
de celui qui n'a pas de maître.*

(c) Copyright adous mounad

(c) Copyright adous mourad

Table des matières

Résumé.....	iii
Remerciements.....	v
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE I :	5
ÉTAT DE L'ART SUR LES MÉTHODES DE CARACTÉRISATION DES MATÉRIAUX DE GÉNIE CIVIL	
I. INTRODUCTION.....	7
II. POSITION DU PROBLÈME.....	8
II.1. PATHOLOGIES DU BÉTON.....	8
II.2. TECHNIQUES RADAR GPR POUR L'AUSCULTATION ET LA SURVEILLANCE EN GÉNIE CIVIL	9
II.3. TECHNIQUES DE MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES MATÉRIAUX DE GÉNIE CIVIL	10
II.4. CRITÈRES DE CHOIX DE LA MÉTHODE DE MESURE DE LA PERMITTIVITÉ	10
III. MÉTHODES BASSE FRÉQUENCE ET MONOFRÉQUENCE.....	11
III.1. MÉTHODE BASSE FRÉQUENCE.....	11
III.2. MÉTHODE EN CAVITÉ RÉSONNANTE.....	12
IV. CELLULE DE MESURE EN PROPAGATION GUIDÉE.....	14
IV.1. GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE	15
IV.2. CELLULE EN LIGNE COAXIALE	16
V. SONDES DE MESURE EN GUIDE D'ONDE	19
V.1. SONDE EN GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE	19
V.2. SONDE EN LIGNE DE TRANSMISSION COAXIALE.....	21
VI. MÉTHODE DE MESURE EN ESPACE LIBRE.....	23
VII. CONCLUSION	26
VIII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE I.....	27

CHAPITRE II.....31

**CHOIX DE LA MÉTHODE DE MESURE
DANS LA BANDE 4 – 13 GHz : COMPARAISON
DES PERFORMANCES DE DIFFÉRENTS CAPTEURS**

I. INTRODUCTION.....	33
II. OUTIL DE SIMULATIONS ET REPRÉSENTATION DU BÉTON.....	34
II.1. CODE DE SIMULATION HFSS	34
II.2. REPRÉSENTATION DU BÉTON DANS LA MÉTHODE PAR ÉLÉMENTS FINIS.....	34
III. SIMULATION DE LA CELLULE COAXIALE.....	36
III.1. STRUCTURE DE SIMULATION.....	36
III.2. DOMAINE DE VALIDITÉ DE LA THÉORIE DU CHAMP MOYEN.....	37
III.3. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION.....	38
III.4. VOLUME ÉLÉMENTAIRE REPRÉSENTATIF.....	40
IV. SIMULATIONS DE LA SONDE COAXIALE.....	42
IV.1. STRUCTURE DE SIMULATION.....	42
IV.2. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION - ÉTUDE DE SENSIBILITÉ.....	43
IV.3. PROFONDEUR DE PÉNÉTRATION.....	44
V. SIMULATION DE LA SONDE RECTANGULAIRE.....	46
V.1. STRUCTURE DE SIMULATION.....	46
V.2. PROFONDEUR EFFECTIVE DE PÉNÉTRATION	47
V.3. ÉTUDE DE SENSIBILITÉ	48
V.4. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION.....	49
VI. DIMENSIONNEMENT DU DISPOSITIF DE MESURE.....	50
VI.1. TAILLE DE LA JUPE MÉTALLIQUE.....	50
VI.2. PROTOCOLE DE MESURE	52
VII. CONCLUSION	53
VIII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE II.....	55

CHAPITRE III.....57**ÉTUDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UNE SONDE DE MESURE EN GUIDE
D'ONDE RECTANGULAIRE**

I. INTRODUCTION.....	59
II. PROBLÈME DIRECT - SOLUTION MODALE.....	60
II.1. PRINCIPE DE LA MÉTHODE MODALE	60
II.2. STRUCTURE ÉTUDIÉE	60
II.3. MILIEU 1 : GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE	62
II.4. MILIEU 2 : MATÉRIAU PLAN SEMI-INFINI.....	64
II.5. ÉQUATIONS DE CONTINUITÉ À L'INTERFACE.....	66
III. VALIDATION NUMÉRIQUE DU MODÈLE.....	69
III.1. MILIEU SEMI-INFINI	69
III.2. MATÉRIAU TERMINE PAR UNE PLAQUE MÉTALLIQUE	71
III.2.a. <i>Analyse électromagnétique</i>	71
III.2.b. <i>Résultats numériques</i>	72
III.3. INFLUENCE DES MODES D'ORDRE SUPÉRIEUR	74
IV. PROBLÈME INVERSE – MÉTHODE NUMÉRIQUE.....	76
IV.1. CHOIX DE LA MÉTHODE	76
IV.2. DESCRIPTION DE L'ALGORITHME.....	76
IV.3. RÉSULTATS ET DISCUSSION	77
V. MISE AU POINT DE LA SONDE DE MESURE	78
V.1. ÉTALONNAGE DE LA SONDE DE MESURE.....	78
V.1.a. <i>Étalonnage TRL (Thru Reflect Line)</i>	79
V.1.b. <i>Étalonnage SSS (Three offset Shorts)</i>	80
V.2. RÉSULTATS DE MESURE.....	82
V.3. PROTOCOLE DE MESURE.....	84
V.3.1. <i>Dispersion des mesures</i>	84
V.3.2. <i>Détermination de la longueur de corrélation</i>	85
V.3.3. <i>Détermination du nombre minimum de mesures à réaliser</i>	86
VI. CONCLUSION	86
VII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE III	88

CHAPITRE IV.....81**CELLULE CONSTITUÉE D'UNE TRANSITION ENTRE UNE LIGNE COAXIALE ET UN GUIDE CYLINDRIQUE POUR LA CARACTÉRISATION DES BÉTONS DANS LA BANDE DE FRÉQUENCE 50 MHz - 1,6 GHz**

I. INTRODUCTION.....	94
II. CHOIX DE LA MÉTHODE DE MESURE.....	95
II.1. MÉTHODE EN LIGNE DE TRANSMISSION COAXIALE	95
II.1.1. <i>Présentation de la méthode.....</i>	95
II.1.2. <i>Principe de la méthode coaxiale.....</i>	96
II.1.3. <i>Inconvénients de la méthode en ligne coaxiale.....</i>	98
II.1.3.a. Usinage de l'échantillon - Lames d'air.....	98
II.1.3.b. Adaptation d'impédance.....	100
II.2. CELLULE CONSTITUÉE D'UNE TRANSITION ENTRE UNE LIGNE COAXIALE ET UN GUIDE CYLINDRIQUE.....	101
II.2.1. <i>Adaptation d'impédance – Largeur de bande.....</i>	102
II.2.2. <i>Critère du VER.....</i>	103
III. ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE.....	105
III.1. PROBLÈME DIRECT	105
III.1.1. <i>Structure étudiée.....</i>	105
III.1.1.a Région 1 : Ligne de transmission coaxiale	106
III.1.1.b Région 2 : Guide cylindrique.....	110
III.1.2. <i>Raccordement modal à la discontinuité.....</i>	112
III.1.3. <i>Validation par confrontation à d'autres simulations numériques.....</i>	114
III.2. PROBLÈME INVERSE	115
IV. VALIDATION EXPÉRIMENTALE.....	118
IV.1. RÉALISATION DE LA CELLULE DE MESURE.....	118
IV.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.....	117
IV.2.1. <i>Étalonnage de la cellule.....</i>	117
IV.2.2. <i>Mesure des matériaux étalons.....</i>	118
IV.2.3. <i>Mesure sur un échantillon de béton.....</i>	119
IV.2.4. <i>Incertitudes des mesures.....</i>	121
V. CONCLUSION.....	121
VI. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE IV.....	123

CHAPITRE V.....125

MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES BÉTONS BITUMINEUX DANS LA BANDE DE FRÉQUENCES 50 MHz - 13 GHz

I. INTRODUCTION.....	127
II. MÉCANISMES DE POLARISATION.....	128
II.1. ÉQUATIONS DE MAXWELL.....	128
II.1.1. Conductivité électrique.....	128
II.1.2. Permittivité diélectrique.....	129
II.2. MÉCANISMES DE POLARISATION.....	130
III. LOIS DE MÉLANGE.....	132
III.1. MODÉLISATION DE LA VARIATION EN FRÉQUENCE DE LA PERMITTIVITÉ.....	132
III.1.1. Modèle de Debye.....	132
III.1.2. Modèle de Cole-Cole.....	133
III.2. LOIS DE MÉLANGE.....	134
III.2.1. Modèle de CRIM.....	135
III.2.2. Modèle de Maxwell-Garnett.....	136
III.2.3. Modèle de la théorie de Bruggeman.....	136
IV. BÉTONS BITUMINEUX - DESCRIPTION.....	137
IV.1. BÉTONS BITUMINEUX.....	137
IV.2. PROPRIÉTÉS D'USAGE DES BÉTONS BITUMINEUX.....	138
IV.3. CLASSES DES BÉTONS BITUMINEUX.....	139
V. PLAN D'EXPÉRIENCE.....	139
V.1. PROCÉDURE DE FABRICATION DES ÉCHANTILLONS.....	140
V.2. PLAN D'EXPÉRIENCE.....	141
VI. ÉTUDE DES PARAMÈTRES CARACTÉRISTIQUES DES ENROBÉS SUR LA VARIATION DE LA PERMITTIVITÉ.....	144
VI.1. MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES CONSTITUANTS DU BÉTON D'ENROBE.....	144
VI.2. MESURE DE LA PERMITTIVITÉ RELATIVE DES BÉTONS BITUMINEUX.....	146
VI.3. ÉTUDES DES PARAMÈTRES DIÉLECTRIQUES DES ENROBÉS BITUMINEUX.....	146
VI.3.1. Influence de la nature des granulats.....	146
VI.3.2. Influence de l'intensité du compactage.....	148
VI.3.3. Influence de la taille maximale des hétérogénéités.....	150
VII. CONCLUSION.....	151
VIII. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V.....	152

CONCLUSION & PERSPECTIVES.....155

ANNEXES.....159

(c) Copyright adous mourad

INTRODUCTION

Développé il y a une trentaine d'années, le radar géophysique ou GPR (pour Ground Penetrating Radar) s'impose comme un moyen incontournable pour l'auscultation et le diagnostic des ouvrages du génie civil. Cette technique de Contrôle Non Destructif (CND) utilise les ondes électromagnétiques comme support de mesures. Un nouveau type de radar géophysique existe depuis quelques années ; il permet de travailler à des fréquences plus élevées par rapport au radar géophysique classique. Dans les deux cas, il est nécessaire de connaître la permittivité complexe de l'objet ou du matériau à ausculter pour interpréter les signaux radar ; de même, la modélisation de l'interaction onde/matériau passe par la connaissance des propriétés électromagnétiques du matériau. Dans ce contexte, il est nécessaire, d'une part, de développer des techniques permettant la mesure de la permittivité des matériaux du génie civil dans la bande de fonctionnement des radars géophysiques et, d'autre part, de réaliser une étude paramétrique sur différents échantillons de bétons afin de mieux modéliser leur permittivité effective.

Les matériaux des ouvrages d'art, en particulier les bétons, sont soumis au cours du temps à des altérations qui favorisent leur dégradation. Les sources d'altération des bétons sont très variées : infiltration des ions chlorures, carbonatation, cycle gel-dégel, etc. Pour éviter de mettre en péril la sécurité des usagers, il est nécessaire d'avoir une technique d'inspection permettant la quantification de l'état des ouvrages d'art, en vue d'éventuelles interventions sur l'ouvrage. Pour ce faire, différentes méthodes peuvent d'être utilisées : méthodes électriques, magnétiques, vibratoires, acoustiques, ultrasonores, électromagnétiques, nucléaires, etc. Le GPR fait partie des techniques électromagnétiques non destructives couramment utilisées. Cette technique est privilégiée par rapport aux autres méthodes car elle présente plusieurs avantages. En plus de son caractère non destructif, c'est une méthode rapide et facile à mettre en oeuvre.

Il existe deux types de radar géophysique : le radar impulsif et le radar à sauts de fréquences. Le radar impulsif permet de travailler dans la bande de fréquences 50 MHz – 2 GHz voir 50 MHz – 3 GHz. Ce type de radar est couramment utilisé pour la mesure des épaisseurs de chaussées. La deuxième catégorie du radar est de conception plus récente et permet de travailler jusqu'à une dizaine de gigahertz. Ces performances permettent de mieux suivre l'état de vieillissement des structures en béton. En effet, à partir de 10 GHz, la résolution quasi centimétrique permet d'ausculter plus finement la couche de béton de peau, qui assure l'interface entre la structure en béton et l'environnement agressif, là où apparaissent les premiers symptômes de dégradation de l'ouvrage.

Toutefois, dans le domaine des hautes fréquences, l'interprétation des informations obtenues par écographie radar peut devenir délicate. La longueur d'onde devient en effet comparable à la taille des hétérogénéités du béton, d'où l'apparition du phénomène de diffusion, qui nuit à l'interprétation de la mesure. Il est alors nécessaire, dans un premier temps, de mesurer au préalable la permittivité complexe du béton et, dans un deuxième temps, d'adopter une loi d'homogénéisation adaptée au béton qui tient compte de la texture très hétérogène du milieu et du phénomène de diffusion afin de mieux interpréter les signaux radar mesurés. Cela requiert le développement d'une technique de mesure de la permittivité complexe des bétons.

Il existe différentes techniques de mesure des caractéristiques électromagnétiques des matériaux. Le choix d'une méthode de mesures dépend des différents critères fixés par le cahier des charges. Dans le cas de notre problématique, les critères qui s'imposent sont :

- La largeur de la bande de fréquence exploitée : elle doit couvrir la bande de fonctionnement des radar impulsions et à sauts de fréquence à savoir 50 MHz – 13 GHz. En outre, une mesure large bande de la permittivité du béton permet de mieux comprendre les phénomènes physiques (polarisation diélectrique, diffusion, etc.) qui régissent les variations en fréquence de la permittivité des bétons.
- Le Volume Élémentaire Représentatif (VER) : le béton est un matériau polyphasique fortement hétérogène caractérisé par des granulats de grande taille. Afin que la permittivité mesurée soit représentative des propriétés diélectriques du béton, il faut que la mesure intègre un grand volume de matière. On parlera dans la suite du critère du VER.

L'originalité de notre travail repose, d'une part, sur l'identification et la mise au point de techniques qui permettent de mesurer la permittivité des bétons dans la bande de fréquence 50 MHz – 13 GHz avec une grande précision et, d'autre part, sur la quantification de la présence du phénomène de diffusion dans les matériaux de béton. En outre, on déterminera la fréquence au-delà de laquelle le phénomène de diffusion est à prendre en compte lors de la modélisation de la permittivité effective de ces matériaux. Une autre particularité de notre travail vient de la définition d'un protocole de traitement des données basé des méthodes statistiques pour estimer la moyenne et l'écart-type de la permittivité complexe des bétons.

Le travail présenté dans cette thèse comporte les trois grandes étapes suivantes :

1. **Choix des techniques de mesure** : l'étude présentée dans cette partie comporte :

- Une synthèse bibliographique sur les techniques existantes utilisées pour mesurer la permittivité des matériaux de génie civil. Cette synthèse bibliographique permettra dans un premier temps de sélectionner les techniques qui paraissent les mieux adaptées à la caractérisation électromagnétique des bétons dans une large bande de fréquences.
- des simulations numériques : dans cette partie nous devons répondre aux questions suivantes : quelle est la taille minimale des échantillons de béton à fabriquer, garantissant la représentativité des mesures réalisées ? A partir de quelle fréquence les matériaux de béton ne sont plus homogénéisables par une loi basée sur la théorie du champ moyen ? Enfin, quelles sont les techniques les mieux adaptées à la caractérisation des bétons dans la bande de fréquences envisagée.

2. **Elaboration et mise au point de deux techniques de mesure** : cette partie inclut les quatre étapes suivantes :

- Etude du problème direct : cette étude consistera au travers d'une analyse électromagnétique du dispositif de mesure, à établir la relation reliant les paramètres S (coefficients de réflexion et/ou de transmission) aux propriétés électromagnétiques du matériau à caractériser. La complexité de cette étude dépend à la fois de la simplicité de la géométrie du dispositif de mesure et du degré de précision souhaité. Pour avoir une grande précision, il faut prendre en compte des modes d'ordre supérieur générés à la fois par la discontinuité ligne (ou guide)/béton et d'autres par les hétérogénéités du béton.
- Étude du problème inverse : cette étude permettra par l'intermédiaire d'une méthode d'optimisation numérique, de calculer la constante diélectrique du matériau à partir de la mesure du coefficient de réflexion. Cette tâche est d'autant plus délicate que l'analyse du problème direct est complexe.

- Conception des cellules de mesure : cette étape permettra à travers des dessins techniques des différents éléments des dispositifs de mesure la réalisation pratique des techniques de mesure retenues.
- Validation des techniques de mesure : cette partie aura pour but de valider les programmes de dépouillement des données, et les algorithmes d'inversion en réalisant des mesures sur des matériaux étalons de permittivité connue.

3. **Expérimentation** : cette étape consiste à mesurer la constante diélectrique de différents mélanges de matériaux de béton. Elle a pour objectif de comprendre les phénomènes physiques qui régissent la variation de la permittivité des bétons ; de savoir quels sont les facteurs prépondérants qui influencent la permittivité du béton (ex. taille maximale des granulats, nature des granulats, fractions granulaires, etc.) ; d'estimer enfin, à partir de quelle fréquence ces facteurs sont significatifs.

Ce travail de thèse s'inscrit dans le cadre d'une coopération pluridisciplinaire, appelée projet *Epsilon*, entre plusieurs laboratoires travaillant dans des domaines disciplinaires différents. L'étude a été réalisée conjointement au Laboratoire d'Electronique et des Systèmes de Télécommunication (LEST - UMR CNRS 6165) de Brest, et au Laboratoire Central des Ponts et Chaussées (LCPC) de Nantes. Le LEST a pour thématique générale la conception de dispositifs micro-ondes et leur mise en oeuvre dans les systèmes de communication ou de détection. Il a une expérience confirmée dans le domaine des mesures larges bandes, et tout à fait originale et unique dans celui de la caractérisation des matériaux magnétiques anisotropes et hétérogènes (ferrites, composites magnétiques aimantés). Le LCPC est un établissement public à caractère scientifique et technologique (EPST) placé sous la tutelle du ministère chargé de l'équipement et du ministère chargé de la recherche. L'un des axes de recherche du LCPC est l'étude et le développement des méthodes non destructives pour l'auscultation des ouvrages du génie civil.

L'étude théorique et la mise au point des techniques de mesure ont été effectuées au LEST. L'étude expérimentale a été réalisée au LCPC de Nantes. La fabrication des échantillons de bétons hydrauliques et bitumineux a été réalisée respectivement par les Laboratoires Régionaux des Ponts et Chaussées (LRPC) d'Angers et de Lille.

Ce mémoire de thèse est organisé en cinq chapitres. Le premier chapitre présente un état de l'art sur les techniques de mesures couramment utilisées pour la caractérisation électromagnétique des matériaux du génie civil, et en particulier le matériau de béton. Cette étape permet par une analyse critique des techniques existantes, de sélectionner les méthodes de mesure qui paraissent les mieux adaptées à la caractérisation de matériaux hétérogènes du génie civil dans la gamme de fréquences de fonctionnement des radar impulsions et à sauts de fréquences, à savoir 50 MHz – 13 GHz.

Le deuxième chapitre décrit brièvement le simulateur commercial *HFSS* basé sur une méthode de résolution des équations de Maxwell par éléments finis. Les résultats de simulation de ce code serviront de référence dans la suite du document, pour simuler la propagation d'ondes électromagnétiques hyperfréquences dans un matériau hétérogène synthétique. Nous décrivons le modèle synthétique de matériau et l'approche que nous avons adoptée pour simplifier la structure fortement hétérogène de celui-ci dans le but de s'affranchir des problèmes de maillage. Au cours de ce chapitre, nous déterminons la taille minimale du *Volume Élémentaire Représentatif* (VER) pour avoir des mesures représentatives, la fréquence maximale au-delà de laquelle la permittivité effective des bétons ne peut plus être calculée par la théorie du champ moyen. Enfin, en conséquence de ces simulations, nous montrons l'adéquation de la sonde en guide d'onde rectangulaire à la caractérisation électromagnétique des bétons dans la bande de fréquences 2 – 13 GHz. La dernière partie du chapitre est consacrée au dimensionnement du dispositif de mesure.

Le troisième chapitre présente l'analyse électromagnétique d'une sonde en guide d'onde rectangulaire au contact d'un matériau diélectrique de dimensions semi-infinies. Cette analyse électromagnétique est basée sur la méthode de raccordement modal (MRM). Le choix de cette méthode est lié à sa grande capacité de résolution des problèmes de discontinuités des structures de propagation hyperfréquences. La comparaison des résultats de la MRM avec des résultats de la littérature et des résultats de simulation issus du logiciel HFSS permet de valider le code MRM. Le calcul de la permittivité à partir du coefficient de réflexion mesuré constitue le problème inverse. La résolution du problème inverse est basée sur l'utilisation d'une procédure d'optimisation numérique que nous avons programmée. Ce chapitre présente également, d'une part, la description de la procédure d'étalonnage de la sonde en guide rectangulaire et, d'autre part, des résultats de mesure de la permittivité diélectrique de matériaux étalon afin de valider les programmes de dépouillement de mesure développés. Enfin, nous discutons du protocole de mesure qui doit être associé à l'utilisation des dispositifs de mesure pour exploiter au mieux les résultats de mesure obtenus et en particulier pour mettre en évidence le phénomène de diffusion, s'il existe.

Le quatrième chapitre présente le principe de fonctionnement de la technique de mesure en ligne de transmission coaxiale, ainsi que la méthode de mesure en ligne coaxiale/guide cylindrique. Dans ce chapitre, nous montrons l'adéquation de la cette dernière à la caractérisation électromagnétique des bétons dans la bande de fréquences de fonctionnement des radars impulsions (50 MHz – 1,5 GHz). La deuxième étape du chapitre est consacrée à l'analyse électromagnétique de la cellule de mesure retenue. Nous validerons nos calculs théoriques par comparaison avec des résultats de simulation issus du logiciel commercial HFSS. Nous traitons la résolution du problème inverse. Enfin, la méthode de mesure mise en œuvre (cellule, procédure d'étalonnage, programme de dépouillement des données expérimentales) est validée en testant différents diélectriques de caractéristiques bien connues.

Dans le cinquième chapitre, nous présentons les notions générales concernant les mécanismes de polarisation d'un matériau diélectrique et les lois de mélanges usuelles pour la modélisation de la permittivité complexe de matériaux hétérogènes dans le domaine des basses fréquences. Nous présentons aussi le protocole expérimental qui a été adopté pour définir le nombre représentatif d'échantillons à réaliser en déterminant les paramètres caractéristiques des bétons à étudier. La seconde partie de ce chapitre est consacrée à l'étude de l'influence sur les propriétés diélectriques des bétons bitumineux de certains facteurs d'état et de fabrication ; à savoir la nature des granulats, leur granulométrie, leur taille maximale, la discontinuité granulaire, la teneur en bitume et le compactage ou la densité du matériau.

Chapitre I :

ÉTAT DE L'ART SUR LES MÉTHODES DE CARACTÉRISATION DES MATÉRIAUX DE GÉNIE CIVIL

Sommaire

I. INTRODUCTION.....	7
II. POSITION DU PROBLÈME.....	8
II.1. PATHOLOGIES DU BÉTON	8
II.2. TECHNIQUES RADAR GPR POUR L'AUSCULTATION ET LA SURVEILLANCE EN GÉNIE CIVIL	9
II.3. TECHNIQUES DE MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES MATÉRIAUX DE GÉNIE CIVIL	10
II.4. CRITÈRES DE CHOIX DE LA MÉTHODE DE MESURE DE LA PERMITTIVITÉ	10
III. MÉTHODES BASSE FRÉQUENCE ET MONOFRÉQUENCE.....	11
III.1. MÉTHODE BASSE FRÉQUENCE.....	11
III.2. MÉTHODE EN CAVITÉ RÉSONNANTE	12
IV. CELLULE DE MESURE EN PROPAGATION GUIDÉE.....	14
IV.1. GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE	15
IV.2. CELLULE EN LIGNE COAXIALE	16
V. SONDES DE MESURE EN GUIDE D'ONDE.....	19
V.1. SONDE EN GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE	19
V.2. SONDE EN LIGNE DE TRANSMISSION COAXIALE.....	21
VI. MÉTHODE DE MESURE EN ESPACE LIBRE.....	23
VII. CONCLUSION.....	26
VIII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE I.....	27

Dans le domaine du génie civil, la connaissance de la permittivité diélectrique des bétons hydrauliques et bitumineux est nécessaire à l'analyse et à l'interprétation des résultats des méthodes de Contrôle Non Destructif (CND), notamment les méthodes radar géophysiques hyperfréquences. Il existe différentes méthodes de mesure de la permittivité diélectrique. Le choix d'une méthode de mesure dépend du cahier des charges fixé par l'application visée (bande de fréquence exploitée, propriétés du milieu à tester, nature des échantillons, etc.).

Le réseau des Laboratoires des Ponts et Chaussées (LPC) dispose, depuis le début des années 80, de nombreuses méthodes de mesure pour la caractérisation des matériaux du génie civil. Parmi celles-ci, on trouve la méthode de Von Hippel et la technique de mesure en cavité résonante cylindrique. Ces techniques offrent l'avantage de pouvoir accueillir des échantillons de grand volume. Cependant, elles sont limitées en terme de bande de fréquences et ne permettent plus de répondre aux nouveaux besoins de mesures à des fréquences plus élevées. Aujourd'hui, les techniques radar géophysiques peuvent en effet être utilisées au-delà d'une dizaine de gigahertz. La connaissance de la permittivité complexe des bétons doit s'étendre à cette bande de fréquences.

Ce chapitre présente un état de l'art des différentes méthodes de caractérisation électromagnétique des matériaux du génie civil. L'objectif est le choix des cellules les mieux adaptées à la caractérisation des bétons hydrauliques et bitumineux, en respectant les deux critères suivant :

- la largeur de bande de fonctionnement, qui s'étend au plus de 50 MHz à 13 GHz ;
- le Volume Élémentaire Représentatif : la nature hétérogène du béton impose, pour garantir la représentativité des mesures réalisées, une taille de cellule de mesure égale à plusieurs fois le diamètre des hétérogénéités du matériau.

I. INTRODUCTION

Différentes méthodes ont été développées depuis les années 60 afin d'étudier les phénomènes d'interaction onde-matière dans la gamme des ondes électromagnétiques. Les techniques employées diffèrent selon la gamme de fréquences exploitée, les propriétés du matériau étudié (diélectrique, magnétique, transparent, absorbant, hétérogène, anisotrope, etc.) et l'état physique du matériau (solide, liquide, poudre, etc.). La technique de mesure en cavité résonante est la méthode la plus répandue en hyperfréquences. L'évolution des besoins et des applications industrielles a nécessité le développement de techniques de mesure alternatives.

L'apparition des analyseurs de réseaux automatiques *PNA (Perfect Network Analyser)* en 1970, commercialisés par la société *HP (Hewlett-Packard)*, a permis une évolution majeure des mesures hyperfréquences. Cela a ouvert la voie, d'une part, à l'automatisation des méthodes déjà existantes (cavités résonantes,...) et, d'autre part, au développement de nouvelles techniques de mesure (méthode en espace libre ou en propagation guidée) pour une caractérisation large bande. Le principe de fonctionnement de ces appareils est basé sur l'émission et la réception d'une énergie électromagnétique par les deux ports du *PNA*. L'acquisition des paramètres de répartition [S] du dispositif sous test se fait d'une manière automatique ou via un ordinateur de pilotage. Les quatre paramètres (S_{11} , S_{12} , S_{21} , S_{22}) de cette matrice expriment les coefficients de réflexion et de transmission sur les deux ports de l'appareil. Ils dépendent des propriétés diélectriques et géométriques du dispositif sous test. L'estimation des caractéristiques électromagnétiques du matériau à partir des grandeurs mesurées fait intervenir des relations explicites ou des méthodes itératives d'optimisation numérique.

Les premières méthodes de mesure ont été initialement développées pour la caractérisation des matériaux dans les domaines biomédicaux et agroalimentaires. Elles ont ensuite été appliquées à la caractérisation de matériaux utilisés pour les dispositifs hyperfréquences (diélectriques, matériaux ferromagnétiques, ferroélectriques, etc.) et les matériaux du génie civil (bétons, roches, pâte de ciment, etc.).

La connaissance des caractéristiques diélectriques des bétons est une étape essentielle à l'exploitation des mesures de *Contrôle Non Destructif (CND)* par les techniques radar. La permittivité diélectrique du matériau ausculté permet en effet de passer d'une localisation temporelle à une localisation spatiale des hétérogénéités de la structure. Les applications concernent la mesure des épaisseurs des chaussées, la localisation et l'évaluation des problèmes pathologiques et des dégâts dans les ouvrages d'art.

Pour répondre aux besoins actuels, les techniques radars ont beaucoup évolué notamment en terme de fréquence de fonctionnement et de largeur de bande. Les radar à sauts de fréquence permettent de travailler dans une large bande de fréquences qui s'étend jusqu'à quelques dizaines de gigahertz. Toutefois, cette évolution se heurte à une certaine méconnaissance du comportement diélectrique des matériaux auscultés à ces fréquences. Le développement d'une méthode de mesure large bande dans le domaine des ondes centimétriques devient nécessaire à la caractérisation électromagnétique des bétons. La diversité des techniques de mesure de la permittivité offre plusieurs choix possibles.

Dans ce chapitre, nous présentons les différentes méthodes utilisées pour la caractérisation des matériaux du génie civil. Cet état de l'art nous permet par une approche critique des techniques existantes de sélectionner les méthodes de mesure qui paraissent les mieux adaptées à la caractérisation de matériaux hétérogènes tels que les bétons, dans la bande de fréquences 50 MHz – 13 GHz.

II. POSITION DU PROBLÈME

II.1. PATHOLOGIES DU BÉTON

Le béton est le matériau conventionnel utilisé dans la construction des ouvrages du génie civil (ponts, chaussées, barrages, etc.). Le choix de ce matériau est motivé par ses caractéristiques physico-chimiques, notamment sa dureté et sa durabilité. Malgré tout, le béton peut s'altérer après quelques années ou quelques dizaines d'années. Indépendamment des problèmes d'altération causés par des défauts de structure de l'ouvrage, on distingue cinq grands mécanismes de dégradation du béton.

La carbonatation est un phénomène de vieillissement naturel qui affecte tous les bétons. Elle correspond à une transformation progressive essentiellement d'un des composés du béton au contact du dioxyde de carbone contenu dans l'air et en présence d'humidité. Cette transformation s'accompagne d'une diminution du pH jusqu'à 9 environ (le béton sain a un pH d'environ 13, ce qui constitue un milieu protecteur pour les armatures en acier et permet la formation d'une couche d'oxydes passifs). A ces valeurs de pH, le film passif est détruit et la corrosion des armatures peut se développer.

L'attaque par chlorures peut apparaître dans le béton soit par ses constituants (granulats de mer non lavés, béton gâché à l'eau de mer, adjuvants contenant des chlorures...), soit par l'environnement (proximité de la mer, sels de déverglaçage...). Lorsque ces chlorures atteignent en quantité suffisante les armatures, ils conduisent à leur dépassivation et à une plus grande sensibilité à la corrosion. De plus, les chlorures jouent le rôle de catalyseur vis-à-vis du phénomène de carbonatation.

L'attaque sulfatique ne se produit que lors d'un apport suffisant en sulfates. Ces sulfates, sous forme liquide ou gazeuse, proviennent souvent de pollutions industrielles ou urbaines. Ils peuvent réagir avec certains composés du béton (notamment les aluminates), pour produire du trisulfoaluminate de calcium. Lorsqu'ils sont produits en quantité importante, ces sels à caractère expansif conduisent à un gonflement du béton et à sa fissuration.

Les cycles de gel-dégel altèrent uniquement les bétons dits "gélifs". Les dégradations se manifestent sous forme de fissurations internes ou d'écaillage et concernent essentiellement les structures horizontales (ponts, terrasses, etc.), susceptibles d'être saturées en eau et plus sensibles à l'action du gel. La gélivité d'un béton peut être occasionnée par une sensibilité au gel à la fois des granulats et de la pâte de ciment.

L'alcali-réaction regroupe sous ce terme toutes les réactions qui peuvent se produire entre les granulats du béton et les alcalins de la pâte de ciment. Il existe trois grands types d'alcali-réactions : les réactions alcali-carbonate, alcali-silice et alcali-silicate. La réaction la plus fréquente est la réaction alcali-silice. Ces réactions n'apparaissent en général qu'après plusieurs dizaines d'années. Cependant si les trois conditions précédemment citées sont remplies, avec notamment une forte réactivité des granulats et une forte teneur en alcalins, une alcali-réaction peut se développer en quelques années.

Pour limiter les problèmes de dégradation des ouvrages en béton, il est nécessaire d'avoir des systèmes de contrôle qui permettent de quantifier les pathologies qui se manifestent au sein de ces constructions. Différentes méthodes ont été utilisées pour répondre à ce problème notamment les techniques de Contrôle Non Destructives. Les techniques *CND* utilisant le radar font partie des moyens les plus couramment utilisés.

II.2. TECHNIQUES RADAR GPR POUR L'AUSCULTATION ET LA SURVEILLANCE EN GÉNIE CIVIL

L'entretien des ouvrages du génie civil nécessite l'utilisation de méthodes de contrôle et d'inspection. Le radar géophysique GPR (Ground Penetrating Radar) est historiquement la technique d'auscultation la plus employée dans ce domaine. C'est une méthode non destructive où l'acquisition et visualisation des données se fait d'une manière automatique et en temps réel.

Dans le domaine du génie civil, on distingue les applications suivantes du radar :

- auscultation et mesure des épaisseurs des chaussées [Fau.01],
- localisation des armatures des ouvrages d'art et des canalisations [Dér.95],
- localisation des cavités [Rob.97],
- détermination de la teneur en eau contenue dans le béton [Rob.97].

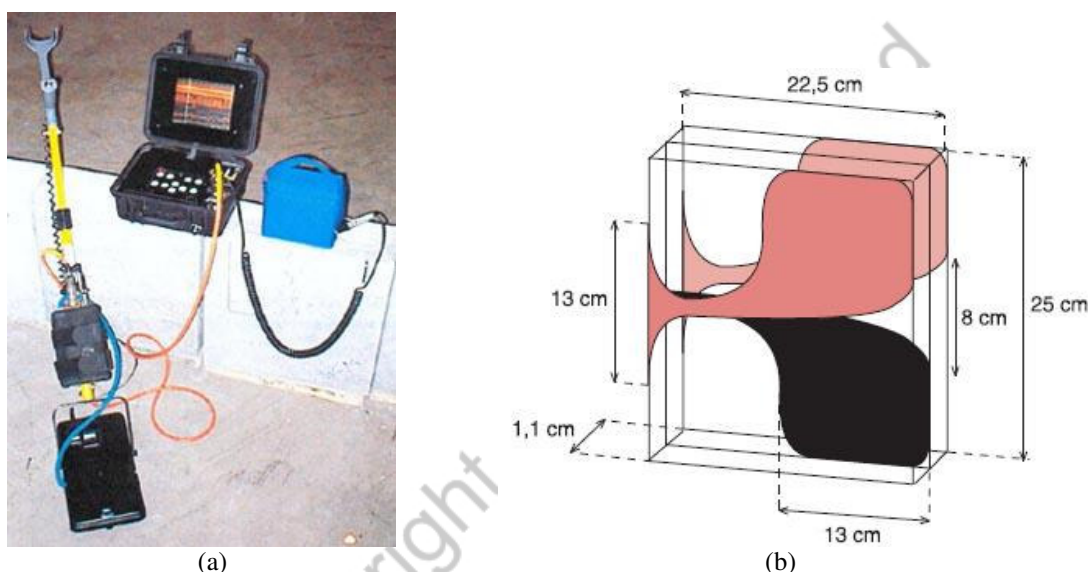


Fig. I- 1 : (a) Photo d'un système radar (b) forme et dimensions d'une antenne Vivaldi ETSA A4 ultra large bande.

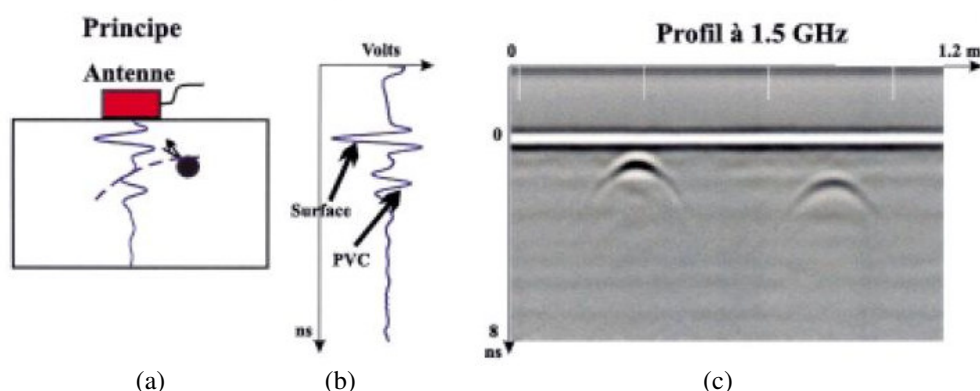


Fig. I- 2 : (a) Principe de fonctionnement d'un système radar (b) signal temporel brut (c) exemple de profil radar [Dér.03].

Le principe de la prospection radar consiste à émettre des impulsions électromagnétiques au travers d'une antenne émettrice et de mesurer, au moyen d'une antenne réceptrice, le signal associé aux ondes générées par les contrastes diélectriques (hétérogénéités, interfaces, etc.) à l'intérieur du matériau. Les résultats sont présentés sous forme de radargramme, i.e. une coupe transversale où la

profondeur relative est estimée en temps aller-retour des ondes (cf. Fig. I- 2). La géométrie du milieu ausculté nécessite la connaissance *a priori* de la constante diélectrique.

Les systèmes radar qui existent depuis le début les années 1970 sont de type "radar impulsif" ; ils utilisent des antennes à fréquence centrale inférieure au gigahertz. Diverses études ont montré leur faible niveau de résolution pour l'auscultation des structures en béton armé précontraint, ou l'auscultation des chaussées [Fau.01, Bun.04]. En effet, les longueurs d'ondes des impulsions électromagnétiques se propagent dans du béton restaient supérieures à 10 cm, alors que les géométries des hétérogénéités imposent des distances qui sont souvent à l'ordre des 2 à 5 cm. Ainsi, les armatures, les gaines de précontrainte ou les épaisseurs des chaussées n'étaient déterminées que d'une façon approximative.

Pour améliorer la résolution, les systèmes GPR ont évolué en termes de fréquence centrale et de largeur de bande, mais également en terme de technologie, avec l'apparition des radar à sauts de fréquences. Ces derniers sont schématiquement constitués d'un analyseur de réseaux et d'antennes large bande ; ils permettent de travailler jusqu'à des fréquences centrales de 10 GHz [Bun.04]. L'analyseur de réseaux dont dispose le LCPC de Nantes, associé à des antennes Vivaldi (ETSA A3, A4 et A5) (cf. Fig. I- 1), fonctionne jusqu'à 20 GHz. Toutefois, l'interprétation des données radar nécessitent d'améliorer la connaissance des caractéristiques diélectriques des bétons à fréquences élevées.

II.3. TECHNIQUES DE MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES MATÉRIAUX DE GÉNIE CIVIL

Pour étudier les caractéristiques électromagnétiques des bétons, différentes méthodes de mesure ont été utilisées dans la littérature. On distingue les techniques en capacité parallèle, les techniques en transmission/réflexion en propagation guidée et en espace libre. Chacune de ces méthodes fera l'objet d'un paragraphe spécifique dans la suite de ce chapitre.

Historiquement, la plupart des travaux réalisés pour étudier les propriétés électromagnétiques des bétons sont limités aux fréquences inférieures à 1 GHz. On cite à ce sujet les travaux d'Al-Qadi et al. (1995), utilisant des méthodes en capacité parallèle dans une bande variant de quelques kilohertz jusqu'à 40 MHz, et les travaux de Robert (1997), qui ont utilisé une ligne coaxiale dans la bande de fréquences 50 MHz –1 GHz.

Au delà de 1 GHz, la longueur d'onde dans le matériau devient comparable aux dimensions des granulats qui composent le béton (20 mm pour le béton communément utilisé en France). Des phénomènes de diffusion s'ajoutent aux effets de polarisation, et complexifient la modélisation de la propagation dans ce matériau, et en conséquence, la méthode de mesure de la permittivité.

Pour caractériser les propriétés diélectriques des bétons dans la bande de fréquences des radar récents, i.e. de 50 MHz à 13 GHz, il faut alors disposer d'un instrument de mesure plus adapté. La diversité des cellules de mesure de la permittivité des matériaux implique la justification des choix réalisés.

II.4. CRITÈRES DE CHOIX DE LA MÉTHODE DE MESURE DE LA PERMITTIVITÉ

En matière de caractérisation de la permittivité des matériaux du génie civil (bétons hydrauliques et bitumineux), le besoin du LCPC se traduit par deux critères de base. Le premier critère porte sur l'étendue de la bande de fréquences de la cellule de mesure, qui doit correspondre à celle des radar à sauts de fréquence, i.e. de 50 MHz à 13 GHz. Le second critère est lié à la nature hétérogène des matériaux du génie civil. Le béton est constitué de granulats de taille inférieure ou égale à 20 mm. Les dimensions de l'échantillon (ou du volume de matériau en interaction avec le signal

électromagnétique véhiculé par la cellule de mesure) doivent être suffisamment importantes pour assurer la représentativité de la mesure réalisée.

A ces deux critères de base, s'ajoutent les contraintes suivantes pour le choix de la cellule de mesure :

- complexité de l'analyse électromagnétique,
- précision de mesure,
- couverture continue ou discrète de la bande de fréquence,
- facilité de mise en œuvre expérimentale de la technique de mesure, en particulier :
 - nombre d'échantillons nécessaires pour couvrir la bande de fréquences ,
 - facilité d'usinage de l'échantillon (dimensions, surfaçage),
 - technique d'étalonnage et le coût du montage technique de la cellule.

Dans la suite de ce chapitre nous décrivons le principe de fonctionnement des différentes méthodes citées ci-dessus. Une analyse critique nous permet de sélectionner les méthodes de mesure qui peuvent être exploitées pour la caractérisation dans le domaine des hautes fréquences.

III. MÉTHODES BASSE FRÉQUENCE ET MONOFRÉQUENCE

III.1. MÉTHODE BASSE FRÉQUENCE

Pour mesurer la permittivité dans le domaine des basses fréquences, on utilise une méthode en capacité de plaques parallèles. La bande de fréquence exploitée est de quelques hertz jusqu'à quelques centaines de mégahertz [A1-Q.95]. L'échantillon à caractériser est placé entre deux plans métalliques qui constituent la cellule de mesure (cf. Fig. I- 3). Les faces parallèles de l'échantillon sont préalablement polies afin d'éviter l'apparition de lames d'air entre l'échantillon et les deux plaques métalliques de la cellule. En général, on utilise des échantillons de forme rectangulaire ou circulaire.

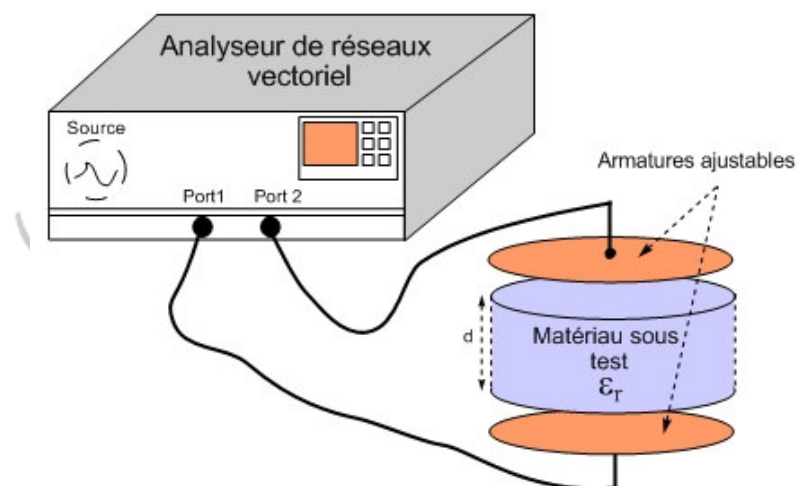


Fig. I- 3 : Schéma du dispositif de mesure en capacité parallèle à armatures ajustables pour accueillir des échantillons de différentes épaisseurs.

Cette technique est basée sur l'hypothèse d'un champ électrique uniforme le long de l'échantillon à caractériser (hypothèse quasi-statique) et suppose que celui-ci est homogène et anisotrope. Le principe de la méthode consiste à mesurer à l'aide d'un analyseur d'impédance, l'admittance équivalente de la cellule contenant l'échantillon, qui est donnée par la relation suivante :

$$Y = \frac{1}{Z} = j2\pi fC^* \quad \text{Eq. I. 1}$$

avec :

$$C^* = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{d} \quad \text{Eq. I. 2}$$

Dans ces expressions, S est l'aire des armatures, d , la distance entre les armatures, ϵ_r est la permittivité relative de l'échantillon et C^* et la capacité complexe du condensateur contenant l'échantillon. L'étalonnage permet d'éliminer la capacité parasite due aux éléments du circuit (câbles, électrodes, etc.) ; il est assuré en mesurant un matériau étalon de permittivité connue.

La résolution du problème inverse pour déterminer les caractéristiques diélectriques du matériau sous test à partir de l'admittance mesurée se fait par la résolution de l'équation suivante :

$$\epsilon_r = -j \frac{Yd}{2\pi fS\epsilon_0} \quad \text{Eq. I. 3}$$

Le domaine de fréquence concerné par cette méthode permet de mettre en évidence l'effet de Maxwell-Wagner [Wil.90, Wil.84, Whi.81, Whi.86, Alq.95]. Il est lié à la présence d'hétérogénéités conductrices (ex. les ions chlorures) dans le matériau à caractériser. Dans le domaine des basses fréquences, les effets de conduction dominant et la permittivité diminue lorsque la fréquence augmente.

Du fait d'une bande de fonctionnement limitée par rapport à notre besoin, nous ne pouvons retenir cette méthode pour la caractérisation des bétons.

III.2. MÉTHODE EN CAVITÉ RÉSONNANTE

La méthode de la cavité résonnante fait partie des techniques de mesure de la permittivité les plus anciennes. Une cavité résonnante peut avoir une forme géométrique quelconque. Les cavités les plus classiques sont les cavités métalliques rectangulaires ou cylindriques remplies d'air, dans lesquelles on insère l'échantillon à caractériser (cf. Fig. I- 4a). La complexité de l'analyse électromagnétique dépend de la forme de la cavité.

Le principe de fonctionnement d'une cavité résonnante repose sur le phénomène de résonance des ondes électromagnétiques. L'analyseur de réseau génère une onde électromagnétique à l'intérieur de l'enceinte métallique. A des fréquences particulières, dites fréquences de résonance, l'énergie emmagasinée sous forme électrique est égale à l'énergie emmagasinée sous forme magnétique en valeur moyenne : la cavité résonne. Les modes de résonance de la cavité sont appelés modes propres et sont notés TE_{mnp} et TM_{mnp} . Les différences observées entre les fréquences de résonance à vide et avec l'échantillon, ainsi que la mesure du facteur de qualité, permettent de déterminer les propriétés diélectriques de l'échantillon.

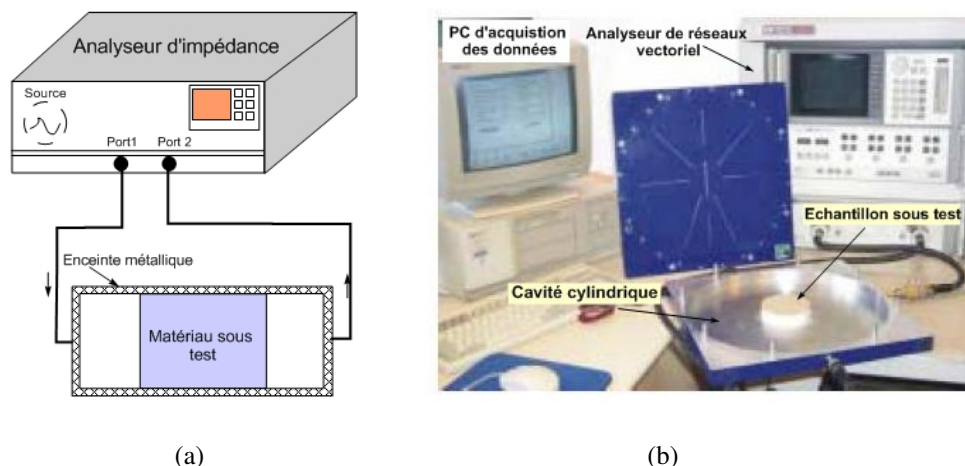


Fig. I- 4 : (a) Schéma du dispositif de mesure en cavité résonante (b) photo de la cavité résonante cylindrique développée au laboratoire de LRPC de Rouen.

L'expression des fréquences propres associées aux modes TE et TM est donnée ci-dessous pour une cavité cylindrique à section rectangulaire et à section circulaire respectivement :

- cavité cylindrique à section rectangulaire $a \times b$ (modes TE et TM) :

$$f_{mnk} = c \sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2a}\right)^2 + \left(\frac{k}{2L}\right)^2} \quad \text{Eq. I. 4}$$

- cavité cylindrique à section circulaire de rayon R :

$$f_{TE_{mnk}} = c \sqrt{\left(\frac{X'_{mn}}{2\pi R}\right)^2 + \left(\frac{k}{2L}\right)^2} \quad \text{pour les modes TE,} \quad \text{Eq. I. 5}$$

$$f_{TM_{mnk}} = c \sqrt{\left(\frac{X_{mn}}{2\pi R}\right)^2 + \left(\frac{k}{2L}\right)^2} \quad \text{pour les modes TM,} \quad \text{Eq. I. 6}$$

L est la longueur de la cavité.

Dans ces relations, X_{mn} est la $n^{\text{ème}}$ racine de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre m et X'_{mn} est la $n^{\text{ème}}$ racine de la dérivée de la fonction de Bessel de première espèce d'ordre m .

Le coefficient de qualité appelé aussi coefficient de surtension, est donné par la relation suivante :

$$Q = 2\pi \frac{W_a}{W} = \omega \frac{W_a}{P} \quad \text{Eq. I. 7}$$

où W_a et W sont respectivement, l'énergie emmagasinée et l'énergie dissipée dans la cavité pendant une période du signal électromagnétique. La grandeur P représente la puissance moyenne perdue et ω est la pulsation angulaire de l'onde. Les pertes dans la cavité, en présence du matériau diélectrique, sont la somme des pertes ohmiques dans les parois métalliques, des pertes diélectriques traduisant les effets dissipatifs dans l'échantillon, et des pertes liées au couplage de la cavité avec l'appareil de mesure.

L'analyse électromagnétique de la cavité permet dans l'approximation des faibles perturbations de définir les relations suivantes :

$$\varepsilon_r' = 1 + 2C \frac{\Delta f}{f_0} \text{ et } \varepsilon_r'' = C \left(\frac{1}{Q_1} - \frac{1}{Q_0} \right) \quad \text{Eq. I. 8}$$

où C est un paramètre qui peut être défini soit par une analyse théorique à partir des expressions des champs électrique E et magnétique H excités dans la cavité, soit d'une façon expérimentale en utilisant un matériau étalon de caractéristiques électromagnétiques connues. Les paramètres f_0 (resp. $f_0 + \Delta f$) et Q_0 (resp. Q_1) sont la fréquence de résonance et le facteur de qualité à vide (resp. en présence du matériau) .

Les méthodes de mesure en cavité résonante présentent une grande sensibilité ; elles sont particulièrement bien adaptées à la caractérisation des matériaux de très faibles pertes. Les principales sources d'erreur de mesure de ces techniques viennent des pertes métalliques, de la difficulté d'usinage de l'échantillon, ainsi que de la présence d'une lame d'air entre le matériau et les parois métalliques de la cavité.

Le handicap majeur vient du caractère monofréquence de la mesure, i.e. la mesure de permittivité est possible uniquement aux fréquences de résonance de la cavité. Cela signifie que plusieurs cavités (et autant d'échantillons de matériau) sont nécessaires pour couvrir une large bande de fréquences. A titre d'exemple, les dimensions de la cavité varient de quelques mètres à quelques millimètres pour couvrir la bande 100 MHz – 100 GHz. C'est pourquoi, le domaine d'utilisation des techniques de mesure en cavité fermée se réduit en général à 500 MHz -5 GHz. Enfin, cette technique de mesure suppose implicitement des variations lentes de la permittivité dans la bande de fréquences couvertes par les points de mesure.

Le Laboratoire Régional des Ponts et Chaussées (LRPC) de Rouen dispose d'une cavité résonante cylindrique (cf. Fig. I- 4b) calibrée et adaptée à la mesure des matériaux du génie civil [Fer.97]. Elle permet la mesure de la permittivité effective à trois fréquences particulières 0,575, 1,32, et 2,06 GHz pour un béton donné. Cette technique à été exploitée dans [Fau.01] pour la caractérisation des matériaux de chaussée. Les échantillons utilisés sont de forme cylindrique, de diamètre $D=50$ mm et de hauteur $h=25,2$ mm. Les dimensions de ces échantillons étaient trop faibles pour respecter le critère du *VER*. De fait, plusieurs échantillons ont été mesurés pour étudier la représentativité statistique des mesures de permittivité.

Les travaux utilisant les cavités résonantes pour la caractérisation diélectrique des bétons sont peu nombreux. Ceci est dû, comme nous l'avons mentionné, au caractère monofréquence de ces méthodes. Cependant, cette technique peut être utilisée pour mesurer la permittivité diélectrique des constituants du béton (granulats, bitume) qui sont des matériaux à faibles pertes [Vac.04].

IV. CELLULE DE MESURE EN PROPAGATION GUIDÉE

Les techniques de mesure en guide d'ondes ont été largement utilisées pour la caractérisation électromagnétique des matériaux. En comparaison des techniques en cavité résonante, elles permettent une mesure continue sur tout le spectre jusque 30 GHz. Ces techniques sont adaptées à des

mesures larges bandes notamment pour les matériaux fortement dispersifs. En contrepartie, elles sont moins précises (précision environ de 5 %) pour la caractérisation des matériaux de très faibles pertes.

Le principe général de ces techniques consiste à placer l'échantillon à caractériser à l'intérieur du guide d'onde. La mesure des paramètres S de la cellule, équivalents aux coefficients de réflexion et de transmission, permet de déterminer les propriétés électromagnétiques de l'échantillon. On distingue la cellule de mesure en guide d'onde rectangulaire et la cellule en ligne de transmission coaxiale.

IV.1. GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE

La technique de mesure en guide d'onde rectangulaire figure parmi les techniques les plus utilisées [Bak.90]. Le matériau à caractériser est placé à l'intérieur de la structure de propagation. Un analyseur de réseaux permet de mesurer sur une large bande de fréquences les coefficients de réflexion et, éventuellement, de transmission, dont on déduit les propriétés électromagnétiques (ϵ_r, μ_r) du matériau.

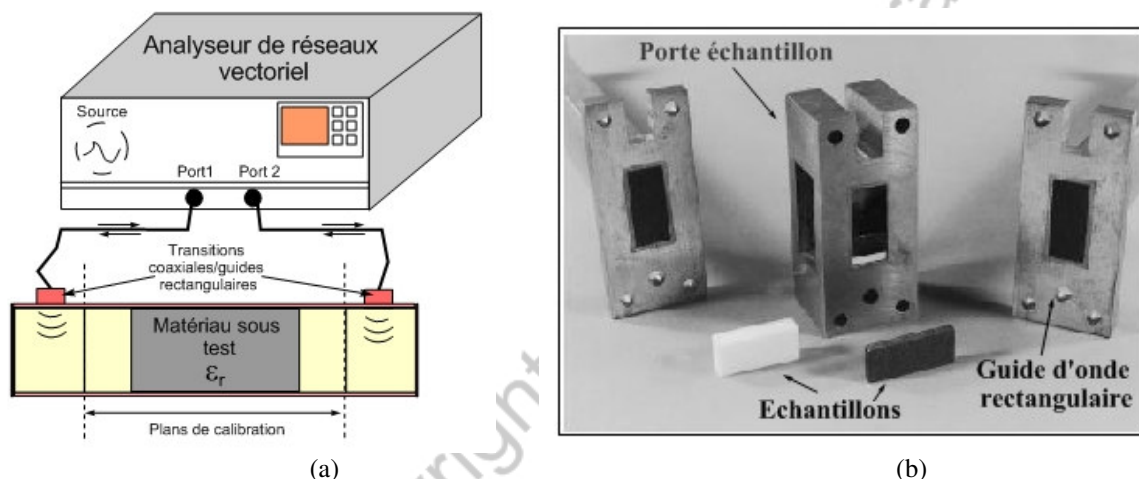


Fig. I- 5 : (a) Schéma de mesure en guide d'onde rectangulaire (b) photo de la cellule de mesure non réciproque en guide rectangulaire développée au LEST [Qué.99].

Dans un guide d'onde rectangulaire, les modes TE et TM se propagent à partir d'une certaine fréquence, dite fréquence de coupure, dont l'expression est donnée par la relation suivante en fonction de la largeur a et de la hauteur b de la section du guide d'onde :

$$f_{c_{mn}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2} \quad \text{Eq. I. 9}$$

Dans cette relation, $f_{c_{mn}}$ est la fréquence de coupure du mode, désigné par un couple d'indices (m,n) , c est la vitesse de la lumière dans le vide et (ϵ_r, μ_r) est la permittivité relative et la perméabilité magnétique relative du milieu remplissant le guide d'onde. Le Tableau I- 1 donne les dimensions standardisées des guides rectangulaires pour différentes bandes passantes.

Dans l'analyse électromagnétique de la cellule de mesure, on suppose que seul le mode fondamental TE_{10} est présent le long du guide. Pour cela, les dimensions de ce dernier sont adaptées au

fonctionnement monomode de la structure de propagation. Dans le tableau suivant, l'intervalle $[f_{\min}, f_{\max}]$ correspond à la bande de fonctionnement monomode des guides d'onde rectangulaires standards.

Tableau I- 1 : Caractéristiques de guides d'ondes rectangulaires en fonction de leurs bandes monomodes. f_c correspond à la fréquence du coupure du mode TE_{10} alors que f_{\min} et f_{\max} correspondent respectivement aux fréquences minimale et maximale d'utilisation du guide d'onde.

Bande	Nom	Largeur du guide en mm	Hauteur du guide en mm	f_c (GHz)	f_{\min} (GHz)	f_{\max} (GHz)
L	WR-50	129,50	64,80	1,16	1,45	2,20
S	WR-284	77,10	34,03	2,08	2,60	3,95
C	WR-159	40,39	20,19	3,71	4,64	7,05
X	WR-90	22,86	10,16	6,56	8,20	12,40
Ku	WR-62	15,80	7,90	9,49	11,90	18,00

Dans le cas où le matériau est homogène et remplit entièrement la section transversale du guide, l'analyse électromagnétique utilisée est celle de *Nicolson-Ross* [Nic.70] (cf. paragraphe suivant). Sinon, il faut prendre en compte les modes d'ordre supérieurs générés par les discontinuités (hétérogénéités du matériau ou présence de lame d'air entre le matériau et les parois métalliques du guide). Le laboratoire *LEST* dispose d'un programme de dépouillement de mesure qui tient en compte l'hétérogénéité de la structure de propagation. Il est adapté à la caractérisation des matériaux ferromagnétiques (cf. Fig. I- 5) dans la bande X [Qué.99].

La technique de mesure en guide rectangulaire présente l'avantage d'être large bande. En pratique, les contraintes imposées par la fréquence de coupure du premier mode fondamental d'une part, et par les bandes de fonctionnement monomode de la cellule d'autre part, nécessitent d'utiliser plusieurs guides de dimensions différentes pour couvrir une large bande de fréquences. A titre d'exemple, pour réaliser des mesures dans la bande 2 – 13 GHz, trois guides sont nécessaires selon le Tableau I- 1.

De plus, au delà de 4 GHz, les dimensions du guide deviennent trop faibles pour satisfaire le critère du VER [Rob.97]. Inversement, en dessous de 1 GHz, les dimensions du guide deviennent trop grandes (quelques mètres).

En résumé, cette méthode n'est pas exploitable pour la caractérisation des matériaux hétérogènes du type bétons dans les hautes fréquences (bande X et Ku). Elle resterait utilisable dans la bande X (8 – 13 GHz) pour les matériaux homogènes, et pour les matériaux présentant de plus faible taille d'hétérogénéités. On trouve ainsi dans la littérature des résultats de mesure sur la pâte de ciment [Boi.99a, Mub.01] et sur les poudres [Boi.99a].

La méthode en ligne de transmission coaxiale, qui fait l'objet du paragraphe suivant, permet de pallier les différentes limites d'utilisation de la mesure en guide d'onde rectangulaire.

IV.2. CELLULE EN LIGNE COAXIALE

Cette méthode est couramment utilisée aujourd'hui pour mesurer les propriétés électromagnétiques des matériaux pour le standard de ligne APC-7 ($2b = 7$ mm, $2a = 3.04$ mm). La bande de fréquences varie de 50 MHz à 19 GHz, et l'analyse électromagnétique reste relativement simple.

Le matériau à caractériser est inséré à l'intérieur de la ligne coaxiale. La caractérisation simultanée de la permittivité et de la perméabilité complexe s'effectue sur la bande de fréquences où se propage le mode fondamental *TEM*. La bande dépend de la géométrie de la ligne et des propriétés

électromagnétiques remplissant cette dernière. Elle s'étend jusqu'à la fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur.

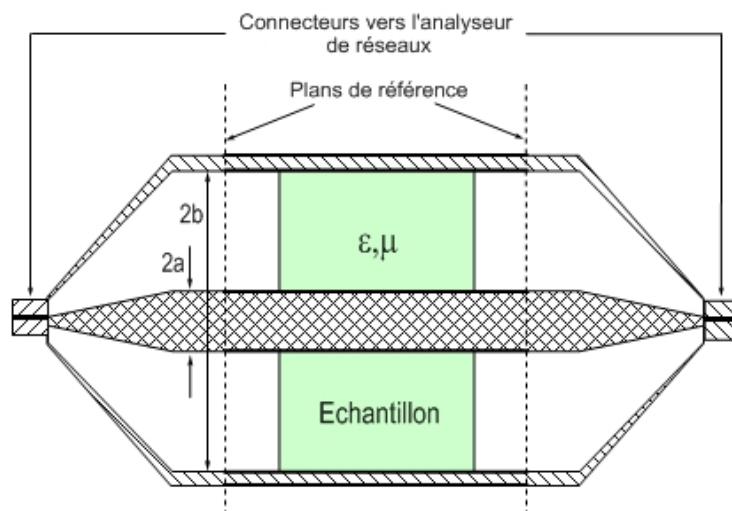


Fig. I- 6 : Schéma du dispositif de mesure de la cellule de mesure en ligne de transmission coaxiale.

Les expressions suivantes permettent le calcul de la fréquence de coupure des différents modes TE et TM qui peuvent se propager dans une ligne de transmission coaxiale [Ram.65].

$$(f_c)_{TE} = \frac{nc}{\pi(b+a)\sqrt{\epsilon_r}} \quad n=0,1,2, \quad \text{Eq. I. 10}$$

$$(f_c)_{TM} = \frac{cn}{(b-a)\sqrt{\epsilon_r}} \quad n=0,1,2, \quad \text{Eq. I. 11}$$

Dans ces expressions, ϵ_r est la permittivité diélectrique relative du matériau, a et b sont respectivement les rayons des conducteurs intérieur et extérieur (cf. Fig. I- 6). Les dimensions transversales de la cellule sont choisies de façon à fixer l'impédance caractéristique d'entrée à 50Ω . L'expression de l'impédance caractéristique est donnée par la relation :

$$Z = Z_o \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} = \frac{1}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad \text{Eq. I. 12}$$

Les expressions des paramètres S correspondants aux coefficients de réflexion et de transmission du matériau sous test sont obtenues à partir de la résolution des conditions de continuité du champ électromagnétique sur chacune des interfaces de l'échantillon. Elles sont données par les relations suivantes :

$$S_{11} = S_{22} = \rho \left[\frac{(1-\tau^2)}{1-\tau^2\rho^2} \right] \quad \text{Eq. I. 13}$$

$$S_{21} = S_{12} = \tau \left[\frac{(1 - \rho^2)}{1 - \tau^2 \rho^2} \right] \quad \text{Eq. I. 14}$$

avec :

$$\rho = \frac{z - 1}{z + 1} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} - 1}{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} + 1} \quad \text{Eq. I. 15}$$

et

$$\tau = e^{-\gamma d} \quad \text{Eq. I. 16}$$

La procédure de Nicolson-Ross [Nic.70] et Weir [Wei.74] (NRW) permet de déterminer la permittivité diélectrique du matériau à caractériser à partir des paramètres S mesurés. Cette procédure consiste de calculer les coefficients ρ et τ à partir des paramètres S_{11} et S_{12} mesurés, puis on détermine la permittivité diélectrique de l'échantillon sous test par la relation analytique suivante :

$$\epsilon_r = \frac{1 - \rho}{1 + \rho} \frac{j \ln(1/\tau) c}{2\pi d f} \quad \text{Eq. I. 17}$$

La procédure de NRW présente des problèmes d'instabilité dans le cas où l'épaisseur de l'échantillon est un multiple de la demi-longueur de l'onde dans le matériau ; on parle d'une résonance de dimension. Cela s'explique par le fait que l'amplitude du coefficient de réflexion mesuré S_{11} devient faible et l'erreur sur le calcul de ϵ_r devient trop grande. Pour s'affranchir du problème de résonance de dimension, on peut utiliser un échantillon de faible épaisseur, mais ceci pourra influencer la sensibilité de mesure car le volume de la matière diminue. Baker et al. [Bak.90] ont proposé une procédure basée sur un processus itératif pour s'affranchir du problème de résonance de dimension. Cette procédure n'est valable que dans le cas d'un matériau isotrope et non-magnétique.

La mesure des paramètres S du matériau sous test nécessite un étalonnage préalable de type SOLT. Un court-circuit (Short), un circuit ouvert (Open) et une charge adaptée (Load) sont placés aux extrémités des câbles de connexions pour corriger la phase des paramètres S et éliminer les erreurs systématiques dues aux instruments de mesure. L'étalonnage SOLT est utilisable dans le cas d'une cellule coaxiale qui présente des dimensions standards (ex. APC-7, 2a=7 mm, 2b=3.04 mm). Dans le cas contraire, on fait appel à d'autres procédures d'étalonnage [Rob.97].

En pratique, la cellule de mesure en ligne coaxiale a été largement utilisée pour la caractérisation des matériaux de constructions [Bai.95, Rob.97, Che.91, Al-Q.97, Mil.01]. Des cellules de différentes tailles ont été réalisées pour mesurer la permittivité complexe des bétons dans la gamme de fréquence des radars impulsionsnels (50 MHz – 3 GHz) comme montre dans le Tableau I- 2.

Tableau I- 2 : Données de dimensions de différentes cellules de mesure en ligne coaxiales qui existe dans la littérature pour la caractérisation des matériaux du génie civil.

Références	Rayon intérieur (mm)	Rayon extérieur (mm)	Longueur de l'échantillon (mm)	Impédance caractéristique (Ohms)	Fréquence de coupure (GHz)
[Bai.95, Rob.97]	24,6	80	120	50	0,65
[Mil.01]	22	50,5	200	49.9	1,31
[Al-Q.97]	12	75	150	107,5	1,07
[Che.91]	7,7	25	30	70	2,92

En résumé, la technique de mesurer en ligne coaxiale est utilisable dans la partie basse de fréquences que nous souhaitons exploiter. De plus, une telle cellule permet d'accueillir des échantillons de taille suffisamment importante pour satisfaire le critère du *VER*.

Pendant, cette cellule de mesure impose des contraintes sévères sur la forme des échantillons (forme torique) et sur leur qualité d'usinage et de surfacage. Les coûts de réalisation des échantillons peuvent de fait être relativement élevés. De plus, la présence d'un matériau de grand volume à l'intérieur de la cellule limite fortement la largeur de bande d'utilisation de la méthode en ligne coaxiale car les fréquences d'apparition des modes d'ordre supérieur sont basses.

Pour tenter de s'affranchir de ces inconvénients, d'autres techniques dites non destructives sont présentées au paragraphe suivant.

V. SONDES DE MESURE EN GUIDE D'ONDE

Les techniques de mesure large bande basées sur l'utilisation des sondes sont parmi les méthodes les plus utilisées dès lors que l'échantillon à utiliser n'est pas de nature solide (liquide, poudre). Ces méthodes répondent particulièrement bien aux besoins exprimés par les applications biomédicales et agroalimentaires [Ath.82]. Elles utilisent les sondes de mesure en ligne de transmission coaxiale ou en guide d'onde. Le matériau à caractériser est placé au contact de l'extrémité du guide d'onde (cf. Fig. I- 7). Le guide d'onde fait office d'antenne, rayonnant dans le matériau à caractériser. Le coefficient de réflexion mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau dépend des propriétés diélectriques du matériau sous test. Dans le cas solide, cette technique de mesure nécessite une bonne planéité de la surface de l'échantillon pour garantir un bon contact avec la sonde.

On distingue deux types de sonde de mesure : la sonde de mesure en ligne de transmission coaxiale et la sonde en guide d'onde rectangulaire.

V.1. SONDE EN GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE

La technique de mesure en guide d'onde rectangulaire a été initialement utilisée pour la caractérisation des antennes embarquées dans les véhicules et les navires spatiaux. Elle est particulièrement bien adaptée pour réaliser des mesures in situ et *a fortiori*, dans le cas où le matériau est difficile à prélever (problèmes d'usinage).

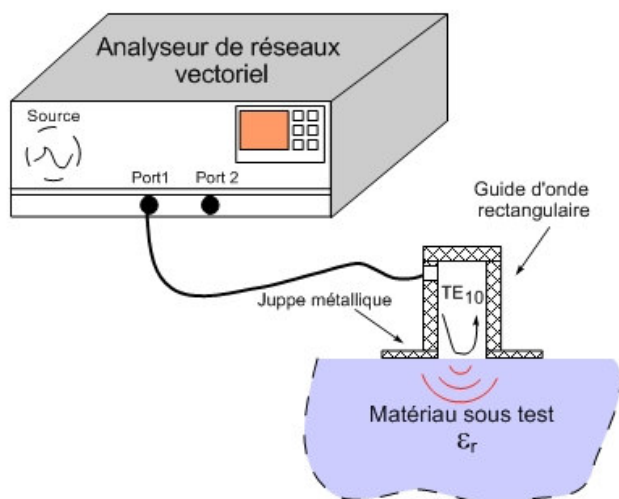


Fig. I- 7 : Sonde de mesure en guide d'onde rectangulaire au contact du matériau diélectrique à caractériser.

Le champ d'applications de la mesure par sonde rectangulaire est très large. On cite notamment : la mesure de la porosité des matériaux plastiques [Gra.95], la détection des délaminations dans les matériaux composites stratifiés [Bak.94], la détection des fissures sur les surfaces de métaux [Hub.97], la mesure de l'épaisseur de matériaux plans terminés par une plaque métallique [Bak.93], la détermination de la distribution des granulats dans le béton hydraulique [Boi.98], le calcul du rapport eau sur ciment (E/C) [Boi.00], l'auscultation des gaines de précontrainte dans le béton armé [Dér.95].

L'analyse électromagnétique de la structure de mesure suppose que seul le mode fondamental se propage le long du guide d'onde. L'énergie électromagnétique véhiculée par ce dernier génère de part et d'autre de l'interface une infinité de modes de propagation. A l'intérieur du guide rectangulaire, les modes de propagation sont discrets et évanescents, à l'exception du mode fondamental. Le rapport de la puissance d'énergie réfléchi sur celle émise, caractérise le coefficient de réflexion de la discontinuité, i.e. l'admittance. Il dépend de la géométrie de cette dernière et des propriétés électromagnétiques du matériau sous test.

En première approximation, on peut montrer que l'admittance d'entrée du guide peut s'écrire sous la forme [Lew.51] :

$$Y = \frac{2j}{abk_1\pi} \int \int (b-x) \left[K_2(a-y) \cos\left(\frac{\pi y}{a}\right) + \frac{a}{\pi} K_1 \sin\left(\frac{\pi y}{a}\right) \right] G_e dy dx \quad \text{Eq. I. 18}$$

où a et b sont respectivement la largeur et la hauteur du guide d'onde, k_1 est le nombre d'onde du mode dominant donné par :

$$k_1 = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$$

$$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

et k_0 est le nombre d'onde dans l'espace libre.

Les constantes $K_{1,2}$ sont données par les relations :

$$K_1 = k_0^2 \epsilon_r + \left(\frac{\pi}{a}\right)^2$$

$$K_2 = k_0^2 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2$$

G_e s'écrit sous la forme

$$G_e = \frac{1}{r} e^{-jk_0 r}$$

avec r , la distance entre le point source dans l'ouverture et à l'intérieur du matériau à caractériser.

L'équation I.18 est bien adaptée à la représentation des matériaux à fortes pertes. Dans le cas des matériaux à faibles pertes (cas des bétons), il convient de tenir compte des modes d'ordre supérieur, qui sont excités dans le guide d'onde, pour obtenir une bonne précision sur la valeur de la permittivité obtenue par inversion [Boi.99b].

Pour déterminer la permittivité complexe du matériau sous test à partir du coefficient de réflexion, il faut déterminer la relation qui peut exister entre ces deux quantités, i.e. l'admittance du guide. Malheureusement, étant donnée la complexité de l'analyse électromagnétique, cette étape requiert l'utilisation d'un processus d'optimisation numérique. Pour ce faire, on compare les paramètres théoriques aux paramètres mesurés jusqu'à convergence du processus itératif. Les résultats de calcul à l'itération finale permettent de déduire les caractéristiques diélectriques recherchées. Cette procédure nécessite un temps de calcul important d'une part et, d'autre part la convergence du processus n'est toujours pas assurée. Ces difficultés sont particulièrement sensibles dans le cas des matériaux de faibles pertes; enfin la précision est inférieure à celle obtenue par les méthodes à structures fermées (cf. § IV).

La technique en sonde rectangulaire répond à notre besoin en terme de largeur de bande de fréquences d'une part, et simplifie les problèmes d'usinage des échantillons d'autre part. En effet, le surfacage d'une seule face est nécessaire, et il y a peu de contraintes sur leur taille. En ce qui concerne le critère du *VER*, une approche approximative consiste à vérifier que la section de la sonde est supérieure à la taille moyenne des hétérogénéités du matériau. Dans ce cas, on peut s'attendre à rencontrer des difficultés de représentativité de la mesure à partir de la bande X (8,2 – 13,1 GHz). En réalité, le volume du matériau en interaction avec la sonde est beaucoup plus important que la section de la sonde. Par suite, il faut attendre les résultats des simulations du chapitre suivant pour répondre définitivement à cette question.

Cependant, pour couvrir la bande de fréquences 4 - 13 GHz, deux guides d'onde de dimensions différentes sont nécessaires (cf. Tableau I- 1) : l'un pour la bande C (4– 7 GHz) et le second pour la bande X (7 – 13 GHz). Pour couvrir complètement la bande, il faudrait ajouter des guides supplémentaires de dimensions appropriées. Pour tenter de s'affranchir de ce problème, le paragraphe suivant présente la sonde en ligne de transmission coaxiale, qui permettrait, à partir d'une seule ligne de transmission de caractériser des matériaux du continu jusqu'à quelques dizaines de gigahertz en raison de la fréquence nulle du mode fondamental.

V.2. SONDE EN LIGNE DE TRANSMISSION COAXIALE

Cette méthode de mesure est constituée d'une ligne coaxiale ouverte dont l'extrémité est plaquée contre le matériau à caractériser, à l'exemple de la Fig. I- 8. Cette technique qui présente l'avantage d'être non destructive, a été largement employée pour la caractérisation des liquides et des

tissus biologiques [Ath.82, Ber.96]. Pour avoir une bonne précision de mesure, un bon contact entre le matériau à tester et l'ouverture de la sonde est nécessaire.

L'analyse électromagnétique de la sonde en ligne coaxiale suppose que seul le mode fondamental *TEM* se propage le long de la ligne coaxiale. Différentes approches ont été proposées pour modéliser le comportement de l'onde sur la discontinuité "ligne coaxiale-matériau", dans le but de déterminer l'expression du coefficient de réflexion.

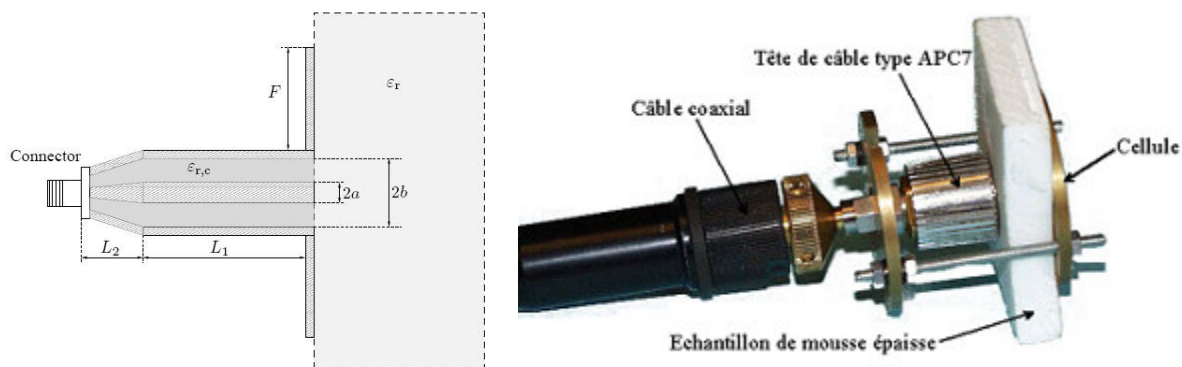


Fig. I- 8 : (a) Schéma du dispositif de mesure de la sonde coaxiale (b) Photo d'une sonde de mesure en ligne coaxiale développée au LEST.

Le modèle capacitif est le plus employé [Stu.80], pour déterminer la permittivité relative complexe ($\epsilon_r = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$). Il consiste à modéliser la cellule de mesure et le matériau sous test par des éléments capacitifs. Les grandeurs recherchées ($\epsilon_r', \epsilon_r''$) sont directement liées au coefficient de réflexion complexe Γ mesuré en sortie de la sonde. Le modèle du circuit équivalent comporte deux capacités C_0 et C_f , et une conductance G_0 (cf. Fig. I-9) montées en parallèle. L'admittance d'entrée de la ligne coaxiale est donnée par la relation suivante [Ott.91] :

$$Y(\omega) = j\pi 2f \left(C_f + C_0(f)\epsilon_r \right) + \omega^4 \epsilon_r^{5/2} G_0(f) \quad \text{Eq. I. 19}$$

où C_f est la capacité représentant les lignes de fuite à l'intérieur de la ligne coaxiale (due aux modes évanescents à l'intérieur du guide), $C_0(f)$ est la capacité de fuite quand la sonde est ouverte sur l'air, et $G_0(f)$ est la conductance due aux pertes par rayonnement. La conductance $G_0(f)$ peut être négligée pour les fréquences qui vérifient l'inégalité $a/\lambda \ll 1$ (ou $b-a \ll \lambda$).

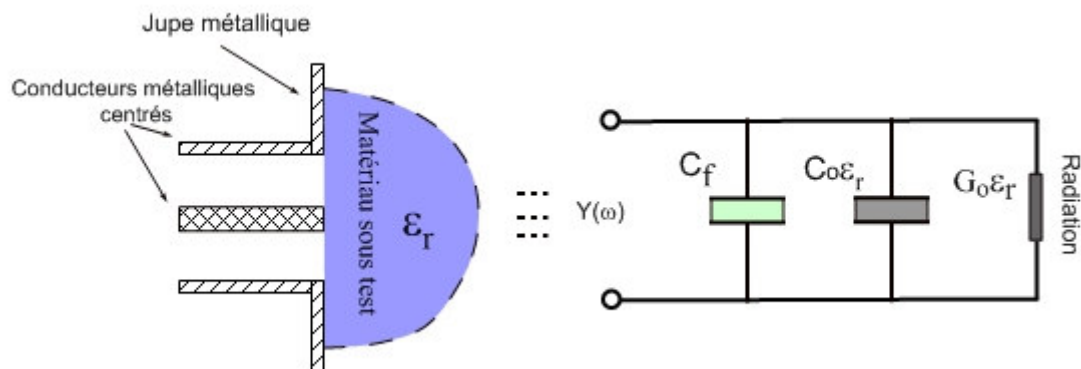


Fig. I- 9 : Circuit du modèle équivalent à la sonde coaxiale en contact avec un matériau diélectrique d'épaisseur infinie.

Les valeurs de $G_o(f)$ et de $C_o(f)$ peuvent être déterminées approximativement par une analyse quasi-statique, tandis que la capacité C_f nécessite une analyse dynamique [Ott.91].

Les expressions des parties réelle et imaginaire de la permittivité du matériau sont données par les relations :

$$\varepsilon_r' = \frac{-2 \cdot \Gamma \cdot \sin \phi}{(1 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos \phi + \Gamma^2) \cdot \omega \cdot C_o \cdot Z_o} - \frac{C_f}{C_o} \quad \text{Eq. I. 20}$$

$$\varepsilon_r'' = \frac{1 - \Gamma^2}{(1 + 2 \cdot \Gamma \cdot \cos \phi + \Gamma^2) \cdot \omega \cdot C_o \cdot Z_o} \quad \text{Eq. I. 21}$$

avec Γ et ϕ sont respectivement le module et la phase du coefficient de réflexion, et ω la pulsation du signal. En général, le rapport C_f/C_o est négligeable devant ε_r' et peut être alors ignoré dans le calcul.

Le modèle "circuit équivalent" permet une analyse simple du fonctionnement de la sonde en ligne coaxiale pour la détermination de la permittivité complexe du matériau. Toutefois, cette approche suppose que l'échantillon est d'épaisseur suffisamment grande pour éviter des réflexions de l'onde sur la face arrière du matériau à caractériser (hypothèse d'un matériau semi infini). Cette hypothèse peut nécessiter dans certain cas des échantillons de grandes dimensions, notamment en ce qui concerne les matériaux à faible permittivité. Pour s'affranchir de ce problème, on fait appel à des méthodes d'analyse dynamique.

Les méthodes dites "dynamiques" décrivent de manière rigoureuse le comportement électromagnétique de la structure de propagation, en tenant compte d'un grand nombre de modes de propagation dans la sonde. Cette approche apporte un gain de précision pour la mesure de permittivité de matériaux à faibles pertes (cas des bétons), car l'effet des modes d'ordre supérieur est important. Cette analyse a été étendue à la caractérisation de structure multicouche, i.e. les matériaux stratifiés ou terminés par une plaque métallique. Un programme de dépouillement de mesures de la sonde coaxiale basé sur une méthode modale a été développé au LEST [Gel.95]. Il permet de prendre en compte l'épaisseur réelle du matériau sous test (cf. Fig. I- 8).

La sonde de mesure en ligne coaxiale présente les avantages d'être non destructive et large bande. La bande d'exploitation de cette méthode s'étale du continu jusqu'à la fréquence de coupure d'apparition du premier mode d'ordre supérieur. Pour la sonde APC-7 (2b=7 mm, 2a=3.04mm) par exemple, la fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur est 19 GHz. Ce type de méthode répond parfaitement aux critères que nous nous sommes fixés.

VI. MÉTHODE DE MESURE EN ESPACE LIBRE

La technique de mesure en espace libre utilise des antennes cornets permettant d'illuminer l'échantillon par une onde plane [Gho.90, Var.00, Jos.01]. Ce dernier se présente sous la forme d'une plaque plane, d'épaisseur connue et positionné perpendiculairement à la direction de propagation de l'onde (cf. Fig. I- 10a).

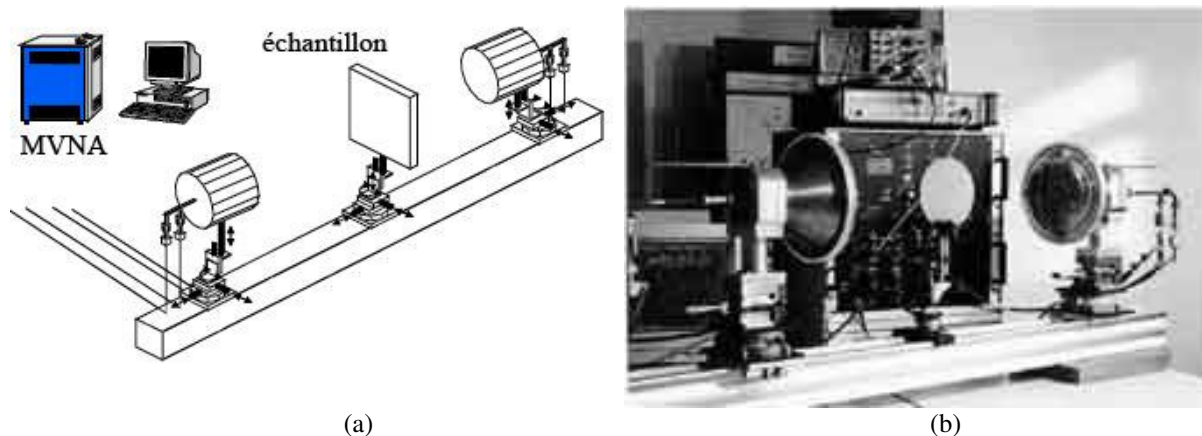


Fig. I- 10 : (a) Schéma du dispositif de mesure d'une cellule en espace libre (b) photo d'un banc de mesure en espace libre développé au LEST.

Le principe de la méthode en espace libre est basé sur la mesure des coefficients de réflexion et de transmission à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel. La procédure de dépouillement de mesure est très rapide en raison de la simplicité de l'analyse électromagnétique. Sous l'hypothèse d'ondes planes (champ lointain de l'onde), les paramètres S s'expriment en fonction des coefficients de réflexion et de transmission Γ et T selon :

$$S_{11} = S_{22} = \rho \left[\frac{(1 - \tau^2)}{1 - \tau^2 \rho^2} \right] \quad \text{Eq. I. 22}$$

$$S_{21} = S_{12} = \tau \left[\frac{(1 - \rho^2)}{1 - \tau^2 \rho^2} \right] \quad \text{Eq. I. 23}$$

Dans ces relations, le coefficient de réflexion de la discontinuité air-matériau ρ et le coefficient de transmission le long de l'échantillon τ dépendent des caractéristiques du matériau sous test selon :

$$\rho = \frac{z - 1}{z + 1} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} - 1}{\sqrt{\frac{1}{\epsilon_r}} + 1} \quad \text{Eq. I. 24}$$

$$\tau = e^{-\gamma d} \quad \text{Eq. I. 25}$$

où $z = (1/\sqrt{\epsilon_r})$ et $\gamma = \gamma_0 \sqrt{\epsilon_r}$ sont respectivement l'impédance caractéristique normalisée et la constante de propagation de l'onde dans le matériau sous test, $\gamma_0 = (2\pi/\lambda_0)$, λ_0 est la longueur d'onde dans l'espace libre, d est l'épaisseur du matériau, et $\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r$ est la permittivité relative complexe du matériau. Cette dernière peut être calculée à partir des coefficients de réflexion et de transmission par la relation [Var.00, Gho.90, Jos.01] :

$$\varepsilon_r = \frac{\gamma}{\gamma_0} \left(\frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \right) \quad \text{Eq. I. 26}$$

Cette méthode ne nécessite aucun contact avec le matériau. Elle est utilisée dans le domaine des ondes millimétriques (bande W et Ka) [Ric.01], car en comparaison avec des méthodes en propagation guidée, elle nécessite à ces fréquences des échantillons de dimensions raisonnables. Al-Qadi et al. (1991) ont utilisé cette technique pour mesurer la teneur en eau des bétons dans la bande de fréquences 12,4 GHz – 18 GHz ; le matériau à caractériser présentait une épaisseur de 6,45 cm. Zoughi et al. (1990) ont exploité cette méthode pour la détection de délaminations dans des matériaux stratifiés. Le laboratoire LEST dispose d'un banc de mesure en espace libre (cf. Fig. I- 10b) pour la caractérisation des matériaux dans les bandes W et Ka [Ped.01].

Les limites de la méthode de mesure sont liées à l'approche quasi-TEM. D'une part, l'hypothèse d'ondes planes nécessite des échantillons de grande taille. A titre d'exemple, dans la bande Ka (26,5 GHz – 42 GHz), il faut des échantillons de dimension de 35×35 cm² ; au-dessous de 20 GHz, les dimensions nécessaires sont de l'ordre du mètre. La mise en oeuvre expérimentale de la technique de mesure se heurte alors à des problèmes de fabrication et de manutention des échantillons à caractériser.

D'autre part, une seconde limite de l'approche quasi-TEM est liée au caractère hétérogène du matériau à caractériser. En effet, les hétérogénéités génèrent de la diffusion, et des modes de propagation d'ordre supérieur, qui peuvent se propager le long de l'échantillon. Ces modes perturbent la mesure de la permittivité du matériau. En toute rigueur, l'analyse électromagnétique nécessiterait de faire appel à une méthode d'analyse modale.

Il faut noter que l'épaisseur du matériau à caractériser par la méthode en espace libre ne doit pas être très grande pour éviter les problèmes de résonance de dimension.

En raison principalement de la taille des échantillons à manipuler en ondes centimétriques, nous n'avons pas retenu cette technique de mesure pour la caractérisation électromagnétique des bétons dans la bande 50 MHz – 13 GHz.

VII. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes techniques utilisées pour la caractérisation des matériaux du génie civil. Nous avons sélectionné les méthodes qui semblent les mieux adaptées à la caractérisation des bétons hydraulique et bitumineux dans une large bande de fréquences.

Tableau I- 3 : Classification des méthodes de caractérisation des matériaux isotropes [IOS.93]

Cellules de mesure	Forme et Préparation de l'échantillon	$\Delta\epsilon/\epsilon$	$\Delta\tan\epsilon$	Bande de Fréquences sous VER (GHz)	Cellules retenues/Rejetées
Capacité à plaques parallèles	Cylindrique + surfaçage	$\pm 1\%$	$\pm 10^{-4}$	[50 KHz- 100 MHz]	Trop basse fréquence
Cavités résonnantes	Cylindrique ou cubique + surfaçage	$\pm 0,2\%$	$\pm 5 \cdot 10^{-5} \%$	[0.5, 5 GHz]	Trop basse fréquence critère du VER non respectée monofréquence
Cellule en guide d'onde rectangulaire	Parallélépipède + surfaçage	$\pm 1-10\%$	$\pm 0,005$	[1, 4GHz]	Trop basse fréquence critère du VER non respectée
Cellule en ligne coaxiale	Torique + surfaçage	$\pm 1-10\%$	$\pm 0,005$	[50 MHz, 1 GHz]	Retenue
Sonde guide d'onde rectangulaire	Surfaçage face extérieure	$\pm 2-10 \%$	$\pm 0,02$	[2 , 13 GHz]	Retenue
Sonde en ligne coaxiale	Surfaçage face extérieure	$\pm 2-10 \%$	$\pm 0,02$	[50 MHz, 20 GHz]	Retenue
Mesure en espace libre	Plaque	$\pm 2-10 \%$	$\pm 0,05$	[25 MHz, 40 GHz]	Échantillons trop grands en dessous de 20 GHz

Selon les critères évoqués au § II.4, le choix de la méthode de mesure de la permittivité diélectrique résulte d'un compromis entre la précision, la facilité et le coût de préparation des échantillons, le volume d'investigation (par rapport au volume des hétérogénéités du matériau) et la largeur de la bande de fréquences d'utilisation de la méthode de mesure.

Les deux derniers critères sont essentiels dans notre cas. La bande de fréquences doit couvrir la bande de fonctionnement des radar hautes fréquences, i.e. 50 MHz – 13 GHz. Le caractère fortement hétérogène du béton nécessite de satisfaire le critère du *Volume Élémentaire Représentatif*. Pour ce faire, les dimensions de l'échantillon à caractériser doivent être suffisamment grandes par rapport aux volumes des hétérogénéités du matériau (les granulats en l'occurrence).

Dans la suite de cette étude, ces critères ont conduit à sélectionner trois méthodes de mesure pour la caractérisation des bétons (cf. Tableau I- 3) la méthode en ligne de transmission coaxiale (§ IV.2), la sonde en ligne coaxiale (§ V.2) et la sonde en guide d'onde rectangulaire (§ V.1).

Les deux chapitres suivants ont pour objectif d'étudier le fonctionnement de ces trois cellules de mesure à l'aide d'un logiciel électromagnétique. La comparaison des résultats de simulation permettra d'identifier la méthode la mieux adaptée à nos besoins.

VIII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE I

- [Al-Q.91] Al-Qadi I., Ghodgaonkar D. K., Varadan V. K., Varadan V. V., "Effect of moisture on asphaltic concrete at microwave frequencies", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 29, no. 5, September 1991.
- [Al-Q.95] Al-Qadi I. L., Hazim O. A., Su W. et Riad S. M., "Dielectric properties of Portland cement concrete at low Radio frequencies", *Journal of Material in Civil Engineering*, vol. 7, pp. 192-198, August 1995.
- [Al-Q.97] Al-Qadi I. L., Riad S. M., Mostafa R., et Su W., "Design and evaluation of a coaxial transmission line fixture to characterization portland cement concrete", *Construction and Building Materials*, vol. 11, no. 3, August 1997.
- [Ath.82] Athey T. W., Stuchly M. A., and Stuchly S. S., "Measurement of radio frequency permittivity of biological tissues with an open-ended coaxial line: part I", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, MTT-30, pp 82-92, January 1982.
- [Bak.94] Bakhtiari S., Ganchev S., Qaddoumi N. and Zoughi R., "Microwave non-contact examination of disbond and thickness variation in stratified composite media", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 3, pp. 389-395, March 1994.
- [Bak.93] Bakhtiari, S., S. Ganchev and R. Zoughi, "Open-ended rectangular waveguide for nondestructive thickness measurement and variation detection of lossy dielectric slabs backed by a conducting plate", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 42, no. 1, pp. 19-24, February 1993.
- [Bak.90] Baker-Jarvis J., Vanzura, E., and Kissick, W "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.
- [Bail.80] Baillot G., "Possibilités actuelles d'utilisation des hyperfréquences en génie civil – Etude bibliographique", *Rapport de recherche LPC N°95*, Juin 1980.
- [Bail.81] Baillot G., "Les hyperfréquences - Principales lois de propagation - technologies et concepts usuels", *Journée Physique Les Arcs*, Décembre 1981.
- [Bai.84] Baillot G. et Servant D., "Mesures des constantes diélectriques en ultra hautes fréquences - Résultats pour différents matériaux du génie civil", *Rapport Interne du LCPC*, 1984.
- [Bai.95] Baillon L., Robert A. et Huet C. "Design and calibration of a dielectric measurement cell for concrete with large grain heterogeneities", *Inter. Symp. Non Dest. Testing in civil Engineering (NDT-CE)*, 26.-28.09.1995.
- [Ber.96] Berube D., Ghannouchi F. M., Savard P., "A comparative study of four open-ended coaxial probe models for permittivity measurements of lossy dielectric/biological materials at microwave frequencies", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no 10, pp. 1928 – 1934, October 1996.
- [Boc.98] Bocquet B. et Lasri T., "Radiométrie microonde millimétrique appliquée au contrôle hivernal des chaussées", *Rapport Interne d'activité LCPC 1997/1998*.

- [Boi.00] Bois, K., A. Benally and R. Zoughi, "Microwave near-field reflection property analysis of concrete for material content determination," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 49, no. 1, pp. 49-55, February 2000.
- [Boi.99] Bois, K, L. Handjojo, A. Benally, K. Mubarak and R. Zoughi, "Dielectric plug-loaded two-port transmission line measurement technique for dielectric property characterization of granular and liquid materials," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, no. 6, pp. 1141-1148, December 1999.
- [Boi.99] Bois, K., A. Benally and R. Zoughi, "An Exact multimode solution for the reflection properties of an open-ended rectangular waveguide Radiating into a dielectric half-Space: Forward and Inverse problems," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 48, no. 6, pp. 1131-1140, December 1999.
- [Boi.98] Bois, K.J., A.D. Benally, P.S. Nowak and R. Zoughi, "Cure-state monitoring and water-to-cement ratio determination of fresh Portland cement based materials using near field microwave techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 47, no. 3, pp. 628-637, June 1998.
- [Bun.04] Bungey J. H., "Sub-surface radar testing of concrete: a review", *Construction and Building Material.*, vol. 18, pp. 1-8, 2004.
- [Che.91] Chew W. C., Kenneth J. Olp, et Otto G. P., "Design and calibration of a large broadband dielectric measurement cell", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 29, no. 1, January 1991.
- [Dér.03] Dérobert X., "Techniques radars appliquées au génie civil", *Etudes et Recherches des Laboratoires des Ponts et Ch.*, S19, 2003.
- [Dér.95] Dérobert X, "Méthode d'auscultation électromagnétique du béton armé et précontraint par radiométrie et imagerie active microonde", *Thèse de Doctorat de l'Université de Lille*, Septembre 1995.
- [Fau.01] Fauchard C., "Utilisation de radars très hautes fréquences application à la l'auscultation non destructive des chaussées", *Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes*, 2001
- [Fer.97] Ferrari E. et Cariou J. "Mesure sur le diélectromètre à cavité cylindrique", *Rapport interne du Laboratoire Régional des ponts et Chaussées de Rouen*, Recherche 2.82.14.7, Juillet 1997.
- [Gra.97] Gray S., Zoughi R., "Dielectric Sheet Thickness Variation and disbond detection using and extremely sensitive microwave approach", *Materials Evaluation*, January 1997.
- [Gho.90] Ghodgaonkar D. K., Varadan V. V., and Varadan V. K., "Free-space measurement of complex permittivity and complex permeability of magnetic materials at microwave frequencies", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.*, vol. 39, pp. 387-394, April 1990.
- [Hon.98] Hong C. Rhim et Büyüztürk O., "Electromagnetic properties of concrete at microwave frequency range", *ACI Materials Journal*, vol.95, no. 3, May-June 1998.

- [Hub.97] Huber C., Abiri H., Ganchev S. I., and Zoughi R., "Modeling of surface hairline-crack detection in metals under coatings using an open-ended rectangular waveguide", *IEEE Transaction On Microwave Theory And Techniques*, vol. 47, no 11, November 1997.
- [Las.98] Lasri T., Glay D., Mammouni A. et Leroy Y., "Nondestructive testing of materials by microwave systems", *Electronics Letters* 5th vol. 34, no. 5, March. 1998.
- [Lew.51] Lewin L., "Advanced theory of waveguide", London, Illiffe, 1951
- [IOS.93] International Organization for standardization "Guide to the expression of uncertainty in Measurement"; 1st Ed.; 1993.
- [Mil.01] Millard S. G., Al-Qadi I. L., Haw M. R., Riad S. M., Shaari A., et Bungey J. H., "Design and evaluation of a coaxial transmission line fixture to characterization Portland cement concrete", *Journal of Materials in Civil Engineering* May/June 2001
- [Mam.88] Mamouni A., "Radiométrie microonde en champ proche. Applications médicales (thermographie microondes)", *Thèse d'État de l'Université de Lille*, Mai, 1988.
- [Mub.01] Mubarak, K., K.J. Bois and R. Zoughi, "A simple, robust and on-site microwave technique for determining water-to-cement (w/c) ratio of fresh portland cement-based materials," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 50, no. 5, pp. 1255-1263, October 2001.
- [Nic.70] Nicolson, A. M., and Ross, G. F., "Measurement of intrinsic properties of material by time domain techniques", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-19, no. 4, pp. 377-382, November 1970.
- [Ott.91] Otto G. P., Chew W. C., "Improved calibration of large open-ended coaxial probe for dielectric measurements", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. vol. 39, no. 6, August 1991.
- [Ped.01] Peden A. et Bourreau D., "Mesures en espace libre sans filtrage temporel : caractérisation large bande de matériaux en Bande Ka et W", *12^{ème} Journée Nationales Microondes*, 16-17 Mai, 2001.
- [Qué.99] Quéffélec P., Le Floc'h M., and Gelin P., "Nonreciprocal cell for the broad-band measurement of tensorial permeability of magnetized ferrites: Direct problem." *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, pp. 390-397, April 1999.
- [Par.79] Parkash A., Vaid J.K. Mansingh A., "Measurement of dielectric parameters at microwave frequencies by cavity-perturbation technique", *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-27, no. 9, Septembre 1979.
- [Jos.01] Jose K. A., Varadan V. et Varadan V. K. "Wideband and nonconductor characterization of the complex permittivity of liquids", *IEEE Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, no. 2, July 2001.
- [Ric.01] Richard D. Hollinger, Jose K. A., Anikumar Tellakula, Varadan V. K., et Varadan V. V. "microwave characterization of the dielectric materials from 8 to 110 GHz using a free-space setup" *IEEE Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 30, no. 2, July 2001.
- [Rob.46] Roberts S. Von Hippel A., "A new method for measuring dielectric constant and loss in the rang of centimeter Waves", *Journal of Applied Physics*, vol. 17, July 1946.

- [Rob.97] Robert A., "Recherche de méthodes d'interprétation des mesures géoradar et de thermographie infrarouge appliquées au contrôle non destructif et à l'auscultation *in situ* des matériaux de construction", *Thèse de Doctorat de l'EPFL*, Lausanne, 1997.
- [Var.00] Varadan V., Jose K. A. et Varadan V. K., "In Situ Microwave Characterization of Nonplanar Dielectric Objects", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 3, March 2000.
- [Zou.90] Zoughi R. et Bakhtiari S. "Microwave nondestructive detection and evaluation of desponding and delamination in layered-dielectric-slabs", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, no. 6, December. 1990.
- [Gal.64] Galejs J., "Admittance of annular slot antennas radiating into a plasma layer" *Radio Science Journal of Research*, vol. 68D, no. 3, March 1964.
- [Gel.95] Gelin P., "Modélisation électromagnétique d'une coaxiale débouchant sur des milieux à pertes", Rapport de contrat CEA, 1995.
- [Gra.95] Gray, S., S. Ganchev, N. Qaddoumi, G. Beauregard, D. Radford and R. Zoughi, "Porosity level estimation in polymer composites using microwaves," *Materials Evaluation*, vol. 53, no. 3, pp. 404-408, March, 1995.
- [Ram.65] Ramo, S., and Whinnery, J. R., "*Fields and waves in modern radio*", Jhon Wiley and Sons, Inc, New York, NY 1965.
- [Stu.80] Stuchly M. A., Stuchly S. S., "Coaxial line reflection method for measuring dielectric properties of biological substances at radio and microwave frequencies - A review", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 29, n. 3, pp 176 - 183. September 1980.
- [Vac.04] Vaccaneo, D., Sambuelli, L., Marini, P., Tascone, R., Orta, R., "Measurement system of complex permittivity of ornamental rocks on L frequency band", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 42, pp. 2490-2498, November 2004.
- [Wei.74] Weir, W.B. "Automatic Measurement of Complex Dielectric Constant and Permeability at Microwave Frequencies", *Proceedings of the IEEE*, vol. 62, no. 1, pp. 33-36, January 1974.
- [Wil.90] Wilson, J. and H. Whittington "Variations in the Electrical Properties of Concrete with Change in Frequency", *IEEE Proceedings*, 137 (5), Part A, pp. 246-254 1990.
- [Wil.84] Wilson, J. and H. Whittington. "Variations in the electrical Properties of concrete with change in frequency", *IEEE Conf., Publ.*, 239, pp.157-160, 1984.
- [Whi.86] Whittington, H.W., and J. G. Wilson. "Low-frequency electrical characteristics of fresh concrete", *IEE Proceedings*, vol. 133, Part-A, no. 5, 265-27, July 1986.
- [Whi.81] Whittington, H. W., J. McCarter, and M. C. Forde. "The conduction of electricity through concrete", *Magazine of Concrete Research*, vol. 33, no. 114, pp. 48-60, 1981.

CHAPITRE II :
CHOIX DE LA MÉTHODE DE MESURE
DANS LA BANDE 4 – 13 GHz :
COMPARAISON
DES PERFORMANCES DE DIFFÉRENTS
CAPTEURS

Sommaire

I. INTRODUCTION.....	33
II. OUTIL DE SIMULATIONS ET REPRÉSENTATION DU BÉTON.....	34
II.1. CODE DE SIMULATION HFSS.....	34
II.2. REPRÉSENTATION DU BÉTON DANS LA MÉTHODE PAR ÉLÉMENTS FINIS.....	34
III. SIMULATION DE LA CELLULE COAXIALE.....	36
III.1. STRUCTURE DE SIMULATION.....	36
III.2. DOMAINE DE VALIDITÉ DE LA THÉORIE DU CHAMP MOYEN.....	37
III.3. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION.....	38
III.4. VOLUME ÉLÉMENTAIRE REPRÉSENTATIF.....	40
IV. SIMULATIONS DE LA SONDE COAXIALE.....	42
IV.1. STRUCTURE DE SIMULATION.....	42
IV.2. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION - ÉTUDE DE SENSIBILITÉ.....	43
IV.3. PROFONDEUR DE PÉNÉTRATION.....	44
V. SIMULATION DE LA SONDE RECTANGULAIRE.....	46
V.1. STRUCTURE DE SIMULATION.....	46
V.2. PROFONDEUR EFFECTIVE DE PÉNÉTRATION.....	47
V.3. ÉTUDE DE SENSIBILITÉ.....	48
V.4. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION.....	49
VI. DIMENSIONNEMENT DU DISPOSITIF DE MESURE.....	50
VI.1. TAILLE DE LA JUPE MÉTALLIQUE.....	50
VI.2. PROTOCOLE DE MESURE.....	52
VII. CONCLUSION.....	53
VIII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE II.....	55

Dans ce chapitre nous allons présenter une étude comparative de différents capteurs afin d'identifier la technique la mieux adaptée à la mesure de la permittivité effective des bétons dans le domaine des ondes centimétriques. Les différentes méthodes de mesure que nous allons étudier sont en nombre de trois : la cellule en ligne coaxiale, la sonde en ligne coaxiale et la sonde en guide d'onde rectangulaire. Ces techniques de mesure ont été sélectionnées à l'issue de l'état de l'art que nous avons présenté au cours du chapitre précédent.

Cette étude comparative a été réalisée en se basant sur des simulations électromagnétiques obtenues à l'aide d'un code commercial appelé HFSS. Le choix de ce logiciel est motivé par la capacité de celui-ci à la simulation des structures de géométrie complexe dont les dimensions et les propriétés électromagnétiques sont définies par l'utilisateur. Il permet aussi de prendre en compte la plupart des phénomènes physiques inhérents à la structure de propagation en particulier la prise en compte des modes d'ordre supérieur qui peuvent d'être excités par les hétérogénéités du béton.

I. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons fait l'état de l'art des différentes techniques de mesure des propriétés diélectriques des matériaux du génie civil, en particulier celles relatives à la mesure de la permittivité des bétons. A travers cet état de l'art, nous avons sélectionné trois méthodes de mesure : une cellule en ligne de transmission coaxiale, une sonde en ligne coaxiale et une sonde en guide d'onde rectangulaire. Ces techniques semblent *a priori* répondre aux critères fixés par notre cahier des charges à savoir :

- le domaine de fréquence qui doit s'étendre jusqu'à environ 13 GHz pour couvrir la bande de fonctionnement des radar hautes fréquences,
- le volume de matière à mesurer devait satisfaire le critère du *Volume Élémentaire Représentative* (VER) qui doit s'appliquer aux bétons dans le domaine des ondes centimétriques en raison de leur forte hétérogénéité.

La technique de mesure en ligne de transmission coaxiale présente les avantages d'être large bande et d'avoir une analyse électromagnétique simple. Cependant, le caractère fortement hétérogène du béton nécessite un volume de matière suffisamment grand pour satisfaire le critère du VER. La présence d'un matériau de grande taille à l'intérieur de la cellule coaxiale limitera la bande d'utilisation de celle-ci car la fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur sera très basse. La question qui se pose est quelle est la largeur de la bande d'exploitation de la cellule en ligne coaxiale.

Les techniques de mesure en structures de propagation semi-ouvertes (sondes en ligne coaxiale et en guide d'onde rectangulaire) présentent les avantages d'être larges bandes et non destructives. D'autre part, l'échantillon de béton à caractériser est placé à l'extérieur de la structure de propagation ce qui permet en réduisant la taille des dimensions transversales de la ligne coaxiale (ou guide d'onde rectangulaire) de repousser la bande d'exploitation de ces méthodes vers les hautes fréquences, en particulier dans le domaine des ondes centimétriques. Cependant, le critère du VER implique que la profondeur de pénétration de la structure de propagation doit être supérieure au diamètre du VER. La profondeur de pénétration d'une ouverture rayonnante dépend, d'une part, de la taille et de la géométrie de celle-ci et, d'autre part, de la permittivité et la taille des hétérogénéités du milieu à caractériser. A ces paramètres s'ajoute le paramètre fréquence du signal électromagnétique : plus la fréquence est haute plus l'atténuation de l'onde électromagnétique due aux pertes diélectriques et aux phénomènes de diffusion est importante, et donc une profondeur de pénétration plus faible. Ainsi le problème qui pourrait se poser avec les sondes est de ne pas pouvoir satisfaire le critère du VER.

Pour répondre aux problématiques que nous venons d'exposer ci-dessous, nous avons réalisé différentes simulations numériques. Les résultats de ces simulations seront exposés au cours de ce chapitre.

L'objectif de ce chapitre est de mettre en lumière, à travers une étude comparative basée sur des simulations numériques, la technique de mesure la mieux adaptée à la caractérisation des bétons dans le domaine des ondes centimétriques. Dans la première partie du chapitre, nous allons présenter le code de calcul que nous avons utilisé pour réaliser nos simulations électromagnétiques et le modèle synthétique du milieu hétérogène représentant le béton. Dans la deuxième partie, nous allons présenter les simulations électromagnétiques réalisées sur la cellule en ligne de transmission coaxiale. Dans cette partie, nous allons déterminer quelle est la fréquence maximale au-delà de laquelle le béton ne peut pas être homogénéisé par une théorie du champ moyen, quelle est la taille minimale du VER pour avoir des mesures représentatives et enfin la largeur de la bande d'exploitation de la cellule en ligne coaxiale. Dans la troisième et la quatrième parties du chapitre, nous allons déterminer à travers une

étude de sensibilité laquelle des deux méthodes : sonde en ligne coaxiale ou sonde en guide d'onde rectangulaire est la plus adaptée à la caractérisation électromagnétique des bétons dans le domaine des hautes fréquences. La dernière partie du chapitre aura pour objectif le dimensionnement du dispositif de mesure retenu.

II. OUTIL DE SIMULATIONS ET REPRÉSENTATION DU BÉTON

II.1. CODE DE SIMULATION HFSS

Afin d'étudier d'un point vue électromagnétique les différentes techniques de mesure présélectionnées au problème de la caractérisation large bande des bétons, nous avons fait appel à un logiciel commercial appelé *HFSS* (High frequency Structure Simulator) de la compagnie *Ansoft*. Ce logiciel est basé sur la résolution des équations de Maxwell, au moyen de la méthode des éléments finis FEM (Finit Element Method), dans le domaine fréquentiel. Il permet la simulation de structures complexes dont les dimensions géométriques et les propriétés électromagnétiques sont définies par l'utilisateur. Il permet aussi l'intégration de matériaux hétérogènes à condition que la taille des hétérogénéités de ceux-ci ne soient pas trop petites par rapport aux dimensions de la structure de propagation simulée.

Les paramètres qui peuvent être calculés par le logiciel HFSS sont : les paramètres S, les cartes du champ électrique et magnétique, la constante de propagation, diagramme de rayonnement des antennes, etc. Ces paramètres sont déterminés tout en prenant en compte la plupart des phénomènes physiques inhérents à la structure de propagation (ex. pertes diélectriques, pertes par conduction ou par rayonnement, etc.), en particulier la prise en compte des modes d'ordre supérieur excités par les discontinuités de celle-ci (ex. hétérogénéités).

La procédure du maillage constitue une étape importante pour le calcul de la solution d'une structure donnée. Le logiciel HFSS possède un mailleur automatique (l'élément de maillage est volumique : *tétraèdre 3D*) qui concentre les mailles là où les grandeurs de champs semblent évoluer rapidement. Ceci conduit à un processus itératif dans lequel le logiciel affine à chaque itération son maillage. Lorsque la solution n'évolue plus avec la densification des mailles, il y a convergence. Cependant, le maillage est effectué pour une fréquence particulière et il n'est pas toujours certain qu'à cette fréquence corresponde la distribution de champ qui permettra d'obtenir un maillage adapté à une bonne solution sur tout le domaine de fréquence étudié. En général, la fréquence retenue correspond à la fréquence maximale, ce qui permet d'avoir un maillage plus fin.

Par ailleurs, le maillage manuel (intégration des boîtes virtuelles) pourrait permettre de diminuer le nombre d'itérations intermédiaires avant la convergence. Dans ce sens, il y a des techniques spécifiées adaptées aux technologies des structures étudiées (ligne coplanaire, microruban, etc).

II.2. REPRÉSENTATION DU BÉTON DANS LA MÉTHODE PAR ÉLÉMENTS FINIS

Au cours des simulations par le logiciel HFSS, le maillage doit être adapté à la géométrie et à la taille des différents matériaux constituant le système étudié. Pour satisfaire cette dernière condition, la représentation du matériau réel doit être simplifiée lors de la programmation dans le simulateur HFSS étant donnée la complexité de la structure granulaire du béton. Ce dernier est en effet composé de plusieurs constituants dont les formes et les dimensions varient considérablement, (cf. Fig. II- 1). Par exemple, la taille des hétérogénéités varie de manière continue de 10^{-8} à 10^{-2} m [Rob.97]. L'échelle dimensionnelle balayée n'autorise pas la définition d'un maillage approprié à la représentation électromagnétique du matériau réel.

Puisque notre objectif ici n'est pas de donner une représentation électromagnétique rigoureuse des bétons, nous pouvons nous contenter d'une représentation simplifiée, à condition toutefois que cette représentation aboutisse, lors de l'exécution du logiciel HFSS, à une prise en compte des phénomènes physiques qui pourraient apparaître au sein des dispositifs expérimentaux étudiés (diffusion, propagation de modes d'ordre supérieur, rayonnement, effets de bord, etc.).

Le béton hydraulique ou bitumineux est constitué d'un liant (bitume ou pâte de ciment), de granulats et de pores. La taille des pores varie, en général, de quelques nanomètres à quelques millimètres. Celle des granulats varie de manière continue de quelques nanomètres à quelques centimètres. Notre représentation simplifiée du béton comporte deux phases :

- une matrice représentant l'ensemble des particules dont la taille est très inférieure à la longueur d'onde (pores, particules présentes dans le bitume ou la pâte de ciment, granulats de petite taille),
- des hétérogénéités qui représentent les granulats dont la taille est comparable à la longueur d'onde.

La partie homogénéisable du béton est constituée de toutes les particules dont la taille est inférieure à un millimètre, soit une dimension largement inférieure à la longueur d'onde. A titre d'illustration, la longueur d'onde à l'intérieur d'un milieu moyen représentant le béton (permittivité effective de 5,5) vaut 1,3 cm à 10 GHz. La granulométrie des bétons hydrauliques et celle des bétons bitumineux, fournies par les LRPC d'Angers et de Lille, nous ont permis d'estimer les concentrations pondérales respectives des deux phases de notre mélange représentatif :

- la matrice (bitume + pores + granulats_{<< 1 mm}) présente une concentration de 30 %,
- les hétérogénéités (granulats_{> 1 mm}) présentent une concentration de 70 %.

Les valeurs de permittivité des différents constituants données dans la littérature (bitume $\epsilon_r=2,5$, granulat $\epsilon_r=6,7$, pores $\epsilon_r=1$), nous ont permis de calculer la permittivité effective de la matrice à partir d'une théorie de champ moyen. Pour ce calcul, nous avons retenu la loi de Bruggmann [Brug.35] car sa validité est reconnue dès lors que le milieu est homogénéisable (taille des hétérogénéités \ll à la longueur d'onde) et que les concentrations des différents constituants sont comparables. Ce qui est le cas ici car le béton est constitué de 6% de bitume, de 7% de pores et de 17% de granulats présentant une taille inférieure à 1 mm. La loi de Bruggmann donne une permittivité relative effective égale à 4,45 pour la matrice de notre mélange.

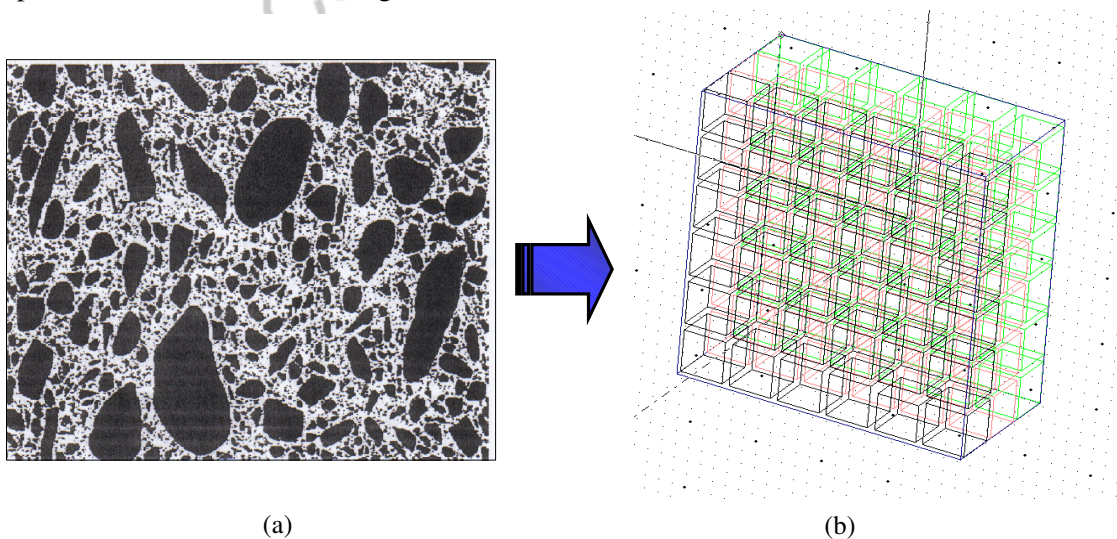


Fig. II- 1 : Représentation géométrique du béton (a) milieu hétérogène réel (b) milieu hétérogène simulé dans HFSS.

En toute rigueur, la répartition spatiale des hétérogénéités dans la matrice doit être aléatoire et tenir compte des dispersions dimensionnelle et géométrique des granulats présentant une taille supérieure à 1 mm. Cette description fine du béton n'est pas nécessaire dans notre cas. Nous souhaitons comparer les potentialités de différentes cellules de mesure pour la caractérisation électromagnétique des bétons.

Pour notre étude qualitative, une répartition périodique d'hétérogénéités de même taille et de même forme est suffisante, dans la mesure où elle permet de prendre en compte le phénomène de diffusion et l'apparition de modes d'ordre supérieur dans les cellules de mesure. Pour réduire les temps de calcul lors des simulations électromagnétiques, nous avons réparti périodiquement dans la matrice des hétérogénéités de forme cubique ayant toutes la même taille (diagonale du cube de 20 mm). La représentation électromagnétique simplifiée du béton, définie dans le simulateur HFSS, est donnée sur la Fig. II- 1. Cette représentation décrit un cas limite pour lequel les granulats présentant une taille supérieure à 1 mm (i.e. 70 % de la matière constitutive des bétons) sont représentés par des cubes dont la taille correspond à la taille typique des plus gros granulats présents dans les bétons. De ce point de vue, la représentation électromagnétique retenue devrait apporter une réponse qualitative satisfaisante concernant l'apparition ou non de diffusion dans les dispositifs de test étudiés.

III. SIMULATION DE LA CELLULE COAXIALE

La technique de mesure en ligne de transmission coaxiale est la plus utilisée pour mesurer les propriétés diélectriques des matériaux du génie civil, comme en témoigne de nombreuses publications [AlQ.89, Rob.95, Bai.95, Gor.02,]. Cette méthode présente les avantages : d'avoir une analyse électromagnétique simple et d'être large bande. D'autre part, la bande d'exploitation de celle-ci correspond à celle du fonctionnement des radar classiques (radar impulsions). Le quatrième chapitre de ce mémoire de thèse présente une description plus détaillée du principe du fonctionnement de la cellule de mesure en ligne coaxiale.

Dans cette partie, nous allons déterminer la taille du VER nécessaire pour avoir des mesures représentatives, le domaine de validité de la théorie du champ moyen et la bande de fréquence d'exploitation de la cellule en ligne coaxiale pour la caractérisation électromagnétique des bétons.

III.1. STRUCTURE DE SIMULATION

La configuration géométrique de la structure que nous allons étudier est donnée par la Fig. II- 2. Cette configuration correspond à celle donnée dans le cas pratique (cf. chapitre 4). La structure de propagation est constituée de trois régions : Téflon–Échantillon–Téflon. L'utilisation d'un échantillon de Téflon permet de tenir l'âme centrale de la ligne coaxiale. Toutefois, celui-ci peut être substitué par un autre matériau solide de permittivité différente (ex. mousse, PVC, etc.). D'autre part, Robert et al [Rob.97, Bai.95] ont montré que l'utilisation du Téflon permet de se placer dans une configuration où les pertes par conduction dues aux conducteurs de la cellule sont faibles.

Afin d'adapter la cellule par rapport à la source hyperfréquence, le rapport des diamètres du conducteur central $2a$ et du conducteur extérieur $2b$ de la ligne coaxiale doit être fixé de telle manière à ce que l'impédance caractéristique de la ligne à vide (en l'absence d'échantillon à caractériser) soit égale à 50Ω .

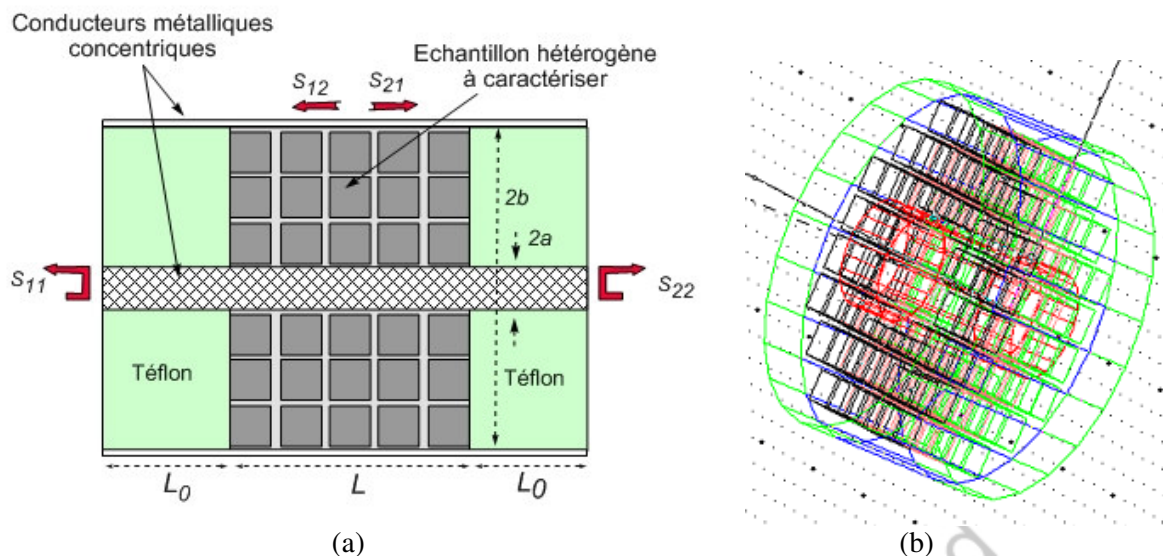


Fig. II- 2 : (a) Schéma de la ligne coaxiale chargée par le matériau hétérogène à simuler. L_1 : longueur de l'échantillon. L_0 est la distance entre les faces de l'échantillon et les plans de référence. : (b) Dessin en coupe 3D réalisé à partir du logiciel HFSS.

Les dimensions transversales que nous avons choisies correspondent à celles données dans la référence [Rob.97]. Cette cellule de mesure permet d'accueillir des échantillons de béton de granulats de diamètre maximal de 30 mm. Les échantillons de béton fabriqués dans le cadre de notre étude présentent des granulats de taille maximale de 20 mm. Dans ce cas, le critère du VER serait satisfait.

Les dimensions de la cellule coaxiale sont les suivantes :

- $2b = 160$ mm : diamètre du conducteur extérieur de la ligne coaxiale,
- $2a = 49,6$ mm : diamètre du conducteur intérieur de la ligne coaxiale,
- $L_0 = 20$ mm : longueur de la région remplie de Téflon,
- $L_1 = 80$ mm : longueur de l'échantillon à simuler.

L'analyse électromagnétique de la ligne coaxiale est basée sur la théorie des lignes qui suppose que seul le mode fondamental *TEM* se propage dans la région vide de la ligne. Celle-ci pourrait éventuellement générer des modes d'ordre supérieur dans la région contenant l'échantillon du béton en raison de l'hétérogénéité de ce dernier. Le logiciel *HFSS* prend en compte ces modes d'ordre supérieur qui peuvent également représenter la diffusion éventuelle de l'onde électromagnétique sur les gros granulats.

III.2. DOMAINE DE VALIDITÉ DE LA THÉORIE DU CHAMP MOYEN

La modélisation de la permittivité diélectrique effective des bétons dans le domaine des ondes centimétriques pose différents problèmes notamment ceux liés aux phénomènes de diffusion qui limitent le domaine de validité des lois de mélange basées sur la théorie du champ moyen (cas de la loi de *Bruggeman*). Il apparaît très intéressant de déterminer la bande de fréquence dans laquelle les bétons sont homogénéisables.

Pour répondre à cette problématique, les paramètres *S* de la structure coaxiale de la Fig. II- 2 ont été comparés à ceux d'une ligne coaxiale identique contenant du béton homogénéisé dont la permittivité effective a été calculée précédemment à partir de la loi de mélange de *Bruggeman*.

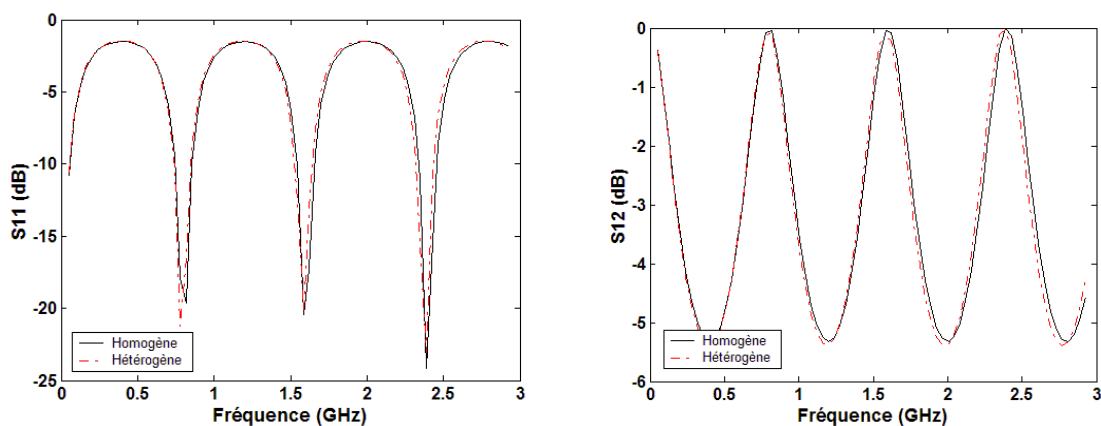


Fig. II- 3 : Variation en fonction de la fréquence du module des coefficients de réflexion et de transmission sur les milieux hétérogène et homogénéisé.

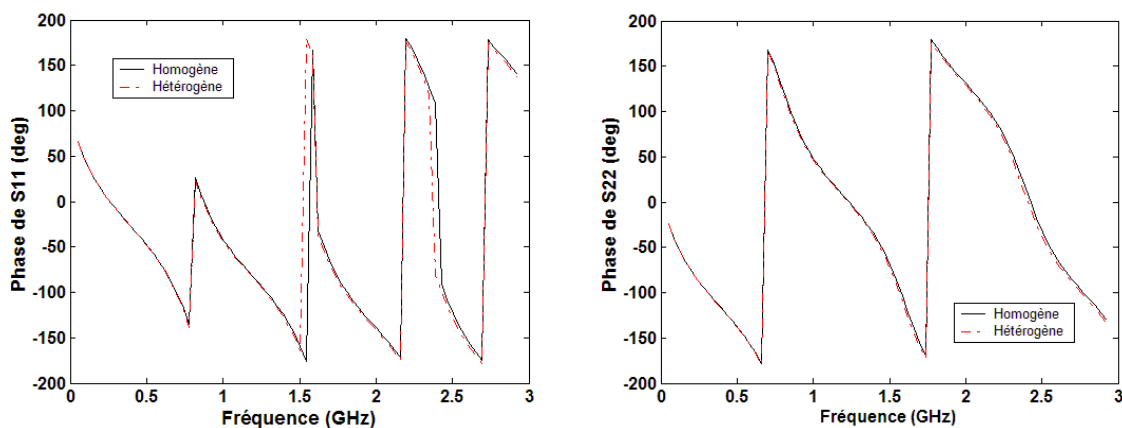


Fig. II- 4 : Variation en fonction de la fréquence de la phase des coefficients de réflexion et de transmission sur les milieux hétérogène et homogénéisé.

Les Fig. II- 3 et 4 donnent les résultats de simulation. Elles représentent la variation en fréquence du module et de la phase des coefficients de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} de la ligne coaxiale contenant un milieu hétérogène et un milieu homogénéisé. Les spectres obtenus montrent une bonne concordance entre les paramètres S des deux structures dans la bande de fréquence 50 MHz – 3 GHz. Ceci montre que le milieu hétérogène que nous avons simulé est homogénéisable dans cette bande de fréquence.

III.3. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION

Les différentes lois de mélange qui ont été proposées dans la littérature pour prédire les propriétés électromagnétiques moyennes d'un milieu hétérogène par un milieu effectif supposent que la longueur d'onde est bien supérieure à la taille des hétérogénéités. Dans le cas où celle-ci est comparable à la longueur d'onde du signal électromagnétique, des phénomènes de diffusion viennent s'ajouter aux effets de polarisation ce qui complique la modélisation électromagnétique du matériau.

La diffusion est le phénomène par lequel un faisceau de rayonnement électromagnétique ou autre est dévié d'une manière plus au moins aléatoire dans de multiples directions (cf. Fig. II- 5). La diffusion dépend du rapport entre la longueur d'onde et les dimensions de l'obstacle et/ou des irrégularités à la surface des obstacles réfléchissants. L'effet de la diffusion se manifeste par l'absorption et la dispersion de l'énergie électromagnétique au sein de ce mélange.

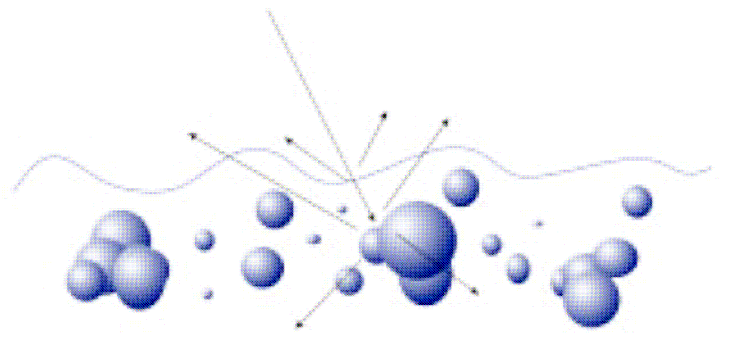


Fig. II- 5 : Exemple d'illustration des phénomènes de diffusion.

Dans le domaine centimétrique, la longueur d'onde dans le béton est proche de celle des hétérogénéités de ce dernier : l'étude de ses propriétés diélectriques ne peut donc ignorer ce phénomène.

Pour cela nous avons réalisé des simulations similaires à celles données dans le paragraphe précédent mais à des fréquences supérieures à 3 GHz. Les courbes de la Fig. II- 6 montrent la variation en fréquence du module et de la phase des coefficients de réflexion des deux milieux hétérogène et homogénéisé. On constate à travers les courbes de cette figure qu'au-delà de la fréquence 3 GHz une divergence entre les coefficients de réflexion correspondant aux deux milieux. Cette divergence augmente au fur et à mesure que la fréquence augmente.

On peut donc penser que la divergence qui apparaît au-delà de 3 GHz entre les paramètres S du milieu hétérogène et ceux relatifs au milieu homogénéisé est attribuée aux phénomènes de diffusion des ondes électromagnétiques sur les granulats du milieu hétérogène. La longueur d'onde dans ce dernier à 3 GHz est de 4 cm. Cette taille est comparable à la taille de la granulométrie des bétons (2 cm). Donc, en toute logique, à ces fréquences le milieu n'est plus homogénéisable.

Dans les références [Rob.97, Yag.80], on trouve une relation empirique donnant la fréquence maximale pour la limite de l'hypothèse quasi-statique dans le cas de la modélisation électromagnétique d'un milieu hétérogène. Elle relie cette dernière à la dimension maximale des hétérogénéités. Cette relation est donnée par :

$$f_{\max} = \frac{c}{2\pi d_{\max}} \quad \text{Eq. II. 1}$$

où d_{\max} est la taille maximale des hétérogénéités et c est la vitesse de la lumière. Pour une taille maximale de 20 mm, la fréquence maximale d'homogénéisation donnée à partir de l'équation ci-dessus est égale à 2,39 GHz.

L'équation II.1 ne fait pas intervenir le contraste diélectrique, la forme des hétérogénéités et leur concentration qui représentent des facteurs importants dans l'apparition des phénomènes de diffusion. Ceci explique alors la faible valeur théorique obtenue en comparaison de la valeur de fréquence que prédisent nos simulations numériques.

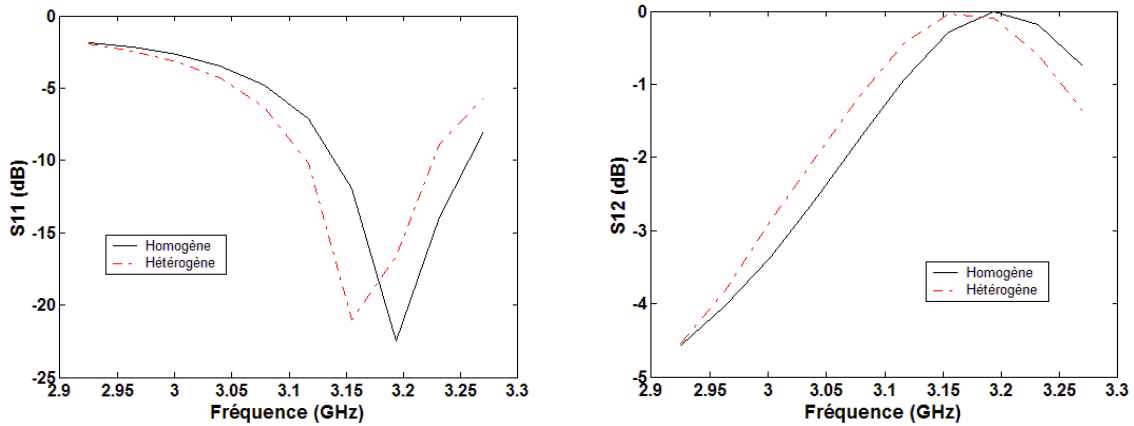


Fig. II- 6 : Variation en fonction de la fréquence des modules des coefficients de réflexion et de transmission sur le milieu hétérogène et sur le milieu homogène équivalent dans la bande de fréquence 3 GHz – 3,5 GHz.

III.4. VOLUME ÉLÉMENTAIRE REPRÉSENTATIF

Comme le béton est un matériau fortement hétérogène, il est nécessaire d'avoir un minimum de matière pour avoir des mesures représentatives. Il s'agit de satisfaire le critère du Volume Élémentaire Représentatif (VER). Le VER est défini comme la taille minimale requise qui permet de calculer une propriété effective relativement indépendante de la méthode de mesure choisie. Il doit être fixé de telle sorte que les paramètres physiques que nous recherchons cessent de fluctuer.

Le concept du VER reste un sujet de controverse. Jusqu'à présent, aucune étude théorique ou expérimentale n'a été effectuée pour déterminer la taille de celui-ci pour la caractérisation électromagnétique des bétons.

Robert et al. [Rob.97] s'est basé sur des calculs théoriques, utilisés dans l'étude des propriétés mécaniques de bétons [Huet.91], pour dimensionner ces échantillons "épreuves". Le VER est dans ce cas défini par une longueur qui correspond à quatre fois la taille maximale des hétérogénéités.

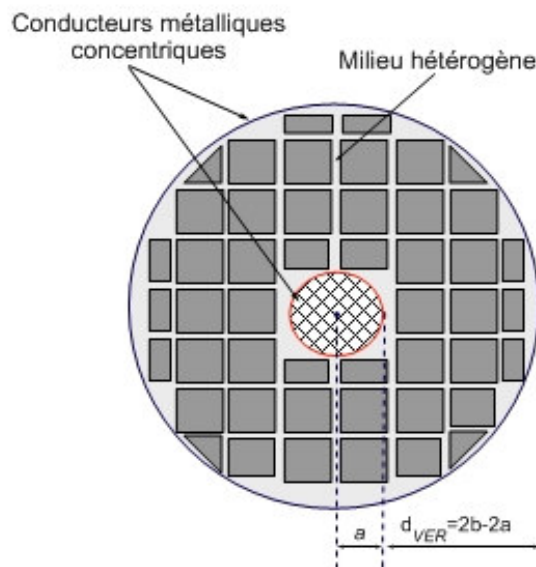


Fig. II- 7 : Milieu hétérogène de dimension transversale $2b-2a$ intégré dans la cellule de mesure coaxiale.

Nous allons à présent déterminer quelle est la taille minimum du VER du béton à l'aide des simulations données par le logiciel HFSS. La dimension transversale du béton (le matériau hétérogène décrit précédemment) inséré dans la cellule coaxiale est égale à $2b-2a$; c'est la différence des diamètres concentriques de la cellule coaxiale. Nous allons réduire cette dimension tout en gardant le rapport des diamètres des conducteurs concentriques, b/a , constant afin que les discontinuités simulées soient identiques d'un point de vue électromagnétique (même impédance caractéristique de 50Ω).

Les Fig. II- 8 et 9 donnent des résultats de simulations que nous avons obtenus. Elle donne la variation en fréquence des paramètres S des échantillons de béton de diamètre, d_{VER} , égales à $2,6 \times d_{max}$, $3 \times d_{max}$ et $4 \times d_{max}$. d_{max} est le diamètre maximale des hétérogénéités (20 mm dans le cas de notre étude). On observe sur les spectres calculés que la convergence des paramètres S est obtenue pour un rapport de 3 entre la taille minimale du VER et la taille maximale des granulats.

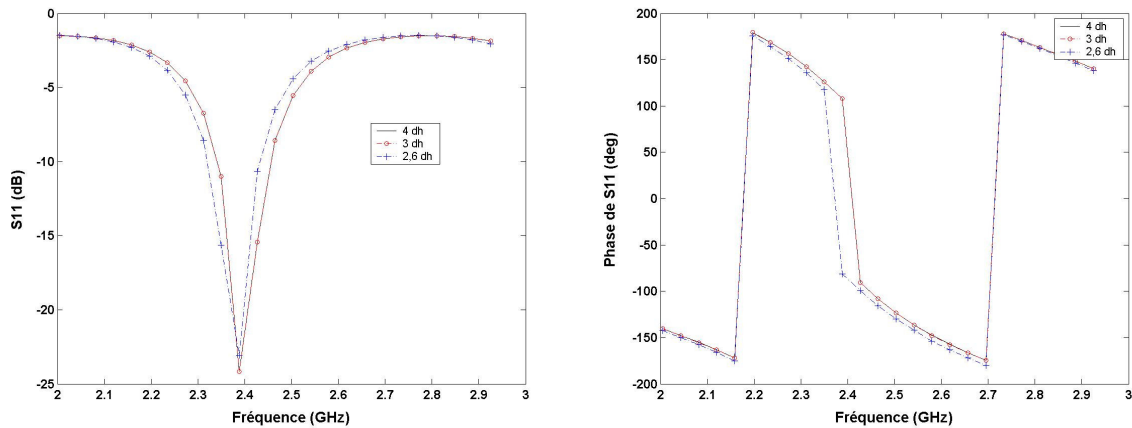


Fig. II- 8 : Évolution du module des coefficients de réflexion et de transmission des trois structures (données dans le sens croissant) dans la bande de fréquence 2 GHz – 3 GHz.

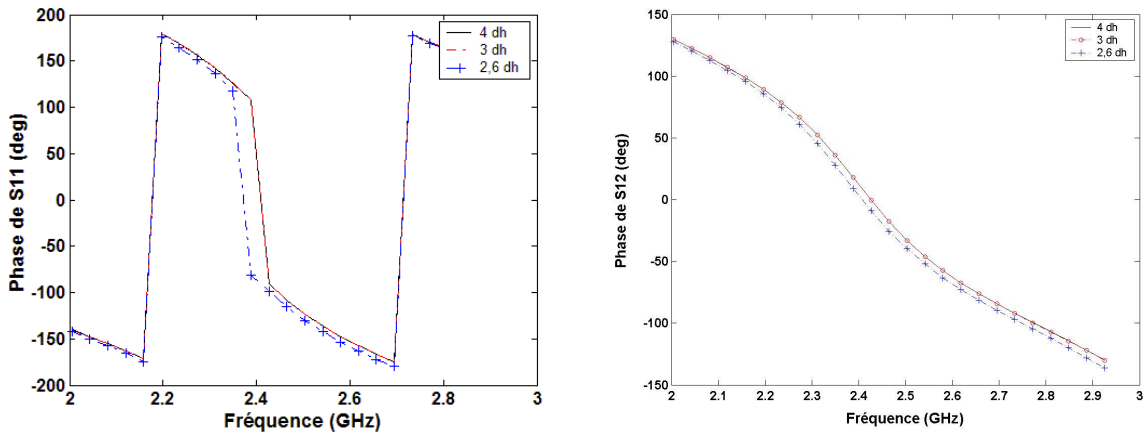


Fig. II- 9 : Évolution de la phase des coefficients de réflexion et de transmission des trois structures dans la bande de fréquence 2 GHz – 3 GHz.

Le critère du VER implique que la cellule en ligne coaxiale doit accueillir des éprouvettes de béton de taille minimum de 60 mm ($3 \times d_{max} = 20\text{mm}$). Dans ce cas, la fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur qui limite la bande d'exploitation de la cellule coaxiale est calculée à partir de la relation,

$$f_c = \frac{c}{\pi(b+a)\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Eq. II. 2}$$

où ϵ_r la permittivité diélectrique remplissant la ligne coaxiale en l'absence de l'échantillon à caractériser.

Les rayons a et b de la ligne coaxiale sont calculés à partir des relations :

- $2b - 2a = d_{VEE} = 60$ mm (critère du VER)
- $b/a = R = 3,25$ (rapport pour avoir l'accord de 50Ω)

La fréquence de coupure est égale dans ce cas à 1,18 GHz.

Dans le cas où le Téflon est substitué par un matériau de permittivité égale à celle de l'air (ex. la mousse $\epsilon_r=1,07$), la fréquence de coupure sera supérieure à celle trouvée précédemment. Elle est égale à 1,25 GHz.

Le calcul donné ci-dessus montre que la gamme d'exploitation de la cellule en ligne ne dépasse pas les fréquences supérieures à 1,5 GHz. Cela ne répond pas à notre cahier des charges qui fixe la bande de fréquence de mesure de la permittivité à des fréquences au-delà de 10 GHz. D'autre part, et en raison des phénomènes de résonance de dimension, cette technique n'est pas exploitable dans les fréquences autour de 0,8 GHz ; c'est la fréquence de résonance de dimension (cf. Fig. II- 9). Cela représente un autre inconvénient pour l'utilisation de cette méthode.

IV. SIMULATIONS DE LA SONDE COAXIALE

La technique de mesure en réflexion basée sur l'utilisation d'une sonde coaxiale est une méthode non destructive dans la mesure où l'échantillon n'est pas inséré dans une structure de propagation fermée. Son usinage précis n'est donc pas requis. Outre cet avantage pratique, le diamètre de la sonde peut être limité, ce qui permet de repousser l'apparition des modes d'ordre supérieur de la ligne vide à des fréquences élevées.

IV.1. STRUCTURE DE SIMULATION

La structure de test est constituée d'une ligne de transmission coaxiale rayonnant dans un milieu semi-infini d'épaisseur donnée et terminé par une plaque métallique, à l'exemple de la Fig. II-10. Le rapport des diamètres intérieur $2a$ et extérieur $2b$ des conducteurs est fixé de telle manière à ce que l'impédance caractéristique de la ligne à vide soit égale à 50Ω afin d'adapter la cellule par rapport à la source hyperfréquence.

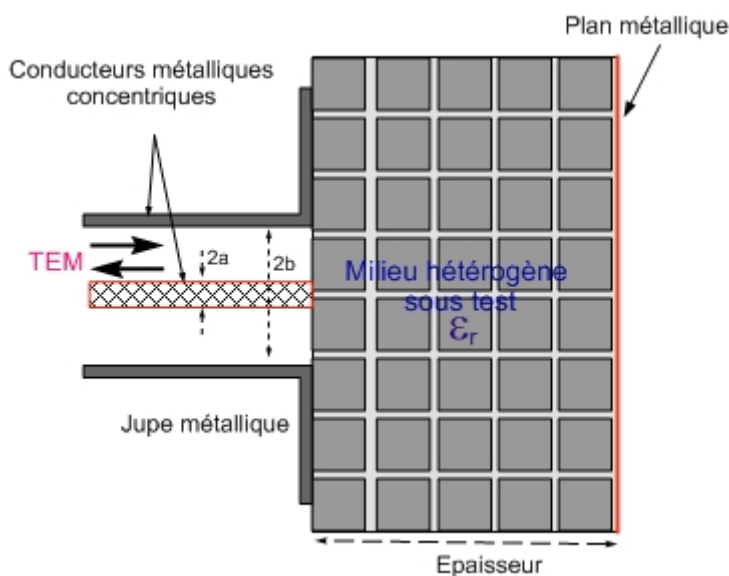


Fig. II- 10 : Sonde de mesure en ligne de transmission coaxiale. Représentation schématique de la structure simulée par le logiciel HFSS.

Les dimensions de la cellule que nous avons choisies ($b = 8 \text{ mm}$ et $a = 3,61 \text{ mm}$) permettent de travailler jusqu'à une fréquence de coupure égale à $8,31 \text{ GHz}$.

IV.2. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION - ÉTUDE DE SENSIBILITÉ

Comme dans le cas de la ligne coaxiale, nous avons comparé les paramètres S de deux structures : la sonde en contact du milieu hétérogène représentatif des bétons et la sonde en contact d'un béton homogénéisé. D'après les résultats obtenus pour la ligne coaxiale, une divergence des paramètres S relatifs aux deux milieux est attendue au voisinage de 3 GHz . Aucune divergence n'est finalement observée (cf. Fig. II- 11). D'autre part, le milieu homogénéisé présente une valeur de permittivité égale à 5 au lieu de $5,5$ (valeur que nous avons trouvée dans le cas des simulations en ligne coaxiale).

Parmi les hypothèses que nous avons avancées pour justifier l'incapacité de la sonde coaxiale à mettre en lumière les phénomènes de diffusion est le problème de la sensibilité de cette dernière : le coefficient de réflexion mesuré par la sonde coaxiale n'est pas représentatif du milieu hétérogène simulé. Cela nous a amené à réaliser l'étude suivante : nous avons modifié la permittivité diélectrique de la dernière et l'avant dernière rangées des granulats constituant le milieu hétérogène simulé (on passe de $\epsilon' = 6,7$ à $\epsilon' = 9$).

La Fig. II- 12 donnent les résultats de simulation obtenus à l'aide du logiciel HFSS. On constate à travers les courbes de cette figure que la variation de la permittivité des granulats n'a aucune influence sur les résultats de simulations. Il semble donc que l'onde électromagnétique ne pénètre pas profondément dans le béton.

Pour confirmer ce résultat, nous allons quantifier à l'aide de simulations électromagnétiques la profondeur de pénétration de la sonde en ligne coaxiale. Les résultats de ces simulations seront présentés dans le paragraphe suivant.

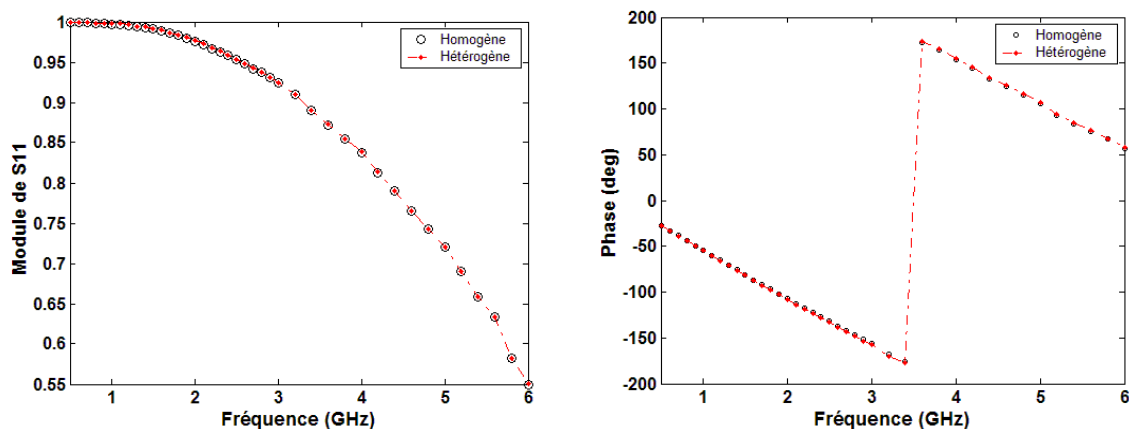


Fig. II- 11 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence des milieux hétérogène et homogénéisé.

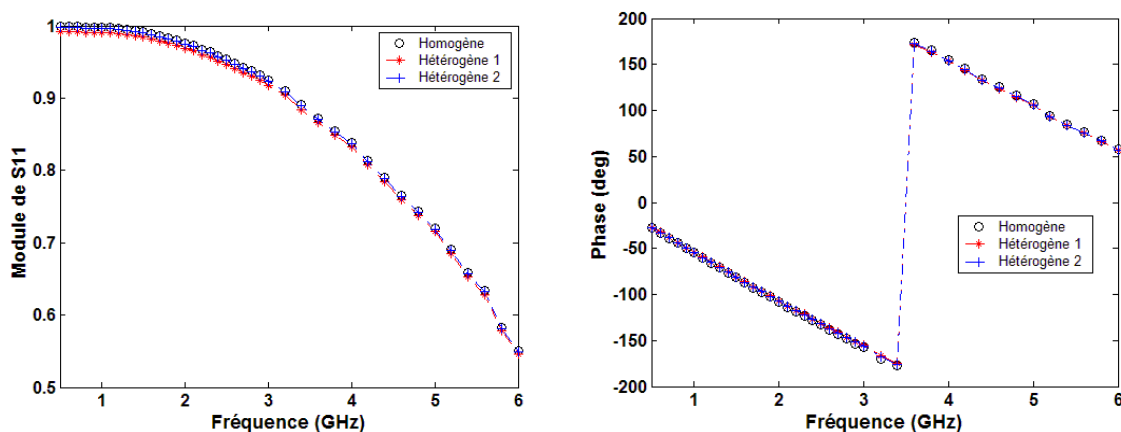


Fig. II- 12 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence des milieux homogénéisé, hétérogène avec variation de la dernière rangée des granulats (hétérogène 1) et milieu hétérogène avec variation de la deuxième rangée des granulats (hétérogène 2).

IV.3. PROFONDEUR DE PÉNÉTRATION

Nous avons simulé, toujours à l'aide du logiciel HFSS, un matériau homogène de permittivité relative égale 5 présentant différentes épaisseurs de 15, 20 et 40 mm.

Les spectres de la Fig. II- 13 donne la variation en fonction de la fréquence du module et de la phase des coefficients de réflexion dans la bande de fréquence 0,5 – 3 GHz des différentes structures simulées. Ces courbes montrent que le coefficient de réflexion varie très peu avec la variation de l'épaisseur du matériau sous test. Cela indique que l'onde électromagnétique ne voit plus la face arrière du matériau. Pour confirmer ces résultats, nous avons tracé la cartographie du champ électromagnétique de la structure étudiée (cf. Fig. II- 14). Cette cartographie montre une interaction onde/matière qui se limite au voisinage de la surface éclairée de l'échantillon. On a ainsi une idée très précise de la profondeur de pénétration de la sonde coaxiale.

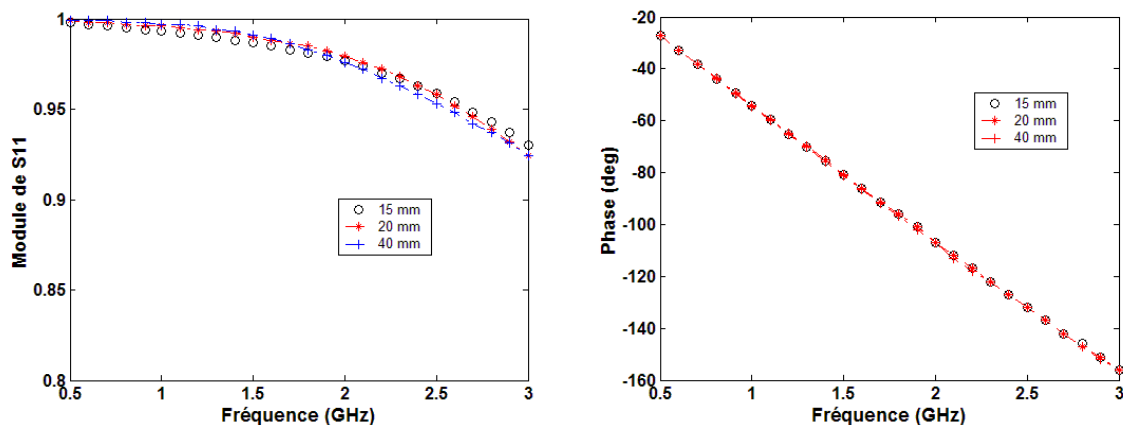


Fig. II- 13 : Variation en fréquence du module et de la phase du coefficient de réflexion de la sonde coaxiale pour différentes valeurs de l'épaisseur du matériau. $a=8$ mm et $b= 3,61$ et de permittivité relative égale à 5.

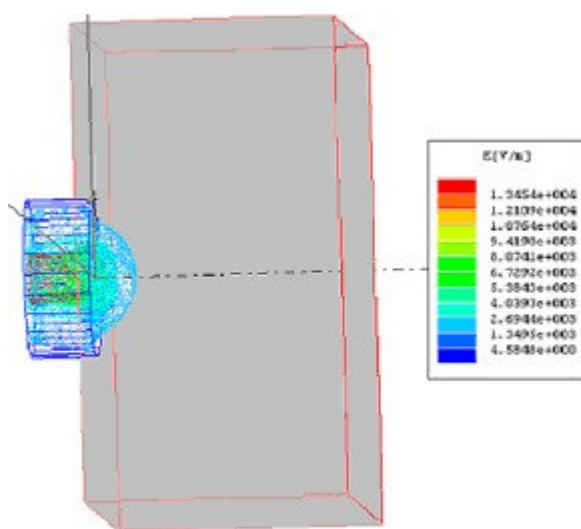


Fig. II- 14 : Carte du champ de rayonnement de l'ouverture de la sonde coaxiale. La fréquence de Simulation : 8 GHz. Milieu hétérogène simulant le béton d'épaisseur : 40 mm

Gelin [Gel.95] a montré que, pour une sonde coaxiale de standard APC-7 ($2b=7$ mm, $2a=3.04$), la profondeur de pénétration est de l'ordre de 5 mm. Les simulations ont été réalisées sur un matériau test sans pertes de permittivité relative de 3 et pour une fréquence de 3 GHz.

Dans des simulations réalisées par Otto et al. [Ott90, Ott.91], la profondeur de pénétration du champ électromagnétique est de 1 cm pour une sonde coaxiale de dimension $b=24,95$ mm et $a=7,75$ mm. Cela correspond à une fréquence de coupure de 4,17 GHz (la région de la ligne coaxiale est remplie de Téflon).

D'autres travaux montrent que la profondeur de pénétration dans le cas de la sonde coaxiale peut être calculée par la relation empirique suivante :

$$d_{eff} = 2a \quad \text{Eq. II. 3}$$

d_{eff} est la profondeur effective de pénétration (et a est le rayon du conducteur intérieur de la ligne coaxiale). Elle définit la distance à partir de laquelle la puissance électromagnétique est atténuée de 68%. La relation précédente est valable pour une sonde rayonnant dans l'air.

Pour la sonde commerciale HP de la société d'Agilent, la relation donnant la profondeur de pénétration de cette dernière est donnée par [Rob.97] :

$$d_{eff} = \frac{20}{\sqrt{\epsilon_r}} mm \quad \text{Eq. II. 4}$$

où ϵ_r est permittivité diélectrique relative du matériau sous test.

Les différentes simulations que nous avons réalisées, confortés par la littérature, montrent que la profondeur d'investigation de la sonde coaxiale est alors très inférieure à la dimension typique qui définit le VER correspondant aux bétons. Cette technique nous paraît donc inadaptée à la caractérisation des bétons.

V. SIMULATION DE LA SONDE RECTANGULAIRE

La sonde de mesure en guide d'onde rectangulaire autorise une mesure non destructive de la permittivité complexe des bétons. Toutefois, le mode fondamental propagé n'est pas de type transverse électromagnétique (TEM) mais de type transverse électrique (TE). Il présente une fréquence de coupure non nulle, ce qui réduit la bande passante de la méthode de caractérisation. Ceci donc nécessite plusieurs guides de dimensions différentes pour mesurer les propriétés diélectriques des bétons dans différentes bandes de fréquence.

V.1. STRUCTURE DE SIMULATION

La structure de test est constituée d'un guide d'onde de section rectangulaire rayonnant dans un milieu semi-infini d'épaisseur donnée et terminé par une plaque métallique. Le guide d'onde est excité par son mode fondamental TE_{10} .

Dans la bande X (7 – 13 GHz), nous avons pris un guide d'onde de dimensions 22 x 10 mm². Il est rempli d'un diélectrique de propriétés électromagnétiques assimilables à celles du vide. Dans la bande S (2,5 – 3,5 GHz), on aurait pu utiliser un guide de dimensions 34 x 72 mm². Toutefois, il implique de prendre un matériau volumineux (pour négliger les effets de bords) ce qui entraîne, en outre, des temps de calcul importants de simulations par la méthode aux éléments finis.

Pour s'affranchir de ce problème numérique, nous avons pris le même guide d'onde que celui utilisé dans la bande X mais rempli cette fois d'un diélectrique sans pertes de permittivité relative égale à 25. Ceci permet évidemment de baisser la bande de fonctionnement de ce dernier dans la gamme de fréquence visée (2,5 – 3,5 GHz).

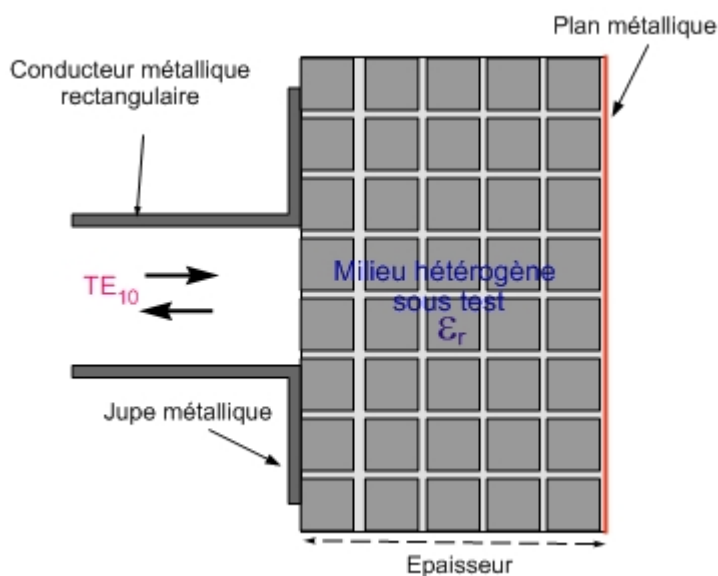


Fig. II. 1 : Représentation géométrique de la structure de propagation en guide rectangulaire simulé dans le logiciel HFSS.

V.2. PROFONDEUR EFFECTIVE DE PÉNÉTRATION

Les premières simulations que nous allons présenter visent à quantifier la profondeur de pénétration de la sonde en guide d'onde rectangulaire. Elle devrait être supérieure à la dimension du VER ; Cette condition est nécessaire à satisfaire pour avoir des mesures représentatives des propriétés diélectriques des bétons.

La Fig. II- 15 donnent la variation en fréquence du coefficient de réflexion dans la bande X pour différentes épaisseurs du matériau à mesurer. En raison de problèmes de capacité de mémoire, nous avons retenu une valeur maximale de 10 cm pour l'épaisseur. Le matériau simulé est un milieu homogène de permittivité relative égale à 10 (cette valeur représente un cas typique de la permittivité diélectrique de béton humide). Nous constatons à travers les courbes de cette figure que lorsque l'épaisseur de l'échantillon varie, une forte variation du coefficient de réflexion est observée. Ces résultats de simulation montrent que la profondeur de pénétration de la sonde rectangulaire est supérieure à 6 cm, longueur qui définit le VER des bétons, voire 10 cm.

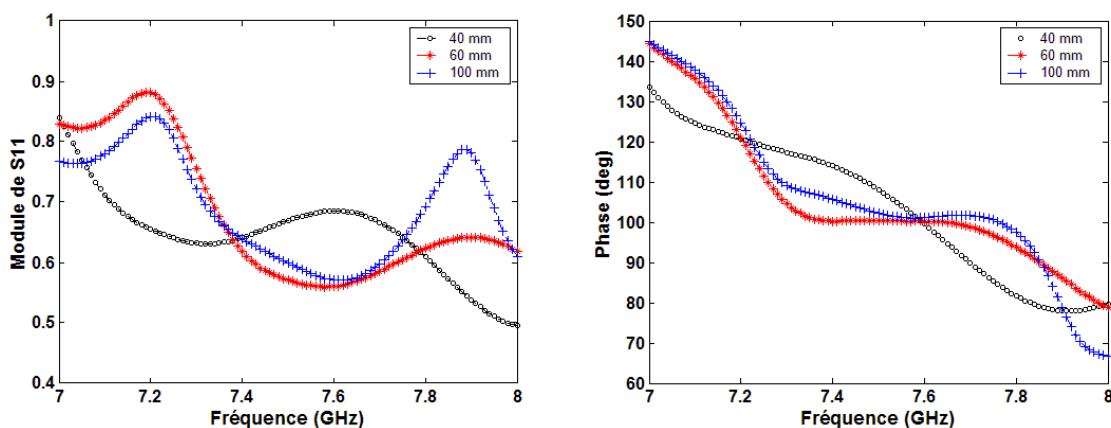


Fig. II- 15 : Variation en fréquence du module et de la phase du coefficient de réflexion, pour différente valeur de l'épaisseur du matériau sous test.

La Fig. II- 16 représente des résultats de mesures de l'admittance normalisée d'une sonde en guide rectangulaire dans la bande X. Le matériau sous test est un échantillon de béton hydraulique naturellement humide d'épaisseur égale à 6 cm. Ces résultats comparent deux cas de figure : le premier cas concerne un matériau terminé par une plaque métallique et le 2^{ème} cas correspond à ce même matériau mais non adossé à la plaque métallique. On constate d'après les courbes de cette figure que la présence du réflecteur métallique à une épaisseur de 6 cm influence fortement la variation de l'admittance, i.e. le coefficient de réflexion de la sonde rectangulaire. Ces mesures confortent nos résultats de simulation et démontrent que cette dernière présente une profondeur de pénétration supérieure à la distance caractéristique du *VER* des bétons. Les mesures réalisées devraient donc permettre une bonne identification des propriétés des bétons en ondes centimétriques.

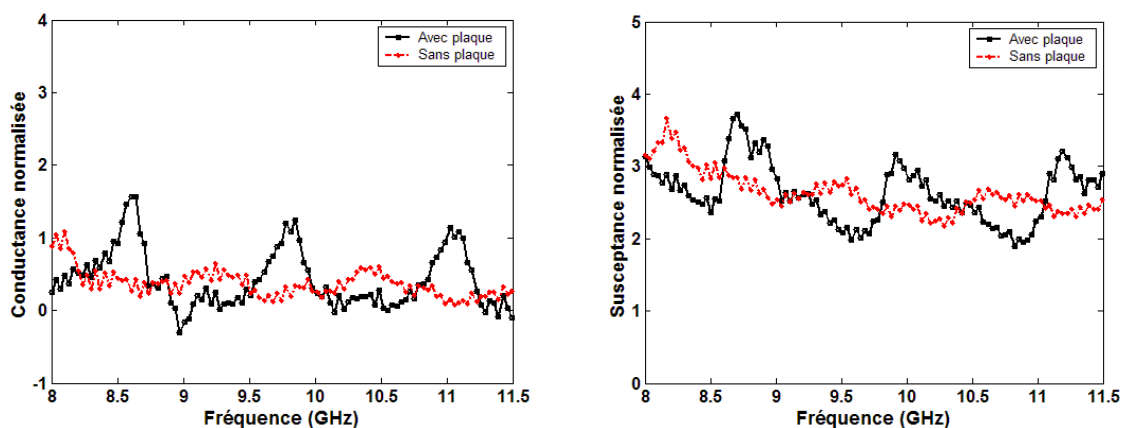


Fig. II- 16 : Mesure dans la bande X de l'admittance normalisée de l'ouverture du guide pour un échantillon de béton, naturellement humide et d'épaisseur égale à 60 mm, pour deux terminaisons (sans et avec une plaque métallique).

V.3. ÉTUDE DE SENSIBILITÉ

Pour montrer la capacité de la sonde rectangulaire à la caractérisation des matériaux fortement hétérogènes, nous avons réalisé une étude de sensibilité. Cette étude consiste comme dans le cas de la sonde coaxiale à étudier l'effet de la variation de la valeur de la permittivité de la dernière rangée des granulats sur la variation du coefficient de réflexion du milieu hétérogène.

La Fig. II- 17 donne les résultats des simulations que nous avons obtenus à l'aide du logiciel *HFSS*. Cette figure montre la variation en fréquence du milieu hétérogène sans et avec variation de la valeur de la permittivité des granulats (on passe de $\epsilon'=6,7$ à $\epsilon'=9$). Le milieu simulé présente une épaisseur de 6 cm ce qui répond au critère du *VER*. On constate à travers les courbes de cette figure une forte différence de variation entre les coefficients de réflexion des deux milieux simulés. Cela montre que le coefficient de réflexion est influencé notablement par la variation de la permittivité diélectrique de la dernière rangée des granulats.

La Fig. II- 18 montre la cartographie du champ électrique rayonné par l'ouverture de la sonde rectangulaire. On constate que le champ électrique occupe un grand volume du matériau hétérogène simulé. L'énergie électromagnétique pénètre aussi bien dans la direction de la profondeur que latéralement. Cela confirme alors que l'onde électromagnétique rayonnée par l'ouverture de la sonde interagit avec un grand volume de l'échantillon bien supérieur au *VER*, ce qui permet d'avoir une grande sensibilité de mesure. Il reste alors à confirmer la capacité de la sonde rectangulaire à mettre en lumière les phénomènes de diffusion des ondes électromagnétiques sur les plus gros granulats des bétons.

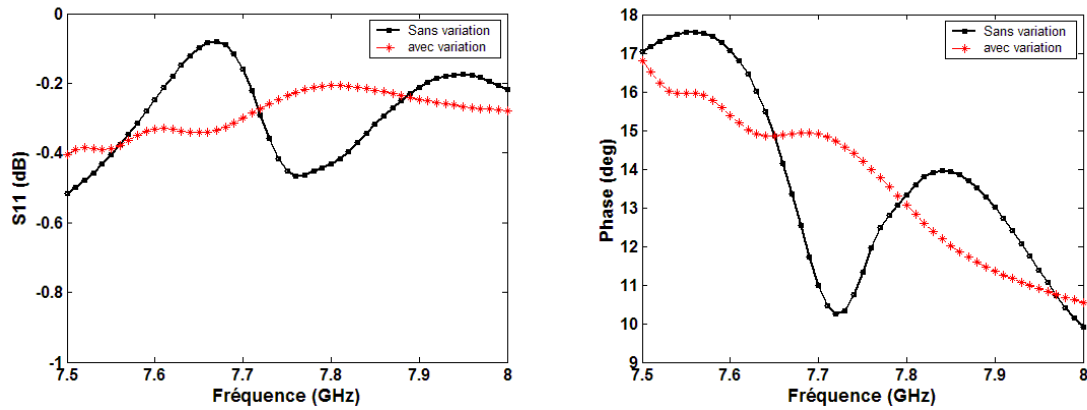


Fig. II- 17 : Évolution du module et de la phase du coefficient de réflexion du milieu hétérogène sans changement de la permittivité des granulats et celui avec changement de la permittivité des granulats.

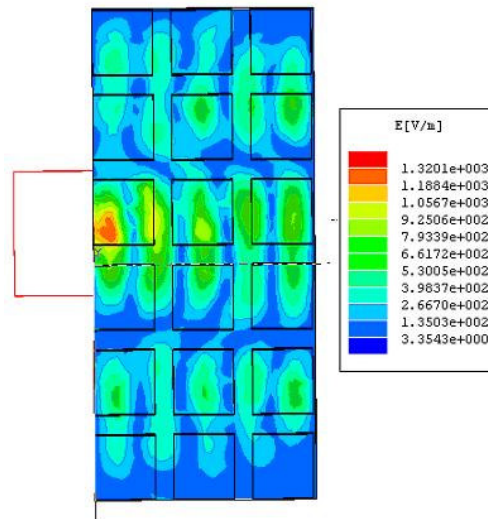


Fig. II- 18 : Carte du champ de rayonnement de l'ouverture du guide rectangulaire. Fréquence de Simulation : 8 GHz. Milieu hétérogène simulant le béton d'épaisseur : 60 mm.

V.4. PHÉNOMÈNE DE DIFFUSION

Comme dans le cas de la cellule coaxiale, nous avons comparé les coefficients de réflexion des deux milieux hétérogène et homogénéisé. Les deux milieux simulés présentent une épaisseur de 6 cm (condition pour satisfaire le VER). La Fig. II- 19 illustre les résultats de simulation obtenus à partir du logiciel *HFSS* dans la bande *S*. On observe bien une divergence autour de 3 GHz entre les coefficients de réflexion sur les deux milieux simulés. Cette divergence peut être attribuée au phénomène de diffusion. Ces résultats confirment alors la capacité de la sonde rectangulaire à détecter un tel phénomène.

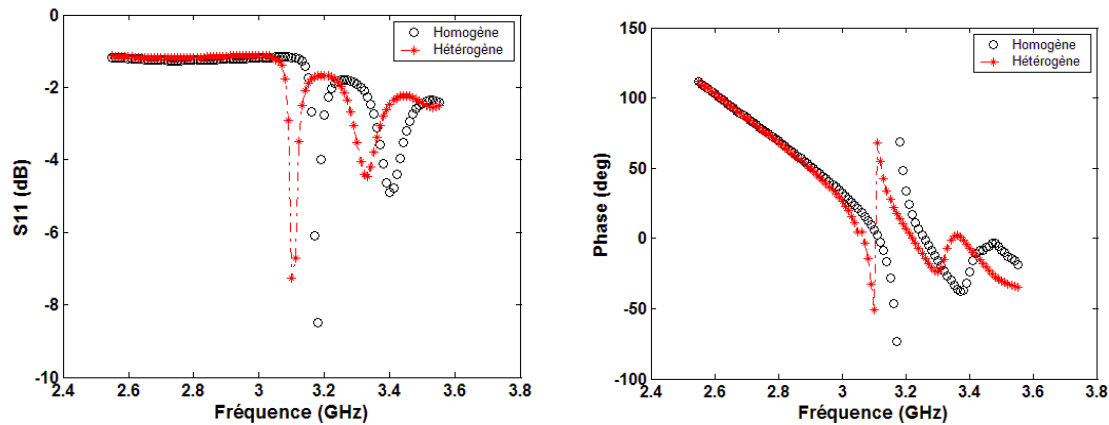


Fig. II- 19 : Évolution du module et de la phase du coefficient de réflexion du milieu hétérogène et celui du milieu homogénéisé dans la bande de fréquence 2,5 GHz – 3,5GH.

L'étude comparative basée sur des simulations numériques montre que la sonde rectangulaire est la méthode la mieux adaptée à la caractérisation des bétons dans une large bande de fréquence et dans de domaine plus haut. Ceci justifie notre choix de cette technique pour la caractérisation des matériaux de génie civil.

Le tableau I.1 montre qu'il faut quatre guides de dimensions différentes à utiliser pour balayer la bande de fréquence 1,5 – 13 GHz. Au dessous de 1 GHz, les dimensions du guide nécessaires deviennent très grandes (à l'ordre du mètre). Dans ce cas, on peut faire appel à la cellule de mesure en ligne coaxiale qui peut être utilisée, comme nous avons dans nos simulations, dans la bande de fréquence 50 MHz – 1,2 GHz.

VI. DIMENSIONNEMENT DU DISPOSITIF DE MESURE

Dans le cadre de cette thèse, les bandes retenus sont [7 – 13,1 GHz] et [3,7 – 7 GHz], correspondant à des dimensions rectangulaires de 10,16*22,86 mm² et 22,19*40,39 mm², respectivement.

VI.1. TAILLE DE LA JUPE MÉTALLIQUE

A l'extrémité de la sonde rectangulaire est placée une jupe métallique qui entoure l'ouverture du guide. La présence de cette dernière permet d'éviter un rayonnement électromagnétique au travers de la face avant de l'échantillon accentué par la présence d'hétérogénéités de grandes dimensions (cf. Fig. II- 20). Elle facilite également l'écriture des équations de continuité des champs à l'interface sonde/béton, ce qui rend l'analyse électromagnétique de la cellule moins complexe. Les dimensions transversales de la jupe (de forme carrée) coïncident avec celles des échantillons de bétons.

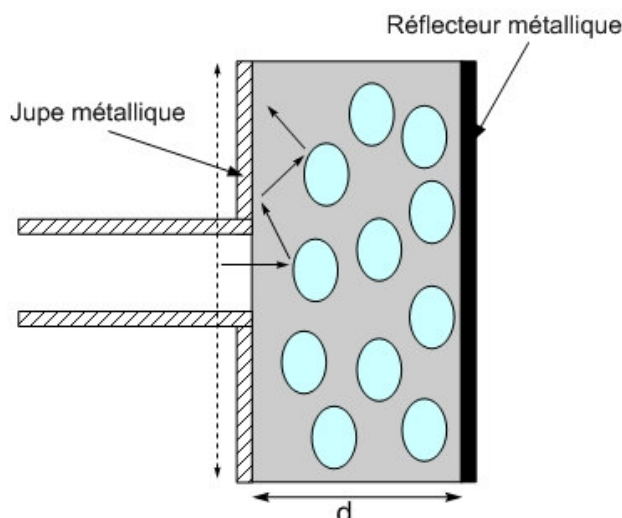


Fig. II- 20 : Guide d'onde rectangulaire prolongé par une jupe métallique.

Les dimensions transversales des échantillons, et donc de la jupe, sont fixées de façon à éviter les effets de bords. Cela permet de simplifier l'analyse électromagnétique sur laquelle se base le programme de dépouillement des mesures (hypothèse d'un matériau de dimensions transversales infinies). En outre, si les dimensions transversales des échantillons sont suffisamment importantes pour éviter les effets de bords, elles garantissent dans le même temps la prise en compte exhaustive des différents phénomènes électromagnétiques pouvant apparaître lors de l'interaction entre l'onde et le matériau, et en particulier le phénomène de diffusion.

Le Tableau II- 1 donne la variation de la valeur du coefficient de réflexion en bout de sonde pour différentes largeurs de la jupe (et donc de l'échantillon). Pour assurer la convergence du coefficient de réflexion calculé, une largeur de jupe minimale de 8 cm est requise en bande X (7-13 GHz) et de 13 cm en bande C (3,6 – 7 GHz). Il est à noter que plus la permittivité effective du matériau au contact de la sonde est élevée, moins la taille de la jupe doit être importante. Les valeurs du coefficient de réflexion données dans le Tableau II- 1 ont été calculées pour un milieu hétérogène présentant des propriétés électromagnétiques typiques des bétons bitumineux étudiés dans le cadre de notre étude.

Tableau II- 1 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de la largeur de la jupe carrée. En bande X, la section du guide vaut $22 \times 10 \text{ mm}^2$ ($F = 8 \text{ GHz}$). En bande C, la section du guide vaut $40 \times 20 \text{ mm}^2$ ($F = 4,5 \text{ GHz}$).

Largeur de la jupe (cm)	Coefficient de réflexion en bande X	Largeur de la jupe (cm)	Coefficient de réflexion en bande C
4	(-0,5334 ; -1152)	7	(-0,5450 ; -0,1040)
5	(-0,5462 ; -0,1023)	8	(-0,5604 ; -9,1716 10^{-2})
7	(-0,5758 ; -9,1779 10^{-2})	10	(-0,5768 ; -9,0473 10^{-2})
8	(-0,5739 ; -9,0967 10^{-2})	12	(-0,5707 ; -9,4721 10^{-2})
9	(-0,5726 ; -9,0579 10^{-2})	13	(-0,5872 ; -8,2510 10^{-2})
		15	(-0,5863 ; -9,1855 10^{-2})

VI.2 PROTOCOLE DE MESURE

Les résultats issus du simulateur *HFSS* nous ont montré qu'au-delà de 3 GHz, la notion de permittivité effective des bétons n'a plus de sens en raison de la diffusion probable de l'onde par les plus gros granulats. La permittivité mesurée va dépendre des hétérogénéités "vues" par l'ouverture de la sonde et en conséquence de la position de cette dernière sur la face avant de l'échantillon. Les résultats de simulation obtenus à partir de *HFSS* confirment cette hypothèse (cf. Fig. II- 21).

Au-delà de 3 GHz, les propriétés électromagnétiques des bétons doivent être décrites par une loi statistique qui évoluera vraisemblablement avec la fréquence en fonction de l'importance du phénomène de diffusion. A une fréquence fixée, la permittivité du béton testé sera caractérisée par une valeur moyenne et un écart type. Lors du processus expérimental, plusieurs mesures indépendantes devront donc être réalisées en plaçant la sonde rectangulaire à différents endroits sur la face avant de l'échantillon. Il est donc nécessaire de définir au centre de la face avant de l'échantillon sous test, une zone d'investigation à l'intérieur de laquelle se feront les différentes mises en contact de l'extrémité du guide avec l'échantillon. Autour de cette zone centrale est conservée une zone interdite pour la sonde afin d'éviter les effets de bords. La largeur de cette zone correspond à la demi largeur de la jupe.

Les dimensions de la zone d'investigation centrale dépendent du nombre N de mesures indépendantes nécessaire à l'obtention d'une certaine précision sur la valeur moyenne de la permittivité. L'incertitude obtenue sur la valeur moyenne de la permittivité dépend non seulement du nombre N de mesures indépendantes, mais aussi de l'écart type observé. L'étendue de la zone d'investigation ne peut donc être déterminée qu'à partir d'une première série de mesures réalisée sur un échantillon type ayant des dimensions suffisamment importantes pour autoriser un nombre élevé de mesures indépendantes. De cette première série de mesure sera extraite la valeur de l'écart type en fonction de la fréquence. De cette valeur, pour une incertitude fixée sur la valeur moyenne de la permittivité (par exemple 5%), sera déterminé le nombre minimum N de mesures indépendantes à réaliser à chaque fréquence dans la zone d'investigation. Cette approche sera validée au chapitre suivant.

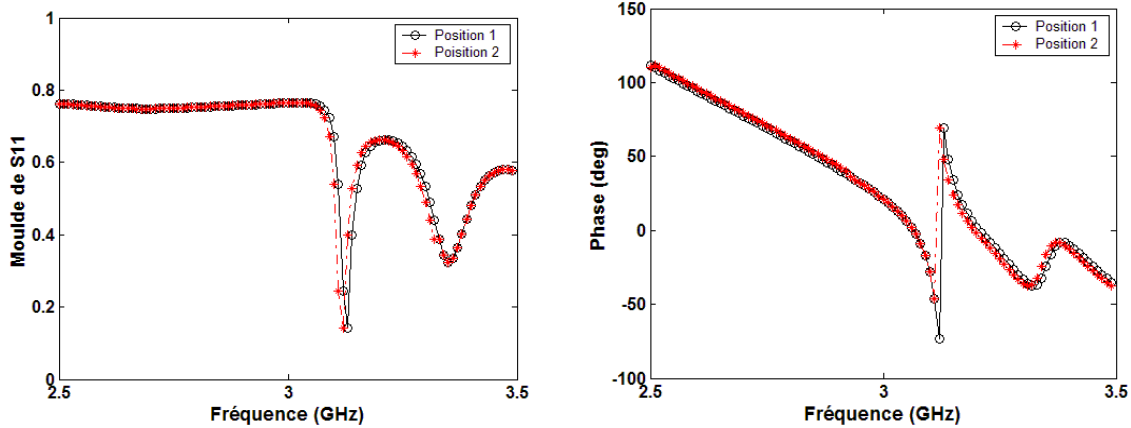


Fig. II- 21 : Variation en fréquence du module et de la phase du coefficient de réflexion de la sonde en guide d'onde rectangulaire, dans la bande S, pour différente position de la sonde sur la face avant du matériau hétérogène décrit précédemment.

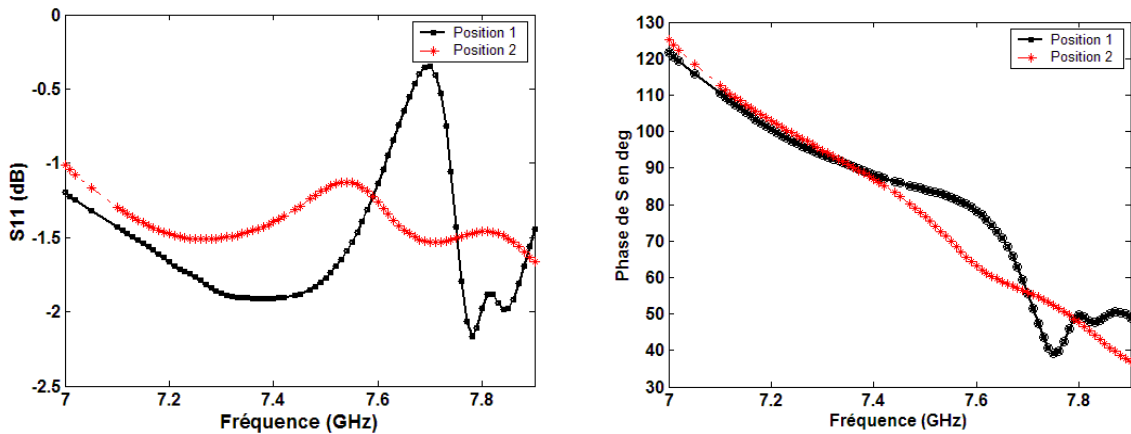


Fig. II- 22 : Variation en fréquence du module et de la phase du coefficient de réflexion de la sonde en guide d'onde rectangulaire, dans la bande X, pour différente position de la sonde sur la face avant matériau hétérogène décrit précédemment.

VII. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude comparative basée sur des simulations électromagnétiques dont le but est de choisir une méthode de mesure large bande adaptée à la caractérisation des bétons. Cette étude est portée sur trois techniques de mesure : la ligne coaxiale, la sonde coaxiale et la sonde rectangulaire. Les simulations électromagnétiques de ces trois cellules, réalisées à partir du logiciel commercial *HFSS*, apportent les conclusions suivantes :

- La théorie de champ moyen de *Bruggeman* peut être utilisée pour prédire les propriétés effectives des bétons jusqu'à 3 GHz environ.
- En dessous de 3 GHz, le *VER* des échantillons en ligne coaxiale implique un diamètre minimum de la ligne de 6 cm. La fréquence limite d'utilisation de la méthode en ligne coaxiale est dans ce cas égale à 1,2 GHz (fréquence d'apparition du premier mode d'ordre supérieur de la ligne vide).

- La sonde coaxiale n'est pas adaptée à la caractérisation des matériaux fortement hétérogènes, et à fortiori des bétons.
- La sonde en guide rectangulaire est adaptée à la caractérisation des bétons dans une large bande de fréquence. La sonde devrait être en mesure de détecter le phénomène de diffusion de l'onde par les granulats du béton. Pour tenir compte de ce phénomène, la permittivité devra être définie à chaque fréquence par une distribution statistique. Cela implique l'enregistrement d'un certain nombre de mesures indépendantes réalisées à différents endroits de la face avant de l'échantillon.
- Les dimensions de deux sondes rectangulaires, l'une pour la bande *C* et l'autre pour la bande *X*, ont été définies.
- Les dimensions des échantillons de bétons (épaisseur et étendue de la zone d'investigation centrale) ne peuvent être définitivement fixées qu'à l'issue d'une première série de mesure sur un échantillon type, et la réalisation du protocole de mesure.

Pour pouvoir déterminer les caractéristiques électromagnétiques du matériau à partir du coefficient de réflexion mesuré, l'analyse électromagnétique de la structure de mesure est requise. Le chapitre suivant décrit cette étude et la résolution du problème inverse pour la sonde rectangulaire.

VIII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE II

- [AlQ.89] Al-Qadi, I. L., D. K. Ghodgaonkar, V. V. Varadan, et V. K. Varadan. "Detecting water content of asphaltic cement concrete by microwave reflection and transmission measurement", *91st Annual Meeting of the American Ceramic Society*, Indianapolis, IN, 23-27. 1989.
- [Bai.95] Baillon L., Robert A., C. Huet, "Design and calibration of a dielectric measurement cell for concrete with large grain heterogeneities", *In Proceedings of Symposium on Non-Destructive Testing In Civil Engineering (Ndt-Ce)*, pp. 1053-1062, 1995.
- [Bru.35] Bruggeman. D. A. G., "Berechnung verschiedener physikalischer konstanten von heterogenen substanzen, i. dielektrizitätskonstanten und leitfähigkeiten der mischkörper aus isotropen substanzen", *Ann. Phys.*, pp. 636–664, 1935.
- [HFSS] HFSS Ansoft, version-8.5, Ansoft Corpo., Pittsburgh, PA, USA, 2000.
- [Ott.90] Otto G.P., "Open-ended coaxial waveguides for measuring the dielectric properties of materials," *MS Thesis*, Dept. of ECE, U. Illinois, Urbana-Champaign, January 1990.
- [Ott.91] Otto G. P., and Chew W. C., "Improved calibration of a large open-ended coaxial probe for dielectric measurements", *IEEE Transactions Instrument and Measurement*, vol. 40, pp. 742–746, 1991.
- [Gel.95] Gelin P., "Modélisation électromagnétique d'une coaxiale débouchant sur des milieux à pertes", *Rapport de contrat CEA*, 1995.
- [Gor.02] Gorriti, A.G., Slob, E. C. & Bruining, J. 2002. A Coaxial Transmission Line for accurate permittivity measurements from 300KHz to 3GHz, Proc. 8th EEGS-ES Conference, 8-12 September 2002, Aveiro, pages 547-550.
- [Rob.97] Robert A. "Recherche de méthodes d'interprétation des mesures géoradar et de thermographie infrarouge appliquées au contrôle non destructif et à l'auscultation *in situ* des matériaux de construction", *Thèse de Doctorat de l'EPFL*, Lausanne, 1997.
- [Rob.95] Robert A., L. Baillon, C. Huet, "Improving the interpretation of infrared thermography and ground penetrating radar used for non-destructive testing of civil engineering structures", *In Proceedings of Symposium on Non-Destructive Testing In Civil Engineering (Ndt-Ce)*, pp. 375-382, 1995.
- [Yag.80] Yaghjian A. D., "Electric dyadic Green's functions in the source region", *Proc. IEEE*, vol. 68, pp. 248–263, February 1980.

(c) Copyright adous mourad

CHAPITRE III :
ÉTUDE ÉLECTROMAGNÉTIQUE D'UNE
SONDE DE MESURE EN GUIDE D'ONDE
RECTANGULAIRE

Sommaire

I. INTRODUCTION.....	59
II. PROBLÈME DIRECT - SOLUTION MODALE.....	60
II.1. PRINCIPE DE LA MÉTHODE MODALE.....	60
II.2. STRUCTURE ÉTUDIÉE.....	60
II.3. MILIEU 1 : GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE.....	62
II.4. MILIEU 2 : MATÉRIAU PLAN SEMI-INFINI	64
II.5. ÉQUATIONS DE CONTINUITÉ À L'INTERFACE	66
III. VALIDATION NUMÉRIQUE DU MODÈLE.....	69
III.1. MILIEU SEMI-INFINI	69
III.2. MATÉRIAU TERMINE PAR UNE PLAQUE MÉTALLIQUE.....	71
III.2.a. Analyse électromagnétique.....	71
III.2.b. Résultats numériques.....	72
III.3. INFLUENCE DES MODÈS D'ORDRE SUPÉRIEUR	75
IV. PROBLÈME INVERSE – MÉTHODE NUMÉRIQUE.....	77
IV.1. CHOIX DE LA MÉTHODE.....	77
IV.2. DESCRIPTION DE L'ALGORITHME	77
IV.3. RÉSULTATS ET DISCUSSION	78
V. MISE AU POINT DE LA SONDE DE MESURE	79
V.1. ÉTALONNAGE DE LA SONDE DE MESURE	79
V.1.a. Étalonnage TRL (Thru Reflect Line).....	80
V.1.b. Étalonnage SSS (Three offset Shorts)	81
V.2. RÉSULTATS DE MESURE.....	83
V.3. PROTOCOLE DE MESURE	85
V.3.1. Dispersion des mesures.....	85
V.3.2. Détermination de la longueur de corrélation	86
V.3.3. Détermination du nombre minimum de mesures à réaliser	87
VI. CONCLUSION	87
VII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE III.....	89

A ce stade de notre étude, l'adéquation de la sonde en guide d'onde rectangulaire à la caractérisation des matériaux des bétons a été démontrée dans la gamme de fréquences (2 – 13 GHz), correspondant à la bande de fonctionnement des radars géophysiques et à sauts de fréquence. Pour pouvoir déterminer la permittivité complexe du matériau à caractériser à partir du coefficient de réflexion mesuré, i.e. le problème inverse, il est nécessaire d'étudier le problème direct.

Le problème direct consiste à déterminer l'expression du coefficient de réflexion de la sonde en guide d'onde rectangulaire en fonction des propriétés électromagnétiques du matériau à caractériser. Le calcul de la permittivité diélectrique à partir du coefficient de réflexion mesuré constitue le problème inverse. Dans le cas où l'analyse électromagnétique est complexe, la résolution du problème inverse se fait par des méthodes numériques basées sur un processus itératif.

Dans ce chapitre, nous développons une analyse électromagnétique d'un guide d'onde rectangulaire ouvert rayonnant dans un milieu plan semi-infini. Cette analyse est basée sur la méthode du raccordement modal (MRM) des champs électromagnétiques dans le plan de la discontinuité. Elle permet de prendre en compte les modes d'ordre supérieur évanescents excités à l'ouverture du guide d'onde. Le caractère fortement hétérogène du béton nécessite de prendre en compte un nombre important de modes d'ordre supérieur pour obtenir une bonne précision de calculs. Le problème inverse consiste à estimer la permittivité diélectrique du matériau sous test à partir de la mesure du coefficient de réflexion. Il fait appel à une procédure d'optimisation numérique de Newton-Raphson.

La dernière partie de ce chapitre consiste à valider la procédure d'étalonnage que nous avons adoptée, ainsi que les programmes d'acquisition et d'inversion des données de mesures. Pour ce faire, nous mesurons la permittivité diélectrique de matériaux homogènes étalons comme l'air et le téflon. La mesure de la permittivité diélectrique d'un matériau hétérogène nécessite la mise en œuvre d'un protocole de mesure, dont, nous présentons le principe dans un dernier paragraphe.

I. INTRODUCTION

La technique de mesure en guide d'onde rectangulaire à terminaison ouverte est utilisée pour diverses applications dans le domaine des fréquences micro-ondes. Initialement, cette technique a été développée pour étudier le comportement électromagnétique des antennes embarquées dans les navires spatiaux. Actuellement, elle suscite un intérêt croissant pour d'autres applications non destructives. Parmi celles-ci, on peut noter : la mesure de la porosité des matériaux plastiques [Gan.94], la détection des délaminations dans les matériaux composites stratifiés [Bak.94], la détection des fissures sur les surfaces de métaux [Hub.97], la mesure de l'épaisseur des matériaux stratifiés [Bak.93], la détermination de la distribution des granulats dans le béton hydraulique [Boi.00], le calcul du rapport eau sur ciment (E/C) [Boi.98], l'auscultation des gaines de précontrainte dans le béton armé [Dér.95].

Le choix de la technique de mesure en guide d'onde rectangulaire est motivé par deux raisons principales :

1. c'est une méthode large bande qui permet une bonne représentation de la permittivité des bétons dans la bande de fréquences 2 – 13 GHz, correspondant à la bande de fonctionnement des radar géophysiques,
2. la profondeur de pénétration de l'onde électromagnétique rayonnée par l'ouverture du guide rectangulaire est bien supérieure à la taille du VER. Cette propriété permet d'avoir des mesures représentatives des caractéristiques diélectriques des bétons (cf. chapitre II).

L'analyse théorique de la sonde en guide d'onde rectangulaire est scindée en deux étapes. La première étape consiste à relier le coefficient de réflexion théorique aux propriétés électromagnétiques du milieu à caractériser et aux propriétés géométriques de la structure de propagation. Cette étape constitue le problème direct. La seconde étape constitue le problème inverse. Il s'agit de déterminer la permittivité diélectrique du milieu à caractériser à partir du coefficient de réflexion mesuré.

Différentes approches d'analyses électromagnétiques ont été développées pour déterminer l'expression de l'admittance ou du coefficient de réflexion d'une ouverture rayonnante. Les premières méthodes qui ont été étudiées sont basées sur le principe variationnel de Lewin [Lew.51] et consistent à déterminer une distribution des champs à la discontinuité qui assure la stationnarité de l'admittance équivalente du rayonnement à l'ouverture du guide. Cette stationnarité n'est théoriquement assurée que par certaines conditions restrictives à la forme des champs à la discontinuité (celle du seul mode fondamental est la plus souvent retenue). Cette formulation variationnelle a été adoptée pour l'étude du rayonnement d'un guide dans un plasma ou dans une plaque diélectrique [Vil.65, Cro.67], dans le but de tester la qualité et les performances des antennes embarquées sur des véhicules spatiaux. Cette approche est bien adaptée à la mesure non destructive des propriétés diélectriques des milieux biologiques qui présentent une forte permittivité diélectrique. Par contre, ce principe présente des limites pour la caractérisation des matériaux de faibles pertes diélectriques notamment en hautes fréquences [Boi.99].

Une deuxième famille de méthodes, plus rigoureuses, est basée sur une représentation intégrale des champs électriques et magnétiques dans le plan de la discontinuité. Cette famille de méthodes permet de prendre en compte l'effet des modes d'ordre supérieur excités à la discontinuité guide/milieu à caractériser. Elle assure alors une meilleure précision pour mesurer les propriétés diélectriques du matériau à caractériser. Cela justifie notre choix de cette méthode de mesure pour l'analyse électromagnétique de la sonde en guide d'onde rectangulaire.

II. PROBLÈME DIRECT - SOLUTION MODALE

Pour calculer le coefficient de réflexion de la sonde en guide d'onde rectangulaire, nous avons utilisé la méthode de raccordement modal (MRM) [Wex.67, Qué.99]. Cette méthode permet une analyse électromagnétique détaillée du fonctionnement de la sonde. En particulier, elle permet de prendre en compte les modes d'ordre supérieur générés par la présence d'une discontinuité dans la structure de propagation étudiée. Elle présente l'avantage d'être relativement précise. En revanche, la mise en œuvre de cette méthode est lourde dans la formulation et l'implémentation.

II.1. PRINCIPE DE LA MÉTHODE MODALE

La caractérisation d'une discontinuité en guide d'onde (ou en ligne de transmission) peut être étudiée, sous certaines conditions, par voie analytique. Malheureusement, les cas où le calcul analytique peut être mené à son terme sont extrêmement rares. Le plus souvent, on se contente d'une solution semi-analytique. Par exemple pour la méthode du raccordement modal (MRM), la série infinie des modes doit être tronquée pour pouvoir résoudre le problème posé. Malgré tout, par rapport à une méthode purement numérique (FEM, FDTD, etc.), cette démarche semi-analytique permet l'accès à une forme du modèle qui peut être analysée sans nécessairement faire des simulations. Ce point est particulièrement intéressant lorsque le modèle est utilisé pour résoudre des problèmes inverses. Cela s'applique dans le cas de notre étude, où le but recherché est de déterminer la permittivité complexe d'un matériau, à partir du coefficient de réflexion mesuré à l'aide de l'analyseur de réseaux.

Le principe de la MRM consiste à décomposer le champ électromagnétique total en une série de fonctions de base appelées modes dans chaque région de la structure de propagation étudiée (cf. Fig. III- 1). Pour calculer les coefficients de réflexion et de transmission associés à chaque mode, la méthode du raccordement modal exploite les conditions de continuité des champs électromagnétiques dans la discontinuité et les propriétés d'orthogonalités des modes.

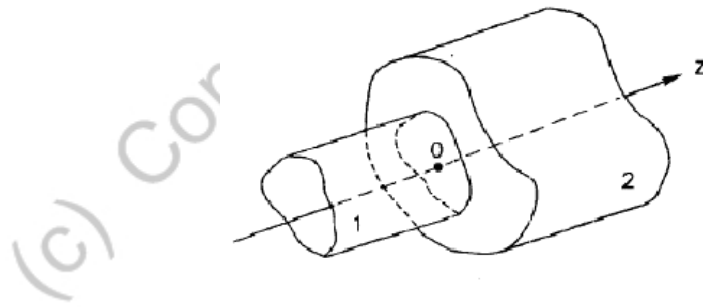


Fig. III- 1 : Exemple d'une discontinuité en guide d'onde de forme géométrique quelconque.

Le calcul du coefficient de réflexion au moyen de la méthode modale n'est possible que si les configurations des champs électriques et magnétiques des différents modes de part et d'autre de la discontinuité sont préalablement connues. Cela nécessite un traitement électromagnétique des deux régions guide-matériau pour établir le spectre complet des différents modes qui peuvent se propager dans chacune de ces régions.

II.2. STRUCTURE ÉTUDIÉE

La structure étudiée (cf. Fig. III- 2) est constituée d'un guide d'onde rectangulaire de largeur a et de hauteur b , dont l'extrémité ouverte est placée au contact de l'une des faces planes de l'échantillon à caractériser. Une plaque métallique est placée contre sa face arrière. Cette plaque sera

considérée dans la suite de l'étude comme un réflecteur parfait. Les propriétés électromagnétiques du béton seront définies dans les calculs par une permittivité scalaire complexe notée $\varepsilon_2 = \varepsilon_2 - j\varepsilon_2$.

Un plan métallique entoure l'extrémité ouverte du guide. Dans les calculs, les dimensions transversales de cette "jupe" seront supposées infinies. Cela implique qu'en pratique ces dimensions soient suffisamment importantes pour éviter les effets de bord. L'intérêt de cette jupe métallique est de concentrer le champ électromagnétique dans le milieu sous test et de garantir ainsi une meilleure sensibilité de mesure. En outre, la présence de cette dernière dans le plan de la discontinuité sonde/béton permet de faciliter l'analyse électromagnétique car les modes rétrogrades rayonnés à l'extérieur de la sonde dans la direction de la source peuvent ainsi être négligés.

En effet, des travaux antérieurs ont démontré expérimentalement l'apparition de modes rétrogrades dès lors que l'extrémité ouverte du guide ne présentait pas de jupe métallique [Deh.92, Rid.98]. L'influence de ces modes sur la valeur du coefficient de réflexion est importante dans le cas des matériaux à faibles pertes et les erreurs de calcul peuvent dépasser 14 % [Deh.92, Mam.88, Rid.98]. La présence du plan métallique autour de l'ouverture du guide est donc nécessaire dès lors que l'analyse électromagnétique ne prend pas en compte les modes rétrogrades rayonnés à l'extérieur de la sonde vers la source.

Dans le chapitre 2, en nous appuyant sur des simulations électromagnétiques issues du logiciel commercial HFSS, nous avons déterminé la taille minimale de la jupe métallique permettant de négliger les effets de bords. Dans la bande X, une jupe métallique de forme carrée de 8 cm de coté est requise. Dans la bande C, la taille de cette dernière doit être de 16 cm.

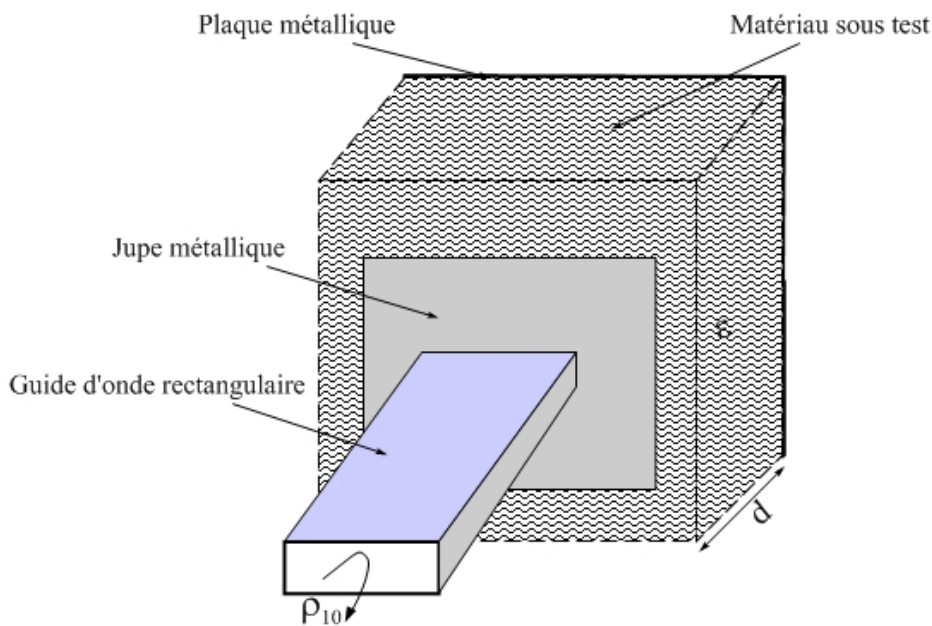


Fig. III- 2 : Sonde en guide d'onde rectangulaire au contact d'un milieu diélectrique terminé par une plaque métallique.

L'analyse électromagnétique du dispositif de test consiste à étudier l'interaction du mode fondamental TE_{10} du guide d'onde rectangulaire avec la double discontinuité sonde/échantillon/réflecteur. En effet, dans sa bande monomode, que l'on peut qualifier de bande passante, le guide d'onde rectangulaire propage l'énergie électromagnétique par l'intermédiaire d'un mode de propagation unique appelé TE_{10} (mode transverse électrique). A la discontinuité sonde/béton, une partie de l'énergie électromagnétique incidente, est réfléchiée par la discontinuité sous la forme d'un mode TE_{10} rétrograde se propageant en sens inverse dans le guide. L'autre partie de l'énergie est

transmise de l'autre côté de la discontinuité, i.e. dans l'échantillon de béton, sous la forme d'une onde rayonnée, mais aussi emmagasinée au voisinage de la discontinuité sous la forme de modes d'ordre supérieur évanescents excités de part et d'autre de la discontinuité. Un calcul rigoureux du coefficient de réflexion sur la double discontinuité sonde/béton/réfecteur requiert la prise en compte de ces différents modes.

II.3. MILIEU 1 : GUIDE D'ONDE RECTANGULAIRE

Le premier milieu étudié est un guide d'onde rectangulaire de dimension $a \times b$ rempli d'un diélectrique homogène isotrope et sans pertes diélectriques (l'air dans notre cas) (cf. Fig. III- 3). Les parois métalliques sont considérées comme étant de conductivité infinie. Ainsi, nous supposons nuls les champs électriques transverses. Il est donc évident que l'épaisseur du métal ou plutôt la profondeur de peau n'apparaît pas dans les expressions de nos calculs.

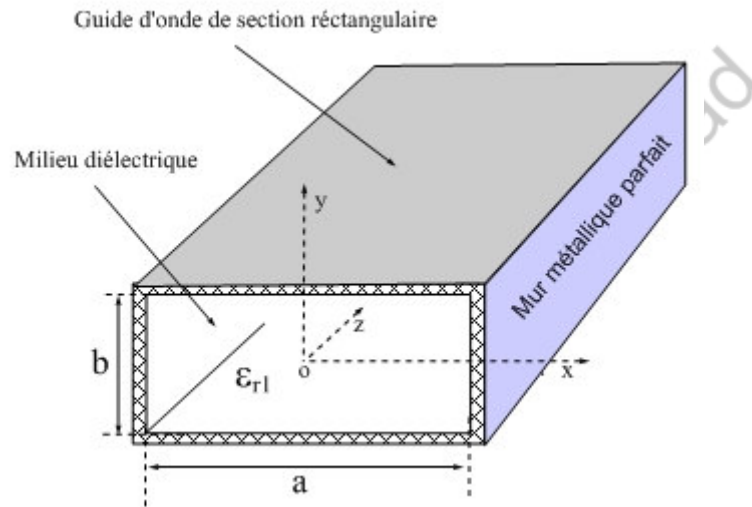


Fig. III- 3 : Guide d'onde de section transversale rectangulaire de dimensions $a \times b$ et rempli d'un milieu diélectrique ϵ_r .

On suppose que la propagation des ondes électromagnétiques s'établit selon un régime harmonique de dépendance $e^{j\omega t}$. Dans toutes les expressions on omettra volontairement la dépendance temporelle $e^{j\omega t}$ pour des raisons de clarté de lecture.

A partir des équations de Maxwell, on peut définir l'équation de propagation des ondes électromagnétiques. Les composantes longitudinales des champs électromagnétiques sont solutions de cette équation de propagation dite "équation de Helmholtz" :

$$\begin{pmatrix} \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_z \\ H_z \end{pmatrix} = 0 \quad \text{Eq. III. 1}$$

avec :

$$k_c^2 = \mu_0 \epsilon_0 \omega^2 + \gamma^2 \quad \text{Eq. III. 2}$$

où $\omega = 2\pi f$, f est la fréquence du champ électromagnétique, ϵ_0 et μ_0 sont respectivement la permittivité et la perméabilité de l'air, et γ est la constante de propagation des ondes électromagnétiques.

Les composantes longitudinales du champ magnétique et du champ électrique, solutions physiques de l'équation de propagation, s'écrivent [Mam.91, Dér.95] :

$$H_z = A_{mn}^{TE} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{a}{2}\right)\right) e^{-\gamma z} \quad \text{Eq. III. 3}$$

$$E_z = A_{mn}^{TM} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{a}{2}\right)\right) e^{-\gamma z} \quad \text{Eq. III. 4}$$

Ces expressions montrent qu'une onde TE (ou TM) est caractérisée par deux entiers positifs m et n . On a alors le mode TE_{mn} (ou TM_{mn}). A_{mn}^{TE} et A_{mn}^{TM} sont deux constantes d'intégration à déterminer par la condition de normalisation de la puissance des modes à 1 Watt.

Les expressions des composantes transversales des champs électromagnétiques sont établies à partir des expressions des composantes longitudinales en utilisant les relations entre composantes transversales et composantes longitudinales issues des équations de Maxwell (cf. Annexe I). On obtient les expressions suivantes [Mar.51, Mam.88] :

Pour les modes TE_{mn}

$$\begin{cases} E_x = A_{mn}^{TE} \frac{j\omega\mu}{K_{c_{mn}}^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right) e^{-\gamma_{mn}z} \\ E_y = -A_{mn}^{TE} \frac{j\omega\mu}{K_{c_{mn}}^2} \frac{m\pi}{a} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right) e^{-\gamma_{mn}z} \end{cases} \quad \text{Eq. III. 5}$$

$$\begin{cases} H_x = A_{mn}^{TE} \frac{\gamma_{mn}}{K_{c_{mn}}^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right) e^{-\gamma_{mn}z} \\ H_y = A_{mn}^{TE} \frac{\gamma_{mn}}{K_{c_{mn}}^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right) e^{-\gamma_{mn}z} \end{cases} \quad \text{Eq. III. 6}$$

Pour les modes TM_{mn}

$$\begin{cases} E_x = -A_{mn}^{TM} \frac{\gamma}{K_{c_{mn}}^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{a}{2}\right)\right) e^{-\gamma_{mn}z} \\ E_y = -A_{mn}^{TM} \frac{\gamma}{K_{c_{mn}}^2} \frac{n\pi}{b} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{a}{2}\right)\right) e^{-\gamma_{mn}z} \end{cases} \quad \text{Eq. III. 7}$$

$$\begin{cases} H_x = A_{mn}^{TM} \frac{j\omega\epsilon}{K_{c_{mn}}^2} \frac{n\pi}{b} \sin\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right) e^{-\gamma_{mn}z} \\ H_y = -A_{mn}^{TM} \frac{j\omega\epsilon}{K_{c_{mn}}^2} \frac{m\pi}{a} \cos\left(\frac{m\pi}{a}\left(x + \frac{a}{2}\right)\right) \sin\left(\frac{n\pi}{b}\left(y + \frac{b}{2}\right)\right) e^{-\gamma_{mn}z} \end{cases} \quad \text{Eq. III. 8}$$

avec :

$$K_{c_{mn}}^2 = \gamma_{mn}^2 + \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 = \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 \quad \text{Eq. III. 9}$$

La relation précédente permet de calculer les constantes de propagation γ_{mn} des différents modes définis par les valeurs entières m et n , connaissant les dimensions transversales a et b du guide et la pulsation angulaire ω du signal électromagnétique incident (calcul des valeurs propres du problème ou encore la détermination des relations de dispersion ($\omega - \gamma$)).

L'analyse modale du guide rectangulaire requiert enfin la détermination de la carte des champs associée à chaque mode. Cela passe par le calcul des constantes d'intégration A_{mn}^{TM} et A_{mn}^{TE} . Pour cela, on utilise la normalisation de la puissance électromagnétique transportée par les différents modes. Le flux de puissance électromagnétique à travers la section transversale S_1 du guide rectangulaire s'écrit [Deh.92, Mam.88]:

$$P_{mn} = \frac{1}{2} \iint_{S_1} \vec{H}_{mn}^* \times \vec{E}_{mn} \cdot d\vec{s} = \frac{1}{2} \langle \vec{H}_{mn}^* / \vec{E}_{mn} \rangle \delta_{mn} \delta_{n'}. \quad \text{Eq. III. 10}$$

où les symboles "*" désigne le complexe conjugué, "< >" le produit scalaire alors que les symboles de Kronecker δ_{mn} et $\delta_{n'}$ sont définis par les relations :

$$\delta_{mm'} = \begin{cases} 1 & \text{si } m = m' \\ 0 & \text{si } m \neq m' \end{cases} \text{ et } \delta_{nn'} = \begin{cases} 1 & \text{si } n = n' \\ 0 & \text{si } n \neq n' \end{cases} \quad \text{Eq. III. 11}$$

Le flux de puissance existe si $m = m'$ et $n = n'$, signifiant que les composantes des champs \vec{E} et \vec{H} appartenant à des modes différents ne transportent pas de puissance et ceci dans un même milieu de propagation. La condition de normalisation des puissances transportées par les modes s'écrit :

$$P_1 = \frac{1}{2} \left| \iint_{S_1} \vec{H}_{mn}^* \times \vec{E}_{mn} \cdot d\vec{s} \right| = 1 \quad \text{Eq. III. 12}$$

On trouve :

$$A_{mn}^{TE} = 2K_{c_{mn}} \left(\frac{(1 + \delta_{mn})}{ab} \frac{1}{\omega \mu_0 |\gamma_{mn}^*|} \right)^{1/2} \quad \text{Eq. III. 13}$$

et

$$A_{mn}^{TM} = 2K_{c_{mn}} \left(\frac{2}{ab} \frac{1}{\omega |\gamma| \epsilon_0} \right)^{1/2} \quad \text{Eq. III. 14}$$

II.4. MILIEU 2 : MATÉRIAU PLAN SEMI-INFINI

A la différence du guide d'onde rectangulaire qui présente des dimensions transversales finies, l'échantillon de béton est considéré dans l'analyse électromagnétique de la sonde comme étant un milieu présentant des dimensions latérales infinies. En pratique, cette hypothèse impose d'utiliser des échantillons dont les dimensions transversales sont suffisamment importantes pour éviter les effets de bords.

Les modes de propagation dans un milieu semi-infini sont continus. Ils sont caractérisés par trois grandeurs : ξ , ζ et γ qui représentent respectivement les projections du vecteur d'onde dans le béton suivant les directions ox , oy , oz . La résolution de l'équation de propagation pour les composantes longitudinales des champs permet de déterminer la distribution de champ associée aux différents modes dans le béton.

Partant des équations de Maxwell, on obtient aisément l'équation de Helmholtz relative à la propagation d'une onde électromagnétique dans le béton :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) \begin{pmatrix} E_z \\ H_z \end{pmatrix} = 0 \quad \text{Eq. III. 15}$$

avec :

$$k_c^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{r2} + \gamma^2 \quad \text{Eq. III. 16}$$

où γ est la constante de propagation dans le milieu semi-infini et ϵ_{r2} la permittivité relative complexe de ce dernier.

Les solutions mathématiques de cette équation différentielle s'écrivent :

$$\begin{aligned} E_z(x, y, z) &= A_{\xi\zeta}^{TM} \exp(j(\xi x + \zeta y)) \exp(\gamma z) \\ H_z(x, y, z) &= A_{\xi\zeta}^{TE} \exp(j(\xi x + \zeta y)) \exp(\gamma z) \end{aligned} \quad \text{Eq. III. 17}$$

où $A_{\xi\zeta}^{TM}$ et $A_{\xi\zeta}^{TE}$ sont deux constantes d'intégration et

$$\gamma^2 = \xi^2 + \zeta^2 - k_0^2 \epsilon_{r2} \quad \text{Eq. III. 18}$$

est la constante de propagation dans le milieu sous test selon l'axe Oz .

A partir des expressions des composantes longitudinales des champs, le calcul des composantes transversales pour les modes TE et TM se fait à partir des relations issues des équations de Maxwell reliant les composantes longitudinales aux composantes transversales (cf. Annexe I). On trouve :

Pour les modes TE

$$\begin{aligned} E_x &= A_{\xi\zeta}^{TE} \frac{\omega\mu}{k_c^2} \zeta \exp(j(\xi x + \zeta y) + \gamma z) & H_x &= A_{\xi\zeta}^{TE} \frac{\gamma_2 \xi}{k_c^2} \exp(j(\xi x + \zeta y) + \gamma z) \\ E_y &= A_{\xi\zeta}^{TE} \frac{\omega\mu}{k_c^2} \xi \exp(j(\xi x + \zeta y) + \gamma z) & H_y &= A_{\xi\zeta}^{TE} \frac{\gamma_2 \zeta}{k_c^2} \exp(j(\xi x + \zeta y) + \gamma z) \end{aligned} \quad \text{Eq. III. 19}$$

pour les modes TM

$$\begin{aligned} E_x &= A_{\xi\zeta}^{TM} \frac{\omega\mu}{k_c^2} \zeta \exp(j(\xi x + \zeta y) + \gamma z) & E_x &= A_{\xi\zeta}^{TM} \frac{\gamma_2 \xi}{k_c^2} \exp(j(\xi x + \zeta y) + \gamma z) \\ E_y &= A_{\xi\zeta}^{TM} \frac{\omega\mu}{k_c^2} \xi \exp(j(\xi x + \zeta y) + \gamma z) & E_y &= A_{\xi\zeta}^{TM} \frac{\gamma_2 \zeta}{k_c^2} \exp(j(\xi x + \zeta y) + \gamma z) \end{aligned} \quad \text{Eq. III. 20}$$

Le calcul des constantes $A_{\xi\xi'}^{TM}$ et $A_{\xi\xi'}^{TE}$ se fait en normalisant la puissance transportée par les différents modes. Le flux de puissance transportée par un mode de propagation caractérisé par le couple de valeurs (ξ, ζ) à travers la section droite S_2 du béton s'écrit :

$$\begin{aligned} P_2 &= \frac{1}{2} \iint_{S_2} \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot d\vec{s} \\ &= \frac{1}{2} \langle \vec{H}(\xi', \zeta') | \vec{E}(\xi, \zeta) \rangle \delta(\xi, \xi') \delta(\zeta, \zeta') \end{aligned} \quad \text{Eq. III. 21}$$

avec : $\delta(i, j) = 1$ si $i = j$ et $\delta(i, j) = 0$ si $i \neq j$.

Ce flux de puissance existe si $\xi = \xi'$ et $\zeta = \zeta'$. En d'autres termes, il n'y a pas de couplage entre des modes différents (les composantes des champs appartenant à des modes différents ne peuvent pas transporter d'énergie).

La normalisation de la puissance véhiculée par les différents modes devient :

$$P_2 = \frac{1}{2} \left| \iint_{S_2} \vec{E} \times \vec{H}^* \cdot d\vec{s} \right| = 1 \quad \text{Eq. III. 22}$$

Ce qui permet de déduire l'expression des constantes d'intégration du problème, qui interviennent dans les équations III.19 et III.20 :

$$A_{\xi\xi'}^{TM} = \frac{1}{2\pi} \frac{(\xi^2 + \zeta^2)^{1/2}}{(\omega \epsilon_{r2} |\gamma|)^{1/2}} \quad \text{Eq. III. 23}$$

et

$$A_{\xi\xi'}^{TE} = \frac{1}{2\pi} \frac{(\xi^2 + \zeta^2)^{1/2}}{(\omega \mu_0 |\gamma^*|)^{1/2}} \quad \text{Eq. III. 24}$$

Le calcul de $A_{\xi\xi'}^{TM}$ et $A_{\xi\xi'}^{TE}$ lève l'indétermination sur la valeur des champs électromagnétiques associés aux différents modes.

II.5 ÉQUATIONS DE CONTINUITÉ À L'INTERFACE

Nous devons à présent imposer aux champs électromagnétiques calculés dans le guide et dans le béton des conditions de continuité supplémentaires dans le plan de discontinuité sonde/béton. Dans un premier temps, nous allons considérer que le milieu sous test est d'épaisseur infinie, i.e. il n'y a pas de réflexion sur la face arrière du matériau.

L'application des conditions de continuité des champs électromagnétique dans le plan guide/béton conduit au calcul du coefficient de réflexion du mode fondamental TE_{10} sur ce dernier. C'est cette grandeur qui sera mesurée lors de la phase expérimentale sur une large gamme de fréquences à l'aide de l'analyseur de réseaux.

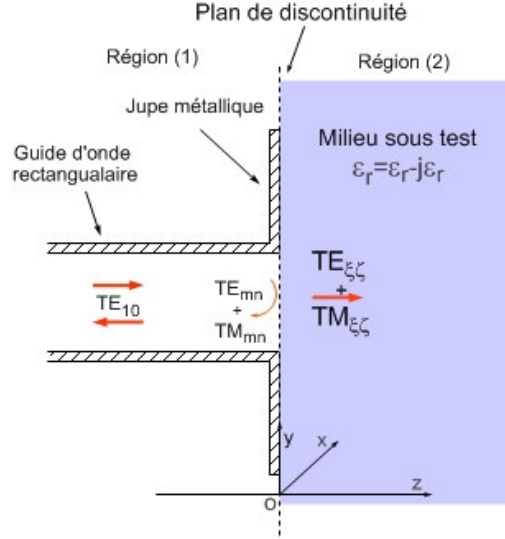


Fig. III- 4 : Discontinuité étudiée : extrémité ouverte d'un guide rectangulaire en contact avec un milieu d'épaisseur infinie.

On rappelle que dans la bande monomode du guide d'onde rectangulaire utilisé, seul le mode fondamental TE_{10} interagit avec la discontinuité sonde/béton (cf. Fig. III- 4). Lors de cette interaction, une partie de l'énergie incidente est réfléchiée sous la forme, d'une part, d'un mode propagée TE_{10} qui retourne vers la source, avec un coefficient de réflexion ρ_{10} et, d'autre part, de modes évanescents TE_{mn} et TM_{mn} dont l'énergie associée est stockée au voisinage de la discontinuité. L'autre partie de l'énergie incidente est transmise de l'autre côté de la discontinuité, dans le béton, sous la forme d'un continuum de modes $TE_{\xi\zeta}$ et $TM_{\xi\zeta}$.

Si nous considérons que le milieu à caractériser est d'épaisseur infinie. Cela implique qu'il n'y a pas de réflexion sur la face arrière de l'échantillon sous test. Dans ce cas, les conditions de continuité spatiale des champs transversaux, dans le plan de la discontinuité définie par le plan (O,x,y) (cf. Fig. III- 4) permettent d'établir les relations suivantes :

$$\vec{E}_{10}(1 + \rho_{10}) + \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \vec{E}_{mn}^{TE} + \sum \sum \rho_{mn}^{TM} \vec{E}_{mn}^{TM} = \iint (q^{TE}(\xi, \zeta) \vec{E}_{\xi\zeta}^{TE} + q^{TM}(\xi, \zeta) \vec{E}_{\xi\zeta}^{TM}) d\xi d\zeta \quad \text{Eq. III. 25}$$

$$\vec{H}_{10}(1 - \rho_{10}) - \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \vec{H}_{mn}^{TE} - \sum \sum \rho_{mn}^{TM} \vec{H}_{mn}^{TM} + J_s = \iint (q^{TE}(\xi, \zeta) \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} + q^{TM}(\xi, \zeta) \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM}) d\xi d\zeta \quad \text{Eq. III. 26}$$

avec :

ρ_{10} : coefficient de réflexion du mode dominant TE_{10} ,

ρ_{mn}^{TE} : coefficient de couplage aux modes d'ordre supérieur rétrogrades TE_{mn} ,

ρ_{mn}^{TM} : coefficient de couplage aux modes d'ordre supérieur rétrogrades TM_{mn} ($m \neq 0$ et $n \neq 0$),

q^{TE} : fonction de couplage aux modes continus TE ,

q^{TM} : fonction de couplage aux modes continus TM ,

J_s : courant sur les parois métalliques transversales.

Dans le premier membre de ces équations, on retrouve les composantes des champs électromagnétiques relatives au guide d'onde rectangulaire présentés sous la forme d'une double somme sur tous les modes discrets d'indices m et n . Dans le deuxième membre d'équations de continuité, on retrouve les composantes des champs électromagnétiques relatives au milieu 2, i.e. milieu semi infini, sous la forme d'une double intégrale sur tous les modes continus d'indices ξ et ζ .

Pour résoudre le système ci-dessous, il faut exploiter la condition d'orthogonalité des modes de part et d'autre de la discontinuité.

Les propriétés d'orthogonalité des modes dans la région (2) permettent (à partir de l'équation III.25) de déterminer les coefficients de couplage $q^{TE}(\xi, \zeta)$ et $q^{TM}(\xi, \zeta)$ en fonction des autres paramètres.

Nous multiplions Eq.III.25 par $\langle H_{\xi\zeta}^{TE} |$ et $\langle H_{\xi\zeta}^{TM} |$. On obtient :

$$q^{TE}(\xi, \zeta) = \frac{(1 + \rho_{10}) \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}^{10} \rangle + \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{mn}^{TE} \rangle + \sum \sum \rho_{mn}^{TM} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{mn}^{TM} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{\xi\zeta}^{TE} \rangle} \quad \text{Eq. III. 27}$$

$$q^{TM}(\xi, \zeta) = \frac{(1 + \rho_{10}) \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}^{10} \rangle + \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{mn}^{TE} \rangle + \sum \sum \rho_{mn}^{TM} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{mn}^{TM} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{\xi\zeta}^{TM} \rangle} \quad \text{Eq. III. 28}$$

Enfin, pour déterminer les différents coefficients ρ_{10} , ρ_{mn}^{TE} et ρ_{mn}^{TM} représentant les inconnues du problème, nous multiplions l'équation Eq.III.26 par $\langle E_{10} |$, $\langle E_{mn}^{TE} |$ et $\langle H_{mn}^{TM} |$ après avoir remplacé les expressions de q^{TE} et q^{TM} dans cette dernière. On trouve :

$$\begin{aligned} (1 - \rho_{10}) \langle \vec{H}_{10} | \vec{E}_{10} \rangle^* = & \\ & (1 + \rho_{10}) \iint \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{10} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{\xi\zeta}^{TE} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | E_{10} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{10} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{\xi\zeta}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{10} \rangle^* \right) d\xi d\zeta \\ & + \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \iint \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{mn}^{TE} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{\xi\zeta}^{TE} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{10} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{mn}^{TE} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{\xi\zeta}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{10} \rangle^* \right) d\xi d\zeta \\ & + \sum \sum \rho_{mn}^{TM} \iint \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | \vec{E}_{mn}^{TM} \rangle}{\langle \vec{H}_{pq}^{TE} | \vec{E}_{pq}^{TE} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} | E_{10} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{mn}^{TM} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM} | \vec{E}_{\xi\zeta}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{pq}^{TM} | \vec{E}_{10} \rangle^* \right) d\xi d\zeta \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (\rho_{mn}^{TE}) \langle \vec{H}_{m_0 n_0}^{TE} | \vec{E}_{m_0 n_0}^{TE} \rangle^* = & \\
 (1 + \rho_{10}) \iint & \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}^{10} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TE} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | E_{m_0 n_0}^{TE} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}^{10} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{tm} | \vec{E}_{m_0 n_0}^{te} \rangle^* \right) d\xi d\zeta \\
 + \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \iint & \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{mn}^{TE} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TE} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{m_0 n_0}^{TE} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{mn}^{TE} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{tm} | \vec{E}_{m_0 n_0}^{te} \rangle^* \right) d\xi d\zeta \\
 + \sum \sum \rho_{mn}^{tm} \iint & \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{mn}^{TM} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TE} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | E_{m_0 n_0}^{TE} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{mn}^{TM} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{tm} | \vec{E}_{m_0 n_0}^{te} \rangle^* \right) d\xi d\zeta \\
 \\
 (\rho_{k_0 h_0}^{TE}) \langle \vec{H}_{k_0 h_0}^{TM} | \vec{E}_{k_0 h_0}^{TM} \rangle^* = & \\
 (1 + \rho_{10}) \iint & \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}^{10} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TE} \rangle} \langle H_{\xi\xi}^{TE} | E_{k_0 h_0}^{tm} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}^{10} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{tm} | \vec{E}_{k_0 h_0}^{tm} \rangle^* \right) d\xi d\zeta \\
 + \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \iint & \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{mn}^{TE} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TE} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TE} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{te} | \vec{E}_{k_0 h_0}^{tm} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{mn}^{TE} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{tm} | \vec{E}_{k_0 h_0}^{tm} \rangle^* \right) d\xi d\zeta \\
 + \sum \sum \rho_{mn}^{TM} \iint & \left(\frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{te} | \vec{E}_{mn}^{tm} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{te} | \vec{E}_{\xi\xi}^{te} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{te} | E_{k_0 h_0}^{tm} \rangle^* + \frac{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{mn}^{TM} \rangle}{\langle \vec{H}_{\xi\xi}^{TM} | \vec{E}_{\xi\xi}^{TM} \rangle} \langle \vec{H}_{\xi\xi}^{tm} | \vec{E}_{k_0 h_0}^{tm} \rangle^* \right) d\xi d\zeta
 \end{aligned}$$

Eq. III. 29

On note que : $\langle \vec{H} | \vec{E} \rangle^* = - \langle \vec{E} | \vec{H} \rangle = - \left| \iint_S \vec{H}_{mn}^* \times \vec{E}_{mn} \cdot d\vec{s} \right|$ où le symbole "*" désigne le complexe conjugué et "<>" représente le produit scalaire.

III. VALIDATION NUMÉRIQUE DU MODÈLE

La résolution du système d'équations précédent permet de déterminer le coefficient de réflexion ρ_{10} de la structure de test présentée sur la Fig. III- 4, en fonction des paramètres géométriques et électromagnétiques de la sonde ainsi que ceux du matériau diélectrique placé au contact de la jupe entourant l'extrémité ouverte du guide rectangulaire.

III.1. MILIEU SEMI-INFINI

On note que jusqu'à présent l'analyse électromagnétique présentée suppose que le milieu à caractériser est d'épaisseur infinie. De ce fait, l'épaisseur n'intervient pas dans les expressions des équations du système donné par Eq. III.29.

Théoriquement, la solution physique réelle du problème électromagnétique étudié est donnée par la superposition de l'ensemble du mode fondamental et des modes évanescents présents à la discontinuité sonde/béton. En pratique, puisqu'une sommation infinie n'est pas réalisable, les calculs sont réalisés sur un nombre fini de modes. Dans ces conditions, pour garantir la précision des résultats théoriques obtenus à partir de la MRM, nous devons déterminer le nombre de modes nécessaire à la convergence de la valeur du coefficient de réflexion calculé.

Le nombre de modes à prendre en compte est fonction de plusieurs paramètres notamment la fréquence du travail, la taille de l'ouverture par rapport à la longueur d'onde ainsi le rapport $\frac{\epsilon_{r1}}{\epsilon_{r2}}$. Le cas où $\frac{\epsilon_c}{\epsilon_m} = 1$, i.e l'ouverture rayonne dans l'air, correspond au cas le plus défavorable : il correspond à des forts effets de diffraction, se traduisant par une dispersion modale importante [Deh.92].

Nous avons choisi de valider notre modèle direct à partir de données fournies par Baudrand et al. [Bau.88] donnant l'admittance normalisée d'un guide d'onde rectangulaire rayonnant dans l'air, et dont l'expression la reliant au coefficient de réflexion est définie par :

$$y_e = \frac{Y_e}{Y_o} = \frac{G + jB}{Y_o} = \frac{1 - \rho_{10}}{1 + \rho_{10}} \quad \text{Eq. III. 30}$$

où $Y_o = \beta_{10} / \omega \mu_o$ est l'admittance caractéristique du mode dominant TE_{10} .

On constate, à travers les Fig. III- 5 et 6, que les résultats de notre simulation concordent avec ceux de la littérature et qu'il est nécessaire de prendre en compte au minimum six modes d'ordre supérieur pour assurer une convergence avec une précision de l'ordre de 1 %. D'autre part, ces figures montrent que plus la fréquence augmente, plus l'influence des modes d'ordre supérieur sur le calcul du coefficient de réflexion est importante.

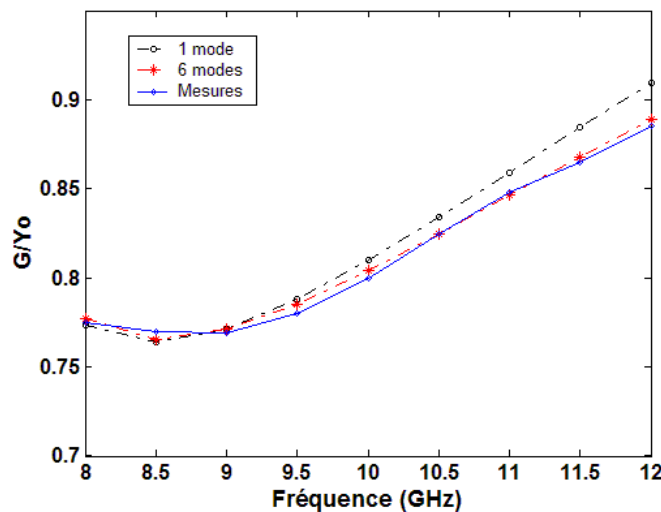


Fig. III- 5 : Variation de la conductance à l'ouverture du guide en fonction de la fréquence. Comparaison du modèle numérique à des mesures (Baudrand et al., 1988) en fonction du nombre de modes. Le matériau simulé est de l'air ($\epsilon_r = 1 - 0j$).

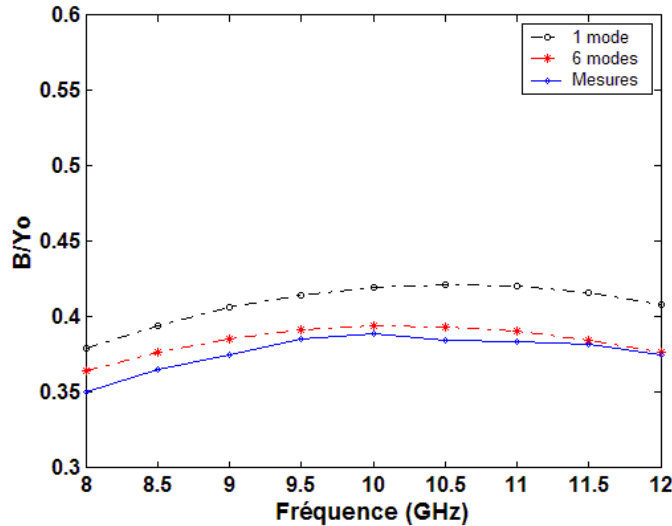


Fig. III- 6 : Variation de la susceptance à l'ouverture du guide en fonction de la fréquence. Comparaison du modèle numérique à des mesures (Baudrand et al., 1988) en fonction du nombre de modes. Le matériau simulé est de l'air ($\epsilon_r=1-j$).

III.2. MATÉRIAU TERMINÉ PAR UNE PLAQUE MÉTALLIQUE

Dans de nombreuses applications, le matériau à caractériser est d'épaisseur limitée : tissus biologiques, plaques de diélectriques, délamination entre couches de matériaux industriels. Pour des raisons pratiques, nous avons été amené à étudier une telle configuration électromagnétique en limitant l'épaisseur du matériau à six centimètres, valeur répondant au critère du VER, et en l'accolant à une plaque métallique (cf. Fig. III- 7).

III.2.a. Analyse électromagnétique

L'analyse électromagnétique de la sonde en guide rectangulaire pour des milieux stratifiés ou d'épaisseur finie est identique à celle du cas d'un milieu infini. Il suffit d'ajouter les conditions aux limites sur les surfaces de discontinuité.

On se contente dans notre problème d'étudier un milieu diélectrique terminé par une plaque métallique (cf. Fig. III- 7).

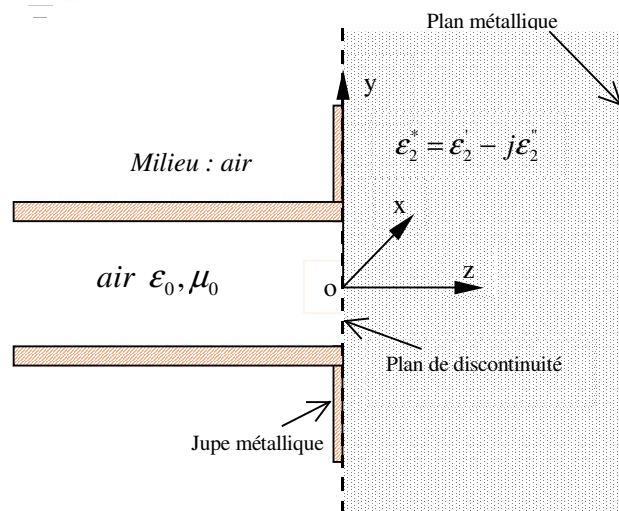


Fig. III- 7 : Guide d'onde rectangulaire rayonnant dans un milieu semi-infini adossé à une plaque métallique

Dans cette structure, on retrouve deux discontinuités physiques : la surface séparant le guide d'onde rectangulaire et le milieu à caractériser, et la surface séparant ce dernier et la plaque métallique. La présence de la plaque métallique introduit des ondes réfléchies dans le milieu que nous caractérisons par les fonctions de couplage q^{TE-} et q^{TM-} . En comparaison, aux ondes progressives nous faisons correspondre les fonctions de couplage notées q^{TE+} et q^{TM+} . Ainsi nous pouvons écrire les équations de continuité des champs électromagnétiques dans le plan S(O,x,y) sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \vec{E}_{10}(1 + \rho_{10}) + \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \vec{E}_{mn}^{TE} + \sum \sum \rho_{mn}^{TM} \vec{E}_{mn}^{TM} = \\ \iint ((q^{TE+}(\xi, \zeta) + q^{TE-}(\xi, \zeta)) \vec{E}_{\xi\zeta}^{TE} + (q^{TM+}(\xi, \zeta) + q^{TM-}(\xi, \zeta)) \vec{E}_{\xi\zeta}^{TM}) d\xi d\zeta \end{aligned} \quad \text{Eq. III. 31}$$

$$\begin{aligned} \vec{H}_{10}(1 - \rho_{10}) - \sum \sum \rho_{mn}^{TE} \vec{H}_{mn}^{TE} - \sum \sum \rho_{mn}^{TM} \vec{H}_{mn}^{TM} + J_s = \\ \iint ((q^{TE+}(\xi, \zeta) - q^{TE-}(\xi, \zeta)) \vec{H}_{\xi\zeta}^{TE} + (q^{TM+}(\xi, \zeta) - q^{TM-}(\xi, \zeta)) \vec{H}_{\xi\zeta}^{TM}) d\xi d\zeta \end{aligned} \quad \text{Eq. III. 32}$$

où J_s est le courant sur les parois métalliques transversales.

Les composantes tangentielles des champs électriques associés aux différents modes s'annulent sur la face arrière de l'échantillon en raison de la présence de la plaque métallique :

$$\iint ((q^{TE+}(\xi, \zeta) e^{-j\gamma_2 d} + q^{TE-}(\xi, \zeta) e^{+j\gamma_2 d}) \vec{E}_{\xi\zeta}^{TE} + (q^{TM+}(\xi, \zeta) e^{-j\gamma_2 d} + q^{TM-}(\xi, \zeta) e^{+j\gamma_2 d}) \vec{E}_{\xi\zeta}^{TM}) d\xi d\zeta = 0 \quad \text{Eq. III. 33}$$

Cette équation permet d'établir une relation simple entre les fonctions de couplage des modes rétrogrades et celles correspondant aux modes directs :

$$\begin{cases} q^{TE-}(\xi, \zeta) = -q^{TE+}(\xi, \zeta) e^{-j2\gamma_2 d} \\ q^{TM-}(\xi, \zeta) = -q^{TM+}(\xi, \zeta) e^{-j2\gamma_2 d} \end{cases} \quad \text{Eq. III. 34}$$

où d représente l'épaisseur de l'échantillon de béton.

En remplaçant l'Eq. III. 34 dans le système d'équations intégrales Eq. III. 31 et en procédant comme dans le cas d'un matériau semi-infini, on peut définir un système d'équations semblable à celui trouvé dans le paragraphe précédent. Le détail de ce calcul est donné dans [Qué.05, Gel.95].

III.2.b. Résultats numériques

La Fig. III- 8 présente une comparaison des résultats numériques, obtenus à partir de la *MRM* et ceux obtenus par le logiciel de simulation *HFSS*. Le matériau simulé est défini par une permittivité diélectrique relative égale à 5, une tangente de pertes de 0,05 et une épaisseur de 5 mm. Dans ces calculs, nous avons pris 6 modes en compte. Les courbes de ces figures montrent une bonne concordance entre les calculs numériques, avec une précision inférieure à 2 % pour un calcul tenant compte de six modes.

Il est à noter que nous avons volontairement choisi un matériau d'épaisseur très mince pour étudier la convergence de la *MRM* dans le cas où l'énergie des ondes électromagnétiques réfléchies sur la plaque métallique reste comparable à celle des ondes progressives. En effet, plus l'épaisseur du

milieu testé est faible, plus les ondes réfléchies interviennent dans le calcul des modes rétrogrades supérieurs, dans le guide rectangulaire.

La Fig. III- 9 donne la variation du coefficient de réflexion en fonction de l'épaisseur d'un matériau diélectrique terminé par une plaque métallique et de permittivité relative égale à (5,25 ; 0,3). La fréquence de simulation est égale à 10 GHz. Cette figure présente une comparaison des résultats issus de nos calculs à l'aide du modèle basé sur la MRM et des résultats obtenus à l'aide d'une analyse par une approche spectrale [Park.02]. On constate d'après les courbes de cette figure que nos résultats théoriques concordent avec ceux donnés dans la littérature avec une précision inférieure à 0,5 %.

(c) Copyright adous mourad

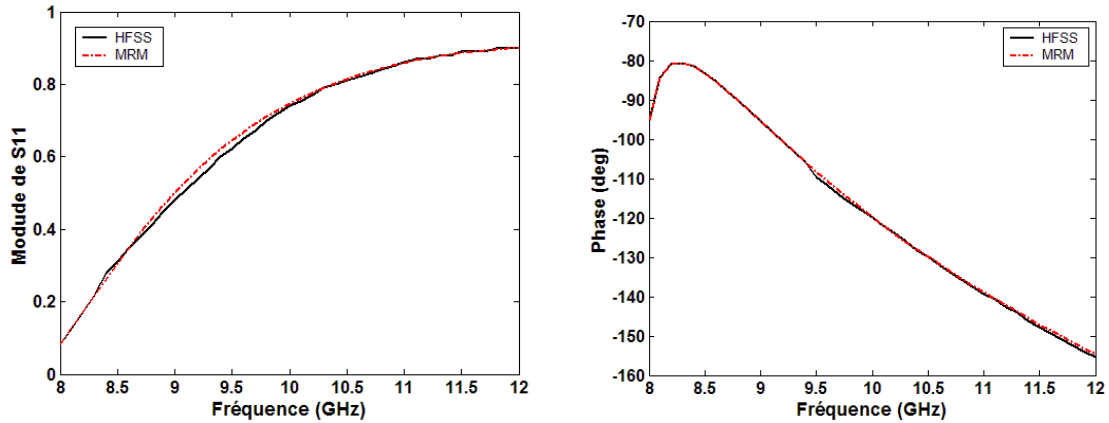


Fig. III- 8 : Variation en fréquence du coefficient de réflexion pour un matériau donné ($\epsilon_r = 5$; $\text{tg} \delta = 0,05$ et $d=5\text{mm}$). Comparaison des simulations numériques réalisées par HFSS et des résultats de la méthode du raccordement modal.

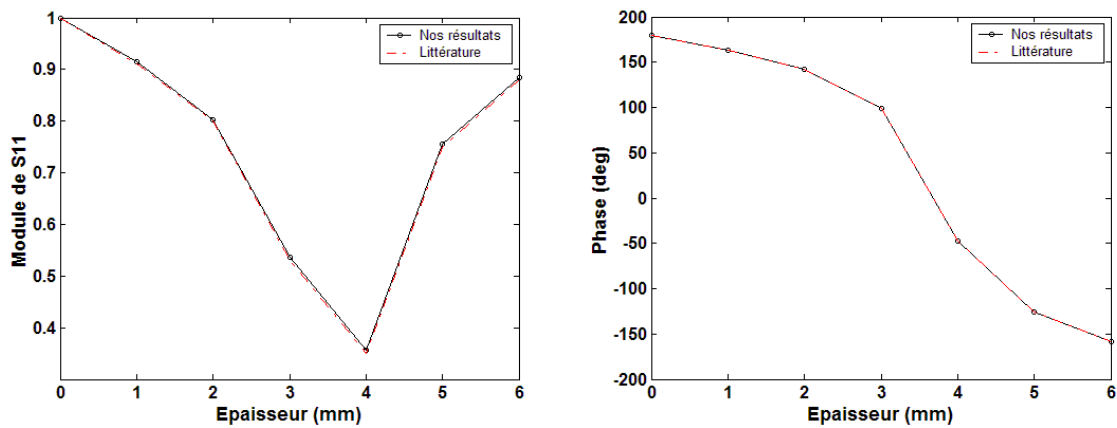


Fig. III- 9 : Variation du coefficient de réflexion en fonction de l'épaisseur du matériau sous test. Comparaison des nos résultats théoriques et ceux donnés dans [Par.02]. La permittivité relative du matériau est égale à $\epsilon_r = (5,25 ; 0,3)$ et la fréquence de simulation est égale à 10 GHz.

III.3. INFLUENCE DES MODES D'ORDRE SUPÉRIEUR

Les Fig. III- 10 et 11 présentent la variation de la conductance et de la susceptance normalisée de l'ouverture du guide, en fonction de la tangente des pertes pour différents nombres de modes, et ceci pour deux valeurs différentes de permittivité diélectrique. La fréquence de simulation est égale 12,5 GHz. Les courbes de ces figures montrent que pour les matériaux à faibles pertes l'influence des modes d'ordre supérieur est importante. D'autre part, l'examen des Fig. III- 12 et Fig. III- 13 montre que plus la permittivité diélectrique est grande plus l'influence des modes d'ordre supérieur diminue.

Le béton est un matériau considéré comme faibles pertes : la tangente des pertes varie entre 10^{-2} et 0,2. Dans ce cas, la prise en compte des modes d'ordre supérieur est nécessaire pour obtenir une précision de calcul suffisante.

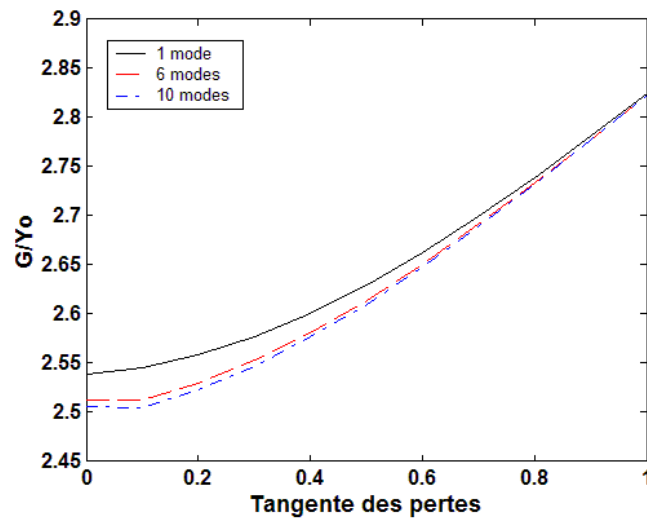


Fig. III- 10 : Variation de la susceptance en fonction de la tangente des pertes. Milieu sous test semi-infini de la permittivité diélectrique relative égale 5.

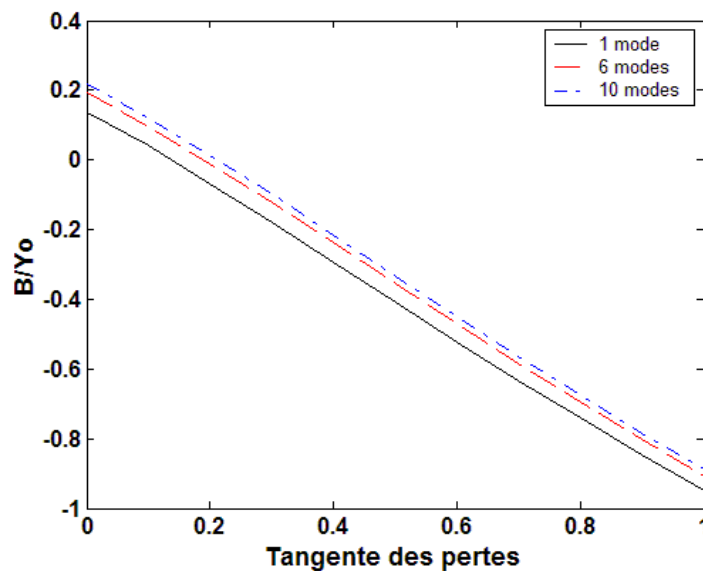


Fig. III- 11 : Variation de la conductance en fonction de la tangente des pertes. Milieu sous test semi-infini de permittivité diélectrique relative égale 5.

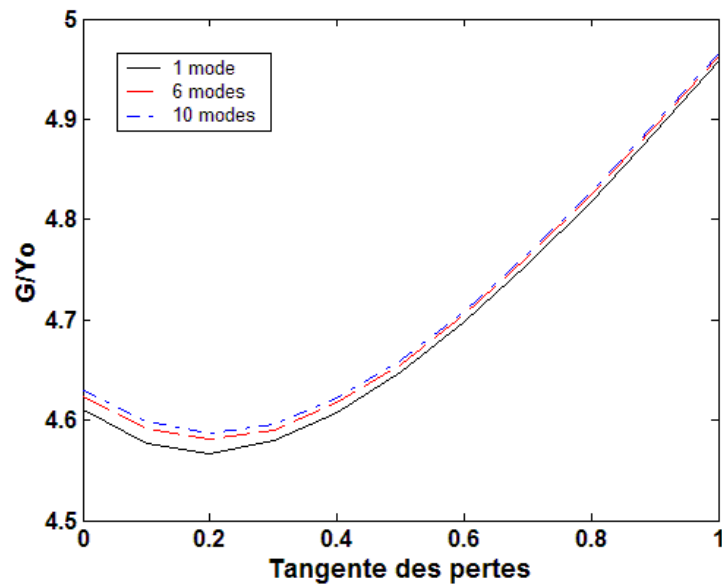


Fig. III- 12 : Variation de la susceptance en fonction de la tangente des pertes. Milieu sous test semi-infini de permittivité diélectrique égale à 15. Fréquence de simulation égale à 12,5 GHz.

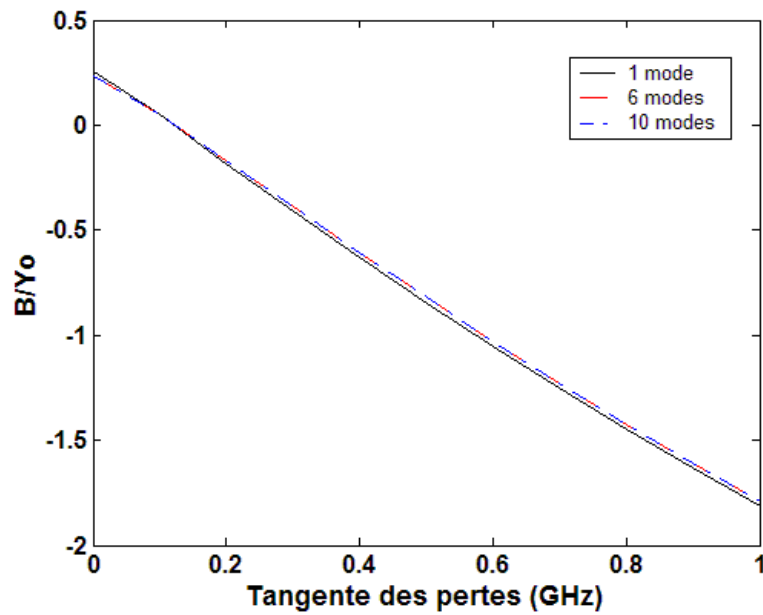


Fig. III- 13 : Variation de la conductance en fonction de la tangente des pertes. Milieu sous test semi-infini de permittivité diélectrique égale à 15. Fréquence de simulation égale à 12,5 GHz.

IV. PROBLÈME INVERSE – MÉTHODE NUMÉRIQUE

IV.1. CHOIX DE LA MÉTHODE

L'analyse électromagnétique ne permet pas d'exprimer analytiquement la permittivité complexe du matériau (ε_r' , ε_r'') en fonction du coefficient de réflexion de la sonde de mesure. La résolution de ce problème inverse passe par une procédure d'optimisation numérique. Cette procédure consiste, par un ajustement progressif des la permittivité complexe ε_r' , et ε_r'' , à faire converger le coefficient de réflexion théorique (ρ_{theo}), calculé à partir de la méthode du raccordement modal, vers le coefficient de réflexion mesuré à l'aide de l'analyseur de réseau (ρ_{mes}).

L'approche itérative consiste, pour chaque point de fréquence, à résoudre le système d'équation à deux inconnues donner par la relation suivante :

$$E(X) = \rho_{theo}(X) - \rho_{mes} = 0 \quad \text{où} \quad X = (\varepsilon_r', \varepsilon_r'') \quad \text{Eq. III. 35}$$

La fonction vectorielle $E(X)$ à deux variables est appelée "fonction erreur". A chaque itération, les valeurs de ε_r' , et ε_r'' sont modifiées, proportionnellement à la fonction erreur $E(X)$, de façon à faire tendre cette dernière vers zéro.

De nombreux algorithmes ont été étudiés pour résoudre ce type de problème, mais les diverses publications scientifiques et techniques (dans le domaine hyperfréquence) montrent que l'optimisation de leur convergence est directement liée à l'application étudiée. Choisir une méthode d'inversion revient à se définir une procédure d'optimisation tendant à modifier les valeurs de ε_r' , et ε_r'' jusqu'à la solution (à un ordre près), en limitant le nombre d'itérations.

Différentes méthodes d'inversion ont été testées sur notre système d'équations, issu de la méthode de raccordement modal : dichotomie, méthode de la fausse position et méthode de Newton-Raphson [Qué.05, Ado.06]. L'objectif est de trouver un compromis entre vitesse de convergence et précision de calcul.

La méthode de Newton-Raphson, retenue pour notre étude, présente l'avantage de tenir compte des dérivées premières de la fonction erreur, ce qui permet d'accélérer la convergence vers la solution, malgré des calculs plus complexes.

IV.2. DESCRIPTION DE L'ALGORITHME

Cette méthode fait appel à un développement de Taylor d'ordre 1, au voisinage de la solution de la fonction erreur à l'itération k , notée X^k . Le développement est donné par l'expression :

$$E(X^{k+1}) = E(X^k) + J(X^k)(X^{k+1} - X^k) + O(x^2) \quad \text{Eq. III. 36}$$

où J est le Jacobien de la fonction erreur, défini à partir de ses dérivées partielles d'ordre 1 :

$$J(X) = \begin{bmatrix} \frac{\partial E_1}{\partial x_1} & \frac{\partial E_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial E_2}{\partial x_1} & \frac{\partial E_2}{\partial x_2} \end{bmatrix} \quad \text{Eq. III. 37}$$

L'annulation de l'Eq. III. 36 conduit à la valeur de l'itération suivante :

$$X^{k+1} = X^k - J^{-1}(X^k)E(X^k) \quad \text{Eq. III. 38}$$

Si la fonction erreur est régulière, la valeur X^{k+1} devient plus proche de la solution annulant la fonction erreur. Le pas d'itération est défini par le Jacobien lui-même, ce qui permet d'améliorer la vitesse de convergence.

Pour notre application, le calcul des dérivées partielles de la fonction erreur peut présenter quelques problèmes d'instabilité numérique. De plus, la méthode de Newton-Raphson est très sensible au choix des valeurs initiales X^0 , puisque la convergence reste locale. C'est pourquoi, on pallie ce problème en limitant l'étendue de l'intervalle de recherche de la solution, à un domaine où la fonction erreur ne présente qu'un seul changement de signe par exemple.

IV.3. RÉSULTATS ET DISCUSSION

Les diverses simulations que nous avons réalisées montrent que le choix des valeurs initiales est peu sensible à la convergence de la méthode d'inversion, si le matériau présente de fortes pertes où si l'épaisseur du matériau est soit infinie, soit très faible.

Dans le cas contraire, le choix du point initial devient un peu plus pertinent pour les matériaux de très faibles pertes ($\text{tg}\delta < 0,01$), et impose de choisir des valeurs initiales proches de la solution.

Le tableau 1 présente les résultats d'un test comparatif de convergence utilisant les diverses techniques d'optimisation, citées précédemment. Ce calcul a été réalisé sur une seule variable : la partie réelle de la permittivité relative.

Tableau III- 1 : Comparaison des tests de convergence utilisant différentes méthodes numériques, donnant le nombre d'itérations nécessaires. Le matériau simulé a une permittivité diélectrique relative de $\epsilon_r=10-j0,5$ pour la fréquence de 8 GHz.

Méthodes			
Seuil de convergence	Dichotomie	Fausse position	Newton-Raphson
0,01	151	139	40
0,001	172	161	51

On constate que la méthode de *Newton-Raphson* converge plus rapidement que les deux autres méthodes. Ce résultat nous confirme dans le choix de cette dernière pour l'inversion des mesures électromagnétiques.

V. MISE AU POINT DE LA SONDE DE MESURE

Le dispositif de mesure est constitué d'un guide d'onde rectangulaire de longueur donnée et d'une transition coaxiale-guide permettant de relier, par l'intermédiaire d'une ligne de transmission coaxiale, le guide d'onde rectangulaire à l'analyseur de réseaux. Ce dernier représente l'appareil d'acquisition des données.

Pour compenser les erreurs dues à l'analyseur de réseaux, aux câbles de jonction et à la sonde de mesure, il faut passer par une procédure d'étalonnage des paramètres S mesurés. Il existe différents types d'étalonnage, le choix d'une procédure d'étalonnage donnée dépend du dispositif de mesure et de la précision souhaitée.

V.1 ÉTALONNAGE DE LA SONDE DE MESURE

L'étalonnage du dispositif de mesure est nécessaire pour pouvoir corriger les erreurs systématiques liées à l'analyseur de réseaux et à la connectique. Il permet d'une part de corriger les mesures brutes relevées par l'appareil de mesure, et d'autre part, de modifier le plan de référence de phase.

Lors d'une mesure à l'analyseur, trois types d'erreurs peuvent intervenir :

- Les erreurs systématiques, qui sont dues aux imperfections de l'analyseur de réseaux. Ces erreurs sont supposées prédictibles et invariables dans le temps. Elles peuvent être caractérisées (durant la procédure de calibration) par un modèle d'erreurs et éliminées mathématiquement durant le dépouillement des mesures.
- Les erreurs aléatoires : elles varient aléatoirement dans le temps. Au contraire des erreurs systématiques, ces erreurs ne peuvent pas être corrigées par une procédure de calibration. Parmi les causes principales de ces erreurs : le bruit d'instrumentation, la répétitivité des commutateurs et des connecteurs, les problèmes dus aux câbles (flexion), etc.
- Les erreurs liées à la dérive instrumentale : Elles sont causées principalement par les variations en température des caractéristiques de l'appareil de mesure, et peuvent être éliminées par un nouvel étalonnage.

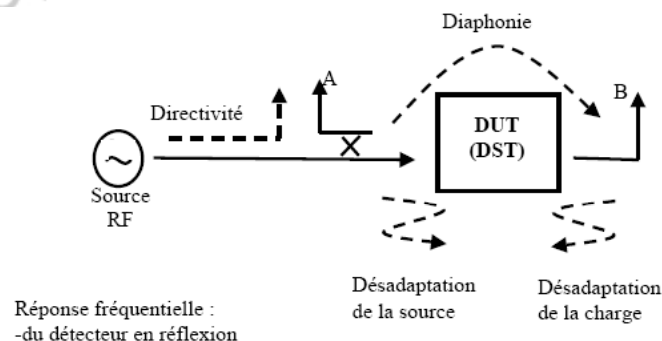


Fig. III- 14 : Sources d'erreurs systématiques liées à l'utilisation de l'analyseur de réseaux.

Le rôle de l'étalonnage est de pouvoir éliminer les erreurs de mesure systématiques, dont les principales causes sont : la directivité limitée des coupleurs, l'adaptation imparfaite de la source et de la charge, et la réponse fréquentielle des détecteurs en réflexion et en transmission (la diaphonie) (cf. Fig. III- 14).

Deux types d'étalonnage peuvent être envisagés : l'étalonnage TRL (pour Thru Reflect Line) ou l'étalonnage SSS (pour three offset shorts). Dans la suite de ce chapitre, nous présentons le principe et les intérêts de ces deux types d'étalonnage.

V.1.a. Étalonnage TRL (Thru Reflect Line)

L'étalonnage TRL représente une famille de méthodes d'étalonnage qui mesurent deux étalons de transmission et un étalon de réflexion pour déterminer les coefficients d'erreur à 12 termes sur 2 ports. Ce type d'étalonnage est réalisé lorsque l'utilisation de l'étalonnage SOLT (Short Open Load Thru) n'est pas possible ou lorsque nous cherchons un haut niveau de précision.

Les étalons nécessaires pour réaliser l'étalonnage du dispositif de mesure sont (cf. Fig. III- 15) :

- L'étalon Thru : représente une liaison directe de longueur nulle entre le port 1 et le port 2 de la cellule de mesure,
- L'étalon Reflect : il est constitué d'une plaque métallique pour réaliser un court-circuit au bout de chaque port du guide d'onde rectangulaire,
- L'étalon Line : c'est une liaison directe de longueur non nulle placée entre les deux tronçons de la cellule de mesure (cf. Fig. III- 15).

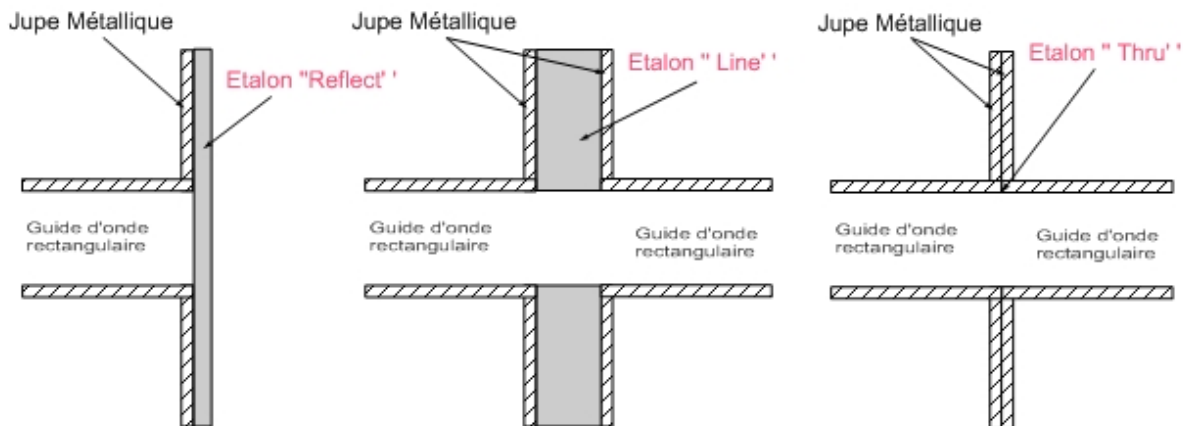


Fig. III- 15 : Schéma de principe des éléments utilisés en étalonnage TRL : deux sondes en guide rectangulaire, un court-circuit, une liaison de longueur non nulle "Thru" et une liaison de longueur nulle "line".

Le processus d'étalonnage TRL présente l'avantage d'être plus stable et précis. Toutefois, vu la procédure d'étalonnage qui se fait en deux ports, il est nécessaire d'avoir de nombreux kits, plusieurs opérations de connexion/déconnexion et donc relativement beaucoup de temps. Ces différents problèmes nous ont incités à étudier une seconde procédure d'étalonnage.

V.1.b. Étalonnage SSS (Three offset Shorts)

Le schéma de principe de mesure sur un port d'un dispositif de mesure est donné par la Fig. III-16. Il représente un analyseur de réseaux parfait relié à la charge par l'intermédiaire d'un quadripôle fictif de paramètres S, dit quadripôle d'erreurs. Ce dernier intègre les différents erreurs systématiques liées au système de mesures (analyseur de réseaux, connecteurs, câbles, transitions, etc.).

La relation reliant le coefficient de réflexion corrigé de la charge au coefficient de réflexion mesuré est donnée par [Sil.78] :

$$\Gamma_{mes} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\rho_{corr}}{1 - S_{22}\rho_{corr}} \quad \text{Eq. III. 39}$$

où Γ_{mes} est le coefficient de réflexion mesuré par l'analyseur de réseaux (mesure brut), et ρ_{corr} est le coefficient de réflexion corrigé qui correspond à celui de la charge (dans le plan de sortie de la sonde),

et $s = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ représente la matrice des paramètres S du quadripôle d'erreurs.

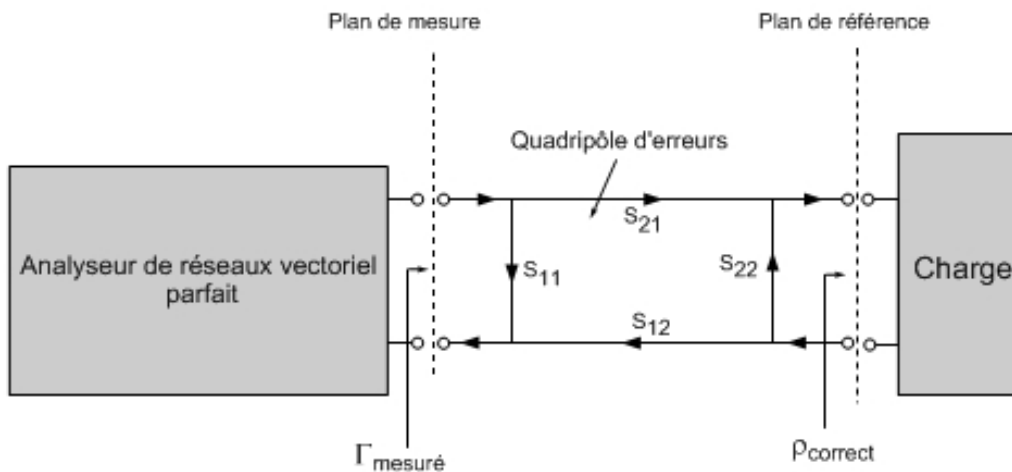


Fig. III- 16 : Représentation du quadripôle d'erreurs du système de mesure.

Pour pouvoir estimer le coefficient de réflexion corrigé, il faut déterminer les trois inconnues S_{11} , $S_{12}S_{21}$ et S_{22} . Pour ce faire, il est nécessaire de mesurer trois étalons de coefficients de réflexion connus.

Dans le cas de notre problème, nous avons choisi des court-circuits de longueurs différentes, l_a, l_b et l_c , et coulissants le long du guide d'onde rectangulaire (cf. Fig. III- 17).

Les expressions des paramètres S_{11} , $S_{12}S_{21}$ et S_{22} sont données par les relations suivantes [Sil.78] :

$$S_{22} = \frac{(\Gamma_m^c - \Gamma_m^b)(\rho_{theo}^a - \rho_{theo}^b) - (\Gamma_m^a - \Gamma_{mes}^b)(\rho_{theo}^c - \rho_{theo}^b)}{(\Gamma_m^c - \Gamma_m^b)(\rho_{theo}^a - \rho_{theo}^b)\rho_{theo}^c - (\Gamma_m^a - \Gamma_m^b)(\rho_{theo}^c - \rho_{theo}^b)\rho_{theo}^a}, \quad Eq. III. 40$$

$$S_{12}S_{21} = \frac{(\Gamma_{mes}^c - \Gamma_{mes}^b)}{\rho_{corr}^c - \rho_{corr}^b} (1 - S_{22}\rho_{corr}^c)(1 - S_{22}\rho_{corr}^b), \quad Eq. III. 41$$

$$S_{11} = \Gamma_{mes}^c - \frac{S_{12}S_{21}\rho_{theo}^c}{1 - S_{22}\rho_{theo}^c} \quad Eq. III. 42$$

où Γ_{mes}^α ($\alpha = a, b, c$) sont les coefficients de réflexion mesurés (bruts), qui correspondent aux trois étalons cités, tandis que ρ_{theo}^α ($\alpha = a, b, c$) sont les coefficients de réflexion théoriques de ceux-ci, qui s'expriment selon :

$$\rho_{theo}^\alpha = e^{j(\pi+2\beta l_\alpha)} \quad (\text{pour un court-circuit de longueur } l_\alpha) \quad Eq. III. 43$$

où β est la constante de propagation du mode TE_{10} .

Les longueurs de décalage des courts-circuits l_a, l_b et l_c sont choisies de manière à varier les déphasages dans le plan de référence [Qué.05]. Sinon, des problèmes d'instabilité numériques peuvent intervenir.

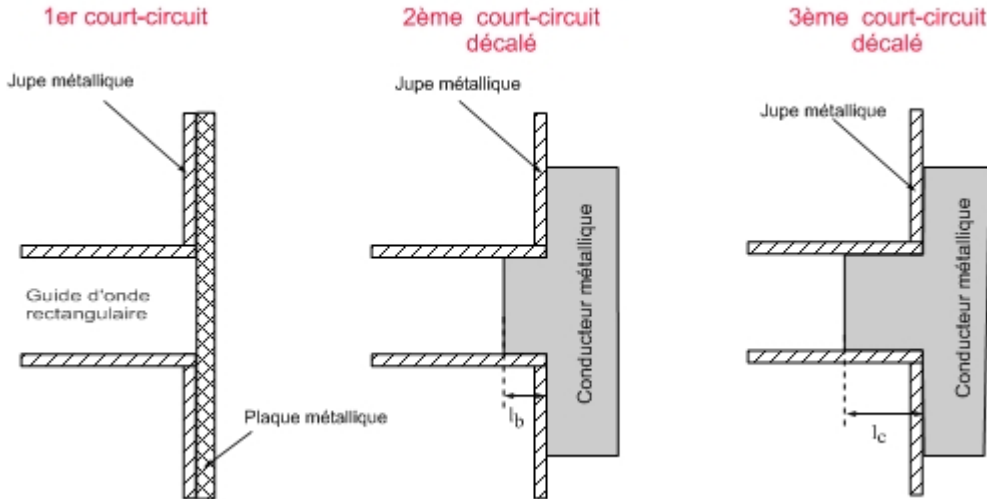


Fig. III- 17 : Schéma de principe de l'étalonnage en trois courts-circuits décalés..

Une fois les paramètres S_{11} , $S_{12}S_{21}$ et S_{22} du quadripôle d'erreurs déterminés, on calcule le coefficient de réflexion corrigé de la charge à partir de la relation suivante [Sil.78] :

$$\rho_{corr} = \frac{\Gamma_{mes} - S_{11}}{(\Gamma_m - S_{11})S_{22} + S_{12}S_{21}} \quad \text{Eq. III. 44}$$

V.2. RÉSULTATS DE MESURE

Pour couvrir la bande de fréquences 4 – 13 GHz, deux sondes de dimensions différentes ont été réalisées. Une première sonde de section $40,39 \times 20,19 \text{ mm}^2$ est utilisée pour la caractérisation des bétons en bande C (4 – 7 GHz). Dans la bande X (7 – 13 GHz), la sonde de mesure présente une section de $22,86 \times 10,16 \text{ mm}^2$. Dans les deux cas, une jupe métallique entoure l'extrémité ouverte du guide rectangulaire (cf. Fig. III- 18). A l'autre extrémité, le guide est relié au câble de jonction de l'analyseur de réseaux à l'aide d'une transition coaxiale/guide rectangulaire, rendue solidaire du guide par l'intermédiaire de vis de serrage.

A chaque sonde est associé un kit d'étalonnage spécifique constitués de 3 courts-circuits décalés, que l'on peut faire coulisser à l'intérieur du guide (cf. Fig. III- 18). L'ensemble du dispositif de test est décrit sur la Fig. III- 18. Il comprend, outre les deux sondes de mesure en guide rectangulaire, l'une pour la bande C et l'autre pour la bande X, un analyseur de réseaux vectoriels pour la mesure large bande du coefficient de réflexion, des courts-circuits décalés pour réaliser l'étalonnage et un PC pour le dépouillement des mesures.

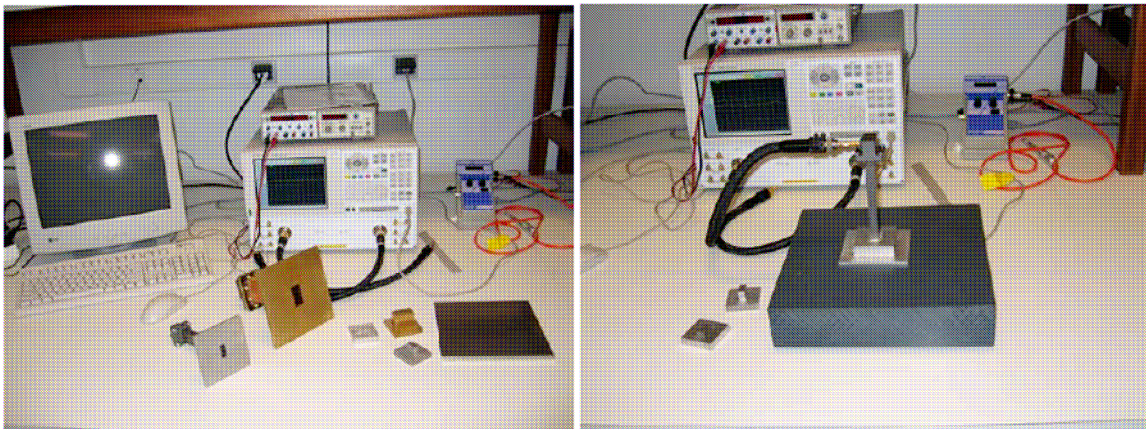


Fig. III- 18 : Dispositif de mesure : Deux sondes en guide rectangulaire (bandes C et X), deux courts-circuits décalés pour l'étalonnage, un analyseur de réseaux vectoriels et un PC pour le dépouillement des mesures.

Pour valider les deux sondes réalisées, nous avons mesuré la permittivité relative complexe de matériaux étalons tels que l'air et le téflon (cf. Fig. III- 19 et Fig. III- 20). On obtient une partie réelle très proche de 2,1 (avec une erreur relative de 3 à 5 %) et une partie imaginaire proche de zéro (avec une erreur relative de 5%) sur la majeure partie des bandes X et C.

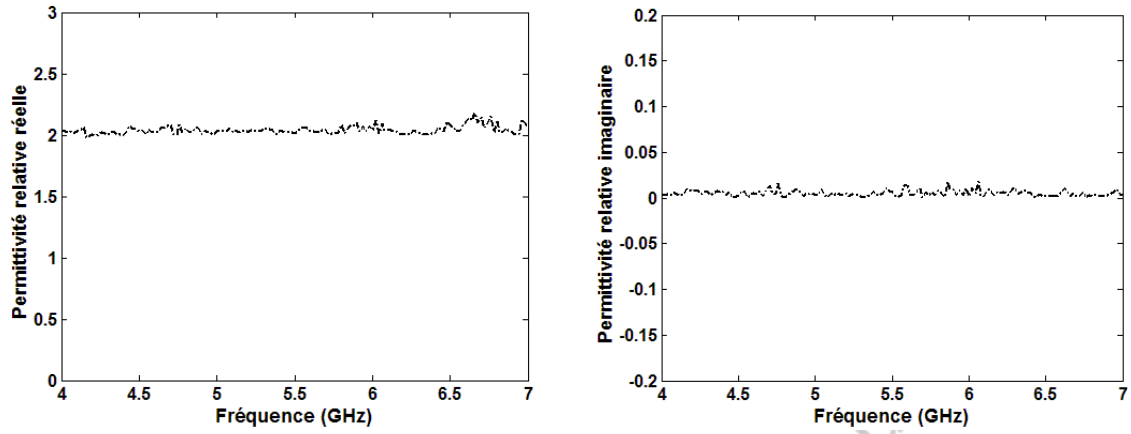


Fig. III- 19 : Mesure de la permittivité relative complexe du Téflon dans la bande C après calibrage.

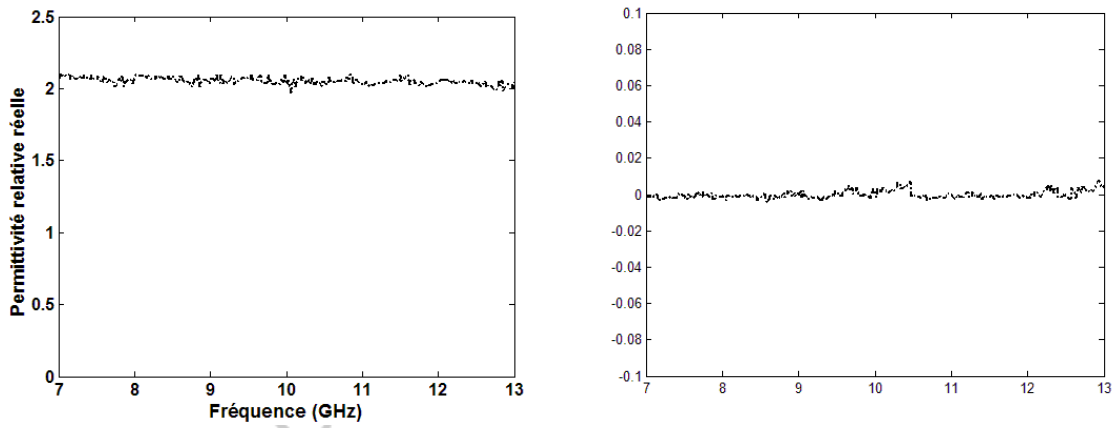


Fig. III- 20 : Mesure de la permittivité relative complexe du Téflon dans la bande X après calibrage.

V.3. PROTOCOLE DE MESURE

V.3.1. Dispersion des mesures

Dans le cas d'un milieu homogène ou homogénéisable, i.e. un milieu hétérogène dont les inclusions présentent une taille très inférieure à la longueur d'onde du signal d'auscultation, la valeur du coefficient de réflexion mesurée par la sonde rectangulaire est indépendante de la position de l'ouverture de cette dernière sur l'échantillon testé. Toutefois, à une fréquence donnée, une faible dispersion des valeurs mesurées est attendue, en raison des erreurs de mesure de type aléatoire. L'amplitude de ces erreurs de mesure est liée au rapport signal sur bruit de l'analyseur de réseaux utilisé, ou encore à l'état de surface de l'échantillon, ou plus globalement à la reproductibilité des mesures. Pour un matériau non homogénéisable (cas du béton), à ce phénomène vient s'ajouter une dispersion supplémentaire lorsque l'expérimentateur effectue une série de mesures en positionnant l'ouverture de la sonde à différents endroits de la face d'auscultation de l'échantillon.

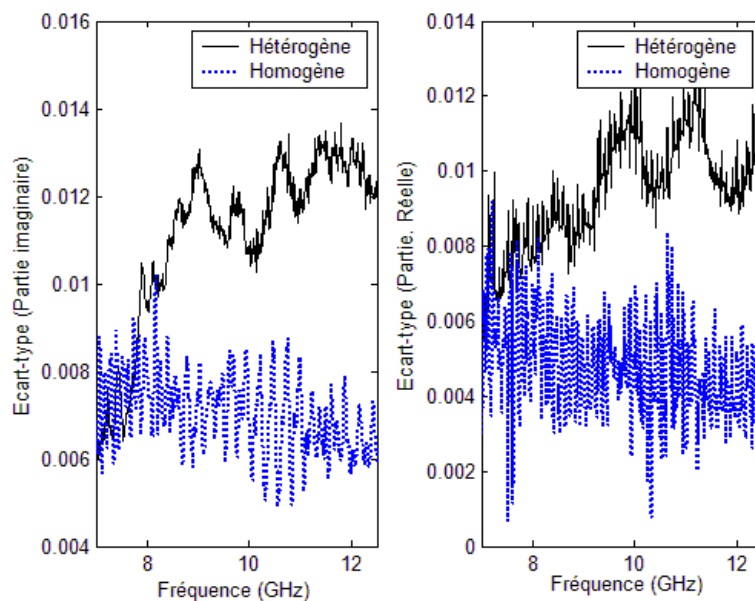


Fig. III- 21 : Variation en fonction de la fréquence de l'écart-type de la partie réelle et imaginaire des coefficients de réflexion d'un milieu homogène (marbre) et d'un échantillon de béton sec.

Pour confirmer le raisonnement précédent, nous avons réalisé une série de N mesures ($N = 100$) sur un échantillon de marbre (milieu homogène) et un échantillon de béton hydraulique (milieu hétérogène). La Fig. III- 21 donne la variation en fréquence des écart-types obtenus à partir des N mesures sur les coefficients de réflexion des milieux homogène et hétérogène. On constate à travers cette figure que l'écart-type sur le coefficient de réflexion du milieu homogène est faible et quasi-constant dans la bande de mesure, et ceci pour la partie réelle et imaginaire. En comparaison, pour le béton, l'écart-type augmente avec la fréquence.

En conséquence, le coefficient de réflexion mesuré sur un échantillon de matériau hétérogène, est considéré dans la suite comme une variable aléatoire de la position de la sonde sur le matériau. Une variable aléatoire est définie par sa valeur moyenne et son écart-type. L'estimation de ces deux paramètres nécessite au préalable, de déterminer la condition d'indépendance entre deux mesures (par l'intermédiaire de la longueur de corrélation), et la précision souhaitée à partir d'un nombre N de mesures à réaliser.

V.3.2. Détermination de la longueur de corrélation

La condition d'indépendance des mesures enregistrées à différents endroits sur l'échantillon se déduit de l'analyse des variations de la corrélation spatiale du coefficient de réflexion $R_f(x)$. La corrélation spatiale, définie par :

$$R_f(x) = \frac{\langle (\rho_f(x) - \mu_f)(\rho_f(x+\Delta x) - \mu_f)^* \rangle}{\sigma_f^2},$$

est une fonction normalisée à l'origine, décroissante en fonction de la distance Δx qui sépare les positions de mesures successives. La longueur de corrélation est la valeur Δx correspondant à une diminution de moitié du module de la fonction de corrélation spatiale. Deux mesures espacées d'une distance supérieure à la longueur de corrélation peuvent alors être considérées comme indépendantes.

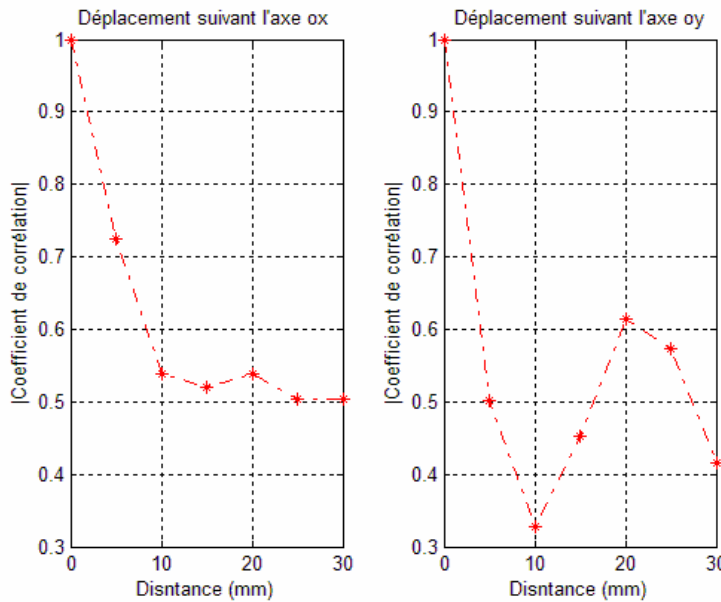


Fig. III- 22 : Evolution en bande X de l'auto-corrélation de l'admittance mesurée en fonction de la distance qui sépare deux positions successives de la sonde sur la surface d'un échantillon de béton selon les deux dimensions transversales du guide rectangulaire.

En pratique, partant d'une position de référence de la sonde sur l'échantillon, repérée par l'abscisse x_0 , on réalise une série de N mesures en des points de plus en plus éloignés de la position initiale. L'autocorrélation du vecteur admittance ainsi mesurée, i.e. $[R_f(x_0) R_f(x_0+\Delta x) \dots R_f(x_0+N\Delta x)]$, est une bonne estimation de la fonction de corrélation précédemment définie. On effectue de plus la moyenne du coefficient de réflexion pour plusieurs positions de référence x_0 et pour différentes fréquences du signal d'auscultation.

La longueur de corrélation déterminée expérimentalement à partir de mesures réalisées sur un échantillon de béton typique est 10 mm en bande X (suivant les deux axes O_x et O_y) (cf. Fig. III- 22). La comparaison des longueurs de corrélation obtenues dans différentes bandes de fréquences (7-8 GHz comparée à 12-13 GHz), montrent que cette grandeur varie peu en fonction de la fréquence.

V.3.3. Détermination du nombre minimum de mesures à réaliser

Dès lors que le critère du VER est respecté par le volume de matière utilisé lors du processus expérimental, les dimensions des échantillons de bétons à caractériser devraient être fixées, en toute rigueur, à partir du nombre minimum de mesures indépendantes à réaliser pour garantir une certaine précision de la valeur moyenne et de l'écart type de la permittivité complexe.

Malheureusement, dans le cas de notre étude, les échantillons de béton que nous avons testés, ont été dimensionnés a priori (parallélépipèdes rectangles de volume $200 \times 200 \times 60 \text{ mm}^3$). La surface de mesure disponible sur ces échantillons (compte tenu des effets de bord) permet de réaliser environ 300 mesures indépendantes. Ce nombre permet d'obtenir une précision acceptable sur la permittivité diélectrique. Il s'avère légèrement insuffisant pour obtenir une bonne estimation de la densité de probabilité, i.e. l'histogramme des valeurs. Bois et al. [Bois] ont montré que pour un échantillon de béton cubique de dimensions $20 \times 20 \times 20 \text{ cm}^3$ et en réalisant 400 mesures sur les six faces de l'échantillon, le module du coefficient l'histogramme du module de réflexion est représenté par une loi gaussienne.

Des études sont en cours au LCPC pour, en premier lieu, déterminer avec précision les valeurs de μ_f et σ_f en réalisant un très grand nombre de mesures indépendantes sur un échantillon de béton typique de grandes dimensions. A partir de la valeur du rapport σ_f / μ_f , le nombre minimum N de mesures indépendantes à réaliser en pratique pour atteindre une certaine précision (qui sera fixée) sur la valeur moyenne et l'écart type de la permittivité complexe, pourra être calculé à partir de la théorie des probabilités. Enfin, les valeurs de N et de la longueur de corrélation détermineront les dimensions des échantillons test.

VI. CONCLUSION

Deux sondes de mesure en guide d'onde rectangulaire ont été réalisées pour caractériser d'un point de vue électromagnétique, les bétons hydrauliques et bitumineux dans la bande de fréquences 4 – 13 GHz. Le programme d'analyse électromagnétique associé à chaque sonde, est basé sur la méthode de raccordement des modes aux discontinuités. Cette méthode permet un calcul précis du coefficient de réflexion par la prise en compte des modes d'ordre supérieur pouvant être excités à l'intérieur du dispositif de test (sonde + échantillon + réflecteur).

Une procédure d'optimisation numérique basée sur la méthode de Newton-Raphson permet de calculer la permittivité de l'échantillon de béton à caractériser à partir du coefficient de réflexion mesuré sur le dispositif. Une procédure d'étalonnage de type court-circuits décalés corrige les mesures brutes effectuées sur une large bande de fréquences par l'analyseur de réseaux vectoriels. La mesure de la permittivité complexe de matériaux homogènes étalons comme l'air et le téflon ont permis une première validation des sondes et du logiciel de dépouillement des mesures.

Les sondes en guide rectangulaire ont permis de démontrer expérimentalement l'augmentation très sensible de la dispersion des mesures sur des échantillons de matériau hétérogène de bétons. La dispersion observée est très largement supérieure à celle qui apparaît intrinsèquement dans les mesures réalisées sur des échantillons homogènes.

Cette augmentation de la dispersion des mesures est attribuée au phénomène de diffusion lorsque le signal haute fréquence interagit avec les hétérogénéités du béton. Pour fournir une mesure représentative des propriétés électromagnétiques des bétons dans une gamme de fréquence où ces derniers ne doivent plus être considérés comme étant des milieux homogénéisables, nous avons défini un protocole de mesures. Ce dernier permet d'estimer la valeur moyenne et à l'écart type de la

permittivité complexe des bétons dans une large gamme de fréquences s'étendant des basses fréquences jusqu'à 13 GHz.

Pour des raisons pratiques, la méthode de mesure en sonde rectangulaire ne permet pas la mesure des propriétés électromagnétique des matériaux dans la bande de fréquences des radar impulsions, i.e. 50 MHz – 1,5 GHz. Pour cela, nous allons étudier au chapitre suivant une seconde technique de mesure.

(c) Copyright adous mourad

VII. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE III

- [Ado.05] Adous M., Quéffélec P., Dérobert X., Mattéi J-L., Rozuel D., Baltazart V., Laguerre L., Chazelas J-L., "Caractérisation électromagnétique de matériaux de génie civil à l'aide d'une sonde de mesure en guide rectangulaire", *Études et Recherches des LPC*, 2006.
- [Bak.94] Bakhtiari S., Ganchev S., Qaddoumi N. and Zoughi R., "Microwave non-contact examination of disbond and thickness variation in stratified composite Media", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 3, pp. 389-395, March 1994.
- [Boi.00] Bois K. J., Benally A. D., and Zoughi R., "Microwave near-field reflection property analysis of concrete for material content determination", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* vol. 49, no. 1, pp. 49-55, February 2000.
- [Boi.99] Bois K.J., Benally A.D., and Zoughi R., " An Exact Multimode solution for the reflection properties of an open-ended rectangular waveguide radiating into a dielectric half-space: The forward and inverse problems", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.48, no., 6, pp.1131–1140, December 1999.
- [Boi.98] Bois K. J., Benally A. D., Nowak P. S. and Zoughi R., "Cure-state monitoring and water-to-cement ratio determination of fresh Portland cement based materials using near field microwave techniques," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* vol. 47, no. 3, pp. 628-637, June 1998.
- [Bau.88] Baudrand, H.; Tao, J.-W.; Atechian, J., "Study of radiating properties of open-ended rectangular waveguides", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, no. 8, pp.1071 – 1077, August 1988.
- [Cro.67] Crosswell W., F., R. C. Rudduck, And D. M. HATECHER, "The admittance of a rectangular waveguide radiating into a dielectric slab", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-15, no. 5, pp. 627-633, September 1967.
- [Deh.92] Dehour P., "Modélisation et étude expérimentale de signaux radiométriques microondes : Couplage guide d'onde-milieu dissipatif stratifié" *Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Techniques de Lille* 1992.
- [Dér.95] Dérobert X, "Méthode d'auscultation électromagnétique du béton armé et précontraint par radiométrie et imagerie active micro-onde", *Thèse de Doctorat de l'Université de Lille*, Septembre 1995.
- [Gan.92] Ganchev S. I., Bakhtiari S., Zoughi R., "A novel numerical technique for dielectric measurement of generally lossy dielectrics", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no 3, pp. 361-365, June 1992.
- [Gan.94] Ganchev S., I., "Microwave diagnosis of rubber compounds", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, No 1, Jan. 1994.
- [Gel.95] Gelin P., "Modélisation électromagnétique d'une coaxiale débouchant sur des milieux à pertes", *Rapport de contrat CEA*, 1995.

- [Hub.97] Huber C., Abiri H., Ganchev Stoyan I., and Zoughi R., "Modelling of surface hairline-crack detection in metals under coatings using an open-ended rectangular waveguide", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no 11, November 1997.
- [Lew.51] Lewin L., "*Advanced theory of waveguide*", London, Illiffe, 1951.
- [Mam.88] Mamouni A., "Radiométrie microonde en champ proche. Applications médicales (thermographie microondes)", *Thèse d'État de l'Université de Lille*, Mai 1988.
- [Mam.91] Mamouni A., Leroy Y., Bocuquet B, Van de Velde I. C., And Gelin P., "Computation of near-field radiometric signals: Definition and experimental Varification", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no 1, January. 1991.
- [Park.02] Park Mi Y., and Eom Hyo J., "Reflection coefficient of a flanged rectangular waveguide radiating into a dielectric slab", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol.35, no 5, December 2002.
- [Qué.05a] Quéffelec P., Adous M., Rozuel D., "Présentation de l'étude électromagnétique d'une sonde en guide d'onde rectangulaire et validation expérimentale", *Rapport de Contrat NCT-002, LEST* 2005.
- [Qué.99] Quéffélec P.; Le Floc'h M.; Gelin P., "Nonreciprocal cell for the broadband measurement of tensorial permeability of magnetized ferrites: direct problem" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 4, pp. 390 - 397, April 1999.
- [Rid.98] Ridaoui K., "Contribution à l'étude du couplage électronique guide d'onde milieu dissipatif. Extension à un milieu hétérogène", *Thèse de doctorat de l'université de Lille*, 1992.
- [Sil.78] da Silva E.F., & Mcphun, M.K., Calibration of an automatic network analyser using transmission lines of unknown characteristic impedance, loss and dispersion, *The Radio and Electronic Engineer*, vol.48, no. 5, pp. pp. 227-234, 1978.
- [Vil.65] Villeneuve A. T., "Admittance of waveguide radiating onto plasma environment", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. AP-13, pp. 115-121, January 1965.
- [Wex.67] Wexler A., "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 15, no. 9, pp. 508-517, September 1967.

CHAPITRE IV :
**CELLULE CONSTITUÉE D'UNE TRANSITION
ENTRE UNE LIGNE COAXIALE ET UN GUIDE
CYLINDRIQUE POUR LA CARACTÉRISATION
DES BÉTONS DANS LA BANDE DE FRÉQUENCE
50 MHz - 1,6 GHz**

Sommaire

I. INTRODUCTION.....	94
II. CHOIX DE LA MÉTHODE DE MESURE	95
II.1. MÉTHODE EN LIGNE DE TRANSMISSION COAXIALE.....	95
II.1.1. <i>Présentation de la méthode.....</i>	95
II.1.2. <i>Principe de la méthode coaxiale.....</i>	96
II.1.3. <i>Inconvénients de la méthode en ligne coaxiale.....</i>	98
II.1.3.a. Usinage de l'échantillon - Lames d'air.....	98
II.1.3.b. Adaptation d'impédance.....	100
II.2. CELLULE CONSTITUÉE D'UNE TRANSITION ENTRE UNE LIGNE COAXIALE ET UN GUIDE CYLINDRIQUE	101
II.2.1. <i>Adaptation d'impédance – Largeur de bande.....</i>	102
II.2.2. <i>Critère du VER.....</i>	103
III. ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE	105
III.1. PROBLÈME DIRECT	105
III.1.1. <i>Structure étudiée.....</i>	105
III.1.1.a Région 1 : Ligne de transmission coaxiale.....	106
III.1.1.b Région 2 : Guide cylindrique	110
III.1.2. <i>Raccordement modal à la discontinuité</i>	112
III.1.3. <i>Validation par confrontation à d'autres simulations numériques.....</i>	114
III.2. PROBLÈME INVERSE	115
IV. VALIDATION EXPÉRIMENTALE.....	118
IV.1. RÉALISATION DE LA CELLULE DE MESURE	118
IV.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX.....	117
IV.2.1. <i>Étalonnage de la cellule</i>	117
IV.2.2. <i>Mesure des matériaux étalons</i>	118
IV.2.3. <i>Mesure sur un échantillon de béton.....</i>	119
IV.2.4. <i>Incertitudes des mesures.....</i>	121
V. CONCLUSION	121
VI. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE IV	123

(c) Copyright adous mourad

Dans le cadre de notre travail, on s'intéresse à l'élaboration des techniques de mesure afin de caractériser les propriétés électromagnétiques des bétons dans une large bande de fréquence. Dans ce contexte, et au cours du chapitre précédent, nous avons mis au point deux cellules de mesure en guide d'onde rectangulaire permettant la mesure des propriétés électromagnétiques des bétons dans la gamme de fréquence 4 – 13 GHz. Cette bande de fréquence correspond à celle du fonctionnement des radar géophysiques à sauts de fréquences. En ce qui concerne les radar géophysiques impulsionnels, leur largeur de bande de fonctionnement est 50 MHz – 2 GHz. Pour couvrir cette bande de fréquence, d'autres techniques de mesure sont nécessaires car les dimensions des guides rectangulaires deviennent très importantes en basses fréquences.

Pour mesurer les propriétés électromagnétiques des bétons dans le domaine de fonctionnement des radar impulsionnels, nous avons choisi une cellule de mesure qui présente une transition de type ligne coaxial/ guide cylindrique où le matériau à caractériser remplit entièrement le guide cylindrique. Le choix de cette cellule vient de plusieurs avantages notamment son caractère large bande et le fait qu'elle nécessite moins d'usinage qu'une ligne de transmission coaxiale (échantillon torique).

L'analyse électromagnétique de la cellule de mesure retenue est basée sur une méthode d'analyse dynamique. La transition coaxiale/béton génère une infinité de modes d'ordre supérieur de part et d'autre de la discontinuité. La prise en compte de ces modes est nécessaire pour avoir une bonne précision de mesure.

Dans ce chapitre, nous allons traiter différents aspects concernant notamment la technique de mesure, l'analyse électromagnétique retenue ainsi que la réalisation pratique du dispositif de test. Les résultats de l'analyse électromagnétique (problème direct) sont validés par comparaison à des résultats de simulation numériques donnés par le logiciel de simulation par éléments finis *HFSS*. Le problème inverse développé pour déterminer la permittivité complexe à partir du coefficient de réflexion mesuré fait appel à une méthode d'optimisation numérique. La mesure de la permittivité diélectrique de matériaux étalons permet de valider nos résultats expérimentaux ainsi que la procédure d'étalonnage mise en oeuvre.

I. INTRODUCTION

Pour caractériser les propriétés électromagnétiques d'un matériau, il faut sélectionner la méthode de mesure la plus adéquate. Trois critères essentiels ont guidé notre analyse dans le choix et la définition de la méthode de mesure retenue pour déterminer les propriétés électromagnétiques des bétons dans la bande de fréquences qui s'étend de quelques MHz à environ 2 GHz :

- a. le caractère large bande de la technique afin que la bande exploitée coïncide avec la bande spectrale de fonctionnement des radar géophysiques impulsionsnels,
- b. le respect des conditions expérimentales relatives au VER, impliquant une taille minimale pour les échantillons testés,
- c. la simplification de la phase d'usinage des échantillons.

Diverses méthodes ont été utilisées pour caractériser les propriétés électromagnétiques des matériaux. Le premier chapitre de ce manuscrit a fait l'objet d'un état de l'art sur les différentes techniques existantes pour mesurer les propriétés diélectriques des bétons. Les cellules de mesure diffèrent selon la gamme de fréquence, le volume d'investigation, la précision et les contraintes d'usinage des éprouvettes. Dans le chapitre 2, l'étude comparative réalisée à l'aide du simulateur électromagnétique *HFSS* montre que la sonde en guide d'onde rectangulaire est la plus adaptée à la caractérisation des bétons dans la bande de fréquence (2 – 13 GHz). La méthode de mesure en guide rectangulaire présente l'avantage d'avoir une profondeur de pénétration très importante en satisfaisant le critère du *VER*, ceci permet notamment d'avoir une bonne sensibilité de mesure. Pour couvrir la bande de fréquence 2 – 13 GHz, trois guides de dimensions différentes sont nécessaires.

Au-dessous de 2 GHz, l'exploitation des guides d'onde rectangulaires nécessite des échantillons de grandes dimensions. Par exemple, pour les fréquences inférieures à 320 MHz, les dimensions de la section du guide nécessaires sont de l'ordre du mètre. Par ailleurs, pour couvrir le domaine de fréquence 320 MHz – 1 GHz, il faut utiliser six guides de dimensions différentes. Cela pose, alors, des problèmes de coût, de manutention des échantillons et de recouvrement des mesures.

La technique de mesure en réflexion basée sur l'utilisation d'une sonde coaxiale ouverte placée au contact du matériau à tester a également été rejetée. Elle présente l'inconvénient d'avoir une faible profondeur de pénétration ne permettant pas de respecter le critère du *VER* des bétons, nécessaire pour garantir la représentativité des mesures.

Deux cellules de mesure seraient de bonnes candidates pour mesurer les propriétés diélectriques des bétons dans la bande de fréquence envisagée (50 MHz – 1,5 GHz). La première technique est une méthode en ligne de transmission coaxiale et la deuxième méthode est une technique constituée par une transition ligne coaxiale/guide cylindrique où le matériau à caractériser remplit entièrement le guide cylindrique. Dans ce chapitre, nous allons présenter les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes afin de choisir la cellule de mesure qui répond le mieux à notre cahier des charges. La deuxième étape de notre étude sera consacrée à l'analyse électromagnétique de la cellule de mesure retenue. Nous validerons nos calculs théoriques par comparaison avec des résultats de simulation issus du logiciel commercial *HFSS*. Nous traiterons la résolution du problème inverse. Enfin, la méthode de mesure mise en œuvre (cellule, procédure d'étalonnage, programme de dépouillement des données expérimentales) sera validée en testant différents diélectriques aux propriétés bien connues.

II. CHOIX DE LA MÉTHODE DE MESURE

II.1. MÉTHODE EN LIGNE DE TRANSMISSION COAXIALE

La technique de mesure en ligne de transmission coaxiale est la cellule la plus classique pour caractériser les propriétés électromagnétiques des matériaux du génie civil dans la bande de fréquences des radar impulsions [Bai.95, Rob.96, Al-Q.97, Ott.91]. Le principe de cette méthode est basé sur la mesure des coefficients de réflexion et de transmission du matériau. Ceci permet de calculer, connaissant les dimensions de l'échantillon, simultanément la perméabilité et la permittivité du matériau. La méthode en ligne coaxiale présente les avantages, d'une part, d'avoir une analyse électromagnétique simple, et d'autre part, d'être large bande. Toutefois, la présence de l'âme centrale est l'inconvénient majeur de cette méthode et plus particulièrement dans des matériaux difficiles à usiner comme peuvent l'être les bétons.

II.1.1. Présentation de la méthode

La Fig. IV- 1 montre un schéma du dispositif de mesure en ligne de transmission coaxiale. Il est constitué essentiellement de trois parties :

- Les parties 1 et 3 correspondent à des transitions coniques qui permettent de relier la ligne coaxiale aux câbles de l'analyseur de réseaux. Le rapport des diamètres extérieur et intérieur doit être invariable le long de la transition conique pour éviter toute discontinuité et satisfaire l'adaptation d'impédance de la cellule par rapport à la source hyperfréquence (50Ω). La ligne d'accès coaxiale, pour chacune de ces deux parties, doit être suffisamment longue par rapport à la longueur d'onde de travail, afin que les modes d'ordre supérieur évanescents, qui pourraient être excités par le tronçon conique, aient complètement disparu dans le plan de la discontinuité ligne/porte échantillon pour ne pas perturber la mesure du coefficient de réflexion.
- La partie 2 du dispositif de mesure définit le porte échantillon au sein duquel on insère le matériau à caractériser.

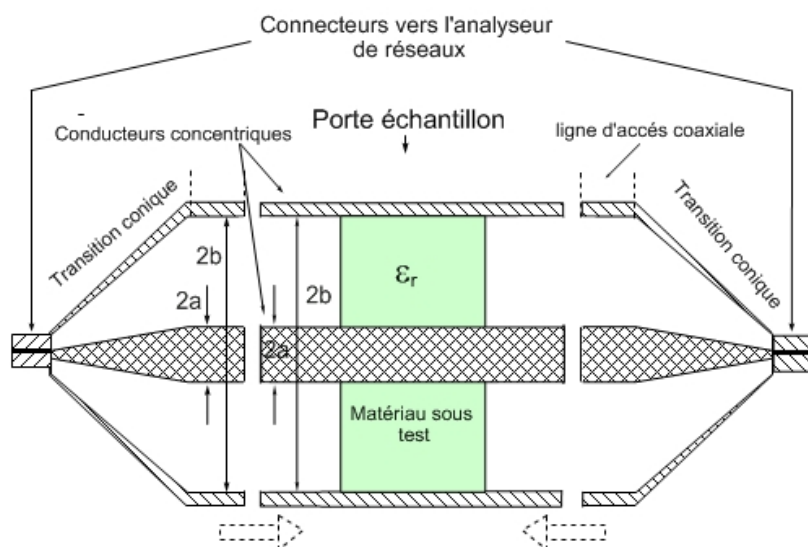


Fig. IV- 1 : Schéma d'une cellule de mesure en ligne de transmission coaxiale.

Le mode de propagation à l'intérieur d'une cellule coaxiale est exclusivement le mode T.E.M jusqu'à l'apparition des modes d'ordre supérieur dont les fréquences de coupure dépendent des dimensions géométriques (a , b) et des propriétés électromagnétiques du milieu traversé (ϵ_r, μ_r). Dans ces conditions, on peut utiliser la méthode de Nicolson-Ross-Weir [Nic.70, Wei.74] qui s'appuie sur un mode de propagation uniquement de type T.E.M (§ chapitre 1). Il convient alors de vérifier la gamme de fréquence dans laquelle cette hypothèse est vérifiée.

La fréquence de coupure, f_c , du premier mode d'ordre supérieur, TE_{11} , est donnée par la relation :

$$f_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\pi(a+b)} \quad \text{Eq. IV. 1}$$

où c est la célérité du vide ($c=3.10^8 \text{ m.s}^{-1}$).

Au chapitre 2, nous avons conclu que la dimension caractéristique du VER pour les bétons est de 6 cm (cas d'un béton de granulats de taille maximale de 20 mm). Ceci implique que la section transversale (section vide) de taille $2b-2a$ est égale à 60 mm. La condition d'adaptation d'impédance (50Ω à vide) implique un rapport b/a égale à 3,2. On trouve alors :

$a=24,10 \text{ mm}$,
 $b=55,38 \text{ mm}$.

Dans ce cas, la fréquence de coupure de la cellule de mesure est égale à 1,19 GHz.

II.1.2. Principe de la méthode coaxiale

La présence d'un matériau à l'intérieur du porte échantillon de la cellule en ligne coaxiale fait apparaître trois régions (cf. Fig. IV- 1). La mesure des coefficients de réflexion et de transmission à l'aide de l'analyseur de réseaux se fait dans les plans de référence, à l'exemple de la Fig. IV- 2. Le schéma de principe de la cellule de mesure peut être assimilé à une ligne de transmission chargée par l'échantillon à tester. Les trois régions qu'elle comporte sont :

région 1 : ligne coaxiale vide d'impédance Z_0 et de longueur L_1
 région 2 : ligne coaxiale chargée par l'échantillon d'impédance Z et de longueur d ,
 région 3 : ligne coaxiale vide d'impédance Z_0 , et de longueur L_2 .

Les régions 1 et 3 communément appelées régions vides sont, en général, remplies d'un diélectrique sans pertes (Téflon, Mousse...) dont l'objectif est de maintenir l'âme centrale de la ligne coaxiale dans l'axe de la cellule ou pour contenir le matériau s'il s'agit d'un liquide.

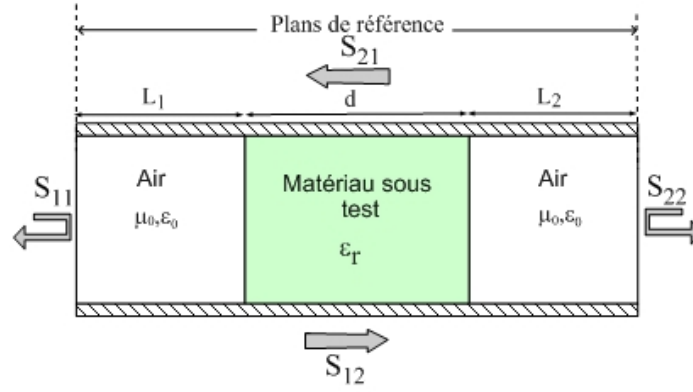


Fig. IV- 2 : Cellule de mesure chargée par le matériau à caractériser. L : longueur de la cellule. L_1 (resp. L_2) est la distance entre les faces avant, arrière de l'échantillon et les plans de référence.

La configuration de type quadripôle permet [Bak.92], en tenant compte de la propagation dans les régions vides, la détermination simultanée des paramètres de réflexion S_{11} et de transmission S_{21} qui sont directement liés aux impédances du milieu à tester et aux constantes de propagation. Les paramètres de dispersion (ou paramètres S) sont dans ce cas donnés par les expressions suivantes [Bak.92] :

$$S_{11} = \tau_1^2 \left[\frac{\rho(1-\tau^2)}{1-\tau^2 z^2} \right] \text{ et } S_{11} = \tau_2^2 \left[\frac{\rho(1-\tau^2)}{1-\tau^2 z^2} \right] \quad \text{Eq. IV. 2}$$

$$S_{21} = S_{12} = \tau_1 \tau_2 \left[\frac{\tau(1-\rho^2)}{1-\tau^2 \rho^2} \right] \quad \text{Eq. IV. 3}$$

avec :

$$\tau_1 = e^{-\gamma_0 L_1} \text{ et } \tau_2 = e^{-\gamma_0 L_2} \quad \text{Eq. IV. 4}$$

où $\gamma_0 = j2\pi f / c$ est la constante de propagation dans la région vide où f est la fréquence de travail, ρ le coefficient de réflexion de la discontinuité air-matériau et τ le coefficient de transmission dans le milieu à caractériser (cf. Chapitre 1).

En séparant les coefficients de transmission τ et de réflexion ρ , dans les équations précédentes, on obtient deux équation du seconde degré :

$$\begin{aligned} S_{11} \rho^2 + (S_{21}^2 - S_{11}^2 - 1) \rho + S_{11} &= 0 \\ S_{21} \tau^2 + (S_{21}^2 - S_{11}^2 - 1) \tau + S_{21} &= 0 \end{aligned} \quad \text{Eq. IV. 5}$$

La résolution de ce système d'équation permet de déterminer les coefficients ρ et τ à partir des paramètres S mesurés. Cela conduit à l'expression analytique suivante de la permittivité relative du matériau sous test :

$$\epsilon_r = \frac{1-\rho}{1+\rho} \frac{j \ln(1/\tau) c}{2\pi d f} \quad \text{Eq. IV. 6}$$

La résolution de cette équation ne nécessite aucune procédure d'optimisation numérique. Ceci permet un dépouillement rapide des mesures de la permittivité : c'est l'un des avantages de la méthode en ligne coaxiale. Toutefois, dans le cas où l'épaisseur de l'échantillon est proportionnelle à la demi-longueur d'onde, des problèmes d'instabilité surgissent dans la résolution de cette équation : il s'agit des phénomènes de résonance de dimension (cf. Chapitre 1). Le module du coefficient devient faible et entraîne d'importantes erreurs lors du calcul de la permittivité.

II.1.3. Inconvénients de la méthode en ligne coaxiale

Bien que la méthode de mesure en ligne de transmission coaxiale présente plusieurs avantages (analyse électromagnétique simple, large bande, etc.), la présence de l'âme centrale est la source de plusieurs problèmes rendant difficile l'exploitation de cette technique pour les mesures des bétons.

II.1.3.a. Usinage de l'échantillon - Lames d'air

L'hypothèse avancée pour la technique de mesure en ligne coaxiale (propagation d'un unique mode TEM dans toutes les régions de la ligne) impose le remplissage total de la section transverse de la ligne par l'échantillon. Cela entraîne des contraintes d'usinage de l'échantillon torique très fortes car la présence d'une lame d'air entre ce dernier et les parois conductrices de la ligne doit être évitée.

Pour les bétons, cette condition est très difficile à respecter et requiert une procédure d'usinage complexe et onéreuse. Il s'agit dans un premier temps de réaliser le trou central du disque de béton à l'aide d'un carottier. Le contour extérieur du disque est ensuite rectifié pour respecter les côtes internes de la ligne coaxiale.

Même si les tolérances mécaniques respectées à l'issue de cette procédure d'usinage sont faibles, l'insertion manuelle de l'échantillon de béton à l'intérieur de la ligne implique inéluctablement la présence d'une lame d'air. Cette dernière va influencer la précision des résultats de mesure.

Pour illustrer ce problème, nous avons étudié l'effet de ces erreurs de dimensions sur la détermination de la permittivité diélectrique ϵ_r . Pour simplifier notre étude, nous ne nous intéresserons qu'à l'aspect statique du problème. Nous supposons en particulier que ces lames d'air n'engendrent pas l'apparition de modes d'ordre supérieur qui rendraient la méthode complètement imprécise.

Les grandeurs caractéristiques du problème étudié sont représentées sur la Fig. IV- 3:

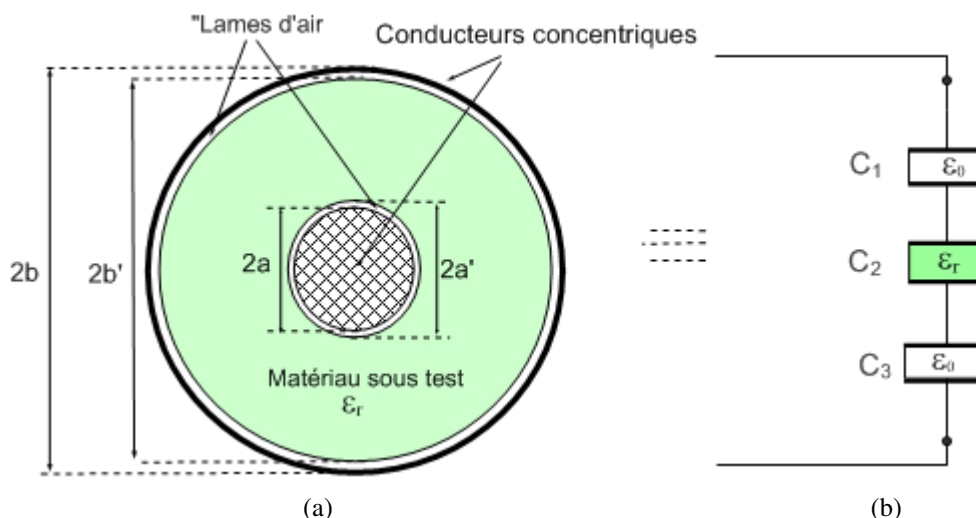


Fig. IV- 3 : (a) Représentation géométrique de la présence de lames d'air dans la ligne coaxiale (b) Schéma électrique équivalent de la présence de lames d'air entre les conducteurs de la ligne coaxiale.

La capacité linéique d'un tronçon de ligne coaxiale remplie de diélectrique de permittivité relative ϵ_r , et de rayons extérieur et intérieur R_1 et R_2 s'écrit :

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0 \epsilon_r}{\ln(R_1/R_2)} \quad \text{Eq. IV. 7}$$

La présence des lames d'air dans la ligne coaxiale impose de définir trois régions : gap d'air - matériau - gap d'air, ce qui définit, d'un point de vue schéma électrique, trois capacités C_1 , C_2 et C_3 montées en séries, à l'exemple de la Fig. IV- 3. La capacité effective de l'ensemble matériau plus lames d'air s'écrit [Cha.66] :

$$\frac{1}{C_{eff}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \quad \text{Eq. IV. 8}$$

avec :

$$C_1 = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(a/a')}, \quad C_2 = \frac{2\pi\epsilon_0 \epsilon_r}{\ln(b'/a')} \quad \text{et} \quad C_3 = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln(b/b')} \quad \text{Eq. IV. 9}$$

et

$$C_{eff} = \frac{2\pi\epsilon_0 \epsilon_{eff}}{\ln(b/a)} \quad \text{Eq. IV. 10}$$

La relation entre la permittivité diélectrique relative mesurée et la permittivité réelle est donnée par :

$$\epsilon_{mes} = \ln(b/a) \left[\ln(a/a') + \frac{\ln(b'/a')}{\epsilon_r} + \ln(b/b') \right]^{-1} \quad \text{Eq. IV. 11}$$

La Fig. IV- 4 montre l'évolution de la permittivité mesurée en fonction de la permittivité diélectrique réelle de l'échantillon pour plusieurs valeurs de lame d'air et pour une gamme de permittivités réelles comprises entre 1 et 20. Dans ces simulations et pour réduire le nombre de paramètres, nous avons supposé que la lame d'air entre le matériau et le conducteur extérieur est nulle. On constate d'après les courbes de cette figure que l'erreur augmente très rapidement avec l'épaisseur de lame d'air et la valeur de la permittivité du matériau. Cela a pour effet d'abaisser la valeur de la permittivité mesurée. Pour des dimensions d'échantillon de béton correspondant au VER calculé, une précision de carottage de 1 mm peut être atteinte sans trop de difficultés techniques. La présence d'une lame d'air d'épaisseur 1 mm engendre une erreur de 37 % sur la valeur mesurée d'un matériau caractérisé par une constante diélectrique de 9, proche de celle attendue pour les bétons.

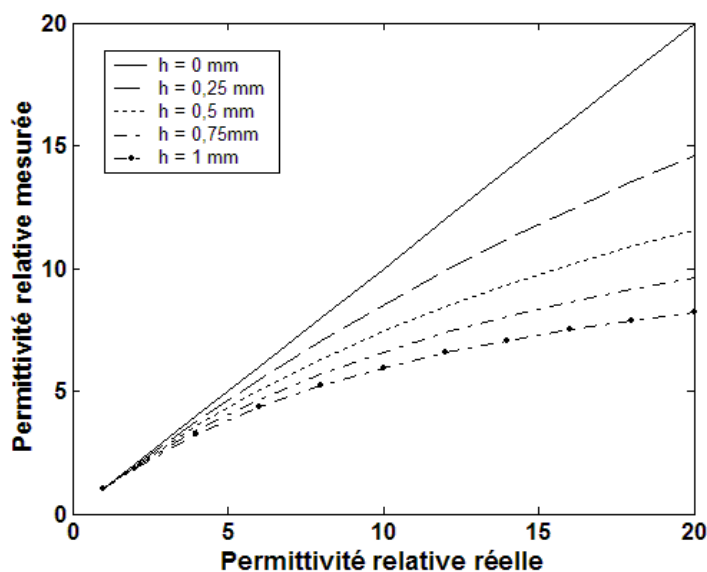


Fig. IV- 4 : Écart entre la valeur mesurée et la valeur réelle (théorique) de la permittivité d'échantillon torique pour différentes épaisseurs de lame d'air. h est l'épaisseur de lame d'air.

La correction de la valeur mesurée de la permittivité à l'aide d'un schéma électrique équivalent constitué de capacités linéiques en série peut être envisagée, mais une autre difficulté, en relation avec la présence de lame d'air dans la cellule, est liée à l'estimation de leur épaisseur. En effet, en pratique cette épaisseur n'est pas constante le long de l'échantillon, ce qui rend hasardeuse toute correction de la permittivité mesurée. Pour contourner ces difficultés, une solution technique consiste à couler directement le béton dans la cellule. Mais, cela implique la réalisation d'une cellule dont la partie centrale doit être désolidarisée des deux lignes d'accès et remplacée à chaque mesure d'échantillon. C'est une procédure lourde qui ne règle pas les problèmes de la présence de lame d'air lié au retrait des échantillons de bétons lors de leur phase d'hydratation.

Dans cette étude, nous avons supposé que les modes d'ordre supérieur excités par les discontinuités dues aux lames d'air sont nuls. Dans le cas où ces modes sont pris en compte, les erreurs de mesure liées à la présence de lame d'air entre l'échantillon et les conducteurs de la ligne seront plus importantes au fur et à mesure que la fréquence augmente.

II.1.3.b. Adaptation d'impédance

Les diamètres des conducteurs extérieur et intérieur de la ligne coaxiale doivent être calculés pour avoir une impédance caractéristique égale à 50Ω en absence de l'échantillon à caractériser. Cela permet d'avoir une adaptation d'impédance entre les câbles de l'analyseur de réseaux et la cellule de mesure. Dans le cas de notre étude, le dimensionnement de la cellule est définie par le critère du VER et les dimensions des carottiers disponibles dans le commerce. Cela pose différents problèmes pour satisfaire la condition d'adaptation d'impédance.

Le Tableau IV- 1 donne les diamètres extérieurs des carottiers, $2b$, qui nous ont été proposés pour l'usinage des bétons. Le diamètre intérieur, $2a$, est déterminé en satisfaisant le critère du VER ($2b-2a=60$ mm). Cela permet de calculer l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale.

Diamètre extérieur 2b (mm)	120	130	150	200	220	300	350	400
Diamètre intérieur 2a (mm)	60	70	90	140	160	240	290	340
Rapport des diamètres	2	1,86	1,67	1,43	1,37	1,25	1,21	1,17
Impédance caractéristique	41,6	37,14	30,65	21,40	19,11	13,39	11,28	9,75

Tableau IV- 1 : Calcul de l'impédance caractéristique de la cellule en fonction de différents diamètres de carottiers usuellement utilisés.

Les résultats du Tableau IV- 1 montrent que, pour les différents diamètres des carottiers proposés, l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale calculée ne respecte pas la condition d'adaptation

En résumé, l'utilisation de la cellule de mesure en ligne coaxiale présente plusieurs inconvénients :

- la difficulté de l'usinage des échantillons de béton liée à la dureté de ce dernier,
- la présence de lames d'air entre le matériau et les conducteurs de la ligne coaxiale influence la précision de la mesure de la permittivité de ce dernier,
- la difficulté à satisfaire la condition d'adaptation.

Ces inconvénients nous ont motivé à choisir une autre méthode de mesure.

II.2. CELLULE CONSTITUÉE D'UNE TRANSITION ENTRE UNE LIGNE COAXIALE ET UN GUIDE CYLINDRIQUE

L'utilisation d'une transition entre une ligne de transmission et un guide d'onde peut-être envisagée pour simplifier la procédure d'usinage des échantillons de béton, tout en conservant la bande passante qui caractérise la technologie coaxiale. L'idée consiste à placer un échantillon de béton à l'intérieur d'un guide d'onde en contact direct avec une ligne de transmission à air (cf. Fig. IV- 5). L'usinage délicat de la zone centrale de l'échantillon est ainsi évité, seul son contour extérieur doit être usiné pour s'adapter à la géométrie de la section du guide. Pour conserver la procédure d'usinage des bétons à l'aide d'un carottier, nous avons retenu la géométrie cylindrique pour la transition ligne/guide.

Puisque les matériaux à caractériser sont amagnétique, seul le coefficient de réflexion est nécessaire au calcul de la permittivité complexe. Une mesure en réflexion/transmission n'est pas nécessaire (cf. Fig. IV- 5a). La cellule de mesure qui répond à notre cahier des charges peut donc être constituée d'une transition entre une ligne coaxiale à air et d'un guide cylindrique court-circuité (cf. Fig. IV- 5b).

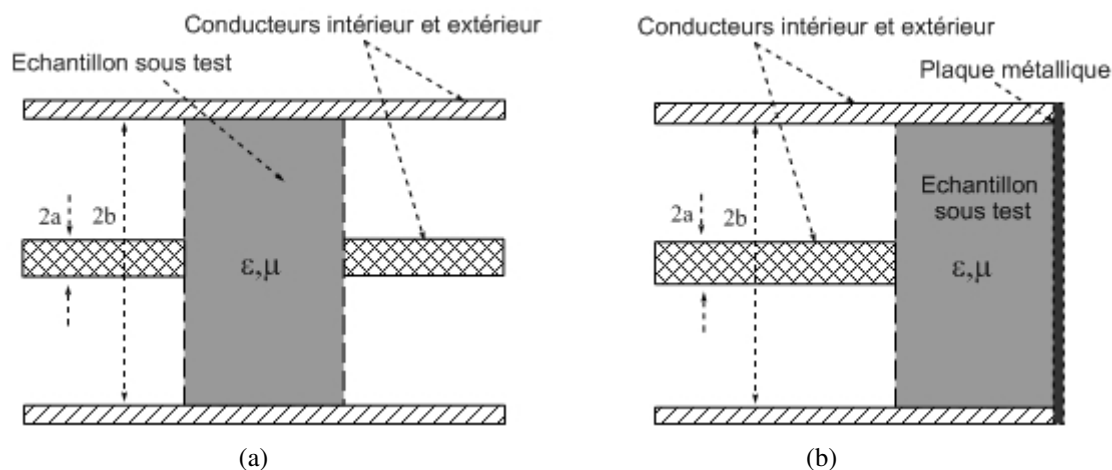


Fig. IV- 5 : Cellule en transition coaxiale/cylindrique (a) méthode en réflexion/transmission (b) méthode en réflexion.

La bande passante de cette cellule est fixée comme dans le cas de la cellule en ligne coaxiale, par la fréquence d'apparition du premier mode d'ordre supérieur qui dépend directement des dimensions de la ligne coaxiale.

II.2.1. Adaptation d'impédance – Largeur de bande

Afin d'adapter la cellule de mesure par rapport aux câbles de connections de l'analyseur de réseaux, l'impédance caractéristique de la ligne coaxiale doit être égale à 50Ω . En d'autres termes, il faut déterminer les diamètres extérieur et intérieur de la ligne coaxiale pour satisfaire cette condition. Comme on a pu le montrer précédemment, le choix de ces diamètres est dicté, d'une part, par les diamètres des carottiers standards et d'autre part, par le critère du VER ; un échantillon de diamètre minimum doit être mis en interaction avec le signal d'excitation afin que la mesure du coefficient de réflexion réalisée soit représentative des propriétés électromagnétiques du béton. Les diamètres de la ligne coaxiale doivent être définis en conséquence.

Dans le cas de la cellule de mesure en transition coaxiale/cylindrique, le critère du VER fixe uniquement le diamètre extérieur de la ligne coaxiale ; il correspond au diamètre de l'échantillon à caractériser. Cela laisse un degré de liberté pour déterminer le diamètre du conducteur intérieur afin de satisfaire l'accord à 50Ω . Donc, sur les différents carottiers qui existent dans le commerce, il est possible de construire une cellule dont la région coaxiale pourra être adaptée par rapport à la source hyperfréquence.

L'autre avantage de la cellule de mesure en transition coaxiale/cylindrique est le gain en bande passante. La présence du matériau à l'extérieur de la région coaxiale permet d'avoir des dimensions inférieures à celles correspondant au cas d'une ligne coaxiale. Cela permet de repousser la fréquence de coupure du premier mode d'ordre supérieur, et donc d'étendre la bande d'exploitation de la cellule vers les hautes fréquences.

Un VER égal à 60 mm impose un diamètre de 60 mm pour la cellule en transition ligne/guide et de 106 mm pour la cellule en ligne coaxiale. La bande passante de la cellule ligne/guide s'étend alors jusqu'à 2,2 GHz au lieu de 1,19 GHz pour la ligne coaxiale.

II.2.2. Critère du VER

Le principe de caractérisation de la cellule de mesure constituée d'une transition entre une ligne de transmission et un guide d'onde, est basé sur l'excitation de modes évanescents à l'intérieur du matériau à caractériser. Dans ce cas, il faut s'assurer que l'énergie électromagnétique rayonnée par l'ouverture de la ligne coaxiale pénètre suffisamment dans le matériau. La profondeur d'investigation doit satisfaire le critère du VER, et doit donc être supérieure à 60 mm.

Pour quantifier la profondeur de pénétration de la cellule coaxiale-cylindrique, nous avons réalisé des simulations électromagnétiques à l'aide du logiciel HFSS. Les Fig. IV- 6-7 montrent les résultats de simulation que nous avons obtenus pour un matériau homogène d'épaisseur égale à 60 mm, de diamètre égale à 70 mm et de permittivité relative égale à 9 (valeur possible pour un béton). Les cartes des champs électrique et magnétique données par ces figures montrent que l'énergie électromagnétique se propage dans tout le volume de l'échantillon.

La Fig. IV- 8 donne la variation de l'admittance normalisée d'un matériau de béton saturé en fonction de l'épaisseur de ce dernier pour une fréquence de 1 GHz. Le calcul de l'admittance a été obtenu à l'aide d'un programme réalisé en Fortran et basé sur une analyse modale. Il sera présenté dans la suite de ce chapitre. Le matériau simulé est de permittivité relative égale à $\epsilon_r=10-3j$ et de diamètre égal à 75 mm. On constate sur cette figure que l'admittance varie fortement en fonction de l'épaisseur jusqu'à environ 100 mm. Cette valeur est largement supérieure à la dimension caractéristique définissant le VER.

En résumé, la condition du VER est donc respectée même pour un matériau présentant de fortes pertes, ce qui permet de valider les dimensions de la cellule de mesure et celles des échantillons à usiner.

La cellule de mesure retenue répond aux contraintes fixées par notre cahier des charges : sa bande passante correspond à la bande spectrale des radar géophysiques impulsions et la procédure d'usinage des échantillons de bétons est simplifiée par rapport à la méthode conventionnelle basée sur l'utilisation d'une ligne coaxiale. Cependant, si la procédure de préparation des échantillons est plus simple, à l'inverse l'analyse électromagnétique se complique car le mode de propagation à l'intérieur du guide d'onde contenant l'échantillon n'est pas de type TEM. La théorie des lignes, permettant l'établissement de relations analytiques entre la permittivité du matériau testé et le coefficient de réflexion mesuré, est alors inadaptée. Une analyse électromagnétique dynamique s'impose pour décrire de façon rigoureuse le comportement de la discontinuité étudiée et garantir la précision de la permittivité calculée. En particulier, le problème direct doit prendre en compte les modes d'ordre supérieur pouvant être excités par le mode TEM incident de la ligne coaxiale, de part et d'autre de la transition ligne/guide.

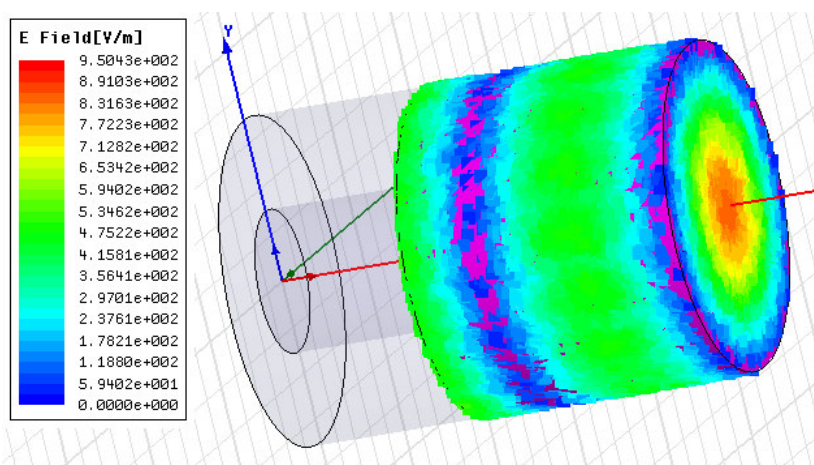


Fig. IV- 6 : Carte du champ électrique rayonné par l'ouverture coaxiale issue du logiciel HFSS. Le matériau simulé présente une épaisseur de 60 mm, un diamètre de 70 mm et une permittivité relative de 9.

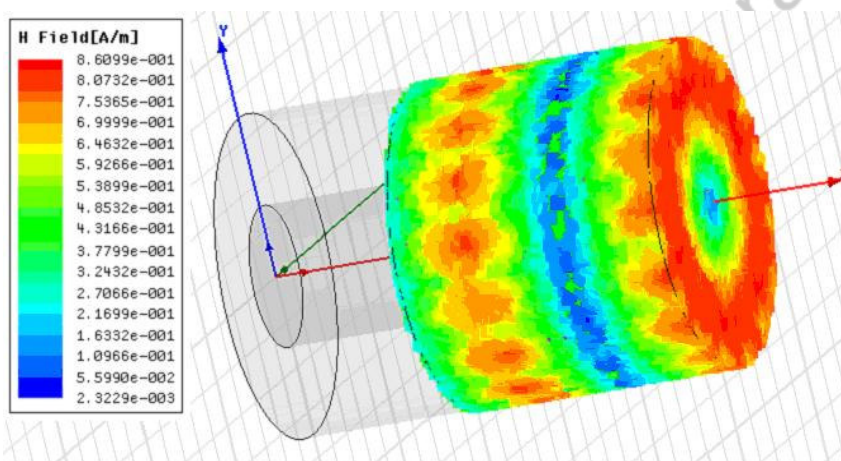


Fig. IV- 7 : Carte du champ magnétique rayonné par l'ouverture coaxiale issue du logiciel HFSS. Le matériau simulé présente une épaisseur de 60 mm, un diamètre de 70 mm et une permittivité relative de 9.

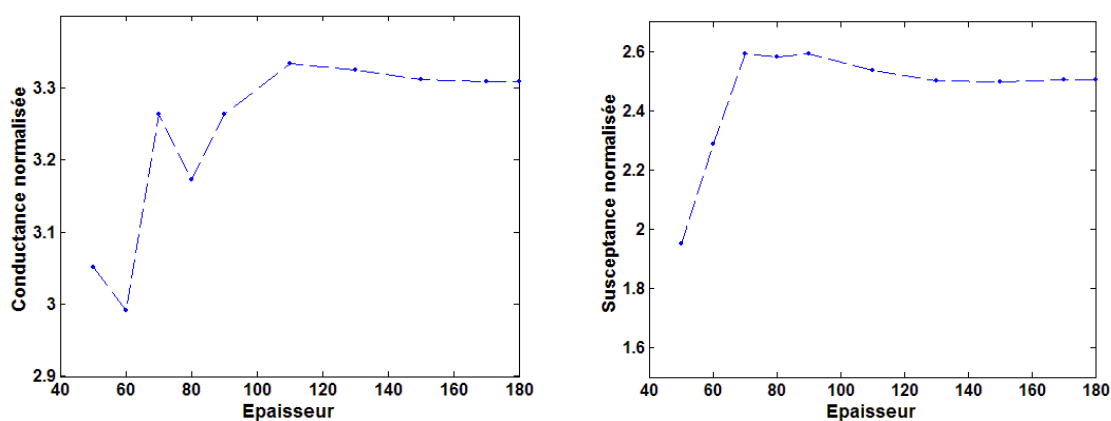


Fig. IV- 8 : Variation de la conductance et de la susceptance normalisées d'un échantillon de béton saturé de permittivité relative égale à $10 - 3j$ et présentant un diamètre de 75 mm.

III. ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE

Dans cette partie, nous allons développer l'analyse électromagnétique de la cellule de mesure constituée d'une transition coaxiale/cylindrique. Cette analyse consiste à déterminer l'expression reliant le coefficient de réflexion de la structure étudiée aux caractéristiques électromagnétiques de l'échantillon à caractériser.

La résolution du problème inverse, nécessaire à la détermination de la permittivité complexe du matériau à partir du coefficient de réflexion mesuré, fait appel à une méthode d'optimisation numérique.

III.1. PROBLÈME DIRECT

L'analyse électromagnétique rigoureuse d'une discontinuité ligne coaxiale/guide d'onde consiste à décrire la situation électromagnétique de chaque côté de celle-ci à partir des modes discrets qu'ils soient incidents, transmis ou réfléchis par la discontinuité.

La ligne coaxiale est excitée par son mode fondamental TEM. Ce dernier, propagé le long de la ligne, entre en interaction avec la discontinuité ligne/matériau à caractériser. De ce fait, une partie de l'énergie véhiculée par ce mode est réfléchi par l'intermédiaire du mode fondamental TEM, l'autre partie est localisée de part et d'autre de la discontinuité et associée à l'excitation de modes d'ordre supérieur évanescents.

Pour déterminer le coefficient de réflexion du mode TEM caractérisant la jonction ligne/guide, nous avons retenu la méthode modale développée dans le chapitre précédent. Cette méthode permet de prendre en compte le maximum de phénomènes mis en jeu par la discontinuité notamment l'excitation de modes d'ordre supérieur. La technique de raccordement modale nécessite :

- la connaissance de la distribution spatiale du champ associé aux différents modes dans les deux régions de l'espace (ligne coaxiale et guide cylindrique),
- le raccordement des champs électromagnétiques dans le plan de la discontinuité guide coaxial/béton,
- la résolution de ces équations en utilisant les propriétés d'orthogonalité des modes dans les deux régions de la structure étudiée.

III.1.1. Structure étudiée

La structure de propagation étudiée est constituée de deux régions (cf. Fig. IV- 9) :

Région 1 : une ligne de transmission coaxiale composée de deux conducteurs concentriques de rayons extérieur et intérieur b et a (cf. Fig. IV- 9). La ligne de transmission est remplie d'un milieu diélectrique sans pertes de permittivité diélectrique $\epsilon_1 = \epsilon_0 \epsilon_{r1}$ où ϵ_0 est permittivité de l'air et ϵ_{r1} la permittivité relative du matériau.

Région 2 : un guide d'onde cylindrique de rayon b rempli d'un milieu diélectrique de permittivité complexe $\epsilon_2 = \epsilon_0 \epsilon_{r2} = \epsilon_0 (\epsilon'_{r2} - j\epsilon''_{r2})$ et d'épaisseur d (cf. Fig. IV- 9).

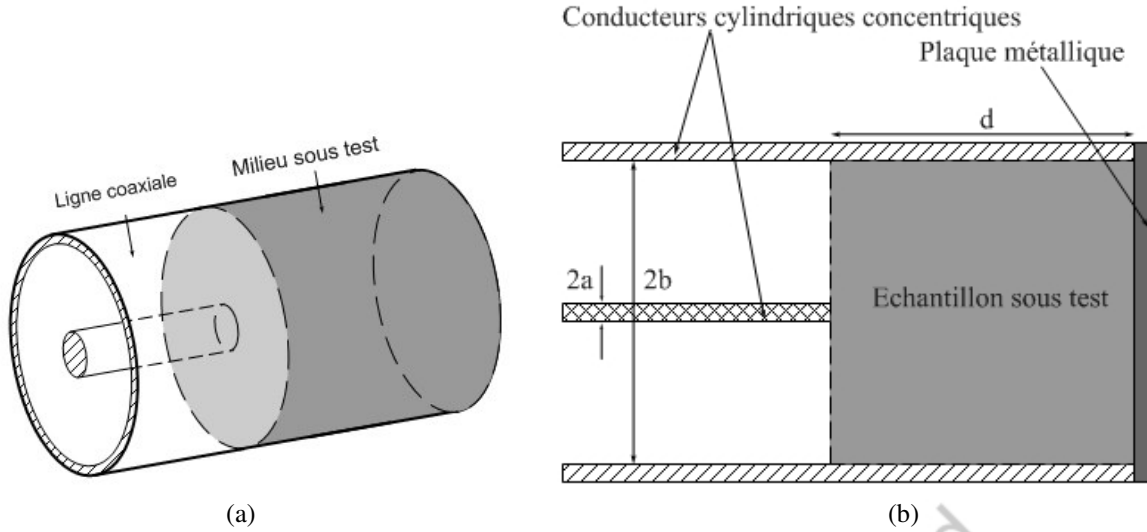


Fig. IV- 9 : Structure en transition coaxiale/cylindrique (a) vue de côté (b) vue longitudinale.

Nous allons déterminer dans la suite, la distribution spatiale des différentes modes qui peuvent être excités dans chaque région de la structure de propagation.

III.1.1.a Région 1 : Ligne de transmission coaxiale

Le mode fondamental TEM est caractérisé par une constante de propagation identique à celle d'une onde plane se propageant dans un milieu infini équivalent au milieu qui occupe l'espace entre les deux conducteurs :

$$\gamma = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_{r1}} \quad \text{Eq. IV. 12}$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide ($c = 3 \cdot 10^8 \text{ m}$)

Les composantes radiale et azimutale du champ électromagnétique associé s'expriment par les expressions :

$$E_\rho = A_0 \frac{1}{\rho} \text{ et } H_\phi = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\mu_0}} E_\rho \quad \text{Eq. IV. 13}$$

La condition de normalisation de la puissance des modes donne le coefficient A_0 [Mar.51] :

$$A_0 = \sqrt{1/(\pi \eta_1 \log(b/a))} \text{ où } \eta_1 = \sqrt{\frac{\epsilon_1}{\mu_0}} \quad \text{Eq. IV. 14}$$

Les autres modes qui pourraient être excités sur la discontinuité ligne/guide du côté de la ligne coaxiale sont de type Transverse Electric (TE) et Transverse Magnétique (TM). Ils sont calculés par résolution des équations de Maxwell. En découplant ces équations, on obtient l'équation de Helmholtz (équation de propagation) qui, projetée dans la direction de propagation (axe Oz), s'écrit dans le système de coordonnées cylindriques (cf. Fig. IV- 2) :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + k_c^2 \right) \begin{pmatrix} E_z \\ H_z \end{pmatrix} = 0 \quad \text{Eq. IV- 1}$$

avec :

$$k_c^2 = \gamma^2 + \omega^2 \epsilon_1 \mu_0 \quad \text{Eq. IV. 15}$$

où γ est la constante de propagation suivant la direction oz (axe de propagation), μ_0 est la perméabilité de l'air alors que $\omega = 2\pi f$ où f est la fréquence de l'onde électromagnétique. Les différentes valeurs de γ , solutions de l'équation de propagation, constituent les inconnues du problème (valeurs propres du problème mathématique à résoudre).

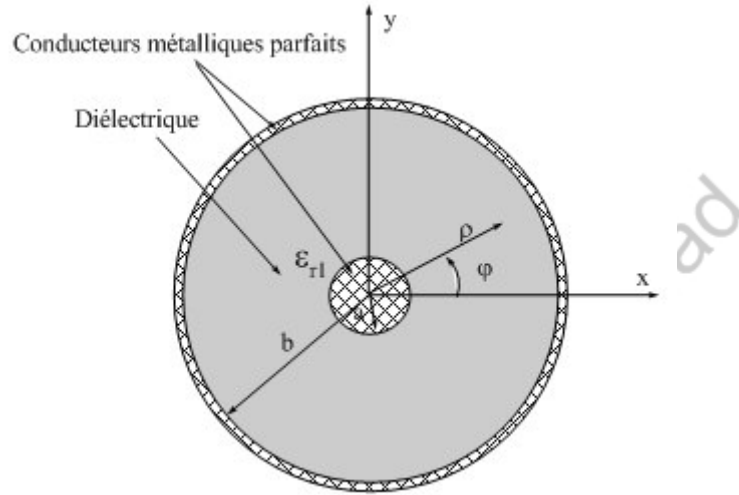


Fig. IV- 10 : Géométrie d'une ligne de transmission coaxiale de rayon b et remplie d'un milieu de permittivité diélectrique $\epsilon_1 = \epsilon_0 \epsilon_{r1}$.

Les solutions mathématiques E_z et H_z de l'équation de propagation s'écrivent sous la forme d'une combinaison linéaire de fonctions de base :

$$E_z = A(CJ_m(k_c^{TM} \rho) + Y_m(k_c^{TM} \rho)) \cos(m\phi) e^{-\gamma z} \quad (\text{pour les modes TM}) \quad \text{Eq. IV. 16}$$

$$H_z = B_{mn} (DJ_m(k_c^{TE} \rho) + Y_m(k_c^{TE} \rho)) \cos(m\phi) e^{-\gamma z} \quad (\text{pour les modes TE}) \quad \text{Eq. IV. 17}$$

J_m (resp. Y_m) est la fonction de Bessel de première (resp. deuxième) espèce d'ordre m et A , B , C et D sont des constantes d'intégration qui constituent les composantes des vecteurs propres de notre problème mathématique.

Dans un premier temps, l'application des conditions aux limites imposées par les parois métalliques de la ligne coaxiale permet d'établir la relation de dispersion (ω - γ), i.e. de calculer des valeurs propres du problème. Ces conditions aux limites s'écrivent :

pour les modes TM $E_z(\rho=a,b)=0$, d'où :

$$\begin{cases} CJ_m(k_c^{TE} a) + Y_m(k_c^{TE} a) = 0 \\ CJ_m(k_c^{TE} b) + Y_m(k_c^{TE} b) = 0 \end{cases} \quad \text{Eq. IV. 18}$$

pour les modes TE $\frac{\partial H}{\partial \rho}(\rho = a, b) = 0$, d'où :

$$\begin{cases} DJ'_m(k_c^{TM} a) + Y'_m(k_c^{TM} a) = 0 \\ DJ'_m(k_c^{TM} b) + Y'_m(k_c^{TM} b) = 0 \end{cases} \quad \text{Eq. IV. 19}$$

Le système d'équations Eq.IV.17 (resp. Eq. IV. 18) admet une solution si le déterminant de ce dernier est nul. On obtient alors :

$$J_m(k_{c_{nm}}^{TM} b)Y'_m(k_{c_{nm}}^{TM} a) + Y_m(k_{c_{nm}}^{TM} b)J'_m(k_{c_{nm}}^{TM} a) = 0 \quad \text{Eq. IV. 20}$$

et

$$J'_m(k_{c_{nm}}^{TE} b)Y'_m(k_{c_{nm}}^{TE} a) + Y'_m(k_{c_{nm}}^{TE} b)J'_m(k_{c_{nm}}^{TE} a) = 0 \quad \text{Eq. IV. 21}$$

Ces deux équations définissent des équations dites "équations transcendentes" dont les solutions sont les inconnues $k_{c_{nm}}^{TM(TE)}$. Elles admettent une infinité de solutions et leur résolution se fait à l'aide de procédures de calcul numérique. Cela montre que dans un guide coaxial, une infinité de modes peuvent se propager. Les différents modes sont désignés par le couple d'indice (m,n) où l'indice n représente la nième racine de l'équation transcendante et l'indice m définit l'ordre de la fonction de Bessel.

La détermination des valeurs propres $k_{c_{nm}}^{TM(TE)}$ permet, à partir de la relation IV.15, le calcul de la constante de propagation $\gamma_{mn}^{TM(TE)}$ des différents modes TM_{mn} et TE_{mn} .

Le système d'équation IV. 17 (resp. Eq. IV.18) donne directement la constante C (resp. D) comme suit :

$$C = -\frac{Y_m(k_{c_{nm}}^{TE} a)}{J_m(k_{c_{nm}}^{TE} a)} = -\frac{Y_m(k_{c_{nm}}^{TE} b)}{J_m(k_{c_{nm}}^{TE} b)} \quad \text{Eq. IV. 22}$$

et

$$D = -\frac{Y'_m(k_{c_{nm}}^{TM} a)}{J'_m(k_{c_{nm}}^{TM} a)} = -\frac{Y'_m(k_{c_{nm}}^{TM} b)}{J'_m(k_{c_{nm}}^{TM} b)} \quad \text{Eq. IV. 23}$$

Il reste maintenant à déterminer les composantes des champs électromagnétiques associés aux différents modes. Cette étape requiert le calcul des constantes d'intégration A_{mn} et B_{mn} (vecteurs propres associés aux différentes valeurs propres).

On remplace C et D par leurs expressions respectives dans les expressions de E_z et H_z . Les composantes longitudinales deviennent :

$$E_z = A_{mn} \left(-\frac{Y_m(k_{c_{nm}}^{TE} a)}{J_m(k_{c_{nm}}^{TE} a)} J_m(k_{c_{nm}}^{TE} \rho) + Y_m(k_{c_{nm}}^{TE} \rho) \right) \cos(m\varphi) \quad \text{Eq. IV. 24}$$

$$H_z = B_{mn} \left(-\frac{Y'_m(k_{c_{mn}}^{TM} a)}{J'_m(k_{c_{mn}}^{TM} a)} J_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) + Y_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) \right) \cos(m\varphi) \quad \text{Eq. IV. 25}$$

A partir des relations entre composantes longitudinales et composantes transversales issues des équations de Maxwell (cf. Annexe II), on peut calculer les composantes transversales des champs.

On trouve :

Pour les modes TM

$$\begin{aligned} E_\rho &= -\frac{1}{k_{c_{mn}}} \gamma_{mn} A_{mn} Z'_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) \cos(m\varphi) e^{-\gamma_{mn} z} & H_\rho &= \frac{-m}{(k_{c_{mn}}^{TM})^2} j \frac{\omega \mathcal{E}}{\rho} A_{mn}^e Z_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) \sin(m\varphi) e^{-\gamma_{mn} z} \\ E_\varphi &= \frac{m}{(k_{c_{mn}}^{TM})^2} \frac{\gamma_{mn}}{\rho} A_{mn} Z_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) \sin(m\varphi) e^{-\gamma_{mn} z} & H_\varphi &= -\frac{1}{k_{c_{mn}}^{TM}} j \omega \mathcal{E} A_{mn}^e Z'_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) \cos(m\varphi) e^{-\gamma_{mn} z} \end{aligned} \quad \text{Eq. IV. 26}$$

avec :

$$Z_m = -\frac{Y'_m(k_{c_{mn}}^{TM} a)}{J'_m(k_{c_{mn}}^{TM} a)} J_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) + Y_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) \quad \text{et} \quad Z'_m = -\frac{Y'_m(k_{c_{mn}}^{TM} a)}{J'_m(k_{c_{mn}}^{TM} a)} J'_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) + Y'_m(k_{c_{mn}}^{TM} \rho) \quad \text{Eq. IV. 27}$$

Pour les modes TE

$$\begin{aligned} E_\rho &= \frac{m}{(k_{c_{mn}}^{TE})^2} j \frac{\omega \mu}{\rho} A_{mn} Z'_m(k_{c_{mn}}^{TE} \rho) \sin(m\varphi) e^{-\gamma_{mn} z} & H_\rho &= -\frac{1}{k_{c_{mn}}^{TE}} \gamma_{mn} A_{mn}^h Z'_m(k_{c_{mn}}^{TE} \rho) \cos(m\varphi) e^{-\gamma_{mn} z} \\ E_\varphi &= \frac{1}{k_{c_{mn}}^{TE}} j \omega \mu A_{mn} Z_m(k_{c_{mn}}^{TE} \rho) \cos(m\varphi) e^{-\gamma_{mn} z} & H_\varphi &= \frac{m}{(k_{c_{mn}}^{TE})^2} \frac{\gamma_{mn}}{\rho} A_{mn}^h Z_m(k_{c_{mn}}^{TE} \rho) \sin(m\varphi) e^{-\gamma_{mn} z} \end{aligned} \quad \text{Eq. IV. 28}$$

avec :

$$Z_m = -\frac{Y'_m(k_{c_{mn}}^{TE} a)}{J'_m(k_{c_{mn}}^{TE} a)} J_m(k_{c_{mn}}^{TE} \rho) + Y_m(k_{c_{mn}}^{TE} \rho) \quad \text{et} \quad Z'_m = -\frac{Y'_m(k_{c_{mn}}^{TE} a)}{J'_m(k_{c_{mn}}^{TE} a)} J'_m(k_{c_{mn}}^{TE} \rho) + Y'_m(k_{c_{mn}}^{TE} \rho) \quad \text{Eq. IV. 29}$$

La détermination des constantes A_{mn} et B_{mn} passe par la condition de normalisation de la puissance des modes à 1 Watt. On trouve [Mar.51] :

$$A_{mn} = 2k_{c_{mn}}^{TE} \left(\frac{1}{\omega |\varepsilon_1 \gamma_{mn}| \pi (1 + \delta_{0m}) \left((b^2 - \frac{m^2}{(k_{c_{mn}}^{TE})^2}) Z_m^2(k_{c_{mn}}^{TE} b) - (a^2 - \frac{m^2}{(k_{c_{mn}}^{TE})^2}) Z_m^2(k_{c_{mn}}^{TE} a) \right)} \right)^{1/2} \quad \text{Eq. IV. 30}$$

et :

$$B_{mn} = 2k_{c_{mn}}^{TM} \left(\frac{1}{\omega \mu_1 \gamma_{mn} \left[\pi(1 + \delta_{0m}) (b^2 Z_{m+1}^2 (k_{c_{mn}}^{TM} b) - a^2 Z_{m+1}^2 (k_{c_{mn}}^{TM} a)) \right]} \right)^{1/2} \quad \text{Eq. IV. 31}$$

On connaît ainsi le champ électromagnétique associé à chaque mode dans la ligne coaxiale.

III.1.1.b Région 2 : Guide cylindrique

L'étude modale du guide cylindrique est un cas particulier de celle réalisée pour la ligne de transmission coaxiale, car la seule différence avec cette dernière est l'absence de conducteur central. Le guide cylindrique peut donc propager des modes de type TE et TM, mais pas de type TEM dont l'existence requiert dans la structure de propagation au moins deux conducteurs présentant des potentiels électriques différents.

On retrouve une équation de propagation analogue à celle de la ligne coaxiale :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2}{\partial \varphi^2} + k_c^2 \right) \begin{pmatrix} E_z \\ H_z \end{pmatrix} = 0 \quad \text{Eq. IV. 32}$$

avec :

$$k_c^2 = \gamma^2 + \omega^2 \epsilon_2 \mu_0 \quad \text{Eq. IV. 33}$$

où γ est la constante de propagation.

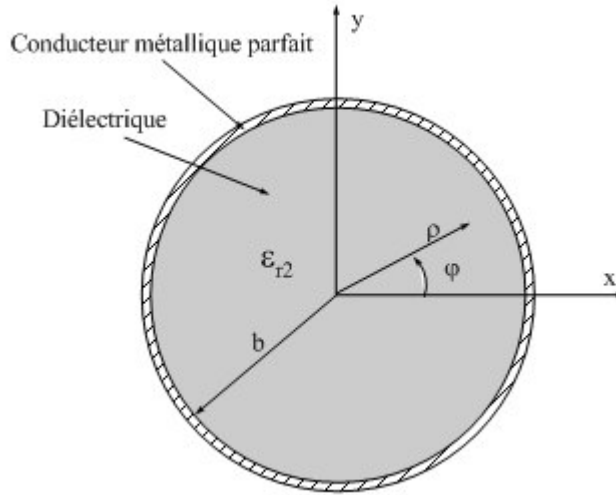


Fig. IV- 11 : Section transversale du guide cylindrique rempli de diélectrique ($\epsilon_2 = \epsilon_0 \epsilon_{r2}$).

Les fonctions de base des composantes longitudinales E_z et H_z sont choisies pour satisfaire à la fois l'équation de propagation et les conditions aux limites imposées par les parois du guide circulaire. Dans ce cas, les expressions des composantes génératrices E_z et H_z sont de la forme :

$$E_z = A J_m(k_c^{TM} \rho) \cos(m\varphi) \quad (\text{pour les modes TM}) \quad \text{Eq. IV. 34}$$

$$H_z = B J_m(k_c^{TE} \rho) \cos(m\varphi) \quad (\text{pour les modes TE}) \quad \text{Eq. IV. 35}$$

A et B sont deux constantes à déterminer par la condition de normalisation des modes.

Les conditions aux limites sur la paroi du conducteur cylindrique impliquent :

$$J_m(k_{c_{mn}}^{TE} b) = 0 \quad \text{Eq. IV. 36}$$

$$J'_m(k_{c_{mn}}^{TM} b) = 0 \quad \text{Eq. IV. 37}$$

Les solutions des équations Eq. IV. 36 et 37 permettent de calculer les valeurs propres $k_{c_{mn}}^{TE}$ et $k_{c_{mn}}^{TM}$.

Comme dans le cas de la ligne coaxiale, le guide cylindrique peut supporter une infinité de modes. Ils sont désignés par le couple d'indice (m, n) où n représente la nième racine et m est l'ordre de la fonction de Bessel

Le calcul de $k_{c_{mn}}^{TE}$ (resp. $k_{c_{mn}}^{TM}$) permet de déterminer à partir de l'équation de dispersion (Eq. IV.33) les constantes de propagation $\gamma_{c_{mn}}^{TE}$ (resp. $\gamma_{c_{mn}}^{TM}$) caractérisant les différents modes TE_{mn} (resp. TM_{mn}).

Les composantes transversales des champs électriques et magnétiques pour les modes TE_{mn} et TM_{mn} se calculent à partir des relations reliant ces dernières aux composantes longitudinales données dans l'annexe I. On trouve :

Pour les modes TM_{mn} :

$$\begin{aligned} E_\rho &= -\frac{1}{k_{c_{mn}}^2} \gamma_{mn} A_{mn} k_{c_{mn}} J'_m(k_{c_{mn}} \rho) \cos(m\varphi) & H_\rho &= \frac{-m}{k_{c_{mn}}^2} j \frac{\omega \mathcal{E}}{\rho} A_{mn} J_m(k_{c_{mn}} \rho) \sin(m\varphi) \\ E_\varphi &= \frac{m}{k_{c_{mn}}^2} \frac{\gamma_{mn}}{\rho} A_{mn} J_m(k_{c_{mn}} \rho) \sin(m\varphi) & H_\varphi &= -\frac{1}{k_{c_{mn}}^2} j \omega \mathcal{E} A_{mn} k_{c_{mn}} J'_m(k_{c_{mn}} \rho) \cos(m\varphi) \end{aligned} \quad \text{Eq. IV. 38}$$

Pour les modes TE_{mn} :

$$\begin{aligned} E_\rho &= \frac{m}{k_{c_{mn}}^2} j \frac{\omega \mu}{\rho} B_{mn} J_m(k_{c_{mn}} \rho) \sin(m\varphi) & H_\rho &= -\frac{1}{k_{c_{mn}}^2} \gamma_{mn} B_{mn} k_{c_{mn}} J'_m(k_{c_{mn}} \rho) \cos(m\varphi) \\ E_\varphi &= \frac{1}{k_{c_{mn}}^2} j \omega \mu B_{mn} k_{c_{mn}} J'_m(k_{c_{mn}} \rho) \cos(m\varphi) & H_\varphi &= \frac{m}{k_{c_{mn}}^2} \frac{\gamma_{mn}}{\rho} B_{mn} J_m(k_{c_{mn}} \rho) \sin(m\varphi) \end{aligned} \quad \text{Eq. IV. 39}$$

La condition de normalisation des modes permet de déterminer les constantes A_{mn} et B_{mn} . On trouve [Mar.51] :

$$A_{mn} = 2 \frac{k_{c_{mn}}^{TE}}{b J_{m+1}(k_{c_{mn}}^{TE})} \sqrt{\frac{1}{\pi(1 + \delta_{0m}) \omega |\epsilon_2 \gamma_{mn}^{TE}|}} \quad \text{Eq. IV. 40}$$

et

$$B_{mn} = 2 \frac{k_{c_{mn}}^{TM}}{J_m(k_{c_{mn}}^{TM})} \sqrt{\frac{1}{\pi(1 + \delta_{0m})\omega|\mu_2\gamma_{mn}^{TM}|(b^2 - \frac{m^2}{k_{c_{mn}}^{TM}})}} \quad \text{Eq. IV. 41}$$

Le calcul de A_{mn} et B_{mn} lève l'indétermination sur la valeur des champs électromagnétiques associés aux différents modes.

III.1.2. Raccordement modal à la discontinuité

Après avoir déterminé les constantes de propagation des différents modes propagés ou évanescents de chaque côté de la discontinuité ligne/guide, ainsi que les champs électromagnétiques associés, la deuxième étape dans l'analyse électromagnétique de la cellule consiste à imposer aux champs électromagnétiques une condition de continuité supplémentaire dans le plan de la discontinuité (cf. Fig. IV- 12). La résolution du système matriciel obtenu en écrivant les équations de continuité permet de remonter, à partir des propriétés d'orthogonalité des modes, au coefficient de couplage entre les modes et finalement au coefficient de réflexion sur la discontinuité.

Le mode fondamental TEM de la ligne coaxiale présente une distribution spatiale du champ invariante par rotation autour de l'axe de propagation Oz . On dit qu'il est non azimutal, ses plans axiaux sont tous des plans de court-circuit magnétique (CCM). Si l'on suppose que le matériau contenu dans le guide de l'autre côté de la discontinuité est homogène et isotrope, ce qui sera le cas des bétons dans la gamme de fréquences exploitée (milieu homogénéisable), alors les modes excités à l'interface ligne/guide seront également non azimutaux. Ainsi, dans le guide, seuls les modes TM_{0n} pourront apparaître et dans la ligne coaxiale, l'énergie sera réfléchie sous la forme d'un mode propagé TEM et de modes évanescents TM_{0n} (cf. Fig. IV- 12).

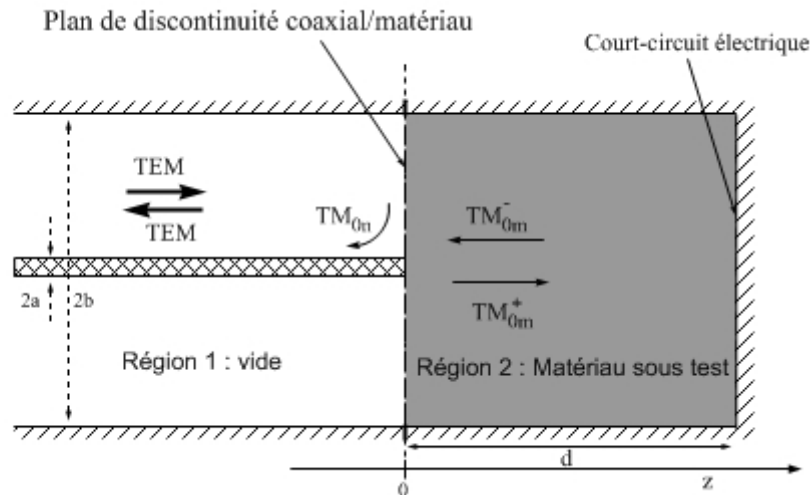


Fig. IV- 12 : Discontinuité entre ligne coaxiale et le guide cylindrique contenant le matériau test.

Les conditions de continuité des champs électromagnétiques à la discontinuité ligne coaxiale/béton ($z=0$) s'écrit [Bel.86] :

$$\begin{aligned}
 E_{\rho}^{(1)TEM} (1 + \rho^{TEM}) + \sum_n \rho_n^{TM} E_{\rho}^{(1)TM} &= \sum_m (q_m^{TM+} + q_m^{TM-}) E_{\rho}^{(2)TM} \\
 H_{\varphi}^{(1)TEM} (1 - \rho^{TEM}) - \sum_n \rho_n^{TM} H_{\varphi}^{(1)TM} &= \sum_m (q_m^{TM+} - q_m^{TM-}) H_{\varphi}^{(2)TM} \quad \text{pour } a < \rho < b
 \end{aligned} \quad \text{Eq. IV. 42}$$

$$E_{\rho}^{(2)TM} = 0 \quad \text{pour } \rho \notin [a, b] \quad \text{Eq. IV. 43}$$

où

- ρ^{TEM} : coefficient de réflexion du mode fondamental *TEM*,
- ρ_n^{TM} : coefficients de couplage relatifs aux modes d'ordre supérieur dans la ligne coaxiale,
- q_m^{TM+} : coefficients de couplage relatifs aux modes transmis dans le guide cylindrique,
- q_m^{TM-} : coefficients de couplage relatifs aux modes réfléchis dans le guide cylindrique (dus aux réflexions par le réflecteur métallique placé à l'arrière de l'échantillon).

Les indices (1) et (2) sont relatifs respectivement à la ligne coaxiale et le guide cylindrique.

La condition de fermeture du guide par la paroi métallique en $z = d$ permet d'établir une relation simple entre les coefficients de transmission relatifs aux modes directs et ceux relatifs aux modes rétrogrades se propageant dans le guide :

$$q_m^{TM+} = -q_m^{TM-} e^{-2\gamma_{c0m}^{TM} z} \quad \text{Eq. IV. 44}$$

Les équations de continuité deviennent :

$$\begin{cases}
 E_{\rho}^{(1)TEM} (1 + \rho^{TEM}) + \sum_n \rho_n^{TM} E_{\rho}^{(1)TM} = \sum_m q_m^{TM+} (1 - e^{-\gamma_{c0m}^{TM} d}) E_{\rho}^{(2)TM} \\
 H_{\varphi}^{(1)TEM} (1 - \rho^{TEM}) - \sum_n \rho_n^{TM} H_{\varphi}^{(1)TM} = \sum_m q_m^{TM+} (1 + e^{-\gamma_{c0m}^{TM} d}) H_{\varphi}^{(2)TM}
 \end{cases} \quad \text{Eq. IV. 45}$$

La condition d'orthogonalité dans le guide cylindrique permet de déterminer les coefficients de couplage q_n^{TM+} . Appliquons cette condition à l'Eq. IV. 45 en champ électrique :

$$q_n^{TM+} (1 - e^{-\gamma_{c0n}^{TM} d}) = \frac{\langle \vec{H}^{(2)TM} | \vec{E}^{(1)TEM} \rangle (1 + \rho^{TEM}) + \sum_n \rho_n^{TM} \langle \vec{H}^{(2)TM} | \vec{E}^{(1)TM} \rangle}{\langle \vec{H}^{(2)TE} | \vec{E}^{(2)TM} \rangle} \quad \text{Eq. IV. 46}$$

où le "<>" est le terme représente le produit scalaire défini dans le chapitre III.

Cette relation permet d'exprimer les coefficients q_m^{TM+} en fonction des coefficients ρ^{TEM} et ρ_n^{TM} .

En reportant cette équation dans l'Eq. IV. 45 en champ magnétique, on trouve :

$$\vec{H}^{(1)TEM} (1 - \rho^{TEM}) - \sum_n \rho_n^{TM} \vec{H}^{(1)TM} = \sum_m sh(\gamma_{c0m}^{TM} d) \frac{\langle \vec{H}^{(2)} | \vec{E}^{(1)TEM} \rangle (1 + \rho^{TEM}) + \sum_n \rho_n^{TE} \langle \vec{H}^{(2)} | \vec{E}^{(1)TM} \rangle}{\langle \vec{H}^{(2)} | \vec{E}^{(2)} \rangle} \vec{H}^{(2)TM} \quad \text{Eq. IV. 47}$$

Enfin, l'utilisation des propriétés d'orthogonalité des modes dans la ligne coaxiale permet d'aboutir à l'expression du coefficient de réflexion du mode incident TEM sur la discontinuité ligne/guide :

$$(1 - \rho^{TEM}) = \sum_n sh(\gamma_{c_{0m}}^{TM} d) \frac{\langle \vec{H}^{2TM} | \vec{E}^{(1)TEM} \rangle (1 + \rho_{TEM}) + \sum_n \rho_n^{tm} \langle \vec{H}^{(2)TM} | \vec{E}^{(1)TM} \rangle}{\langle \vec{H}^{(2)TM} | \vec{E}^{(2)TM} \rangle \langle \vec{H}^{(1)TEM} | \vec{E}^{(1)TEM} \rangle^*} \langle \vec{H}^{(2)} | \vec{E}^{(1)TEM} \rangle^*$$

Eq. IV. 48

$$\rho_n^{TM} = \sum_n -sh(\gamma_{c_{0m}}^{TM} d) \frac{\langle \vec{H}^{(2)TM} | \vec{E}^{(1)TEM} \rangle (1 + \rho^{TEM}) + \sum_n \rho_n^{TM} \langle \vec{H}^{(2)TM} | \vec{E}^{(1)TM} \rangle}{\langle \vec{H}^{(2)TM} | \vec{E}^{(2)TM} \rangle \langle \vec{H}^{(1)TM} | \vec{E}^{(1)TM} \rangle^*} \langle \vec{H}^{(2)TM} | \vec{E}^{(1)TM} \rangle^*$$

Eq. IV. 49

La résolution de ce système d'équations donné ci-dessus permet de déterminer le coefficient de réflexion ρ^{TEM} .

III.1.3. Validation par confrontation à d'autres simulations numériques

Le calcul du coefficient de réflexion ρ^{TEM} demande théoriquement la prise en compte d'une infinité de modes de part et d'autre de la discontinuité ligne coaxiale/guide cylindrique. En pratique, le nombre de modes pris en compte dans les calculs est fini, il est fixé à partir de la convergence du coefficient de réflexion, i.e l'admittance de la structure simulée. La Fig. IV- 13 illustre l'évolution de l'admittance normalisée en fonction du nombre de modes calculés dans chaque région pour un matériau de béton de forte permittivité. On constate sur cette figure que la prise en compte de 10 modes pris dans le guide coaxial, et 25 modes dans la ligne coaxiale, assure la convergence du coefficient de réflexion calculé.

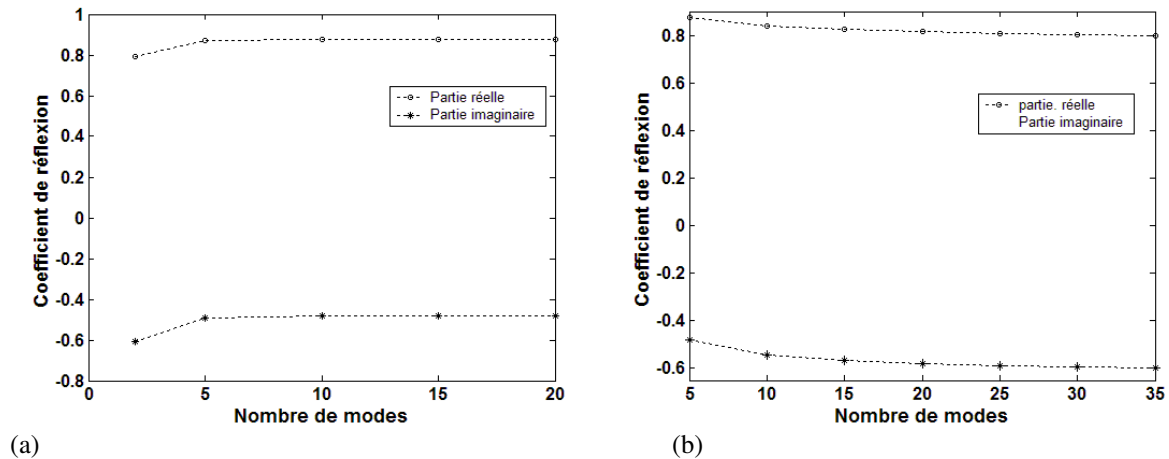


Fig. IV- 13 : Evolution du coefficient de réflexion en fonction des nombres de modes pris en compte dans (a) la ligne coaxiale (b) le guide cylindrique. Fréquence considérée = 1,6 GHz. Dimensions : $b = 37,5$ mm, $a = 32,19$ mm et $d = 70$ mm. Matériau de permittivité $\epsilon_r=9$.

La validation de l'analyse électromagnétique de la méthode modale se fait en comparant nos résultats théoriques et ceux issus de résultats de simulation obtenue à partir du logiciel HFSS. Les figures ci-après donnent la variation en fréquence de l'admittance normalisée de la structure ligne

coaxial/guide. Le matériau simulé présente une permittivité diélectrique de 9. Ces figures montrent une bonne concordance entre nos résultats théoriques et ceux donnés par *HFSS* avec une précision inférieure à 0,5 %.

III.2. PROBLÈME INVERSE

Étant donnée la complexité de l'analyse électromagnétique de la structure ligne/guide, il est impossible d'établir des relations analytiques qui permettraient de calculer rapidement la permittivité du matériau présent dans la cellule en fonction de la valeur mesurée du coefficient de réflexion. Comme dans le cas des sondes en guide rectangulaire, une procédure d'optimisation numérique est requise pour déterminer la permittivité du matériau testé à partir du coefficient de réflexion mesuré.

Nous avons retenu pour cette étape de calcul la méthode de Newton-Raphson qui avait démontré de très bonnes performances dans le cas des sondes (cf. Chapitre 3). De nombreux tests ont démontré son aptitude à résoudre le problème inverse dans le cas de la cellule en transition ligne/guide. L'influence de différents paramètres tels que la valeur du point initial, l'expression de la fonction erreur ou encore la valeur du pas d'itération, sur les performance de convergence de la méthode itérative vers le minimum global du problème ont été étudiées.

Le Tableau IV- 1 illustre la résolution du problème inverse dans le cas d'un matériau présentant une permittivité relative égale à 10 et des pertes diélectriques faibles. Dans le Tableau IV- 3 sont donnés les résultats de convergence pour un matériau sans pertes. Ces tableaux montrent que l'algorithme de Newton-Raphson donne une convergence rapide avec une précision de 10^{-5} sur la partie réelle et imaginaire.

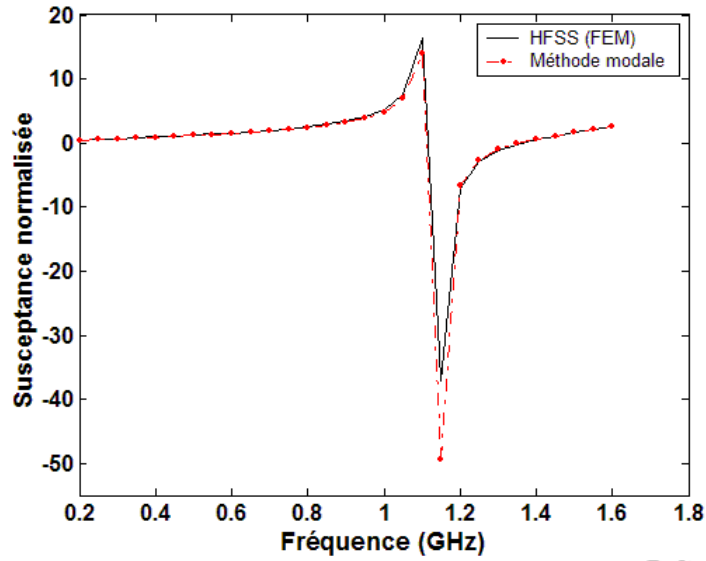


Fig. IV- 14 : Variation de l'admittance normalisée l'ouverture de la ligne coaxiale pour un matériau sous test de permittivité relative égale à 9 et d'épaisseur $d = 30$ mm ; $b=35$ mm et $a= 15,21$ mm (Comparaison des résultats théoriques aux résultats de simulations numériques).

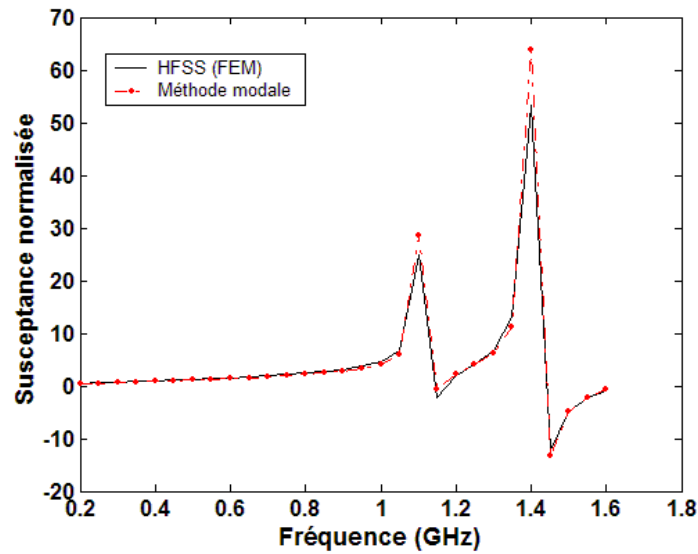


Fig. IV- 15 : Variation de l'admittance normalisée l'ouverture de la ligne coaxiale pour un matériau sous test de permittivité relative égale à 9 et d'épaisseur $d = 60$ mm ; $b=35$ mm et $a= 15,21$ mm (Comparaison des résultats théoriques aux résultats de simulations numériques).

Tableau IV- 2 : simulation du problème inverse pour un matériau à pertes de permittivité relative $\epsilon_r = (10, 0, 05)$. Le point d'initialisation est égale (1,0).

Fréquence (GHz)	ϵ'_r recalculée	ϵ''_r recalculée
0,2	9,99906	0,04953
0,3	9,99993	0,05047
0,4	9,99997	0,04963
0,5	10,0003	0,05004
0,6	9,99981	0,05017
0,7	10,0001	0,04992
0,8	10,0003	0,05000
0,9	10,0002	0,05000
1	9,99998	0,05002
1,1	10,0002	0,04998
1,2	10,0002	0,05000
1,3	10,0001	0,05000
1,4	10,00001	0,05002
1,5	9,99999	0,05004
1,6	10,0004	0,04999

Tableau IV- 3 : Simulation du problème inverse pour un matériau à faibles pertes de permittivité relative $\epsilon_r = (5, 0, 0)$. Le point d'initialisation est égale (1,0).

Fréquence (GHz)	ϵ'_r recalculée	ϵ''_r recalculée
0,2	4,99991	0,00003
0,3	4,99972	0,00004
0,4	4,99974	0,00003
0,5	4,9999	0,00004
0,6	4,99987	0,00007
0,7	4,99983	0,00002
0,8	5,00011	0,00005
0,9	5,00007	0,00005
1	5,00003	0,00002
1,1	5,00004	0,00008
1,2	5,00004	0,00005
1,3	5,00004	0,00007
1,4	4,99997	0,00002
1,5	4,99995	0,00004
1,6	5,0003	0,00009

IV. VALIDATION EXPÉRIMENTALE

Dans cette partie, nous devons établir les plans techniques sur lesquels s'appuiera la réalisation pratique de la cellule, puis définir la procédure d'étalonnage permettant d'éliminer les erreurs systématiques de la mesure du coefficient de réflexion. Enfin, nous devons valider la méthode mise en œuvre à partir de la mesure de la permittivité complexe de matériaux diélectriques aux propriétés bien connues.

IV.1. RÉALISATION DE LA CELLULE DE MESURE

Pour garantir la représentativité des mesures de coefficient de réflexion réalisées sur la discontinuité ligne / guide vis à vis des propriétés électromagnétiques des bétons, la cellule de mesure doit présenter un diamètre externe supérieur à 60 mm. Dans ces conditions, la connexion de la cellule de mesure à l'analyseur de réseaux vectoriels requiert l'utilisation d'une transition coaxiale / coaxiale. Cette transition est constituée d'un connecteur de type SMA, adapté au câble de jonction de l'analyseur de réseaux (diamètre de 3,5 mm) et d'un tronçon coaxial conique qui assure la variation progressive du diamètre de la ligne entre le connecteur et la ligne coaxiale d'accès à la discontinuité, qui présente un diamètre important (supérieur à 6 cm), adapté au VER des bétons (cf. Fig. IV- 16).

Pour éviter l'apparition d'une discontinuité dans le tronçon conique, le rapport entre le diamètre interne du conducteur extérieur et le diamètre du conducteur central vaut, sur toute la longueur du tronçon, 2,3 (condition d'adaptation d'impédance à 50 ohms). De plus, la ligne d'accès coaxiale doit être suffisamment longue par comparaison à la longueur d'onde de travail, afin que les modes d'ordre supérieur évanescents, qui pourraient être excités par le tronçon conique, aient complètement disparu dans le plan de la discontinuité ligne/guide pour ne pas perturber la mesure du coefficient de réflexion. Enfin, l'âme cylindrique centrale de la ligne coaxiale est maintenue dans l'axe de la cellule à l'aide d'un matériau extrudé de type mousse (permittivité proche de celle de l'air = 1,07).

Les dimensions des éléments constitutifs de la cellule sont les suivantes :

- diamètre interne du conducteur métallique extérieur de la ligne coaxiale et celui du guide cylindrique = 75 mm,
- diamètre du conducteur métallique central de la ligne coaxiale = 32,21 mm,
- profondeur du guide cylindrique = 70 mm.

Ces dimensions ont été fixées de façon à ce que les trois critères essentiels suivants soient respectés :

- adaptation d'impédance de la ligne coaxiale à 50 Ohms,
- respect des conditions expérimentales relatives au VER des bétons,
- respect des dimensions du carottier utilisé pour usiner les cylindres de bétons.

Les dimensions définies, mises à part celles relatives au connecteur SMA, ne présentent pas de valeurs standardisées dans le domaine des radiofréquences. La réalisation pratique de la cellule de mesure a donc nécessité un usinage spécifique de chaque élément constitutif.

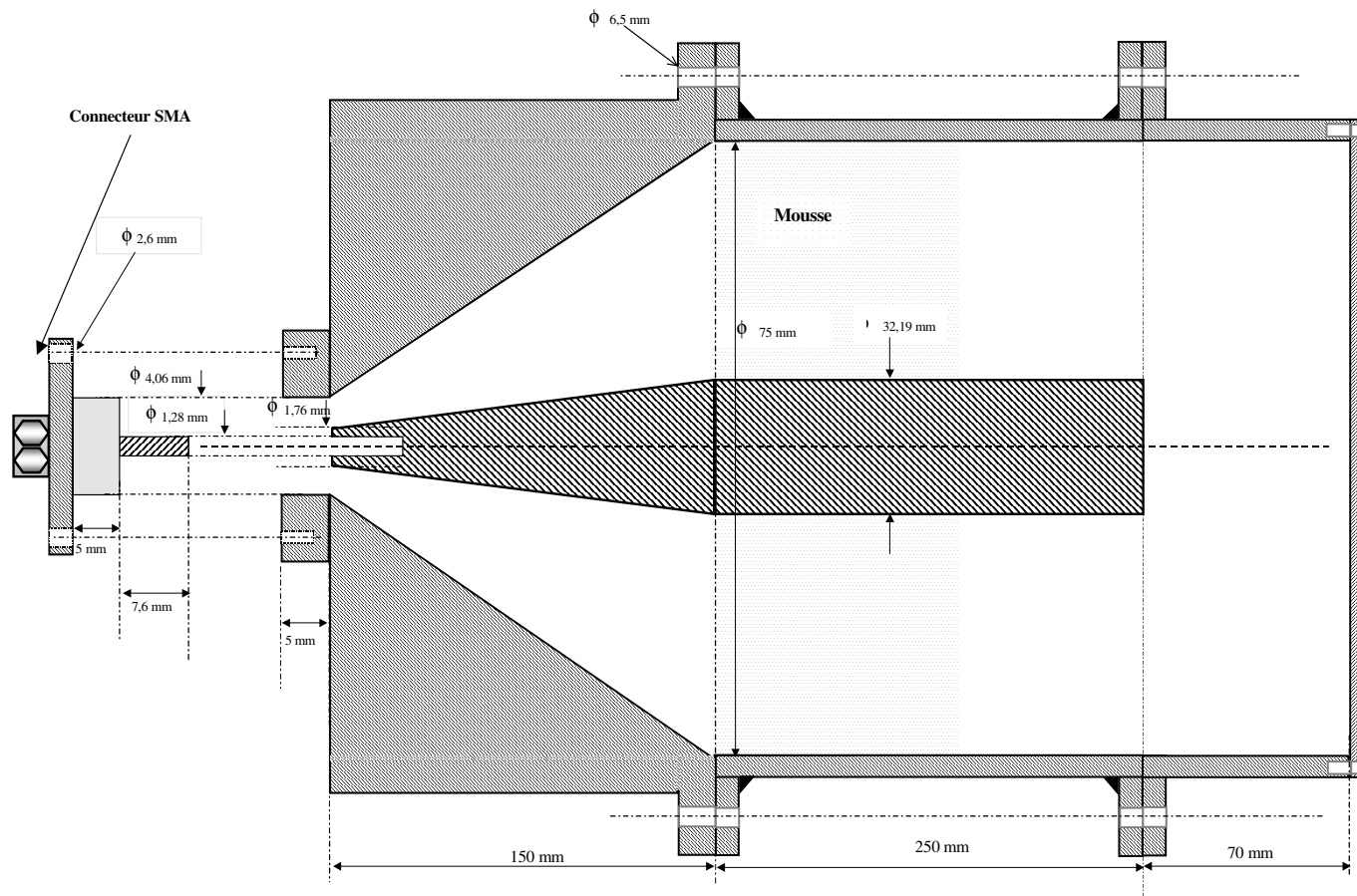


Fig. IV- 16 : Coupe longitudinale de la cellule de mesure. Eléments constitutifs de la droite vers la gauche : 1. guide cylindrique court-circuité renfermant l'échantillon de béton, 2. ligne coaxiale d'accès à la discontinuité, 3. tronçon coaxiale conique, 4. connecteur mâle – femelle de type SMA

IV.2. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

IV.2.1. Étalonnage de la cellule

Pour pouvoir exploiter les mesures de coefficient de réflexion, l'analyseur de réseaux utilisé doit être préalablement étalonné. Cette étape consiste à mesurer les coefficients de réflexion correspondant à des charges étalons afin d'estimer les quadripôles d'erreurs liés aux imperfections du dispositif de test (cf. Fig. IV- 17), en l'occurrence le câble de jonction de l'analyseur, la transition conique coaxiale/coaxiale associée à la discontinuité ligne/guide, les pertes métalliques liées à la conductivité finie des conducteurs utilisés pour réaliser la cellule ou encore les défauts d'alignement des différents éléments. A partir de l'estimation des quadripôles d'erreur, l'ordinateur qui pilote l'analyseur de réseaux corrige en module et en phase la valeur mesurée du coefficient de réflexion. Cela revient à positionner le plan de référence de la mesure du coefficient de réflexion à l'extrémité de la ligne coaxiale d'accès, i.e. sur la face avant de l'échantillon cylindrique à caractériser, contenu à l'intérieur du guide.

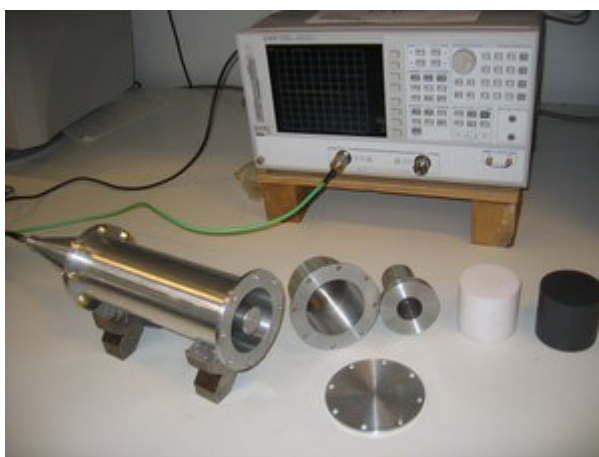


Fig. IV- 17 : Cellule de mesure (ligne coaxiale et guide cylindrique court-circuité) reliée à l'analyseur de réseaux vectoriel et éléments constitutifs du kit d'étalonnage (court-circuit, court-circuit coulissant, échantillons cylindriques étalons).

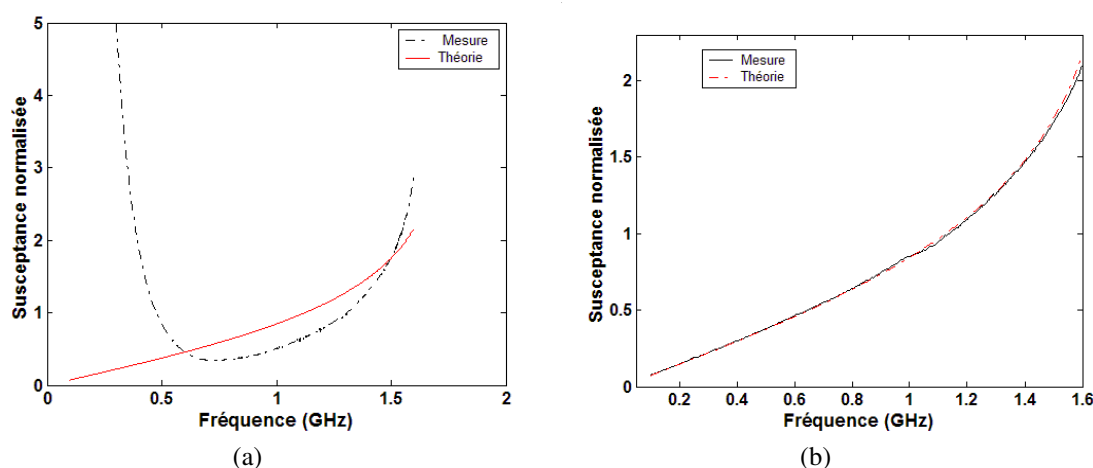


Fig. IV- 18 : Susceptance normalisée de la cellule en fonction de la fréquence. Comparaison mesure/théorie. (a) Étalonnage à 3 courts-circuits décalés. (b) Étalonnage court-circuit, circuit ouvert, matériau étalon.

Étant données les dimensions non standardisées de notre cellule de mesure, l'utilisation d'un kit d'étalonnage classique SOL (Short-Open-Load), dont les caractéristiques sont en général prédéfinies dans l'ordinateur intégré à l'analyseur, est impossible. Nous devons donc fabriquer notre propre kit

d'étalonnage. Les performances respectives de deux kits d'étalonnage ont été comparées. La première procédure étudiée consiste à mesurer le coefficient de réflexion pour trois courts-circuits décalés. Il s'agit de la procédure retenue dans le cas des sondes en guide rectangulaire dont la mise en œuvre est présentée au chapitre 3. La seconde utilise les mesures du coefficient de réflexion réalisées successivement sur la ligne coaxiale court-circuitée, puis ouverte et enfin chargée par le guide cylindrique contenant un matériau étalon (Téflon) (cf. Fig. IV- 19).

La Fig. IV- 18 compare les susceptances normalisées de la cellule mesurée et celle calculée théoriquement. Pour la mesure corrigée à partir de la procédure d'étalonnage à trois courts-circuits décalés, on note une grande divergence entre la mesure et la théorie et en particulier dans les basses fréquences (cf. Fig. IV- 18a). Cette divergence pourrait être due à la présence de lame d'air entre les courts -circuits décalés et les conducteurs de la ligne coaxiale. D'autre part, en basses fréquences, le coefficient de réflexion des trois courts-circuits sont très proche ce qui explique le pic de résonance sur la susceptance mesurée (cf. Fig. IV- 18a).

Pour la mesure corrigée à l'aide du kit court-circuit/circuit ouvert/matériau étalon, la concordance entre théorie et expérience est très bonne sur toute la bande de fréquences exploitée (cf. Fig. IV- 18b). Nous retiendrons donc cette procédure d'étalonnage pour mesurer la permittivité des bétons.

IV.2.2. Mesure des matériaux étalons

La validation expérimentale de la méthode mise en œuvre est réalisée à partir de la détermination de la permittivité complexe de matériaux dont les propriétés diélectriques sont connues dans la bande de fréquences exploitées. Pour le PVC, la permittivité complexe attendue est voisine de $2,75-j0,05$ (mesures réalisées au NIST – Etats-Unis à 11 GHz [Rid.03]). La Fig. IV- 20 donne les spectres mesurés de la partie réelle et de la partie imaginaire de la permittivité complexe d'un échantillon cylindrique de PVC inséré dans la cellule de mesure (cf Fig. IV- 19). Les résultats obtenus sont conformes à ceux donnés dans la littérature et permettent de valider la méthode de mesure élaborée (cellule, programme de dépouillement des données expérimentales et procédure d'étalonnage). On obtient par exemple à 1,5 GHz une permittivité mesurée égale à $2,83-j0,03$.

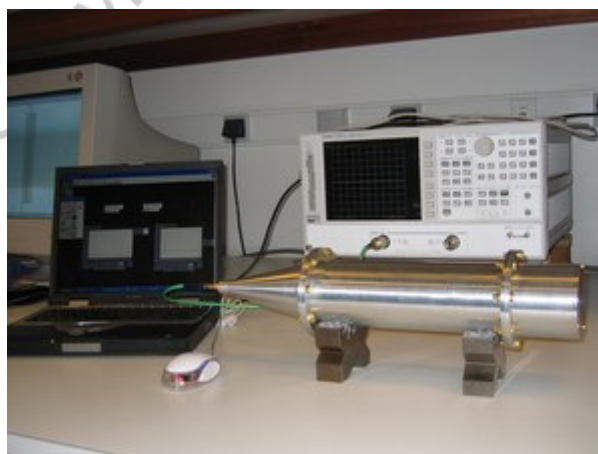


Fig. IV- 19 : Dispositif de test : analyseur de réseaux, câble de jonction, cellule de mesure en charge, ordinateur pour l'acquisition et le traitement des données.

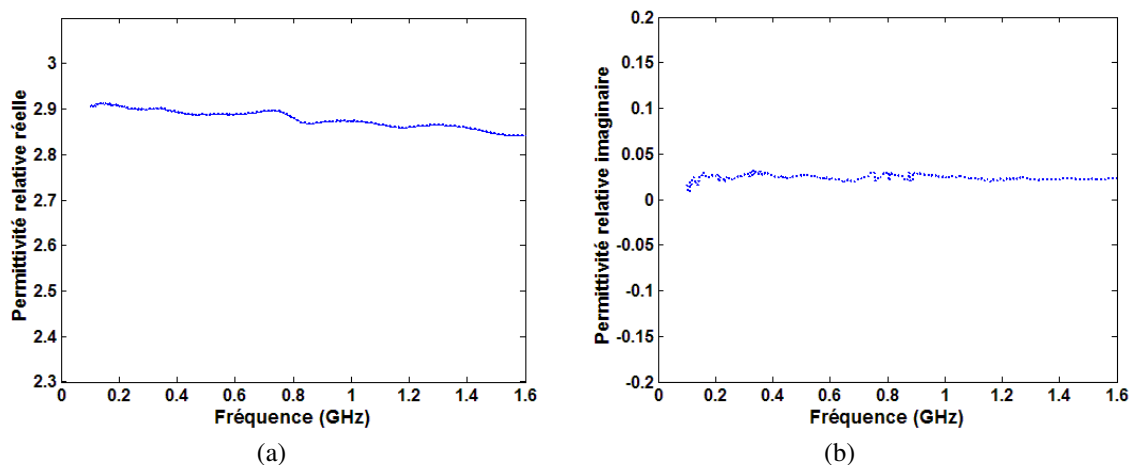


Fig. IV- 20 : Spectres mesurés de la permittivité complexe d'un échantillon cylindrique de PVC. (a) Partie réelle. (b) Partie imaginaire.

IV.2.3. Mesure sur un échantillon de béton

La Fig. IV- 21 présente une photo des éprouvettes de béton bitumineux plus un échantillon de Téflon (placé à droite) réalisés dans le cadre de cette étude.



Fig. IV- 21 : Photo de quelques éprouvettes de bétons bitumineux et d'un échantillon de Téflon.

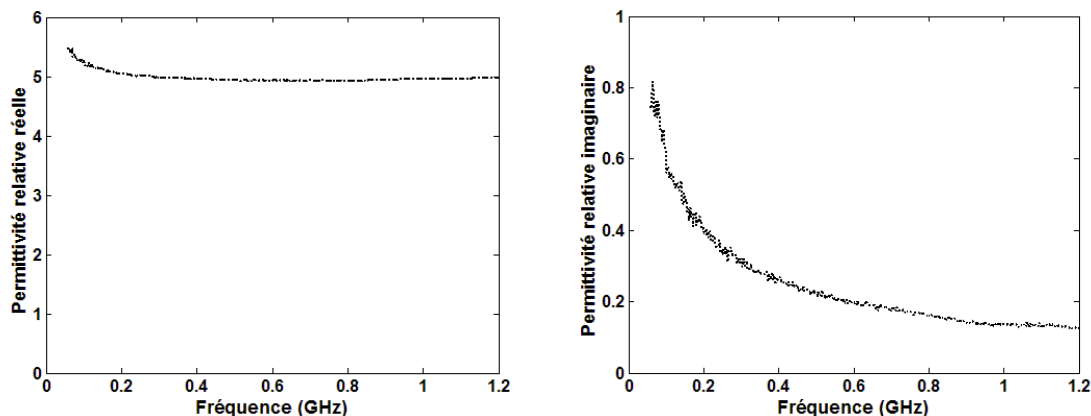


Fig. IV- 22 : Variation en fréquence de la permittivité complexe d'un échantillon de béton bitumineux.

La Fig. IV- 22 donne un exemple de mesure sur un échantillon de béton bitumineux ; elle représente la variation de la permittivité relative en fonction de la fréquence. Les courbes de cette figure montrent que la permittivité relative réelle est constante dans toute la bande de fréquence. Par contre, la partie imaginaire décroît en fonction de la fréquence. Cette variation est due aux effets de polarisation interfaciale (effet de *Maxwell-Wagner*).

La Fig. IV- 23 montre la variation du module du coefficient de réflexion de l'échantillon de béton testé. Sur cette figure, on constate que des phénomènes de résonance (résonance de dimension) apparaissent à partir 1,2 GHz. Ces phénomènes limitent la bande d'exploitation de la cellule de mesure, à l'exemple de la Fig. IV- 22. La fréquence de résonance de dimension est proportionnelle à l'inverse de la longueur et de la permittivité diélectrique de l'échantillon. Donc, pour exploiter la cellule dans des fréquences plus hautes ; il faut réduire la longueur de ce dernier ce qui peut influencer la sensibilité de mesure.

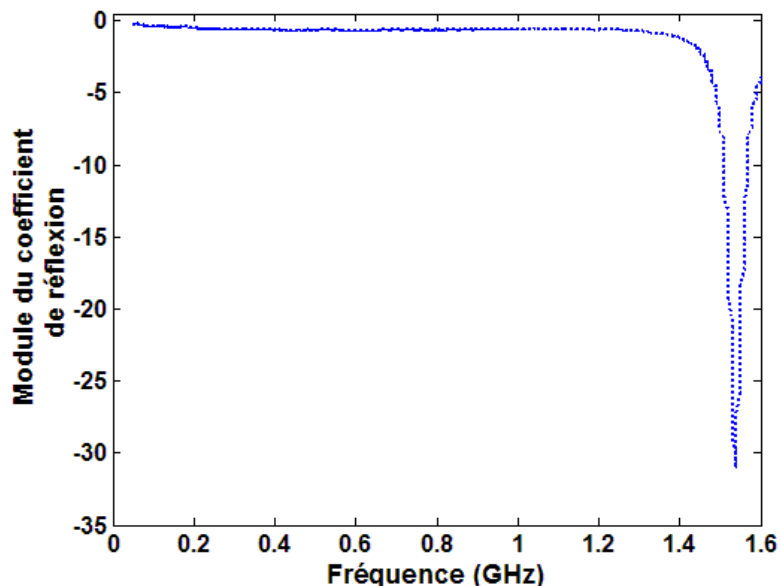


Fig. IV- 23 : Représentation de la variation du module du coefficient de réflexion en fonction de fréquence pour illustrer les phénomènes de résonance de dimension.

IV.2.4. Incertitudes des mesures

Pour des raisons expérimentales, les éprouvettes de béton sont sous dimensionnées par rapport au porte échantillon de la cellule de mesure. Elles présentent un diamètre de 74 au lieu de 75 mm (diamètre du porte échantillon). Cependant, la présence de lame d'air entre l'échantillon à caractériser et le guide cylindrique (porteur d'échantillon) peut influencer les résultats de mesure de la permittivité diélectrique de ce dernier, nous l'avons montré précédemment dans ce chapitre dans le cas de la méthode en ligne coaxiale.

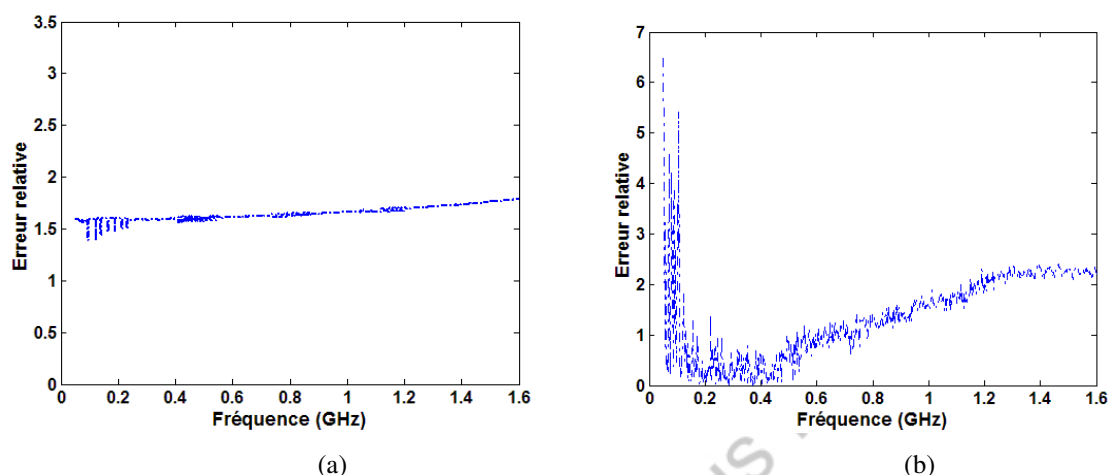


Fig. IV- 24 : Incertitude sur le calcul (a) la partie réelle (b) partie imaginaire de la permittivité relative liés aux sous dimensionnement d'un échantillon de PVC.

Pour déterminer les erreurs de calcul de la permittivité dues à la présence d'une lame d'air, nous avons réalisé des mesures sur deux échantillons de PVC présentant des diamètres respectifs de 74 et 75 mm. La Fig. IV- 24 représente l'incertitude sur les mesures de la permittivité. La courbe de cette figure montre que les erreurs relatives sur la partie réelle et imaginaire augmentent en fonction de la fréquence mais restent toujours inférieures à 3 %. Pour les fréquences voisines de 50 MHz, les erreurs de mesure sur la partie imaginaire sont supérieures à 5 %. Ceci est dû à des problèmes d'étalonnage de la cellule de mesure en basses fréquences.

Toutefois, le contraste diélectrique entre les bétons et le PVC laisse imaginer que les erreurs de mesure pour les premiers seront supérieures à celles calculées pour le second. Elles seront autant plus importantes que le béton est saturé en eau. Il faut donc prendre en compte l'effet de lame d'air lors de l'analyse modale de la cellule de mesure afin de garantir une bonne précision des mesures.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons conçu et réalisé une cellule de mesure constituée d'une transition entre une ligne coaxiale et un guide cylindre pour la caractérisation des bétons dans la bande de fréquence 50 MHz – 1,4 GHz. Par rapport à la méthode conventionnelle en ligne coaxiale, la bande passante de la cellule réalisée est élargie et la procédure d'usinage des échantillons est simplifiée. La cellule respecte les conditions expérimentales relatives au VER des bétons, ce qui garantit la représentativité des mesures réalisées.

L'analyse électromagnétique (problème direct) qui permet de déterminer le coefficient de réflexion en fonction des caractéristiques de la structure est basée sur la méthode du raccordement modal. Cette méthode permet de prendre en compte les modes d'ordre supérieur excités à la

discontinuité coaxiale/béton. Une confrontation de nos résultats théoriques à ceux donnés par le logiciel de simulation HFSS montre que notre modèle fournit des résultats précis si 25 modes d'ordre supérieur sont pris en compte dans les calculs.

La résolution du problème inverse qui doit permettre la détermination la permittivité diélectrique des bétons à partir du coefficient de réflexion mesuré fait appel à une procédure d'optimisation numérique. Différentes méthodes ont été testées dans le but de choisir celle qui permet une convergence rapide. Ces tests ont montré que la méthode de *Newton-Raphson* est bien adaptée au problème posé.

Les dimensions non standard de la cellule de mesure nous ont amené à définir un dessin technique pour la réalisation de cette dernière. Un kit d'étalonnage propre à la cellule de mesure a aussi été réalisé. Des mesures de la permittivité complexe de matériaux étalons de propriétés diélectriques bien connues ont permis de valider les logiciels d'inversion et la procédure d'étalonnage adoptée.

Dans la cinquième et dernière partie de ce mémoire est décrite la phase de mesure des propriétés électromagnétiques de bétons à l'aide des différents instruments de mesure que nous avons réalisés et dont la conception est décrite dans les chapitres 3 et 4. Cette partie sera consacrée à la caractérisation des bétons bitumineux pour étudier l'effet de la nature des mélanges sur la variation de la permittivité diélectrique en tenant compte des phénomènes de diffusion.

(c) Copyright adous mo

VI. BIBLIOGRAPHIQUE DU CHAPITRE IV

- [Al-Q.97] Al-Qadi I. L., Riad S. M., Mostafa R., et Su W., "Design and evaluation of a coaxial transmission line fixture to characterization Portland cement concrete", *Construction and Building Materials*, vol. 11, no. 3, August 1997.
- [Bak.92] Baker-Jarvis J., Geyer R.G., Domich P. D., "A Nonlinear least-squares solution with causality constraints applied to transmission line permittivity and permeability determination", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 41, no 5, pp. 646-652, October 1992.
- [Bai.95] Baillon L., Robert A. et Huet C., "Design and calibration of a dielectric measurement Cell for concrete with large grain Heterogeneities", *International Symposium Non Destructive Testing in civil Engineering (NDT-CE)*, 26.-28.09, 1995.
- [Bel.91] Belhadj-Tahar N. E., and Fourier-Lamer A., "Broad-band simultaneous measurement of the complex permittivity tensor for uniaxial materials using a coaxial discontinuity", *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. 39, pp. 1718-1724, October 1991.
- [Cha.66] Champlin K. S., and Glover G. H., "Gap effect in measurements of large permittivity", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 14, no. 8, pp. 397-98, February 1966.
- [Mar.51] N. Marcuvitz, "*Waveguide Handbook*", MIT Rad. Lab. Ser. ,McGraw-Hill, New York, 1951.
- [Nic.70] Nicholson, A. M., and Ross, G. F., "Measurement of Intrinsic Properties of Material by Time domain techniques", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. IM-19, No. 4, pp. 377-382, November 1970.
- [Ott.91] Otto G. P. Chew W. C., "Improved calibration of large open-ended coaxial probe for dielectric measurements", *IEEE Trans. Ins. And Meas.* Vol. 39, No. 6, Aug. 1991.
- [Rid.74] Riddle B, Baker-Jarvis J., and Krupka J., "Complex permittivity measurements of common plastics over variable temperatures", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* vol. 51, no. 3, pp. 727-33. March 2003.
- [Rob. 46] Roberts S. and Von Hippel A. R., "A new method for measuring dielectric constant and loss in the range of centimeter Waves", *Journal of Applied Physics.*, 17 [7], pp. 610-16, 1946.
- [Wei.74] Weir, W.B., "Automatic Measurement of Complex dielectric constant and permeability at microwave frequencies", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 62, N. 1, pp. 33-36, January 1974.

(c) Copyright adous mourad

CHAPITRE V :

MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES BÉTONS BITUMINEUX DANS LA BANDE DE FRÉQUENCES 50 MHz - 13 GHz

Sommaire

I. INTRODUCTION.....	127
II. MÉCANISMES DE POLARISATION	128
II.1. ÉQUATIONS DE MAXWELL	128
II.1.1. Conductivité électrique.....	128
II.1.2. Permittivité diélectrique	129
II.2. MÉCANISMES DE POLARISATION	130
III. LOIS DE MÉLANGE	132
III.1. MODÉLISATION DE LA VARIATION EN FRÉQUENCE DE LA PERMITTIVITÉ.....	132
III.1.1. Modèle de Debye	132
III.1.2. Modèle de Cole-Cole.....	133
III.2. LOIS DE MÉLANGE	134
III.2.1. Modèle de CRIM.....	135
III.2.2. Modèle de Maxwell-Garnett.....	136
III.2.3. Modèle de la théorie de Bruggeman.....	136
IV. BÉTONS BITUMINEUX - DESCRIPTION.....	137
IV.1. BÉTONS BITUMINEUX	137
IV.2. PROPRIÉTÉS D'USAGE DES BÉTONS BITUMINEUX	138
IV.3. CLASSES DES BÉTONS BITUMINEUX	139
V. PLAN D'EXPÉRIENCE.....	139
V.1. PROCÉDURE DE FABRICATION DES ÉCHANTILLONS	140
V.2. PLAN D'EXPÉRIENCE.....	141
VI. ÉTUDE DES PARAMÈTRES CARACTÉRISTIQUES DES ENROBÉS SUR LA VARIATION DE LA PERMITTIVITÉ.....	144
VI.1. MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES CONSTITUANTS DU BÉTON D'ENROBE	144
VI.2. MESURE DE LA PERMITTIVITÉ RELATIVE DES BÉTONS BITUMINEUX	146
VI.3. ÉTUDES DES PARAMÈTRES DIÉLECTRIQUES DES ENROBÉS BITUMINEUX.....	146
VI.3.1. Influence de la nature des granulats.....	146
VI.3.2. Influence de l'intensité du compactage.....	148
VI.3.3. Influence de la taille maximale des hétérogénéités	150
VII. CONCLUSION	151
VIII. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V	152

Le radar géophysique est utilisé dans le domaine des chaussées pour mesurer les épaisseurs des couches, la détection des anomalies, la mesure de la compacité, etc. Toutefois, les résultats obtenus sur chantier ne sont parfois pas à la hauteur des attentes, alors que cette méthode présente un grand nombre d'avantages (non destructive, rapide, etc.). Les difficultés d'application du radar géophysique proviennent surtout du manque de connaissance de la permittivité du matériau ausculter.

Le béton bitumineux est un matériau hétérogène constitué de granulats, de bitume, de l'air, de l'eau et éventuellement des adjuvants. La permittivité de celui-ci dépend de celle de ses constituants ainsi que d'autres paramètres (taille maximale des granulats, fractions volumiques des constituants, fraction granulaire, etc.). Elle dépend aussi de la fréquence du signal électromagnétique.

L'objectif de ce chapitre est la caractérisation diélectrique des matériaux de chaussées dans les bandes de fréquence 50 MHz – 1,2 GHz et 4 – 13 GHz. Les différents échantillons que nous allons mesurer ont été réalisés à partir d'un plan d'expérience établi dans le cadre de ce projet de thèse. Le plan d'expérience a pour but de définir les paramètres d'état et de fabrication à étudier ; elle permet aussi de définir le nombre minimum d'échantillons à réaliser. Les paramètres que nous allons étudier sont : la nature des granulats, la taille maximale des granulats, la fraction granulaire et la compacité.

I. INTRODUCTION

La connaissance de la permittivité des matériaux de construction, en particulier les bétons, est devenue un enjeu majeur des utilisateurs des ondes électromagnétiques pour l'auscultation et l'inspection des ouvrages d'art. La modélisation de la propagation des ondes électromagnétiques dans ces matériaux n'est pas possible sans une modélisation de la permittivité de ceux-ci. De nombreuses publications se comptent chaque année, depuis l'émergence du GPR pour le contrôle non destructif des ouvrages du génie civil, sur la caractérisation électromagnétique des bétons. Toutefois, les différents travaux réalisés sont limités en fréquence et ne tiennent pas en compte pour la plupart les phénomènes de diffusion dus à la présence des granulats de grande dimension. Ces phénomènes deviennent non négligeables quand la longueur d'onde de l'onde électromagnétique est comparable à la taille des hétérogénéités : gamme des fréquences du radar haute résolution.

Les constructions en béton bitumineux (les chaussées) subissent au cours du temps des agressions intérieures et extérieures qui favorisent leur dégradation. Pour aider le personnel réalisant des relevés sur l'état des chaussées, différentes techniques ont été utilisées à l'exemple des radar dits de chaussées. Ces méthodes sont les plus couramment utilisées pour la surveillance des ouvrages du génie civil : elles présentent les avantages d'être non destructives et rapides pour l'acquisition et la visualisation des données. L'arrivée de la nouvelle génération du radar géophysique, radar à ondes synthétiques ou radar à sauts de fréquence, a facilité l'émergence de nouvelles thématiques qui s'ajoutent aux thématiques classiques à savoir :

- la détection du nombre de couches constitutives de la chaussée,
- la mesure en continu de leur épaisseur,
- l'analyse de la qualité du contact aux interfaces entre les différentes couches (décollements, zones humides...),
- la recherche d'anomalies (terrains sous-jacents décomprimés ou cavités à l'origine d'affaissements, remontées de fontis en surface),
- la mesure de la compacité des chaussées.

Le radar à sauts de fréquence permet de travailler à des fréquences plus supérieures, jusqu'à une dizaine de gigahertz. Cette augmentation en fréquence permet d'améliorer sa résolution. Toutefois, dans le domaine des hautes fréquences, différents phénomènes physiques influencent la variation de la permittivité complexe des bétons bitumineux. Des phénomènes de diffusion viennent s'ajouter aux effets de polarisation de la matière et compliquent la modélisation diélectrique des bétons.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons rappeler brièvement quels sont les types de mécanismes de polarisation qui régissent la variation de la permittivité d'un matériau diélectrique afin de mieux comprendre quels sont ceux responsables de la variation de la permittivité complexe des bétons dans le domaine de fréquence des radar géophysiques. Dans la seconde partie, nous allons décrire le protocole d'expérience dont le but de définir, d'une part, les paramètres caractéristiques des bétons à étudier et, d'autre part, le nombre minimum d'échantillon à réaliser. Enfin, dans la dernière partie du chapitre, nous allons présenter les résultats de mesure que nous avons obtenus à l'aide des deux techniques de mesure (sondes rectangulaires et cellule en ligne coaxiale/guide cylindrique) afin d'étudier quels sont les paramètres qui influencent le plus la variation de la permittivité complexe du béton. Les paramètres qui seront étudiés sont : la nature des granulats, la taille maximale des granulats, la teneur en bitume, la fraction granulaire et la compacité.

II. MÉCANISMES DE POLARISATION

La notion de permittivité d'un milieu matériel est liée à des phénomènes de polarisation ; il s'agit de la réaction de la matière face à une sollicitation électromagnétique. Dans ce paragraphe, nous allons rappeler rapidement les notions de base sur les phénomènes de polarisation des milieux diélectriques. Cela permet de mieux comprendre les phénomènes physiques qui régissent le comportement électromagnétique des bétons.

II.1. ÉQUATIONS DE MAXWELL

Les équations qui décrivent la propagation des ondes électromagnétiques et leurs interactions avec la matière sont connues sous le nom des équations de Maxwell. Elles sont décrites dans un grand nombre d'ouvrages [Max.81, Gar.89]. On rappellera quelques résultats utiles à la compréhension de ce travail.

Les équations de Maxwell s'écrivent dans un milieu quelconque :

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \vec{D} &= \rho \\ \operatorname{div} \vec{B} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{Eq. V. 1})$$

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \vec{H} &= \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J}_c \end{aligned} \quad (\text{Eq. V. 2})$$

Les relations constitutives entre \vec{D} et \vec{E} , \vec{H} et \vec{B} , et \vec{J}_c et \vec{E} sont définies par :

$$\begin{aligned} \vec{D} &= \varepsilon \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H} \\ \vec{J}_c &= \sigma \vec{E} \end{aligned} \quad \text{Eq. V. 3}$$

où ε , μ et σ sont respectivement la permittivité, la perméabilité magnétique et la conductivité électrique.

Les matériaux du génie civil et plus particulièrement les bétons, sont des matériaux amagnétiques, et leur perméabilité magnétique est égale à celle du vide ($\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H·m⁻¹]). Par contre, ε et σ dépendent du milieu et varient en fonction de la fréquence. Dans la suite, nous allons expliquer le sens physique traduit par ces deux paramètres.

II.1.1. Conductivité électrique

La conductivité électrique σ est la grandeur caractérisant l'aptitude d'un matériau à permettre le passage du courant électrique, c'est-à-dire à permettre aux charges électriques, charges libres, de se déplacer dans un sens donnée au sein de ce dernier lors de l'application d'un champ électrique. Dans

le cas des bons conducteurs, la vitesse de dérive des porteurs de charge en présence d'un champ électrique est proportionnelle à l'amplitude de ce champ, et la direction de déplacement est la même que celle de celui-ci.

En général, σ est un tenseur d'ordre 2 qui se réduit à un scalaire si le milieu est isotrope.

II.1.2. Permittivité diélectrique

Dans les matériaux purement diélectriques, un champ électrique extérieur polarise les porteurs de *charges liées*, et subissent un léger déplacement par rapport à leur position d'équilibre : toutes les charges positives se déplacent vers la direction conforme à celle du champ, et les charges négatives dans la direction opposée, ce qui crée une polarisation du diélectrique. La conduction électrique est donc négligeable, mais la densité des dipôles qui s'alignent sur le champ électrique extérieur peut être significative.

La permittivité électrique, ϵ , est une grandeur tensorielle où chaque terme du tenseur est un paramètre complexe ($\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$). La partie réelle désigne la capacité du diélectrique à emmagasiner l'énergie électrique alors que la partie imaginaire matérialise les pertes diélectriques. Dans le cas d'un matériau homogène isotrope, la permittivité électrique se réduit à un scalaire.

Le vecteur d'induction \vec{D} peut s'écrire sous la forme :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (\text{Eq. V. 4})$$

où ϵ_0 est la permittivité diélectrique du vide ($\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12}$ [F/m]), et \vec{P} la polarisation, ou le moment dipolaire, créée par le déplacement des charges en opposition au champ extérieur. Généralement, la polarisation électrique est proportionnelle au champ électrique que les charges subissent. Elle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\vec{P} = N\alpha \vec{E}_{local} \quad (\text{Eq. V. 5})$$

où N est la centration des dipôles, α est la polarisabilité des atomes ou des molécules. Le champ \vec{E}_{local} que subissent les dipôles n'est pas forcément identique au champ électrique \vec{E} qui règne à l'intérieur du diélectrique mais dépend de la structure interne du matériau.

Si on regroupe les formules 4 et 5, on obtient :

$$\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r = \epsilon_0 \left(1 + \frac{N\alpha}{\epsilon_0} \frac{E_{local}}{E} \right) \quad (\text{Eq. V. 6})$$

Cette équation montre que la permittivité dépend du nombre et de la polarisabilité des éléments de la microstructure (atomes ou molécules) du champ que les dipôles subissent, et du champ moyen qui règne dans le diélectrique.

Le champ local sera influencé par la présence des dipôles voisins quand le milieu est dense. Par contre, on pourra faire l'hypothèse que le champ extérieur est le même que celui qui est ressenti par chaque dipôle, lorsque la concentration des dipôles est faible (hypothèse de la suspension diluée).

La polarisabilité α , grandeur microscopique, dépend de différents mécanismes de polarisation. Cette dernière dépend du milieu concerné et varie en fonction de la fréquence.

II.2. MÉCANISMES DE POLARISATION

Il existe différents mécanismes de polarisation qui sont plus au moins importants en fonction de la fréquence du signal du champ polarisant. On distingue quatre principaux types de mécanismes de polarisation diélectrique :

- **la polarisation électronique** est due à la déformation du nuage électronique entourant chaque atome : le centre de gravité des électrons des atomes dans le matériau se déplacent et ne coïncident plus avec celui des protons. Cet effet est relativement peu intense et a un temps d'établissement très court (10^{-15} s). Il se produit dans la gamme de fréquences des ultra-violet (entre 10^{14} et 10^{16} Hz),
- **la polarisation atomique** (ou ionique) est due au déplacement relatif des atomes liés au sein de molécules. Ce processus est identique au précédent (concernant électrons et protons), mais il se produit avec les anions et cations. Il se produit dans la gamme de fréquences des infra-rouge (10^{12} - 10^{16} Hz),
- **la polarisation dipolaire** (ou d'orientation) : elle consiste dans l'orientation de molécules dipolaires sous l'action du champ électrique. En absence de champ extérieur, les moments dipolaires des différentes molécules sont orientés aléatoirement ; la résultante est nulle. En présence d'une excitation, il y a une orientation privilégiée et la résultante n'est pas nulle. La polarisation dipolaire dépend de la température et apparaît dans les gaz, liquides et corps amorphes très visqueux. Elle se produit dans la gamme des hautes fréquences, entre 10^8 et 10^{11} Hz,
- **la polarisation interfaciale** (ou effet de Maxwell-Wagner-Sillars [Wag.14, Sil.37]) : ce phénomène prend part dans les matériaux hétérogènes et résulte de l'accumulation de charges à l'interface de deux matériaux présentant une conductivité et/ou une permittivité diélectrique différentes. Il est observé dans les basses et moyennes fréquences, en dessous de 10^8 Hz,

La Fig. V- 1 résume les différents types de polarisation exposés ci-dessus. Les variations des parties réelle et imaginaire de la permittivité en fonction de la fréquence, et suivant le type de polarisation, sont représentées schématiquement sur la Fig. V- 2.

On remarque que les mécanismes qui existent entre 50 MHz et 10 GHz (domaine des radar géophysiques) sont la rotation des molécules dipolaires et le transport des ions. Ce dernier traduit l'effet de Maxwell-Wagner qui apparaît lorsque des régions conductrices sont séparées par les zones diélectriques. Le béton qui est un matériau poreux et dont les pores sont remplis d'électrolyte correspond à cette structure. Dans ce cas, lorsque le matériau est soumis à un champ électrique, des charges s'accumulent à la surface des pores et produisent un moment dipolaire.

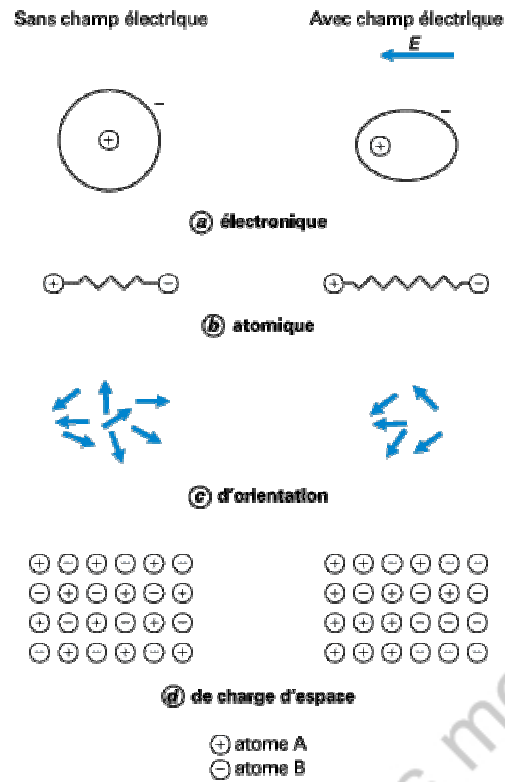


Fig. V- 1 : Représentation schématique des mécanismes de polarisation dans un milieu diélectrique.

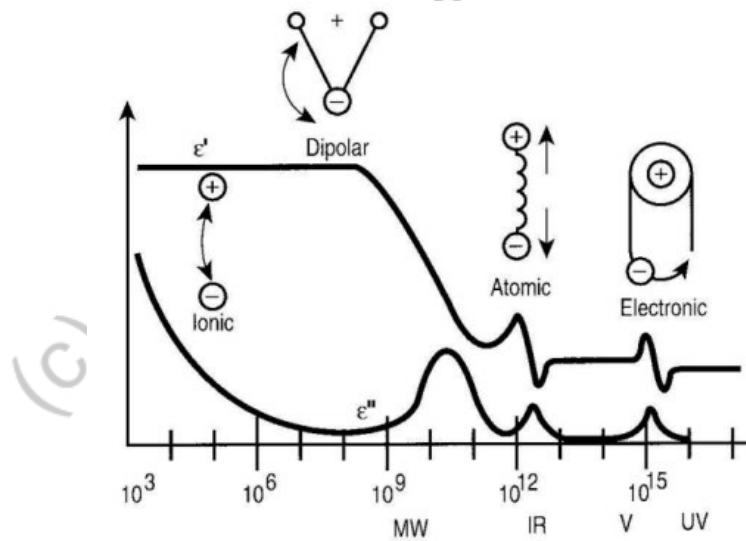


Fig. V- 2 : Variations en fréquence de la permittivité d un matériau diélectrique.

III. LOIS DE MÉLANGE

Dans cette partie, nous allons présenter quelques lois de mélanges qui ont été utilisées pour le calcul de la permittivité effective des matériaux du génie civil. Il est également utile de rappeler les modèles couramment utilisés pour décrire la variation en fréquence de la permittivité des matériaux.

III.1. MODÉLISATION DE LA VARIATION EN FRÉQUENCE DE LA PERMITTIVITÉ

Compte tenu du fait qu'un signal radar est large bande et que son évolution dans les milieux géologiques dépend de la permittivité diélectrique effective, la prise en compte des variations en fréquence de ce dernier paramètre est fondamentale. Il est donc important de disposer d'un formalisme mathématique pour décrire ce comportement.

D'autre part, le béton contient dans ses pores des électrolytes dont le comportement joue un rôle très important sur la permittivité du mélange. Pour décrire sa permittivité et ses variations en fonction de la fréquence, il est nécessaire de disposer de résultats sur la permittivité de l'eau distillée et des électrolytes.

III.1.1. Modèle de Debye

Debye [Deb.29] a montré que la permittivité complexe en fonction de la fréquence, peut être représentée dans un certain nombre de cas par la formulation :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon'(\omega) - j\varepsilon''(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_{sta} - \varepsilon_{\infty}}{1 + j\omega\tau} \quad (Eq. V. 7)$$

$$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_{sta} - \varepsilon_{\infty}}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (Eq. V. 8)$$

$$\varepsilon''(\omega) = \frac{\omega\tau(\varepsilon_{sta} - \varepsilon_{\infty})}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (Eq. V. 9)$$

où ω est la pulsation angulaire, τ est le temps de relaxation, ε_{sta} est la permittivité de champ statique qui correspond à la valeur de la permittivité lorsque le moment dipolaire global atteint une limite de saturation, c'est-à-dire quand toutes les molécules dipolaires sont orientées alors que ε_{∞} est la permittivité optique, qui correspond à la valeur de la permittivité lorsque le milieu se tétanise. Elle est appelée ainsi, car sa valeur est égale au carré de l'indice optique du milieu.

La Fig. V- 3a donne la variation en fréquence des parties réelle et imaginaire de la permittivité calculée à partir du modèle de Debye. On remarque en dérivant l'expression de ε'' que les pertes diélectriques passent par un maximum lorsque :

$$\omega = 1/\tau = \omega_r = 2\pi f_r \quad (Eq. V. 10)$$

où ω_r (resp. f_r) est la pulsation (resp. la fréquence) de relaxation pour laquelle la dissipation d'énergie est maximale.

Cole et Cole [Col.41] ont proposé une représentation dans le plan complexe de la permittivité diélectrique ; on parle de diagramme de Cole-Cole ou diagramme d'Argand (cf. Fig. V- 3b). Dans cette représentation, la fréquence est un paramètre libre. La permittivité prédite par le modèle de Debye correspond à un demi-cercle centré sur l'axe réel dont le centre est au milieu de ϵ_∞ et ϵ_{sta} .

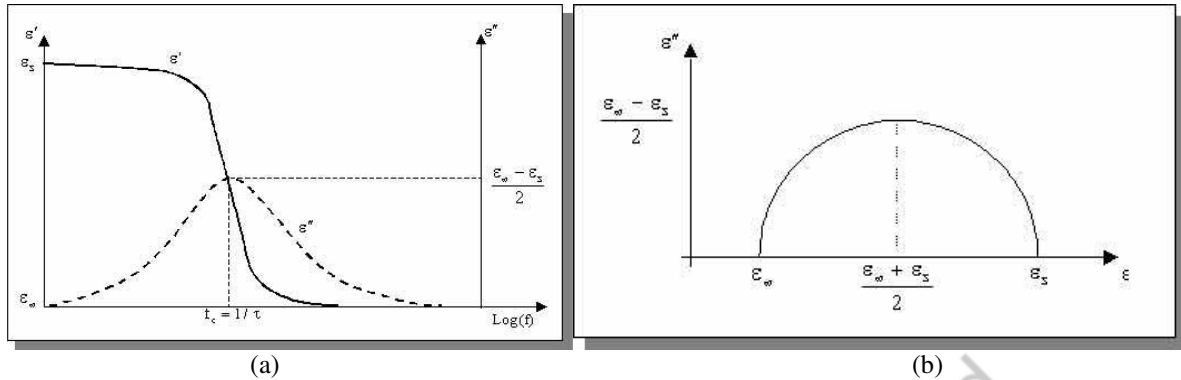


Fig. V- 3 : (a) Modèle de Debye : variations en fréquence de la partie réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique (b) représentation de la partie réelle et imaginaire de la permittivité diélectrique selon le diagramme de Cole-Cole.

Le modèle de Debye a fait l'objet de quelques compléments. En effet, la formule initiale ne prend pas en compte la conductivité statique du milieu. Les solutions électrolytiques contenant des ions dissous présentent des pertes par conduction électrique qui viennent s'ajouter aux pertes diélectriques de la rotation de la molécule d'eau. Ces dernières peut donc être ajoutés au modèle précédent qui devient :

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_{sta} - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} - j \frac{\sigma_s}{\omega\epsilon_0} \quad \text{Eq. V. 11}$$

où σ_s est la conductivité électrique en régime statique.

Les constantes de l'équation ci-dessus peuvent été calculées *a priori* à partir des propriétés de la molécule d'eau. Toutefois, il est difficile d'estimer le champ local que subit la molécule, la mobilité des molécules et la viscosité totale du fluide. En pratique, ces constantes sont plutôt déterminées à partir des résultats expérimentaux.

III.1.2. Modèle de Cole-Cole

Dans le modèle de Cole-Cole, la permittivité complexe est donnée par la relation :

$$\epsilon(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_{sta} - \epsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau)^\alpha} - j \frac{\sigma_s}{\omega\epsilon_0} \quad \text{Eq. V. 12}$$

Le paramètre α , dit facteur d'amortissement, permet d'ajuster la largeur de la dispersion.

A partir de plusieurs études sur les phénomènes de relaxations diélectriques, Havriliak et Negami [Hav.66] ont proposé une relation plus générale pour mieux décrire le comportement fréquentiel de la permittivité complexe des liquides :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_{\infty} + \frac{\varepsilon_{sta} - \varepsilon_{\infty}}{(1 + (j\omega\tau)^{\alpha})^{\beta}} - j \frac{\sigma_s}{\omega\varepsilon_0} ; 0 \leq \alpha \leq 1 \text{ et } \beta \leq 0 \quad \text{Eq. V. 13}$$

Les expressions de Cole-Cole et de Davidson-Cole [Col.41, Davi.51] sont retrouvées lorsque respectivement $\beta = 1$ et $\alpha = 1$.

Robert [Rob.97] a trouvé à partir des résultats expérimentaux que le modèle de Cole-Cole permet une meilleure description de la variation en fréquence de la permittivité effective des bétons hydrauliques.

III.2. LOIS DE MÉLANGE

Dans un milieu homogène, la permittivité ne dépend pas des variables d'espace, elle conserve la même valeur en tout point du milieu. Ce n'est plus le cas dans un milieu hétérogène. Cependant, lorsque la taille des hétérogénéités est petite devant la longueur d'onde du signal alors le milieu peut être représenté par une permittivité moyenne. On dit que le milieu est homogénéisable. Le problème qui se pose alors est de relier la permittivité moyenne, dite effective, à celles des différents constituants. Cela permet dans le cas des méthodes d'inversion des données radar le calcul et la détermination de la teneur en eau, la porosité, la compacité, etc.

La caractérisation d'un milieu hétérogène par ces fonctions diélectriques n'est pas si évidente, puisque l'on doit connaître l'arrangement géométrique exact des constituants du matériau. Cependant, si la longueur d'onde du rayonnement électromagnétique est beaucoup plus grande que la dimension de la particule, les théories classiques des milieux non homogènes présument que le matériau peut être traité comme une substance homogène avec une fonction diélectrique effective (cf. Fig. V- 4). Cette quantité dépend des propriétés des constituants, aussi bien que de leurs fractions de volume, de leurs formes et de leurs tailles.

L'accès à la permittivité effective dépend du degré de complexité de la structure du composite. Si le mélange a une structure périodique, la permittivité effective peut être évaluée analytiquement sous certaines conditions (formes des dispersions, orientation du champ électrique, etc.) par des lois dites de mélanges. Par contre, pour des milieux dont la structure est désordonnée, il n'existe pas de solutions rigoureuses, ni de méthodes systématiques au calcul de la permittivité effective. La multitude des lois de mélanges rencontrées dans la littérature reflète ces difficultés.

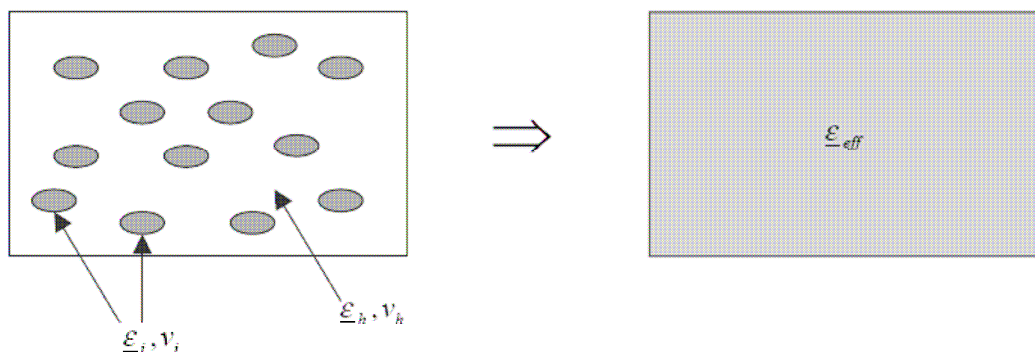


Fig. V- 4 : Représentation d'un milieu hétérogène et de son milieu homogène équivalent.

Les lois de mélange les plus célèbres et couramment appliquées dans le domaine du génie civil sont le modèle de CRIM, le modèle du milieu effectif (EMT), connue sous le nom de théorie de Maxwell-Garnett (MGT), le modèle de l'approximation du milieu effectif (EMA), connue sous le nom de théorie de Bruggeman.

III.2.1. Modèle de CRIM

Cette loi de mélange semi-empirique connue sous le nom de "Méthode de l'indice de réfraction complexe" (en anglais : Complex Refraction Index Method) suppose un modèle aux couches planes parallèles dont l'axe est perpendiculaire à la direction de propagation et d'épaisseur beaucoup plus grande que la longueur d'onde. L'équation de CRIM représente une équation de moyenne temporelle analogue à l'équation de Wyllie [Wyl.56] (utilisée afin de prédire la vitesse acoustique dans le cas d'un milieu poreux) parce que la vitesse des ondes EM est inversement proportionnelle à la permittivité diélectrique relative. D'une manière générale, le temps total de propagation est la somme des temps de parcours dans chaque couche

$$T_{total} = \sum t_i = \sum l_i \frac{\sqrt{\epsilon_{ri}}}{c} \quad (Eq. V. 14)$$

où c la vitesse de la lumière et ϵ_{ri} est la permittivité relative de la phase i de longueur l_i .

Cette équation donne immédiatement :

$$\sqrt{\epsilon_{r_{eff}}} = \sum f_i \sqrt{\epsilon_{ri}} \quad (Eq. V. 15)$$

où f_i correspond à la fraction volumique de la phase i .

Le modèle de CRIM est largement répondu pour déterminer la porosité dans les roches [She.86], la teneur en eau dans les revêtements bitumineux de chaussée [Smi.93] et la teneur en eau dans le sable. Toutefois, ce modèle qui n'a pas de justification au niveau de la microstructure, a montré quelque limite pour le calcul de la permittivité diélectrique des roches [Ken.84] et des bétons [Lau.01, Kly.04], et ceci quand la texture joue un rôle important. En particulier, ce modèle donne des résultats aberrants si $\epsilon'/\epsilon'' \gg 1$.

III.2.2. Modèle de Maxwell-Garnett

La théorie de Maxwell-Garnett est dérivée de la relation de Clausius-Mossotti [Mos.50, Cla.79] ; elle est basée sur la polarisation induite par un champ uniforme externe sur des inclusions sphériques isolées, placées dans le matériau hôte. La formule célèbre établie par Maxwell-Garnett en 1904 [Max.04] a pour expression :

$$\frac{\epsilon_{eff} - \epsilon_m}{\epsilon_{eff} + \epsilon_m} = f \frac{\epsilon_i - \epsilon_m}{\epsilon_i + \epsilon_m} \quad \text{Eq. V. 16}$$

où le constituant décrit par ϵ_m constitue une matrice continue dans laquelle sont immergées les inclusions ϵ_i , ϵ_{eff} étant la permittivité effective du milieu. Dans un article original, "Colours in metal glasses and metallic films" daté de 1904, Maxwell-Garnett avait traité la coloration des verres, par la dispersion d'une très faible quantité de particules métalliques dans une matrice continue. Le domaine d'application de cette théorie est clairement défini à la fois par les hypothèses de base et par sa formulation, à savoir que l'ensemble des inclusions est équivalent à un dipôle unique, isolé dans la matrice, dont la polarisabilité est la somme des polarisabilités individuelles. Les inclusions sont donc sans interactions : il s'agit simultanément de faible volume d'inclusions et de grandes distances inter particules.

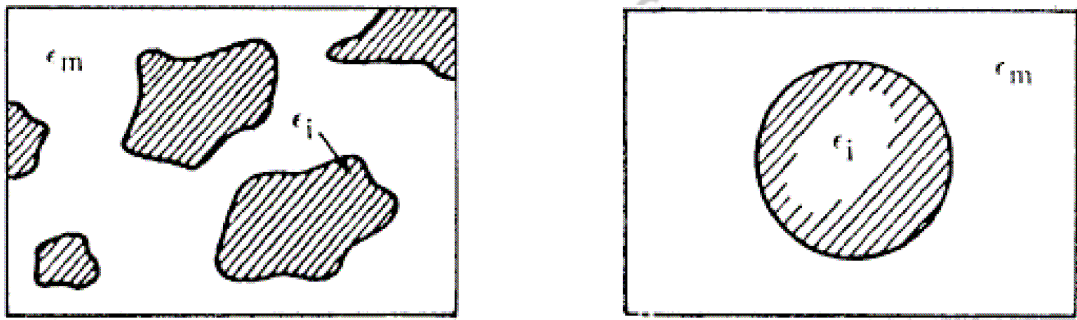


Fig. V- 5 : La cellule unitaire représentative du milieu modélisé par la théorie de Maxwell-Garnett. Toutes les inclusions (modélisées par des sphères) sont ramenées à une inclusion unique: elles sont sans interactions.

En pratique, il peut être difficile de décider lequel des composants devra être considéré comme le matériau hôte (le cas de la céramique poreuse). Et le modèle de Maxwell-Garnett donne des résultats moins précis pour les concentrations d'inclusions supérieures à 50%.

III.2.3. Modèle de la théorie de Bruggeman

Pour traiter le problème des fortes concentrations volumiques, une autre théorie a été proposée par Bruggeman en 1935 [Bru.35]. Dans le modèle de Bruggeman (ou approximation du milieu effectif EMA), l'hypothèse de l'existence du matériau hôte explicite n'est plus considérée. Au lieu de cela, les particules d'un composant quelconque d'un matériau simple sont supposées encastrées dans un milieu effectif de permittivité égale à la permittivité du mélange ϵ_{eff} que l'on essaye de trouver (cf. Fig. V- 6). Ainsi ϵ_{eff} doit être déterminée à partir de la relation:

$$(1-f) \frac{\epsilon_a - \epsilon_{eff}}{\epsilon_a + \epsilon_{eff}} + f \frac{\epsilon_b - \epsilon_{eff}}{\epsilon_b + \epsilon_{eff}} = 0 \quad \text{Eq. V. 17}$$

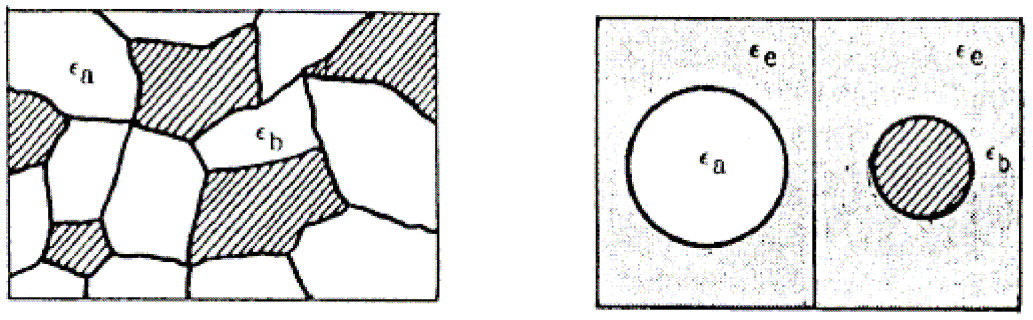


Fig. V- 6 : Cellule unité de la théorie de Bruggeman. Elle est complexe et les deux inclusions types baignent dans le milieu moyen: elles sont donc en interaction.

Pour les faibles fractions volumiques, les deux théories MGT et EMA donnent des résultats très proches pour les constantes diélectriques effectives. Cependant, le modèle EMA assure la validité aux fractions volumiques plus élevées puisqu'il traite les deux constituants de manière symétrique. La deuxième hypothèse dans la théorie EMA porte sur la géométrie de la particule, puisque il est nécessaire de relier entre eux les champs interne et externe associés à la particule. Habituellement on suppose que les particules sont sphériques.

D'autres lois de mélanges qui dérivent de celles de Maxwell-Garnett et de Bruggeman ont été testées pour la modélisation de la permittivité des bétons. Elles sont résumées dans [Rob.97, Lau.01].

IV. BÉTONS BITUMINEUX - DESCRIPTION

Le béton est un terme générique qui désigne un matériau de construction composite fabriqué à partir de granulats agglomérés par un liant. Le liant peut être hydraulique (car il fait prise par hydratation) ; ce liant est alors couramment appelé ciment. On obtient dans ce cas un béton de ciment ou béton hydraulique. On peut aussi utiliser un liant *hydrocarboné* (bitume), ce qui conduit à la fabrication du béton bitumineux.

Dans le cadre de notre étude et vu l'ampleur de la gamme des matériaux concernés, nous nous sommes limités à étudier seulement les propriétés électromagnétiques des bétons bitumineux. Dans la suite de ce paragraphe, nous présentons les caractéristiques physiques de ce type de matériau.

IV.1. BÉTONS BITUMINEUX

Le béton bitumineux (aussi appelé enrobé bitumineux) constitue généralement la couche supérieure des chaussées (*couche de roulement*). Il est mis en œuvre à chaud (150° C environ) à l'aide de machines appelées finisseurs qui permettent de le répandre en couches d'épaisseur désirée. L'effet de prise apparaît dès le refroidissement, aussi est-il nécessaire de compacter le béton bitumineux avant refroidissement en le soumettant au passage répété des "rouleaux compacteurs".

- Granulats : le rôle des granulats est de garantir une solidité et rigidité à la chaussée. La nature des granulats est variable suivant les lieux géographiques, puisqu'ils sont prélevés dans les carrières à proximité des lieux de construction. On peut utiliser des diorites, des quartzites ou des basaltes dont les propriétés mécaniques répondent aux critères de dimensionnement des chaussées. Ils sont caractérisés par leur granularité : elle spécifie l'intervalle en mm à l'intérieur duquel les dimensions des granulats sont incluses, par exemple 0/14 pour des granulats correspondant à des dimensions comprises entre 0 et 14 mm.

- Bitume : le liant bitume est un hydrocarboné caractérisé par sa teneur dans le matériau (en %) et sa dureté. Les liants hydrocarbonés jouent un rôle fondamental dans la durabilité d'un revêtement routier : leurs caractéristiques intrinsèques assurent flexibilité et résistance à la fissuration, à la fatigue et à l'arrachement des enrobés. Le bitume doit donc être caractérisé adéquatement en fonction de ses propriétés viscoélastiques pour prédire son comportement faces aux conditions environnementales (température, etc.). La dureté est définie par la norme européenne EN 14-26. Elle est caractérisée par un grade. Par exemple, le grade 50/70 traduit un enfoncement compris entre 50 et 70 dixièmes de millimètres d'une charge de 100g pendant 5 secondes à la température de 25°. Les grades les plus fréquemment rencontrées sont 35/50 et 50/70.
- Les fines d'apport : Pour remplir les vides et ainsi créer une bonne cohésion entre les matériaux, on ajoute du sable et des fines (granulats dont la taille est inférieure à 0,08 mm). Elles garantissent le niveau de compacité visé pour l'enrobé. La majorité des enrobés bitumineux étudiés ont une proportion de fine d'apport de 2 %. Il existe trois classes de bétons bitumineux : les BB denses ($\% \text{vide} \leq 10\%$), semi-denses ($10 < \% \text{vide} \leq 15\%$), et ouverts ($> 15\%$). Le béton bitumineux ouvert, ou béton drainant, sert à l'évacuation de l'eau de pluie à travers le matériau.
- Les dopes : ce sont des produits qui servent à renforcer la résistance du béton bitumineux face aux dégradations causées par le sel de déverglaçage et par l'eau. Les matériaux fabriqués dans notre étude ne contiennent pas de dopes.

Enfin, une grandeur caractéristique importante dans cette étude est la compacité des matériaux. Elle conditionne la durabilité d'un revêtement bitumineux. Elle est généralement comprise entre 80 et 98 %. La compacité des couches de surface dans une structure de chaussées est plus élevée que celle des couches de base. Elle résulte de la formulation utilisée, des caractéristiques mécaniques souhaitées et des différentes phases de mises en oeuvre, en particulier du compactage. C'est un facteur essentiel dont va fortement dépendre la durée de vie de la chaussée.

De la compacité résulte une teneur en vide du matériaux. Outre les propriétés diélectriques intrinsèques des constituants, cette teneur en vide joue un rôle prépondérant dans la permittivité effective du matériau puisque les pores correspondants pourront éventuellement contenir de l'eau et être le siège de phénomènes de polarisation et de conduction (polarisation basse fréquence, relaxation de polarisation, conduction réelle).

IV.2. PROPRIÉTÉS D'USAGE DES BÉTONS BITUMINEUX

Pour jouer entièrement son rôle, l'enrobé doit respecter les principales propriétés d'usage comme :

- l'imperméabilité qui permet de protéger les matériaux du corps de chaussée contre la pénétration de l'eau dans les couches inférieures,
- la rugosité qui assure l'adhérence avec le véhicule et la sécurité de l'automobiliste,
- la résistance à l'orniérage qui permet la conservation de l'uni et contribue également à la sécurité,
- la rigidité qui assure la répartition des sollicitations sur le support,
- la résistance à la fatigue qui contribue à la longévité des couches soumises à la répétition des sollicitations,
- la résistance au vieillissement qui participe également à la longévité des couches par le maintien des caractéristiques mécaniques de l'enrobé étroitement liées à celles du liant,

Certaines de ces propriétés interfèrent, comme par exemple :

- l'imperméabilité et la rugosité sont liées à la compacité. Lorsque la compacité croît, l'imperméabilité augmente et la rugosité décroît généralement,
- la rigidité, la résistance à la fatigue et la résistance au vieillissement sont également liées à la compacité, à la teneur en fines et en liant, ainsi qu'à la classe du liant.
- Lorsque la teneur en liant augmente, les résistances à la fatigue et au vieillissement augmentent mais la rigidité diminue.
- Lorsque la teneur en fines croît, la rigidité augmente mais les résistances à la fatigue et au vieillissement diminuent.
- La résistance à l'orniérage est liée aux caractéristiques du liant, aux caractéristiques des granulats, aux teneurs en liant, en fines et à la compacité. La résistance à l'orniérage augmente lorsque le liant est plus dur et si son dosage diminue. Ce qui ne favorise pas les résistances à la fatigue et au vieillissement.

Ces exemples d'interaction illustrent les difficultés du choix de la formule adéquate et les dérives possibles de ces propriétés pendant la fabrication et la mise en œuvre des bétons bitumineux. Ceci explique la diversité des bétons bitumineux rencontrés.

IV.3. CLASSES DES BÉTONS BITUMINEUX

Les types de bétons bitumineux sont nombreux. Ils sont utilisés pour la construction de chaussées neuves, pour des travaux de renforcement ou d'entretien suivant le type de structure de chaussée et de trafic. On donne ci-dessous, la nomenclature de quelques types des bétons bitumineux.

- Béton bitumineux clouté (BBC) : béton bitumineux dans lequel des gravillons laqués (appelés clous) sont enchâssés lors de la mise en œuvre, immédiatement derrière le finisseur.
- Béton bitumineux drainant (BBD_r) : béton bitumineux dont le pourcentage de vide et la forme des vides sont tels que les eaux pluviales peuvent circuler dans les vides communicants. Ils conviennent aux trafics importants et rapides.
- Béton bitumineux mince (BBM) : béton bitumineux dont l'épaisseur moyenne de mise en œuvre est comprise entre 3 et 5 cm.
- Béton bitumineux très mince (BBT_M) : béton bitumineux dont l'épaisseur moyenne de mise en œuvre est comprise entre 2 et 2,5 cm.
- Béton bitumineux semi-grenu (BBSG) : béton bitumineux à chaud utilisé pour la réalisation de couche de surface (couche de liaison et/ou de roulement) pour des chaussées à moyen et fort trafics.

V. PLAN D'EXPÉRIENCE

Pour des raisons de coût, il est nécessaire de définir un plan d'expérience permettant de déterminer le nombre minimum d'échantillons à réaliser. Ce chapitre présente une discussion sur le plan d'expérience qui a été établi dans le cadre du projet *Epsilon* [Lin.05]. Il est le fruit d'une collaboration entre plusieurs partenaires qui participent à ce projet (cf. Introduction).

Nous allons également présenter rapidement la procédure d'usinage des différentes éprouvettes d'échantillons des bétons bitumineux que nous allons mesurer. Cette mission a été assurée par le Laboratoire Régional des Ponts et Chaussées LRPC d'Angers sous l'encadrement de Ph. Tijou [Tij.06].

V.1. PROCÉDURE DE FABRICATION DES ÉCHANTILLONS

La caractérisation de la permittivité des bétons bitumineux à l'aide des dispositifs de mesure développés dans le cadre de cette thèse (sondes en guide d'onde rectangulaire et cellule de transition ligne/guide) nécessite des éprouvettes de formes et de dimensions spécifiques selon chaque dispositif :

- pour la cellule en ligne coaxiale, les éprouvettes dont nous avons besoin sont de forme cylindrique présentant un diamètre de 75 mm et une épaisseur de 70 mm (cf. chapitre IV),
- les éprouvettes pour les mesures à l'aide des sondes rectangulaires doivent être de forme parallélépipédique d'épaisseur égale à 60 mm et de dimensions latérales supérieures à la taille des jupes métalliques des deux sondes, en particulier celle de la sonde en bande C, et donc de surface supérieure à $160 \times 160 \text{ mm}^2$ (cf. Chapitre III). De plus, ces dimensions doivent être suffisamment grandes pour permettre la réalisation de N mesures indépendantes. Le nombre de N étant déterminé à partir de la précision que l'on s'est fixée sur l'estimation de la valeur moyenne et l'écart-type de la permittivité mesurée comme prévoit le protocole de mesure (cf. Chapitre III).

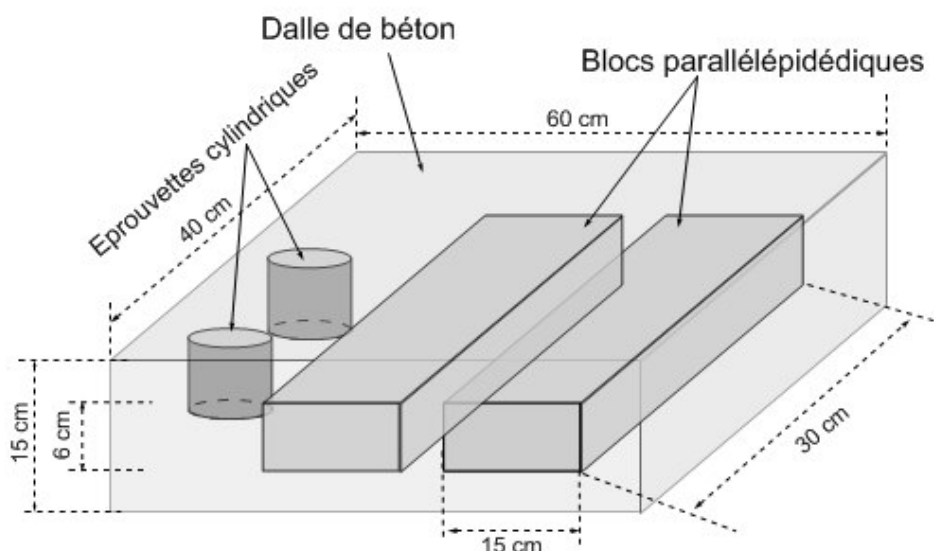


Fig. V- 7 : Étapes de sciage des différents échantillons de béton bitumineux pour les mesures en sondes rectangulaires et en cellule coaxiale/cylindrique.

La Fig. V- 7 montre les étapes de sciage des différentes éprouvettes de béton bitumineux utilisées pour les mesures en sondes rectangulaires et en cellule ligne/guide. Ces éprouvettes sont extraites, pour chaque type d'enrobé, à partir d'une dalle de dimension normalisée $15 \times 40 \times 60 \text{ cm}$. Étant donné que le compactage est également normalisé et considéré constant dans la partie centrale de la dalle, on a choisi d'usiner deux blocs de dimensions $15 \times 30 \times 6 \text{ cm}$ pour les mesures à l'aide des sondes rectangulaires et deux carottes de hauteur de 70 mm et de diamètre variant entre 74 et 75 mm pour les mesures à l'aide de la cellule en ligne coaxiale (cf. Fig. V- 7). L'élimination par sciage des régions supérieures sur quelques centimètres d'épaisseur permet aussi de supprimer les défauts de fabrication et de remontée de bitume. D'autres éprouvettes de forme cylindrique ont été également extraites de la dalle pour des applications complémentaires.

La raison du sous dimensionnement des éprouvettes cylindriques par rapport au porte échantillon (un diamètre de 74 au lieu de 75 mm) est de pouvoir facilement introduire et faire sortir les différentes éprouvettes d'échantillon. Dans le chapitre IV, nous avons étudié l'influence de ce sous dimensionnement sur les erreurs de mesure de la permittivité ; elles sont inférieures à 3 %.

L'usinage des échantillons est réalisé à l'aide d'une scie refroidie à l'eau. La teneur en eau n'est donc pas maîtrisée et diminue au cours du temps. Son influence sur la variation de la permittivité complexe est très importante tant pour la partie réelle que pour la partie imaginaire. Dans notre cas, les échantillons sont mesurés après avoir reposé plusieurs semaines à l'air ambiant, sur étagère. Nous les considérons comme secs, et donc l'effet de l'eau est négligé sur la variation de la permittivité des bétons.

V.2. PLAN D'EXPÉRIENCE

Les bétons bitumineux sont des matériaux hétérogènes caractérisés par plusieurs paramètres. Parmi ceux-ci, on note la nature et la taille maximale des granulats, leur fraction granulaire, la nature du bitume, la température, la compacité, et bien d'autres paramètres. Ces facteurs ont une influence plus au moins significative sur la variation de la permittivité des enrobés. Pour bien identifier l'importance de cette influence, il est nécessaire de définir un plan d'expérience permettant de déterminer les facteurs dont la permittivité va dépendre d'une manière plus ou moins importante. Le but du plan d'expérience est de définir le nombre minimum d'échantillons à réaliser qui ont des structures intéressantes à étudier. Il limite alors, pour des raisons de coût, les échantillons à fabriquer.

Le plan d'expérience que nous allons présenter a été élaboré par R. Linder [Lin.05] du LCPC de Paris avec la participation de nombreux spécialistes matériaux dont la teneur est résumée en [Tij.06].

Les variables qui ont été retenues sont de nombre de cinq :

- **la nature de granulats** : se classent selon quatre groupes (granite, rhyolite, quartzite et basalte),
- **la teneur en bitume** : variant selon deux modalités (forte ou faible),
- **l'intensité de compactage** : variant selon deux modalités (forte ou faible),
- **la granulométrie maximale** : variant selon deux modalités (TMG =10 ou TMG =14),
- **la continuité granulaire** : variant selon deux modalités (continue ou discontinue).

Tableau V- 1 : Définition et valeurs possibles des cinq variables qui ont été retenues dans le plan d'expérience.

Tableau V- 1 : Liste des facteurs de formulation.

Paramètres	Code	Niveau
Bitume	B	4,2 – 9,8 % en poids
Intensité de compactage	C	Fort - Faible
Nature des granulats	NG	4 sortes de granulats
Taille maximale des granulats	TMG	10 - 14 mm
Granulométrie	G	Continue – Discontinue

Discussions sur les paramètres retenus :

1. **nature des granulats** : le béton est constitué principalement d'un squelette de granulats et leur constante diélectrique domine celle de tout le mélange. En France, on utilise quatorze sortes de

granulats de natures minéralogiques différentes. Une étude bibliographique montre que l'on peut les classer en fonction de leur permittivité complexe en quatre groupes :

- les basaltes courants de permittivité relative réelle, ε_r' , variant de 8 à 9 et de permittivité relative imaginaire, ε_r'' , d'environ 0,15,
- les rhyolithes et tuffs rhyolitiques de ε_r' variant de 3 à 4 et de ε_r'' de l'ordre de 0,05,
- les quartzites présentent un ε_r' variant de 4,5 à 5 et un ε_r'' particulièrement faible de l'ordre de 0,025,
- le reste des granulats (granite, calcaire...) présente une permittivité relative variant de 5 à 7 et un ε_r'' compris entre 0,05 à 0,1.

On note que les valeurs de permittivité indiquées ci-dessus correspondent à des valeurs mesurées à 450 MHz [Ula.90]. Toutefois, Celles-ci peuvent varier en fonction de la fréquence et selon l'origine du prélèvement de la roche,

2. **fraction granulaire** : dans un mélange de béton, l'échelle granulométrique est donnée par :

- les fines qui présentent un diamètre inférieur à 80 μm ,
- les sables présentant une taille variant de 0 à 2 mm,
- les gravillons dont la taille varie entre 2 et 6 mm,
- les graviers qui présentent une dimension variant de 6 à 10/14 mm.

On parle d'un mélange discontinu si l'une de ces fractions n'est pas incluse dans le mélange. Dans le cas contraire, le mélange est dit continu.

Selon des courbes granulométriques définies par une bibliothèque de formules de fabrication des bétons bitumineux (cf. Tableau V- 2), quatre types d'enrobés ont été retenus :

- BBSG (Béton bitumineux semi-grenu): produit normalisé, à formule granulaire continue et riche en liant,
- GB (grave Bitume) : produit normalisé, à formule granulaire continue plus pauvre en liant,
- BBDr (Béton bitumineux Drainant) : produit normalisé à formule granulaire très discontinue et pauvre en éléments fins (n'acceptant pas des teneurs en liant très élevées),
- BBC (bétons bitumineux coulés) : produit non normalisé, à formule granulaire discontinue dans lequel les volumes cumulés des fines et du liant dépassent notablement celui des vides du squelette granulaire, ce qui permet sa mise en oeuvre par coulage à chaud, sans compactage.

Tableau V- 2 : Granulométrie des différents enrobés retenus dans le plan d'expérience.

Tamis (en mm)	20	14	10	6.3	4	2	1	0.315	0.25	0.08	0.063
% Passant											
GB 0/10	100	100	97	66	48	35	24	14	12	7.5	6.7
GB 0/14	100	95	70	53	43	33	23	13	12	8	6.7
BBDr 0/10	100	100	91	27	18	15	11	8	7	4.8	4.5
BBDr 0/14	100	95	34	18	16	15	12	8	7	4.8	4.3
BBSG 0/10	100	100	95	56	43	33	23	13	12	7.6	6.8
BBSG 0/14	100	96	70	53	43	33	22	13	12	7.5	6.7
BBC 0/10	100	100	92	60	55	51	44		34		25
BBC 0/14	100	94	60	55	54	51	44		33		25

3. **teneur en bitume** : elle est définie par le rapport entre la masse du bitume et la masse des granulats. Le bitume qui joue le rôle de liant occupe un faible pourcentage du mélange et son taux se situe de 4 à 5 % (pourcentage massique). D'autre part, sa constante diélectrique est faible (autour de 2,5). On peut considérer que ce facteur n'a pas une influence significative sur la constante diélectrique du mélange. Deux niveaux extrêmes de la teneur en bitume ont été retenus dans le plan d'expérience :

- teneur en liant normale : correspondant au module de richesse minimal de la norme produit,
- teneur en liant maximal : correspondant au "maximum" acceptable par le mélange granulaire et à un module de richesse strictement supérieur à 3,6. Le module de richesse traduit une épaisseur conventionnelle de film de liant enrobant tous les grains du squelette, indépendamment de la masse volumique des granulats de la composition du mélange,

4. **intensité du compactage** : le compactage est un élément important des opérations de contrôle de travaux. La compacité (ou l'intensité de compactage) est le rapport entre le volume des granulats et le volume total du matériau. Cette notion de compacité est relative et dépend de la continuité (ou la discontinuité) granulaire de l'enrobé. A titre d'exemple, un enrobé drainant même fortement compacté conserve un pourcentage de vides élevés car son squelette granulaire est bloqué. A contrario, un béton bitumineux coulé, même sans compactage aboutit à une compacité très élevée. Deux modalités « faible » ou « fort » du compactage ont été visées. Elles sont traduites par le Tableau V- 3:

Tableau V- 3 : Intensité de compactage visée pour les différents enrobés.

Type d'enrobé	Compacités visées	
	Compactage faible	Compactage fort
GB	87 %	92 %
BBDr	70 %	80 %
BBSG	88 %	92 %
BBC	98 %	98 %

Le plan d'expérience pour la fabrication des bétons bitumineux est résumé dans l'annexe III.

Remarque : sur le plan d'expérience qui a été établi plus haut, la teneur en bitume, rapport en poids, est la grandeur qui a été retenue comme paramètre ; c'est la grandeur qui peut être contrôlée lors de la fabrication des échantillons des bétons bitumineux. Cependant, le passage d'un mélange à l'autre

s'accompagne toujours par une variation de la fraction volumique du bitume et des granulats même si la teneur en liant reste constante (cf. Annexe IV).

Cette remarque montre qu'il est plus difficile d'étudier d'une manière indépendante l'influence de chaque paramètre. Le passage d'un mélange à l'autre s'accompagne toujours par une variation des fractions volumiques des constituants du mélange (bitume, granulats et vide). Cela peut masquer l'influence d'un paramètre qu'on cherche à étudier.

VI. ÉTUDE DES PARAMÈTRES CARACTÉRISTIQUES DES ENROBÉS SUR LA VARIATION DE LA PERMITTIVITÉ

VI.1. MESURE DE LA PERMITTIVITÉ DES CONSTITUANTS DU BÉTON D'ENROBE

Le béton bitumineux est un matériau hétérogène constitué de granulats, de liant (bitume), de l'air et éventuellement d'une solution électrolytique. La modélisation de la permittivité de celui-ci passe par la connaissance de celle de ses constituants. Dans le cadre de notre travail, nous avons considéré que les différents mélanges d'enrobé sont dépourvus d'eau.

Le problème de la détermination des constante diélectrique des bitumes et des granulats a fait l'objet de plusieurs publications, mais à des fréquences particulières [Hipp.51, Bai.84, Dai.77]. La permittivité des granulats varie en fonction de la fréquence et dépend de l'origine du prélèvement de ceux-ci. En ce qui concerne les bitumes, leur permittivité dépend de la fréquence et de leur grade. Il nous semble nécessaire de procéder à la mesure de la permittivité des granulats et du bitume utilisés dans le cadre de notre travail. Des éprouvettes de ces constituants présentant des cotes identiques à celles du porte échantillon cylindrique de la cellule ligne/guide ont été réalisées (cf. Fig. V- 8). Le bitume a été réchauffé dans un bidon puis coulé dans un porte échantillon de même dimension que celui de la cellule ligne/guide (cf. Fig. V- 8).

Nous avons aussi utilisé une sonde coaxiale à terminaison ouverte (sonde HP de la société Agilent) pour des mesures en hautes fréquences.

La cellule en ligne/guide permet une mesure de la permittivité dans la bande de fréquence 50 MHz – 1,2 GHz alors que la sonde HP donne des mesures très large bande (50 MHz – 18 GHz). Cette dernière permet alors de couvrir toute la bande de fréquence de notre étude (50 MHz – 12 GHz). Toutefois, les mesures que nous avons obtenues à l'aide de cette dernière ne sont pas exploitables. La présence d'une lame d'air entre la sonde et le matériau à caractériser, et la faible profondeur de pénétration du signal électromagnétique engendre des erreurs de mesures significatives. Nos résultats de mesure se limitent alors à ceux obtenus à l'aide de la cellule en ligne/guide.

On note qu'il est possible d'utiliser les sondes en guide d'onde rectangulaire élaborées dans le cadre de cette thèse pour des mesures hautes fréquences. Cependant, il est difficile de fabriquer des éprouvettes de roches de dimension comparable à celle nécessaire pour les mesures réalisées avec ce type de sondes (échantillons parallélépipédiques de surface 16 cm x 16 cm) (cf. chapitre III).

Les mesures que nous avons obtenues sont représentées sur la Fig. V- 9 et rassemblées dans le Tableau V- 4. Nous n'avons pas pu mesurer la permittivité du basalte en raison d'un problème d'approvisionnement d'échantillon de celui-ci.

Les résultats de mesure montrent que pour :

- le bitume : la partie réelle et imaginaire de la permittivité sont quasi-constantes dans toute la bande de fréquence avec une moyenne de 2,41 pour la partie réelle et 0,0073 pour la partie imaginaire. Ces résultats montrent que le bitume est un matériau à très faibles pertes,
- le quartzite : la partie réelle et imaginaire sont quasi-constantes dans toute la bande de fréquence avec une faible décroissance de la partie imaginaire au début de la bande (50 MHz – 200 MHz). D'autre part, on constate que le quartzite est un matériau à faibles pertes avec une partie réelle et partie imaginaire plus faibles en comparaison de celles des autres granulats,
- le granite : la partie réelle est quasi-constante avec une faible décroissance dans la bande 50 MHz – 200 MHz. La partie imaginaire décroît en fonction de la fréquence. Cette décroissance devient faible à partir de la fréquence 600 MHz.
- la rhyolite : la partie réelle est quasi-constante avec une faible décroissance dans la bande 50 MHz – 200 MHz. La partie imaginaire décroît en fonction de la fréquence. Cette décroissance devient moins importante à partir de la fréquence 600 MHz. D'autre part, on remarque que la permittivité complexe de la rhyolite est similaire à celle du granite tant pour la partie réelle que pour la partie imaginaire et ce dans toute la bande de fréquence.
- le basalte : comme nous n'avons pas pu mesurer la permittivité du basalte, on a essayé de tirer quelques commentaires à partir des résultats de mesure sur les mélanges de celui-ci (cf. Annexe III). On remarque que le basalte présente une permittivité réelle et imaginaire constantes dans la toute la bande de fréquence 50 MHz – 1,2 GHz. D'après les données de la littérature [Ula.90], la permittivité réelle du basalte est voisine de 8,5 avec une partie imaginaire proche de 0,1.



Fig. V- 8 : (a) Photo des éprouvettes des roches de granite (A), de rhyolite (B), de quartzite (C) et d' une éprouvette de bitume. A gauche, un échantillon d' une roche carottée.

Les résultats que nous avons obtenus pour des permittivités complexes des différentes roches concordent avec ceux données dans la littérature [Hip.51, Ula.90], à l'exception de la rhyolite qui présente en général une partie réelle de permittivité proche à 3,5. Cette différence est attribuée à l'origine de la roche dans laquelle elle a été prélevée.

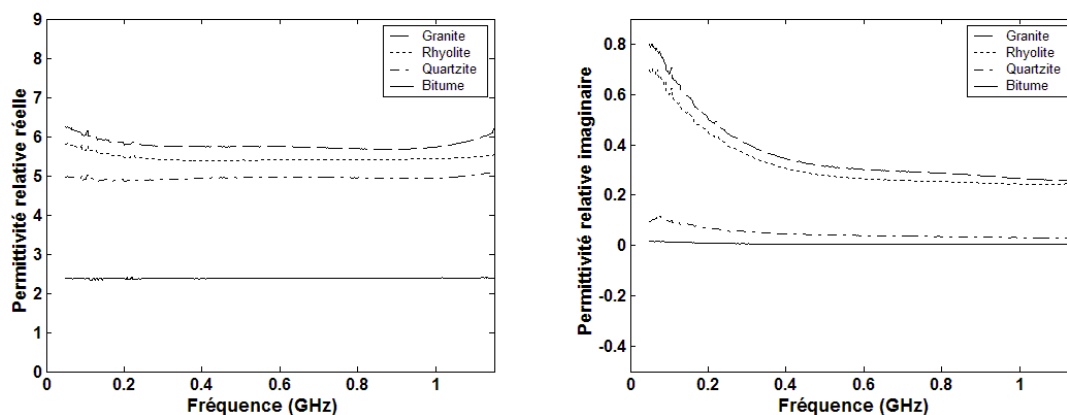


Fig. V- 9 : Mesure de la permittivité diélectrique des différents constituants à l'aide de la cellule de mesure en ligne/guide cylindrique dans la bande de fréquence 50 MHz – 1 GHz.

Tableau V- 4 : Permittivité relative mesurée pour les différents constituants à différentes fréquences. La permittivité du basalte est issue de la référence [Ula.90].

Constituants	Fréquences (GHz)									
	0,10		0,30		0,600		1,00		1,20	
	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
Bitume	2,41	0,0160	2,41	0,0076	2,41	0,0045	2,41	0,0043	2,41	0,0043
Granite	6,04	0,680	5,75	0,400	5,74	0,300	5,73	0,270	6,05	0,260
Rhyolite	5,65	0,600	5,41	0,360	5,40	0,270	5,43	0,250	5,46	0,220
Quartzite	4,91	0,0922	4,90	0,0560	4,90	0,0398	4,91	0,0317	4,90	0,0301
Basalte	$\approx 8,5$	$\approx 0,1$	$\approx 8,5$	$\approx 0,1$	$\approx 8,5$	$\approx 0,1$	$\approx 8,5$	$\approx 0,1$	$\approx 8,5$	$\approx 0,1$

VI.2. MESURE DE LA PERMITTIVITÉ RELATIVE DES BÉTONS BITUMINEUX

Les résultats de mesure de permittivités des mélanges d'enrobés obtenus à l'aide de la cellule ligne/guide (50 MHz – 1,2 GHz) sont données dans l'annexe V. Pour chaque mélange, nous disposons de deux éprouvettes ceci permet de réaliser quatre mesure différentes : sur chaque éprouvette on réalise deux mesures sur les deux faces de celle-ci. Les mesures données dans ce tableau sont donc la moyenne de quatre mesures. Nous n'avons pas pu mesurer la permittivité des échantillons B8 et C3 : après usinage, leurs carottes ont flué entraînant un diamètre supérieur à celui du porte échantillon de la cellule ligne/guide.

Les annexes VI et VII donnent les résultats de mesure de permittivité dans la bande de fréquences (4 – 12 GHz). Les grandeurs ϵ_r' et ϵ_r'' sont respectivement la permittivité relative réelle moyenne et la permittivité relative imaginaire moyenne. Les paramètres Δ_r' et Δ_r'' représentent respectivement les erreurs relatives sur les parties réelle et imaginaire de la permittivité (cf. le protocole de mesure décrit dans le chapitre III).

VI.3. ÉTUDES DES PARAMÈTRES DIÉLECTRIQUES DES ENROBÉS BITUMINEUX

VI.3.1. Influence de la nature des granulats

En vue d'étudier l'influence de la nature minéralogique des granulats sur la permittivité des bétons d'enrobé, nous avons sélectionné les quatre mélanges A1 (granite), B1 (rhyolite), C1

(quartzite), et D2 (basalte). Ces mélanges présentent, à l'exception de leur source de granulat, les mêmes caractéristiques en particulier les mêmes fractions volumiques de leurs constituants (bitume, granulats, porosité) malgré un pourcentage volumique plus faible des granulats du mélange A1 par rapport aux autres mélanges et des tailles maximales de granulats de 10 mm au lieu de 14 mm pour le mélange D2.

La figure Fig. V- 10 illustre la variation en fréquence de la permittivité relative des quatre types de mélanges de béton dans la bande de fréquence 50 MHz – 1,2 GHz. Il apparaît d'après les courbes de cette figure que la nature des granulats influence la permittivité du mélange tant pour la partie réelle et que pour la partie imaginaire. Plus la permittivité des granulats est grande plus celle de son mélange associé est importante. A titre d'exemple, pour une variation de 17 % de la permittivité des granulats (variation entre la permittivité du quartzite et du granite) entraîne une variation de 12 % de la permittivité du mélange. Cette variation est supérieure aux erreurs de mesure ; elle est attribuée à la variation de la nature des granulats.

Le mélange de la rhyolite présente une permittivité réelle supérieure à celle du granite, malgré que la permittivité des granulats de ce dernier est supérieure à celle du premier. Cela est dû au fait que, comme nous l'avons mentionné plus haut, le mélange du granite présente un pourcentage volumique inférieur à celui de la rhyolite.

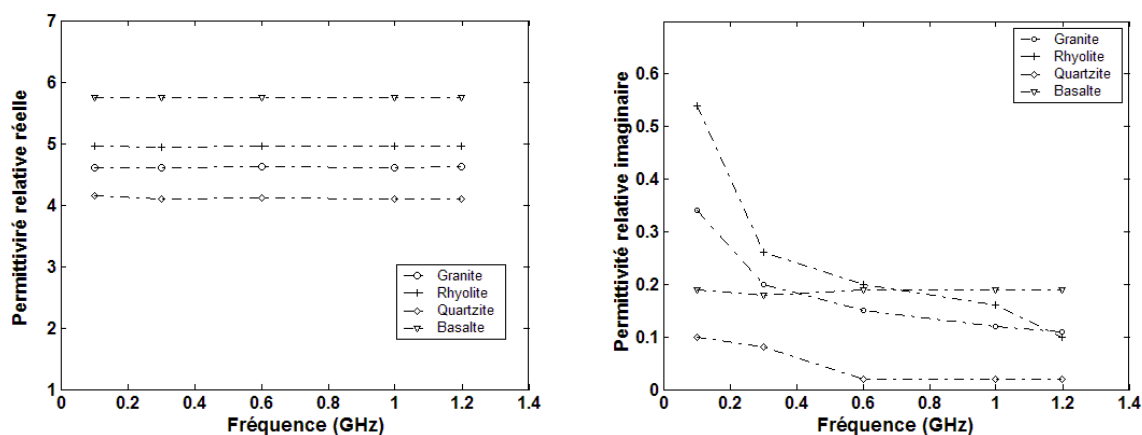


Fig. V- 10 : Variation en fréquence de la permittivité relative (a) réelle et (b) imaginaire des mélanges A1 (granite), B1 (rhyolite), C1 (quartzite) et D2 (basalte).

D'autre part, pour des fréquences supérieures à 4 GHz, on remarque que les paramètres Δ'_r et Δ''_r (erreurs relatives sur la permittivité réelle et imaginaire) varient différemment en fonction de la nature des granulats des mélanges (cf. Tableau 9) : plus la permittivité des granulats est grande plus les variations de ces paramètres sont importantes ; cette variation augmente en fonction de la fréquence. Plus le contraste diélectrique est grand plus les effets de diffraction, qui augmentent avec la fréquence, sont importants.

Tableau V- 5 : Variations de la moyenne et de l'écart-type de la permittivité des mélanges A1 et B1 et C1 et D2 pour quelques fréquences. Mesures à l'aide des sondes rectangulaires.

Freq (GHz)	Permittivité relative	A1	B1	C1	D2
4	$\varepsilon'_r (\Delta'_r)$	4.40 (1)	4.50 (1)	4.05 (1)	4.80 (1)
	$\varepsilon''_r (\Delta''_r)$	0.12 (1.7)	0.12 (1.5)	0.05 (1.1)	0.05 (1)
6	$\varepsilon'_r (\Delta'_r)$	4.37 (4.5)	4.45 (2.5)	4.06 (2.2)	4.79 (3.3)
	$\varepsilon''_r (\Delta''_r)$	0.12 (5.1)	0.12 (2.1)	0.06 (2.5)	0.06 (2.7)
8	$\varepsilon'_r (\Delta'_r)$	4.56 (7.5)	4.46 (3.5)	4.11 (3.2)	4.82 (4.1)
	$\varepsilon''_r (\Delta''_r)$	0.13 (8.1)	0.11 (6.1)	0.06 (3.1)	0.06 (5.2)
10	$\varepsilon'_r (\Delta'_r)$	4.57 (11.7)	4.44 (7.7)	4.13 (3.5)	4.80 (7.8)
	$\varepsilon''_r (\Delta''_r)$	0.13 (12)	0.10 (9.4)	0.06 (3.5)	0.07 (8.7)
12	$\varepsilon'_r (\Delta'_r)$	4.57 (14.7)	4.45 (10.3)	4.11 (3.9)	4.82 (11.9)
	$\varepsilon''_r (\Delta''_r)$	0.13 (13.3)	0.11 (11.2)	0.07 (4.1)	0.07 (12.1)

VI.3.2. Influence de l'intensité du compactage

Lors de la construction des chaussées, il est nécessaire de contrôler l'intensité de compactage de celles-ci. Le compactage de la chaussée conditionne sa résistance et sa durabilité. Il peut être déterminé en laboratoire au moyen d'une analyse d'échantillons prélevés sur le chantier. Quoique cette méthode permette de produire des résultats fiables, elle est destructive, et les résultats sont connus tardivement, ce qui empêche de réaliser une action corrective en temps réel visant à améliorer la compacité du revêtement si elle n'est pas conforme.

Une autre technique utilisée pour la mesure de la compacité est la nucléodensimétrie. Bien que cette méthode soit non destructive et rapide, il s'avère que les résultats obtenus par celle-ci varient selon les utilisateurs et selon le type d'enrobé. D'autre part, cette technique présente des dangers d'utilisation dus aux phénomènes de la radioactivité. Les nouvelles directives imposent aujourd'hui la recherche de nouvelles techniques plus fiables, moins dangereuses, faciles à utiliser et non destructives. Pour atteindre ce but, la technique de mesure basée sur les GPR attire l'intérêt des gestionnaires. Il semble alors intéressant d'étudier quel est le degré de sensibilité de la permittivité vis-à-vis de l'intensité du compactage.

Les Fig. V- 11 et Fig. V- 12 donnent la variation de la permittivité relative réelle en fonction de l'intensité de compactage pour les différents mélanges de granite, de rhyolite, de quartzite et de basalte. Les courbes de ces figures montrent que la permittivité pour chaque type de mélange varie quasi-linéairement en fonction de la densité de compactage si l'on fait abstraction de la dispersion observée pour quelques points de mesure. Cela pourrait être dû, d'une part, à des erreurs de mesure, et d'autre part, à la variation d'autres paramètres qui accompagnent la variation de l'intensité du compactage (fractions granulaires, taille maximales des granulats, etc.). La pente de variation de la permittivité en fonction de la compacité dépend de la nature des granulats comme le montrent ces équations calculées par une approximation de régression linéaire :

$$\begin{aligned}
 \varepsilon'_r &= 0,059I_c - 0,57 ; \text{ (Granite)} \\
 \varepsilon'_r &= 0,064I_c - 0,81 ; \text{ (rhyolite)} \\
 \varepsilon'_r &= 0,027I_c + 1,17 ; \text{ (quartzite)} \\
 \varepsilon'_r &= 0,075I_c - 1,30 ; \text{ (Basalte)}
 \end{aligned}
 \tag{Eq. V. 18}$$

Elle est logiquement plus faible pour les mélanges du quartzite et plus grande pour les mélanges de basalte.

Le phénomène de linéarité est moins marqué sur le facteur de pertes et ceci pour les différents mélanges.

Ces résultats montrent que la permittivité relative réelle pourrait être utilisée comme un bon indicateur de l'intensité de compactage du mélange.

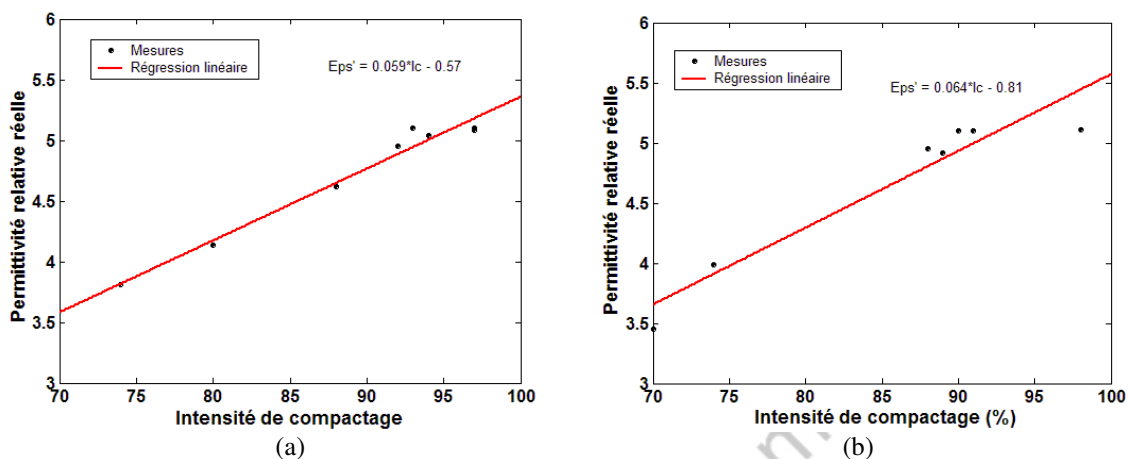


Fig. V- 11 : Variations en fonction de l'intensité du compactage de la permittivité relative réelle du (a) granite et (b) de la rhyolite. Fréquence de mesure $f = 1,2$ GHz.

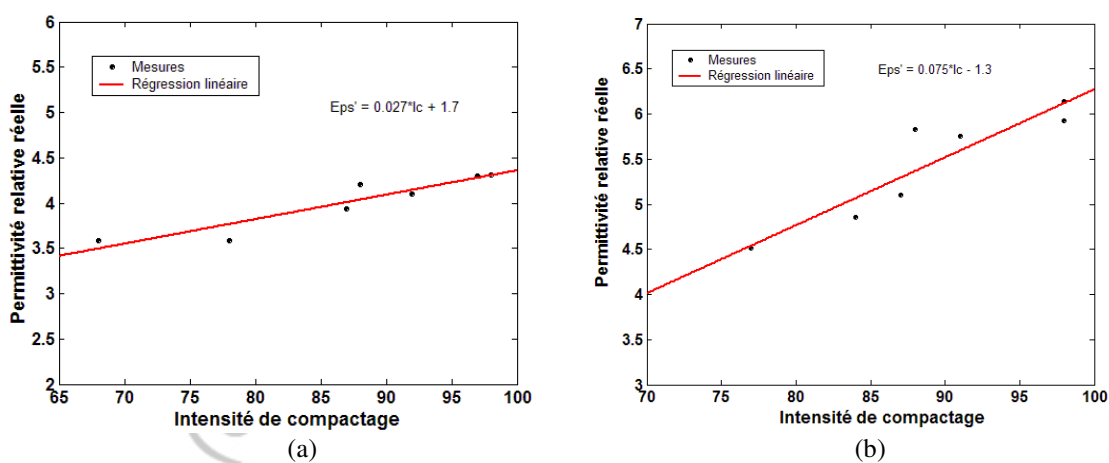


Fig. V- 12 : Variations en fonction de l'intensité de compactage de la permittivité relative réelle du (a) quartzite et (b) du basalte. Fréquence de mesure $f = 1,2$ GHz.

VI.3.3. Influence de la taille maximale des hétérogénéités

Pour étudier l'influence de la taille maximale des granulats sur la valeur de la permittivité, nous avons choisi les mélanges A7 et A8 (C7 et C8). Les échantillons de même nature de granulats présentent au pourcentage près des fractions volumiques similaires de leurs constituants. Les résultats de mesure sont données dans les Tableau V- 6 et Tableau V- 7.

A basse fréquence, on constate généralement que le facteur "taille maximale des granulats" ne semble pas jouer un rôle significatif sur la variation de la permittivité malgré une légère augmentation des pertes diélectriques. A la fréquence 1,2 GHz, la permittivité relative moyenne des bétons est largement voisine de 5 ce qui correspond à une longueur d'onde de 10 cm. Celle-ci est beaucoup plus supérieure à la taille maximale des granulats des bétons. Cela explique pourquoi les phénomènes de diffraction sont négligeables à ces fréquences.

En haute fréquence, on constate que la partie imaginaire augmente en fonction de la taille maximale des hétérogénéités ainsi que les facteurs Δ'_r et Δ''_r . Cette augmentation est moins remarquée pour les échantillons de quartzite (C7 et C8). Le contraste diélectrique dans ces mélanges est moins important, ce qui explique une moindre importance des phénomènes de diffusion de l'onde électromagnétique sur les granulats les plus gros.

Tableau V- 6 : Variations de la permittivité des mélanges A7 et A8 (C7 et C8) pour quelques fréquences. Mesures à l'aide de la cellule ligne/guide.

Mélanges	Fréquences (GHz)									
	0,10		0,30		0,60		1,00		1,20	
	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
A7	5,15	0,11	5,10	0,08	5,02	0,08	5,03	0,05	5,04	0,04
A8	5,15	0,18	5,10	0,12	5,12	0,08	5,10	0,08	5,10	0,07
C7	4,32	0,05	4,31	0,02	4,30	0,01	4,31	0,01	4,30	0,01
C8	4,33	0,01	4,32	0,01	4,31	0,01	4,32	0,01	4,31	0,01

Tableau V- 7 : Variations de la moyenne et de l'écart-type de la permittivité des mélanges A7 et A8 (C7 et C8) pour quelques fréquences. Mesures à l'aide des sondes rectangulaires. ϕ = le diamètre maximal des granulats.

Freq (GHz)	Permittivité relative	A7		A8		C7		C8	
		$\phi = 10$ mm	$\phi = 14$ mm	$\phi = 10$ mm	$\phi = 14$ mm	$\phi = 10$ mm	$\phi = 14$ mm		
4	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	5.00 (1)	5.05 (1.2)	4.50 (1)	4.52 (1)				
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.12 (1.1)	0.43 (1.4)	0.04 (1.1)	0,04 (1,2)				
6	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	5.00 (2.7)	5.15 (4)	4.50 (2.3)	4,51 (2,2)				
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.12 (3.2)	0.43 (4)	0.04 (2.2)	0,04 (2,3)				
8	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	5.12 (4.8)	5.21 (5.3)	4.31 (3.2)	4,31 (3,1)				
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.13 (6.4)	0.45 (6.3)	0.05 (3.4)	0,05 (4,3)				
10	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	5.13 (8.6)	5.22 (7.3)	4.32 (4.4)	4,30 (4,5)				
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.13 (8.4)	0.45 (8)	0.05 (4.8)	0,05 (5,7)				
12	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	5.11 (9.2)	5.21 (9.8)	4.31 (5.2)	4,33 (7,2)				
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.13 (10.2)	0.45 (9.7)	0.05 (5.5)	0,06 (7,4)				

VII. CONCLUSION

Pour résumer l'étude préliminaire que nous venons de mener, plusieurs conclusions intéressantes peuvent être tirées :

- la nature des granulats apparaît être un facteur essentiel qui joue sur la variation de la permittivité des mélanges de bitume tant sur la partie réelle que sur la partie imaginaire,
- l'effet de taille maximale des granulats est négligeable à basses fréquences alors que en haute fréquence ce facteur joue un rôle important sur la partie imaginaire ; elle augmente en fonction de la fréquence. Ce résultat conforte l'hypothèse selon laquelle un phénomène de diffusion apparaît avant 10 GHz,
- l'effet de la compacité joue un rôle significatif sur la variation de la permittivité. L'augmentation de l'intensité du compactage augmente la partie réelle de la permittivité. D'autre part, on constate que la permittivité relative réelle varie linéairement en fonction de l'intensité du compactage. Cette variation est d'autant plus grande que la permittivité est élevée.
- une forte teneur en bitume baisse les pertes diélectriques dans le matériau. Cela est dû aux faibles pertes diélectriques de celui-ci,
- les grandeurs relatives Δ'_r et Δ''_r qui traduisent les phénomènes de diffusion de l'onde électromagnétique sur les granulats les plus gros augmentent en fonction de la fréquence. Cette augmentation dépend de la nature des granulats du matériau. Elle est moins importante pour les mélanges de quartzite. Cela est dû au faible contraste diélectrique caractérisant ces mélanges en raison de la faible constante diélectrique du quartzite,
- le facteur de pertes dans les différents mélanges est dû aux pertes diélectrique des granulats. Il est influencé par le phénomène de diffusion de l'onde électromagnétique sur les granulats les plus gros.

Toutefois, la non maîtrise des fractions volumiques des constituants lors de la fabrication des échantillons des bétons et les précisions de mesure font que les mesures que nous avons présentées ci-dessus n'ont pas un caractère absolu. L'étude paramétrique doit être poursuivie sur un grand nombre d'échantillon de béton dans des conditions de fabrication bien contrôlées afin de compléter nos résultats. Les paramètres qui restent à étudier sont, la fraction granulaire, la température, la porosité et l'eau.

VIII. BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE V

- [Gar.89] Gardiol F., "*Electromagnétisme*", Traité d'électricité Lausanne: Presses polytechniques romandes, Vvol. 3, 1989.
- [Sil.37] Sillars R., "The properties of a dielectric containing semiconducting particles of various shapes.," *Journal of Institution of Electrical Engineers*, Vol. 80, pp. 378-394, 1937.
- [Max.81] MAXWELL J. C., "*A treatise on electricity and magnetism*", 2^{ème} édition, Edition Oxford : Clarendon Press, 1881.
- [Wag.14] WAGNER K. W., "*Explanation of the dielectric fatigue phenomenon on the basis of Maxwell's concept*", Arkiv für Electrotechnik - Edition Shering H. Berlin : Springer-Verlag, 1914.
- [PER 97] PEREZ J-P., R. CARLES, R. FLECKINGER, "*Electromagnétisme : Fondements et applications*", 3^{ème} Ed., Masson, 1997.
- [Deb.29] DEBYE P., "*Polar molecules* ", Edition New York: The chemical catalog, 1929.
- [Col.41] COLE K. S., R. H. COLE, "Dispersion and absorption in dielectrics. I. Alternating current characteristics ", *Journal of Chemical Physics*, Vol. 9, pp. 341-351, 1941.
- [Lin.05] Linder R., "*Les plans d'expériences, Un outil indispensable à l'expérimentation*", Édition Presses des Ponts et Chaussées, Paris, France, 2005.
- [Loo.65] Looyenga H., "Dielectric constants of mixtures ", *Physica*, vol. 31, pp.401–406, 1965. R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. NewYork: Mc-Graw-Hill, 1966, ch. 3.
- [Bir.74] Birchak, J. R., Gardener, C. G., Hipp, J. E. and Victor, J. M., 1974. High dielectric constant microwave probes for sensing soil moisture, *Proc. IEEE*, **62**, 93-98.
- [Hil.00] Hilhorst, M.A., C. Dirksen, F.W.H. Kampers, and R.A. Feddes, "*New dielectric mixture equation for porous materials based on depolarization factors*", *Soil Science Society of America Journal*. 64: pp. 1581-1587, 2000.
- [Rob.98] Robert A., "Dielectric permittivity of concrete between 50 MHz and 1 GHz and GPR measurements for building materials evaluation", *Journal Applied of. Geophysics.*, vol. 40, pp. 89-941. 1998.
- [Gal.03] Giuseppe Gallone, Giovanni Levita, Augusto Marchetti, Simone Capaccioli, Marta Fantozzi, Lauro Lucchesi "Broad band dielectric analysis Of bituminous concrete", vol.8 no. 1 pp. 36 – 40 2003.
- [Tij.05] Tijou Ph., "Plan d'expérience de fabrications des bétons bitumineux", *Rapport Interne des LPC*, Janvier 2006.
- [Sih.89] Sihvola H., "Self-consistency aspects of dielectric mixing theories," *IEEE Transactions Geosciences and Remote Sensing.*, vol. 27, pp. 403–415, July 1989.

- [Bai.84] Baillot G. et Servant D., "Mesures des constantes diélectriques en ultra hautes fréquences - Résultats pour différents matériaux du génie civil", *Rapport Interne du LCPC*, Février, 1984.
- [Dai.77] Daines M., E., "The permittivity test for bitumen", *TRRL Supplementary Report 312*, 1977. Ulaby, Microwave Dielectric Properties of Natural Earth Materials, Tome III,
- [Lau.01] Laurens S., "Aptitude de la technique radar à la caractérisation du béton d'enrobage – Aide au diagnostic de la corrosion des armatures", *Thèse de Doctorat de l'Université de Sherbrooke*, Décembre, 2001.
- [Kly.04] Klysz G., "Caractérisation du béton d'enrobage par technique radar : exploitation de l'onde direct émetteur-récepteur", *Thèse de Doctorant de l'Université de Toulouse III – Paul Sabatier*, Décembre 2004.
- [Ula.90] Ulaby, F. T., Bengal, T. H., Dobson, M. C., East, J. R., Garvin, J. B., and Evans, D. L., 1990, "Microwave dielectric properties of dry rocks: Institute of Electrical and Electronics Engineers", *Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 28, no. 3, pp. 325-336.
- [Mos.50] O.F. Mossotti, 1850, "Discussione analitica sull influenza che l'azione di un mezzo dielettrico ha sulla distribuzione dell'ellettrica alla superficie di più corpi elettici disseminati in esso", *Mem. Math. Fisica Modena* 24, pp. 49-74.
- [Cla.79] R. Clausius, 1879, "Die Mechanische Behandlung der Elektrizität. Vieweg", *Die Mechanische Wärmtheorie*, vol.2, Braunschweig, pp.62-97.
- [Wyl.56] Wyllie, M.R.J., Gregory A.R. and Garner L.W.. "Elastic wave velocities in heterogeneous and porous media". *Geophysics*, vol. 21, no. 1, pp. 41-70 January 1956.

(c) Copyright adous mourad

CONCLUSION & PERSPECTIVES

Les travaux réalisés dans ce mémoire de thèse avaient pour objectif le développement de techniques de mesures permettant la caractérisation des propriétés diélectriques des matériaux du génie civil, en particulier des bétons, dans la bande de fréquences [50 MHz - 13 GHz]. Cette bande couvre la gamme de fonctionnement des radar impulsions et des radar à sauts de fréquences.

Nos travaux se sont déroulés en trois grandes étapes :

1. La première a consisté à identifier les techniques de mesures les mieux adaptées à la caractérisation de la permittivité complexe des bétons. Pour ce faire, nous avons pris en considération deux contraintes : la largeur de la bande de fréquences et l'hétérogénéité du matériau béton. La bande de fréquences devait couvrir la gamme de fonctionnement des différents radar existants (impulsions et à sauts de fréquences), soit de 50 MHz à 12 GHz. Pour garantir une mesure représentative d'un matériau hétérogène, la cellule de mesure devait interagir avec un volume de matière suffisamment important ; ce volume est appelé Volume Élémentaire Représentatif (VER). Nous l'avons évalué par simulations électromagnétiques à environ trois fois la taille maximale des hétérogénéités du matériau.

Les techniques de mesures qui ont été étudiées sont en nombre de trois : la cellule en ligne de transmission coaxiale, la sonde en ligne coaxiale et la sonde en guide d'onde rectangulaire. Le logiciel commercial HFSS a permis de simuler le fonctionnement des différentes cellules, et de comparer leurs performances. Les résultats de simulation montrent que la sonde en guide d'onde rectangulaire est la mieux adaptée à la caractérisation électromagnétique des bétons dans la bande de fréquences 2 – 12 GHz. Elle se caractérise par une profondeur de pénétration (supérieure à 6 cm) qui satisfait le critère du VER. En raison de sa grande profondeur d'investigation, la sonde en guide d'onde rectangulaire est sensible au phénomène de diffusion de l'onde électromagnétique sur les plus gros granulats du béton, qui apparaît à partir d'une certaine fréquence. Les résultats de simulations montrent qu'au-delà de 3 GHz, les phénomènes de diffusion ne peuvent plus être négligés dans les bétons.

Pour la bande de fonctionnement inférieure, i.e. la bande des radar impulsions à savoir 50 MHz – 2/3 GHz, les difficultés d'usinage d'éprouvettes de béton, nous ont incité à choisir un dispositif de mesures caractérisé par une transition ligne coaxiale/guide cylindrique. En outre, l'avantage de cette méthode est d'être large bande (bande de fonctionnement 50 MHz – 1,2 GHz).

2. La deuxième étape a consisté à faire l'analyse électromagnétique détaillée, la mise au point et la validation des deux techniques de mesure que nous avons sélectionnées : la sonde en guide d'onde rectangulaire et la cellule en ligne coaxiale. L'étude théorique pour chaque dispositif de mesure implique : l'analyse du problème direct, et la résolution du problème inverse. Le problème direct consiste à calculer le coefficient de réflexion de la cellule (ou sonde) de mesure en fonction des propriétés électromagnétiques du matériau à caractériser. Pour cela, nous avons fait appel à la méthode de

raccordement modal (MRM). Cette méthode dynamique permet de prendre en compte la plupart des phénomènes physiques mis en jeu, en particulier les modes d'ordre supérieur excités par la discontinuité de la structure étudiée. Les codes de calcul que nous avons développés pour la sonde rectangulaire et la cellule en ligne coaxiale donnent des résultats qui concordent avec ceux obtenus à l'aide du logiciel électromagnétique HFSS.

Le calcul de la permittivité du matériau à caractériser à partir du coefficient de réflexion mesuré constitue le problème inverse. La complexité de l'analyse électromagnétique ne permet pas de trouver une relation analytique entre ces deux paramètres. Nous avons développé un code de calcul basé sur la méthode de Newton-Raphson, pour résoudre numériquement le problème inverse. Il permet une convergence rapide vers le minimum global de la fonction erreur. Pour valider les programmes de dépouillement des données associés à chaque dispositif de mesure, nous avons effectué des mesures sur des matériaux étalons de permittivité connue.

3. Lors d'une dernière étape, nous avons utilisé les cellules de mesure réalisées afin de caractériser différents mélanges de bétons bitumineux. Ces mélanges ont été élaborés à partir d'un plan d'expérience qui a été établi en collaboration avec plusieurs partenaires du projet de recherche *Epsilon*. Les résultats de mesure montrent que la nature de l'origine de la roche joue un rôle prépondérant sur la permittivité des mélanges de béton tant pour la partie réelle que pour la partie imaginaire. Dans le domaine des hautes fréquences, la taille maximale des hétérogénéités du béton engendre une variation de la permittivité complexe mesurée selon la position de la sonde sur l'échantillon. Une approche statistique a donc été proposée pour représenter les propriétés des bétons au-delà d'une certaine fréquence de travail. Enfin, nous avons constaté que la partie réelle de la permittivité varie linéairement en fonction de l'intensité du compactage du matériau.

Ces différentes observations n'ont pas un caractère définitif. En effet, le manque de maîtrise de la fraction volumique du bitume et la teneur en eau lors de la fabrication des échantillons ne nous a pas permis d'identifier la contribution réelle de chacun des composants du béton bitumineux (nature des granulats, taille maximale des hétérogénéités, continuité granulaire, etc.).

Les perspectives de travail qui se dégagent à l'issue de cette thèse peuvent se regrouper selon deux axes : l'amélioration de la précision des techniques de mesures, et la poursuite de la caractérisation diélectrique des bétons.

Du point de vue de la précision de mesures, des simulations complémentaires seraient susceptibles d'être utiles. En particulier, nous ne savons pas évaluer précisément l'effet de lames d'air entre l'échantillon à caractériser et les plans métalliques de la sonde/cellule de mesure. Des simulations complémentaires permettraient de quantifier l'amplitude de l'erreur de mesure résultante.

Dans l'analyse électromagnétique du fonctionnement de la cellule de mesure en ligne coaxiale/guide cylindrique, nous avons considéré uniquement des modes de propagation TM à symétrie de révolution axisymétrique. En toute rigueur, la présence d'hétérogénéités peut rompre cette symétrie particulière et créer d'autres modes d'ordre supérieur. Une analyse électromagnétique plus détaillée de la discontinuité ligne/béton permettrait d'étudier l'influence des modes d'ordre supérieur non axisymétrique sur le calcul de la permittivité des milieux hétérogènes.

Du point de vue expérimental, le critère du VER a été validé par simulation sur un matériau synthétique, composé d'un arrangement périodique d'hétérogénéités. Il nous semble utile de vérifier par l'expérimentation ce critère du VER. Pour ce faire, il serait judicieux de réaliser des échantillons de bétons

de différentes épaisseurs pour étudier l'influence de l'épaisseur sur les résultats de mesure. En outre, l'effet d'un gradient (humidité, compactage, etc.) pourrait également amener à modifier le critère du VER.

La caractérisation diélectrique des bétons reste à approfondir. Nous avons en effet traité partiellement les mesures sur les bétons bitumineux, et réalisé peu de mesures sur bétons hydrauliques. Il sera important d'effectuer une étude paramétrique sur un grand nombre de bétons dans des conditions contrôlées, en complétant ou en redéfinissant le plan d'expérience, afin de compléter les résultats que nous avons obtenus.

A l'issue de cette étude paramétrique, il serait intéressant, d'une part, de déterminer la loi de mélange la mieux adaptée à la modélisation de la permittivité diélectrique des bétons en tenant compte des phénomènes de diffusion et, d'autre part, de tenter d'établir une relation linéaire pour relier les paramètres d'état et de fabrication des bétons à la permittivité des matériaux. Enfin, ce projet pourrait s'achever par une comparaison de résultats expérimentaux obtenus dans les conditions de laboratoire aux résultats sur ouvrages.

(c) Copyright adous mourad

(c) Copyright adous mourad

ANNEXE I

RELATIONS ENTRE LES CHAMPS TRANSVERSAUX ET LES CHAMPS LONGITUDINAUX EN COORDONNEES CARTESIENNES

$$\begin{aligned}
 E_x &= \frac{1}{K_c^2} \left(-\gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) & H_x &= \frac{1}{K_c^2} \left(j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \\
 E_y &= \frac{1}{K_c^2} \left(-\gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) & H_y &= \frac{1}{K_c^2} \left(-j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \right)
 \end{aligned}$$

avec : $K_c^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \varepsilon$

où ω est pulsation de l'onde électromagnétique γ et la constante de propagation du mode considéré et (ε, μ) représentent respectivement la permittivité et la perméabilité magnétique du milieu au sein duquel se propage l'onde électromagnétique.

ANNEXE I

RELATIONS ENTRE LES CHAMPS TRANSVERSAUX ET LES CHAMPS LONGITUDINAUX EN COORDONNEES CARTESIENNES

$$\begin{aligned}
 E_x &= \frac{1}{K_c^2} \left(-\gamma \frac{\partial E_z}{\partial x} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) & H_x &= \frac{1}{K_c^2} \left(j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \\
 E_y &= \frac{1}{K_c^2} \left(-\gamma \frac{\partial E_z}{\partial y} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) & H_y &= \frac{1}{K_c^2} \left(-j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial y} \right)
 \end{aligned}$$

avec : $K_c^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \varepsilon$

où ω est pulsation de l'onde électromagnétique γ et la constante de propagation du mode considéré et (ε, μ) représentent respectivement la permittivité et la perméabilité magnétique du milieu au sein duquel se propage l'onde électromagnétique.

ANNEXE II

RELATIONS ENTRE LES CHAMPS TRANSVERSAUX ET LES CHAMPS LONGITUDINAUX EN COORDONNEES CYLINDRIQUES

$$\begin{aligned}
 E_r &= \frac{1}{K_c^2} \left(-\gamma \frac{\partial E_z}{\partial r} - j\omega\mu \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right) & H_r &= \frac{1}{K_c^2} \left(j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial r} - \gamma \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right) \\
 E_\phi &= \frac{1}{K_c^2} \left(-\gamma \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial r} - j\omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right) & H_\phi &= \frac{1}{K_c^2} \left(-j\omega\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial r} - \gamma \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} \right)
 \end{aligned}$$

avec : $K_c^2 = \gamma^2 + \omega^2 \mu \varepsilon$

où ω est pulsation de l'onde électromagnétique, γ et la constante de propagation du mode considéré et (ε, μ) représentent respectivement la permittivité et la perméabilité magnétique du milieu au sein duquel se propage l'onde électromagnétique.

ANNEXE III

Plan d'expérience retenu pour la fabrication des bétons bitumineux : quatre sortes de granulats, deux niveaux de la teneur en bitume, deux niveaux d'intensité de compactage, deux formules continue et discontinue, et deux tailles maximales des granulats.

N° d'ordre et nomenclature de l'échantillon	Nature des granulats Ng	TL	Intensité du compactage c	Tmx	Cg	Type d'enrobé	Compacité mesurée	Compacité visée
1 (A1)	Granite	Normale	faible	10	continue	GB 0/10	88%	87%
2 (A2)	Granite	Normale	forte	14	continue	GB 0/14	93%	92%
3 (A3)	Granite	Normale	forte	10	discontinue	BBDr 0/10	80%	80%
4 (A4)	Granite	Normale	faible	14	discontinue	BBDr 0/14	74%	70%
5 (A5)	Granite	Maximale	forte	10	continue	BBSG 0/10	94%	92%
6 (A6)	Granite	Maximale	faible	14	continue	BBSG 0/14	92%	88%
7 (A7)	Granite	Maximale	faible	10	discontinue	BBC 0/10	97%	98%
8 (A8)	Granite	Maximale	forte	14	discontinue	BBC 0/14	97%	98%
9 (B1)	Rhyolite	Normale	forte	10	continue	GB 0/10	90%	92%
10 (B2)	Rhyolite	Normale	faible	14	continue	GB 0/14	88%	87%
11 (B3)	Rhyolite	Normale	faible	10	discontinue	BBDr 0/10	70%	70%
12 (B4)	Rhyolite	Normale	forte	14	discontinue	BBDr 0/14	74%	80%
13 (B5)	Rhyolite	Maximale	faible	10	continue	BBSG 0/10	89%	88%
14 (B6)	Rhyolite	Maximale	forte	14	continue	BBSG 0/14	91%	92%
15 (B7)	Rhyolite	Maximale	forte	10	discontinue	BBC 0/10	98%	98%
16 (B8)	Rhyolite	Maximale	faible	14	discontinue	BBC 0/14	98%	98%
17 (C1)	Quartzite	Normale	forte	10	continue	GB 0/10	92%	92%
18 (C2)	Quartzite	Normale	faible	14	continue	GB 0/14	88%	88%
19 (C3)	Quartzite	Normale	faible	10	discontinue	BBDr 0/10	68%	70%
20 (C4)	Quartzite	Normale	forte	14	discontinue	BBDr 0/14	78%	80%
21 (C5)	Quartzite	Maximale	faible	10	continue	BBSG 0/10	87%	88%
22 (C6)	Quartzite	Maximale	forte	14	continue	BBSG 0/14	92%	92%
23 (C7)	Quartzite	Maximale	forte	10	discontinue	BBC 0/10	98%	98%
24 (C8)	Quartzite	Maximale	faible	14	discontinue	BBC 0/14	97%	98%
25 (D1)	Basalte	Normale	faible	10	continue	GB 0/10	84%	87%
26 (D2)	Basalte	Normale	forte	14	continue	GB 0/14	91%	92%
27 (D3)	Basalte	Normale	forte	10	discontinue	BBDr 0/10	77%	80%
28 (D4)	Basalte	Normale	faible	14	discontinue	BBDr 0/14	69%	70%
29 (D5)	Basalte	Maximale	forte	10	continue	BBSG 0/10	88%	92%
30 (D6)	Basalte	Maximale	faible	14	continue	BBSG 0/14	87%	88%
31 (D7)	Basalte	Maximale	faible	10	discontinue	BBC 0/10	98%	98%
32 (D8)	Basalte	Maximale	forte	14	discontinue	BBC 0/14	98%	98%

Cg : continuité granulaire, Tmx : taille maximale des granulats, Ic : intensité de compactage, TL : teneur en liant.

ANNEXE IV

Teneur en bitume et fractions volumiques des différents mélanges des bétons bitumineux

Numéro Echantillon	Type d'enrobé	Continuité granulaire	Teneur en bitume	Fraction volumique des granulats	Fraction volumique du bitume	Porosité	Compacité mesurée
A1	GB 0/10	continue	4,8	78,50	9,70	11,80	88%
A2	GB 0/14	continue	4,8	83,13	10,27	6,60	93%
A3	BBDr 0/10	discontinue	5	70,65	9,10	20,26	80%
A4	BBDr 0/14	discontinue	4,5	66,22	7,66	26,12	74%
A5	BBSG 0/10	continue	6,1	80,79	12,69	6,52	94%
A6	BBSG 0/14	continue	6,1	79,29	12,44	8,27	92%
A7	BBC 0/10	discontinue	9,30	78,55	18,80	2,55	97%
A8	BBC 0/14	discontinue	9,30	78,13	18,78	3,09	97%
B1	GB 0/10	continue	4,7	80,44	9,89	9,68	90%
B2	GB 0/14	continue	4,7	78,80	7,99	11,54	88%
B3	BBDr 0/10	discontinue	4,4	62,52	9,10	29,49	70%
B4	BBDr 0/14	discontinue	4,5	66,39	7,65	25,96	74%
B5	BBSG 0/10	continue	6,00	77,02	12,07	10,90	89%
B6	BBSG 0/14	continue	5,9	79,27	12,19	8,54	91%
B7	BBC 0/10	discontinue	9,20	79,45	18,91	1,64	98%
B8	BBC 0/14	discontinue	9,20	78,89	18,76	2,35	98%
C1	GB 0/10	continue	4,8	81,65	10,07	8,28	92%
C2	GB 0/14	continue	4,8	78,46	9,67	11,88	88%
C3	BBDr 0/10	discontinue	5	60,16	7,70	32,15	68%
C4	BBDr 0/14	discontinue	4,5	69,79	8,02	22,19	78%
C5	BBSG 0/10	continue	6,1	75,52	11,83	12,65	87%
C6	BBSG 0/14	continue	6,1	79,49	12,44	8,07	92%
C7	BBC 0/10	discontinue	9,20	78,91	18,75	2,35	98%
C8	BBC 0/14	discontinue	9,20	78,62	18,66	2,73	97%
D1	GB 0/10	continue	4,4	75,56	9,26	15,18	84%
D2	GB 0/14	continue	4,4	80,75	9,52	9,73	91%
D3	BBDr 0/10	discontinue	4,6	67,72	8,71	23,57	77%
D4	BBDr 0/14	discontinue	4,1	62,39	7,15	30,45	69%
D5	BBSG 0/10	continue	5,6	76,46	11,96	11,59	88%
D6	BBSG 0/14	continue	5,6	75,26	11,79	12,95	87%
D7	BBC 0/10	discontinue	8,70	78,75	18,90	2,35	98%
D8	BBC 0/14	discontinue	8,70	79,41	18,84	1,75	98%

ANNEXE V

Mesure de la permittivité complexe des différents mélanges des béton bitumineux dans la bande de fréquence 50 MHz – 1,2 GHz.

Mélanges	Fréquences (GHz)									
	0,10		0,30		0,60		1,00		1,20	
	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''	ϵ'	ϵ''
A1	4,60	0,34	4,61	0,20	4,62	0,15	4,61	0,40	4,62	0,11
A2	5,15	0,26	5,10	0,17	5,12	0,12	5,11	0,09	5,10	0,08
A3	4,25	0,24	4,15	0,16	4,15	0,11	4,14	0,08	4,14	0,07
A4	4,00	0,25	3,82	0,15	3,81	0,12	3,80	0,09	3,81	0,07
A5	5,20	0,35	5,14	0,22	5,10	0,14	5,04	0,10	5,04	0,07
A6	5,00	0,22	4,95	0,15	4,95	0,10	4,95	0,08	4,95	0,08
A7	5,15	0,11	5,10	0,08	5,02	0,08	5,03	0,05	5,04	0,04
A8	5,15	0,18	5,10	0,12	5,12	0,08	5,10	0,08	5,10	0,07
B1	4,95	0,54	4,94	0,26	4,95	0,20	4,96	0,16	4,95	0,10
B2	5,10	0,45	4,93	0,26	4,93	0,19	4,93	0,14	4,93	0,12
B3	3,49	0,25	3,46	0,15	3,45	0,09	3,44	0,08	3,45	0,07
B4	4,05	0,25	4,01	0,15	3,98	0,10	3,98	0,09	3,99	0,09
B5	5,05	0,55	5,01	0,30	4,92	0,20	4,91	0,13	4,92	0,12
B6	5,10	0,64	5,10	0,31	5,10	0,15	5,10	0,10	5,10	0,10
B7	5,40	0,15	5,15	0,08	5,11	0,05	5,12	0,02	5,11	0,02
B8	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
C1	4,15	0,10	4,10	0,08	4,12	0,02	4,10	0,02	4,10	0,02
C2	4,20	0,10	4,21	0,04	4,20	0,02	4,21	0,02	4,20	0,02
C3	*	*	*	*	*	*	*	*	*	*
C4	3,62	0,09	3,61	0,04	3,60	0,03	3,60	0,02	3,59	0,02
C5	3,96	0,05	3,94	0,03	3,95	0,03	3,94	0,02	3,94	0,02
C6	4,22	0,05	4,20	0,02	4,21	0,01	4,20	0,01	4,20	0,01
C7	4,32	0,05	4,31	0,02	4,30	0,01	4,31	0,01	4,30	0,01
C8	4,33	0,01	4,32	0,01	4,31	0,01	4,32	0,01	4,31	0,01
D1	4,90	0,19	4,86	0,18	4,85	0,18	4,85	0,18	4,86	0,17
D2	5,75	0,19	5,74	0,18	5,74	0,19	5,74	0,19	5,75	0,19
D3	4,50	0,15	4,51	0,14	4,51	0,14	4,50	0,14	4,51	0,14
D4	5,01	0,20	5,01	0,19	5,00	0,18	5,00	0,18	5,00	0,18
D5	5,82	0,14	5,83	0,15	5,83	0,14	5,82	0,15	5,83	0,15
D6	5,12	0,11	5,10	0,12	5,10	0,12	5,10	0,11	5,10	0,12
D7	4,95	0,09	4,97	0,08	5,98	0,08	5,98	0,07	5,92	0,07
D8	6,15	0,12	6,15	0,13	6,14	0,13	6,13	0,13	6,14	0,14

* Mesures réalisées en raison d'un défaut d'usage sur les matériaux.

ANNEXE VI

**Permittivités des différents mélanges de granite pour quelques fréquences
(dans la bande de fréquence 4 – 12 GHz)**

Freq (GHz)	Permittivité relative	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8
4	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,40 (1)	*	*	5,00 (1,1)	5,13 (1)	4,80 (1,1)	5,00 (1)	5,05 (1,2)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,12 (1,7)	*	*	0,20 (1,1)	0,13 (1)	0,14 (1)	0,12 (1,1)	0,43 (1,4)
6	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,37 (4,5)	*	*	5,00 (2,7)	5,13 (3,7)	4,80 (4)	5,00 (2,7)	5,15 (4)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,12 (5,1)	*	*	0,19 (2,1)	0,14 (3,2)	0,15 (3,6)	0,12 (3,2)	0,43 (4)
8	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,56 (7,5)	*	*	5,02 (4,7)	5,15 (5,6)	4,81 (7,0)	5,12 (4,8)	5,21 (5,3)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,13 (8,1)	*	*	0,22 (4,5)	0,18 (6,4)	0,16 (7,5)	0,13 (6,4)	0,45 (6,3)
10	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,57 (11,7)	*	*	5,03 (6,6)	5,16 (7,5)	4,83 (9,3)	5,13 (8,6)	5,22 (7,3)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,13 (12)	*	*	0,23 (7)	0,18 (8,3)	0,16 (10,2)	0,13 (8,4)	0,45 (8)
12	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,57 (14,7)	*	*	5,01 (8,6)	5,10 (9,5)	4,81 (8,8)	5,11 (9,2)	5,21 (9,8)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,13 (13,3)	*	*	0,21 (8,1)	0,19 (8,8)	0,16 (10)	0,13 (10,2)	0,45 (9,7)

*, * Mesures été réalisées en raison d'un défaut d'usinage sur les matériaux.

**Permittivité des différents mélanges de Rhyolite pour quelques fréquences
(dans la bande de fréquence 4 – 12 GHz)**

Freq (GHz)	Relative Permittivity	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8
4	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4.88 (1)	4.25 (1)	3.73 (1)	3.63 (1)	3.82 (1.1)	4.23 (1)	4.50 (1)	4.50 (1)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.05 (1,1)	0.05 (1)	0.05 (1.1)	0.05 (1)	0.06 (1.1)	0.05 (1.1)	0.4 (1.1)	0.4 (1.2)
6	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	3.90 (2,2)	4.25 (2,3)	3.38 (1,5)	3.75 (2,5)	3.82 (2,1)	4.26 (2,2)	4.50 (2,3)	4.55 (2,2)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.06 (2,5)	0.06 (2,7)	0.06 (2,7)	0.06 (2,7)	0.06 (2,3)	0.06 (2,4)	0.4 (2,2)	0.4 (3,3)
8	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	3.93 (3,2)	4.33 (3,1)	3.38 (3,3)	3.76 (3,4)	3.85 (3,1)	4.20 (3,2)	4.31 (3,2)	4.31 (4,1)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.06 (3,1)	0.06 (3,2)	0.06 (3,1)	0.06 (3,2)	0.06 (3,5)	0.06 (3,5)	0.05 (3,4)	0.05 (4,3)
10	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	3.91 (3,5)	4.31 (3,8)	3.38 (3,5)	3.76 (3,6)	3.87 (4,4)	4.22 (4,3)	4.32 (4,4)	4.32 (5,5)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.06 (3,5)	0.07 (3,7)	0.06 (3,3)	0.06 (3,4)	0.06 (4,6)	0.06 (4,8)	0.5 (4,8)	0.5 (5,7)
12	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4.90 (3,9)	4.31 (4,)	3.38 (4,3)	3.76 (4,3)	3.86 (5,1)	4.21 (5,3)	4.31 (5,2)	4.31 (6,6)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.07 (4,1)	0.07 (4,1)	0.06 (4,6)	0.07 (4,7)	0.06 (5,5)	0.06 (5,5)	0.5 (5,5)	0.5 (6,4)

ANNEXE VII

**Permittivité des différents mélanges de quartzite pour quelques fréquences
(dans la bande de fréquence 4 – 12 GHz))**

Freq (GHz)	Permittivité relative	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	C8
4	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,05 (1)	4,25 (1)	3,73 (1)	3,63 (1)	3,82 (1,1)	4,23 (1)	4,50 (1)	4,52 (1)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,05 (1,1)	0,05 (1)	0,05 (1,1)	0,05 (1)	0,06 (1,1)	0,05 (1,1)	0,04 (1,1)	0,04 (1,2)
6	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,06 (2,2)	4,25 (2,3)	3,38 (2,1)	3,75 (2,5)	3,82 (2,1)	4,26 (2,2)	4,50 (2,3)	4,51 (2,2)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,06 (2,5)	0,06 (2,7)	0,06 (2,7)	0,06 (2,7)	0,06 (2,3)	0,06 (2,4)	0,04 (2,2)	0,04 (2,3)
8	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,11 (3,2)	4,33 (3,1)	3,38 (3,3)	3,76 (3,4)	3,85 (3,1)	4,20 (3,2)	4,31 (3,2)	4,31 (3,1)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,06 (3,1)	0,06 (3,2)	0,06 (3,1)	0,06 (3,2)	0,06 (3,5)	0,06 (3,5)	0,05 (3,4)	0,05 (4,3)
10	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,13 (3,5)	4,31 (3,8)	3,38 (3,5)	3,76 (3,6)	3,87 (4,4)	4,22 (4,3)	4,32 (4,4)	4,30 (4,5)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,06 (3,5)	0,07 (3,7)	0,06 (3,3)	0,06 (3,4)	0,06 (4,6)	0,06 (4,8)	0,05 (4,8)	0,05 (5,7)
12	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4,11 (3,9)	4,31 (4,1)	3,38 (4,3)	3,76 (4,3)	3,86 (5,1)	4,21 (5,3)	4,31 (5,2)	4,33 (7,2)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0,07 (4,1)	0,07 (4,1)	0,06 (4,6)	0,07 (4,7)	0,06 (5,5)	0,06 (5,5)	0,05 (5,5)	0,06 (7,4)

**Permittivités des différents mélanges de basalte pour quelques fréquences
(dans la bande de fréquence 4 – 12 GHz))**

Freq (GHz)	Relative Permittivity	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7	D8
4	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4.82 (1)	4.80 (1)	4.40 (1)	5.2 (1)	5.70 (1.1)	5.05 (1)	4.95 (1)	6.11 (1)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.05 (1.1)	0.05 (1)	0.05 (1.1)	0.05 (1)	0.18 (1.1)	0.13 (1.1)	0.04 (1.1)	0.11 (1.2)
6	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4.83(2.2)	4.79 (3.3)	4.3 (3)	5.0 (2.5)	5.73 (2.1)	5.01 (2.2)	4.94 (2.3)	6.13 (2.2)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.06 (2,5)	0.06 (2,7)	0.06 (2,7)	0.06 (2,7)	0.19 (2,3)	0.14 (2,4)	0.04 (2,2)	0.12 (2,3)
8	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4.85 (3.2)	4.82 (4.1)	4.51(3.3)	5.76 (3.4)	5.76(3.1)	4.96 (3.2)	4.90 (3.2)	6.05 (3.1)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.06 (3,1)	0.06 (5,2)	0.06 (3,1)	0.06 (3,2)	0.21 (3,5)	0.15 (3,5)	0.05 (3,4)	0.13 (3,3)
10	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4.83 (3.5)	4.80 (7.8)	4.49 (3.5)	3.76 (3.6)	5.74 (4.4)	4.97 (4.3)	4.91 (4.4)	6.02 (4.5)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.06 (3,5)	0.07 (8,7)	0.06 (3,3)	0.06 (3,4)	0.21 (4,6)	0.14 (4,8)	0.05 (4,8)	0.13 (4,7)
12	$\epsilon'_r (\Delta'_r)$	4.82 (3,9)	4.82 (11,9)	4.47 (4,3)	3.76 (4,3)	5.76 (5,1)	4.95 (5,3)	4.91 (5,2)	6.03(5,6)
	$\epsilon''_r (\Delta''_r)$	0.07 (4,1)	0.07 (12,1)	0.06 (4,6)	0.07 (4,7)	0.22 (5,5)	0.16 (5,5)	0.05 (5,5)	0.14 (5,4)

(c) Copyright adous mourad

UNIVERSITE DE NANTES

AVIS DU JURY SUR LA REPRODUCTION DE LA THESE

TITRE DE LA THESE :

« CARACTERISATION ELECTROMAGNETIQUE DES MATERIAUX TRAITES DU GENIE CIVIL DANS LA BANDE DE FREQUENCE 50 MHz – 13 GHz »

Nom - Prénom de l'auteur : **ADOUS Mourad**

Membres du Jury :

Monsieur DEROBERT Xavier	HDR – Ingénieur TPE – Laboratoire Central des Ponts et Chaussées – Bouguenais
Monsieur QUEFFELEC Patrick	Professeur, LEST – Université de Bretagne Occidentale – Brest
Monsieur MAMOUNI Ahmed	Professeur, IEMN/ DHS Polytech'Lille – Villeneuve d'Ascq
Monsieur GELIN Philippe	Professeur, LEST – ENSTBR, Technopole Brest-Iroise – Brest
Monsieur BALAYSSAC Jean-Paul	Maître de Conférences HDR, LMDC-INSA – Toulouse
Monsieur TOUTAIN Serge	Professeur, IREENA, Ecole polytechnique de l'Université de Nantes
Monsieur CHAZELAS Jean Luis	Chercheur, Laboratoire Central des Ponts et Chaussées – Bouguenais (<i>Membre invité</i>)
Monsieur LE BRUN Alain	Chercheur, EDF – Chatou (<i>Membre invité</i>)

Président du jury : M Serge **TOUTAIN**

Date de soutenance : **5 octobre 2006**

REPRODUCTION DE LA THESE SOUTENUE :

- Thèse pouvant être reproduite en l'état
- Thèse ne pouvant pas être reproduite
- Thèse pouvant être reproduite après corrections suggérées au cours de la soutenance

SIGNATURE DU PRESIDENT DU JURY



(c) Copyright

(c) Copyright adous mourad