

**UNIVERSITE DE LIMOGES**  
**ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé**  
**FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES**

Année : 2005

Thèse N° 03-2005

# **THESE**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

**Discipline :** "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

**Spécialité :** "Télécommunications"

présentée et soutenue par

***Tanguy JAFFRE***

**le 04 Février 2005**

<p><b>CARACTERISATION DES MATERIAUX A BANDE INTERDITE ELECTROMAGNETIQUE MULTIPERIODIQUES ET LEURS APPLICATIONS AUX ANTENNES.</b></p>
--

**Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO**

**JURY :**

<b>Monsieur R. PLANA</b>	Président
<b>Madame F. PALADIAN</b>	Rapporteur
<b>Monsieur O. VANBESIEN</b>	Rapporteur
<b>Monsieur B. JECKO</b>	Examineur
<b>Monsieur T. MONEDIERE</b>	Examineur
<b>Monsieur M. THEVENOT</b>	Examineur
<b>Monsieur C. BLOCK</b>	Invité
<b>Monsieur G. EGEA</b>	Invité
<b>Monsieur C. CHAPUT</b>	Invité



*A Sandra, ma femme,*

*A mes parents,*



## **REMERCIEMENTS**

L'ensemble de mes travaux de thèse a été effectué à la Faculté des Sciences et Techniques, au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes (IRCOM) qui est une unité mixte entre le CNRS et l'Université de Limoges dirigée par le Professeur A. BARTHELEMY.

Je remercie Monsieur B. JECKO, Professeur à l'Université de Limoges et directeur du laboratoire du CREAPE de m'avoir intégré dans son équipe, d'avoir et assurer l'encadrement de cette thèse mais aussi de m'avoir prodigué de nombreux conseils et soutenu.

J'exprime ma vive gratitude à Monsieur R. PLANA, pour avoir accepté de présider ce jury de thèse.

Je remercie très sincèrement Madame PALADIAN, Professeur à l'Université Blaise Pascal à Clermont-Ferrand et Monsieur O. VANBESIEN, Professeur à l'Université de Lille, pour avoir accepté tous deux de juger ce travail et d'assurer le rôle de rapporteurs. Je remercie Monsieur M. THEVENOT, chercheur au CNRS et Monsieur T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges pour leur participation à ce jury de thèse.

Je tiens à associer à ces remerciements l'ensemble des responsables de la Société EPCOS OHG en Autriche et tout particulièrement Monsieur C. BLOCK responsable du service R&D micro-ondes pour leur soutien financier durant ces trois années par l'intermédiaire du CNRS. Dans ces remerciements, je n'oublie pas non plus Monsieur C. CHAPUT, directeur du CTTC et Monsieur J. CLAUS, ingénieur et chef de projet pour leur aide précieuse durant cette étude et leur disponibilité. Ils m'ont permis grâce à leurs structures céramiques de réaliser mes travaux.

Je remercie Monsieur EGEE, manager à ALSTOM pour avoir répondu positivement à l'invitation d'assister à ma soutenance et pour m'accueillir dans son entreprise.

Mes remerciements s'adressent aussi à tout le personnel de l'IRCOM et en particulier à Madame P. LEROY et Madame N. AYMARD pour leur disponibilité et leur gentillesse

Enfin un grand merci à tous mes collègues du CREAPE pour leur soutien amical et leur bonne humeur. Je salue par la même occasion tous les doctorants et docteurs avec qui j'ai partagé des moments à l'extérieur du travail mais aussi à tous mes anciens collègues de

bureau et les stagiaires que j'ai pu encadrer. Sans oublier, les groupes de projets et tous les élèves que j'ai pu avoir en cours à l'ENSIL pour leur assiduité et leur autonomie ce qui m'a permis d'aborder l'enseignement avec sérénité.

# SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
----------------------------	---

## CHAPITRE I

### GENERALITES SUR LES PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUES DES MATERIAUX

#### BIE

<b>I. PRESENTATION DES STRUCTURES A BANDES INTERDITES ELECTROMAGNETIQUES :.....</b>	<b>9</b>
A. Historique et définitions des matériaux BIP :.....	9
1. Bref historique :.....	9
2. Définitions et propriétés :.....	10
B. Comportements électromagnétiques : .....	15
1. Structures diélectriques :.....	15
2. Structures métalliques : .....	18
<b>II. OUTILS D'ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE DES MATERIAUX BIE :.....</b>	<b>20</b>
A. Coefficients de transmission et de réflexion d'une structure BIE :.....	20
1. Méthode des impédances ramenées :.....	20
2. Méthode à partir des différences finies :.....	21
B. Caractérisation dans l'espace réciproque :.....	23
1. L'espace réciproque :.....	23
2. Diagrammes de bande :.....	25
<b>III. NOTIONS DE DEFAUT DANS LES STRUCTURES PERIODIQUES :.....</b>	<b>29</b>
A. Introduction d'un défaut dans les structures BIE :.....	29
1. Les façons de générer un défaut :.....	29
2. Structures BIE à défaut dans une direction :.....	30
B. Applications et utilisations des structures BIE à défaut :.....	33

## CHAPITRE II

### **CARACTERISATION PAR LEURS PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUES DE STRUCTURES PERIODIQUES 3D**

<b>I.</b>	<b>CARACTERISATION DES STRUCTURES PERIODIQUES 3D DIELECTRIQUES :41</b>	
A.	Description et propriétés des structures tridimensionnelles :.....	41
1.	Intérêts des structures BIE 3D :.....	41
2.	Description de la structure cubique :.....	42
B.	Caractérisation fréquentielle des structures 3D:.....	44
1.	Bande interdite de la structure cubique : .....	44
2.	Evolution de la bande interdite en fonction du taux de remplissage et de la permittivité : ..	46
3.	Structure cubique avec défaut dans une direction de périodicité :.....	51
4.	Conclusion du comportement fréquentiel :.....	52
C.	Caractérisation spatiale des structures 3D :.....	53
1.	Structure cubique étudiée :.....	53
2.	Représentation dans l'espace réciproque :.....	55
3.	Conclusion : .....	62
<b>II.</b>	<b>CARACTERISATION DES STRUCTURES BIE 3D METALLIQUES :.....</b>	<b>63</b>
A.	Caractérisation fréquentielle des structures BIE métalliques :.....	63
1.	Grilles métalliques 1D et 2D :.....	64
2.	BIEM composée de grilles unidimensionnelles en polarisation TM sans défaut :.....	66
3.	BIEM 2D composée grilles unidimensionnelles en polarisation TE sans défaut :.....	68
B.	Introduction d'un défaut de périodicité dans les structures BIE métalliques :.....	69
1.	BIEM 2D composée de grilles en polarisation TM avec défaut 1D :.....	70
2.	BIEM 2D composée de grilles en polarisation TE avec défaut 1D :.....	74
3.	Cartographies de champs des BIE métalliques avec un défaut unidimensionnels :.....	75
4.	Position du pic de transmission du défaut en fréquence :.....	77
5.	Conclusion sur les structures BIE métalliques 2D composées de grilles unidimensionnelles avec un défaut 1D :.....	80
C.	Caractérisation spatiale des structures BIE 3D métalliques :.....	81
1.	Structure BIE métallique 3D étudiée :.....	81
2.	Conclusion : .....	86

## CHAPITRE III

### **REALISATION ET CARACTERISATION DES STRUCTURES BIE PAR UN BANC EN ESPACE LIBRE**

<b>I.</b>	<b>CARACTERISATION EXPERIMENTALE DES MATERIAUX CERAMIQUES PAR UN BANC EN ESPACE LIBRE</b>	<b>91</b>
A.	Contexte de l'étude expérimentale et conception du banc de mesure	91
1.	Bref rappel des milieux diélectriques	92
2.	Généralités sur les méthodes de caractérisation	92
3.	Présentation du banc en espace libre	93
B.	Caractérisation de nos matériaux à base de céramique	97
1.	Présentation des matériaux	97
2.	Approche analytique	98
3.	Comparaison entre la théorie et l'expérimentation	99
4.	Perspectives	113
<b>II.</b>	<b>FABRICATION DE STRUCTURES PERIODIQUES EN CERAMIQUE</b>	<b>114</b>
A.	Procédés d'élaboration	114
1.	Les poudres	115
2.	Le coulage en bande et séchage	116
3.	Déliantage et frittage	116
B.	Le prototypage rapide	117
1.	Principe du prototypage rapide	118
2.	Structures 3D réalisées	119
3.	Conclusion sur les matériaux céramiques réalisés par prototypage rapide	121
<b>III.</b>	<b>CARACTERISATION DE LA BANDE INTERDITE DES STRUCTURES BIE</b>	<b>123</b>
A.	Structures unidimensionnelles	123
1.	Principe et méthode de caractérisation des structures BIE	123
2.	Caractérisation des structures BIE sans défaut	124
3.	Caractérisation des structures BIE avec défaut(s)	125
B.	Structures diélectriques tridimensionnelles	127
1.	Caractérisation des structures BIE 3D	127
2.	Bilan de la caractérisation de matériaux périodiques	129

## CHAPITRE IV

### **ETUDE DU COMPORTEMENT DES ANTENNES BASEES SUR DES STRUCTURES BIE DIELECTRIQUES ET METALLIQUES**

<b>I.</b>	<b>PRESENTATION GENERALE DES ANTENNES BASEES SUR DES STRUCTURES BIE 1D DIELECTRIQUES :</b>	<b>135</b>
A.	Conception de l'antenne :	135
1.	Principe de l'antenne avec une structure à défaut :	135
B.	Caractéristiques et performances de l'antenne à résonateur BIE :	139
1.	Adaptation de l'antenne :	139
2.	Diagrammes de rayonnement et gain :	141
C.	Etude électromagnétique :	146
1.	Description des différentes résonances :	146
2.	Etude des champs électromagnétiques à travers l'antenne :	146
D.	Diagrammes de rayonnement et fonctionnement fréquentiel :	148
1.	Diagrammes de rayonnement pour chaque mode :	148
2.	Bande de fonctionnement de l'antenne :	149
3.	Bilan de l'antenne BIE à défaut :	150
<b>II.</b>	<b>CONCEPTION ET REALISATION D'UNE ANTENNE BIE 3D CUBIQUE :</b>	<b>151</b>
A.	Antenne directive à base de structure BIE 3D cubique :	151
1.	Dimensions de l'antenne et de la structure périodique 3D :	151
2.	Performances de l'antenne :	153
3.	Cartographies des champs et flux du vecteur de poynting :	155
4.	Recherche d'une structure 1D présentant les mêmes performances en antenne :	156
B.	Conception d'antenne directive à base de structure BIE 3D cubique :	159
1.	Description de l'antenne réalisée :	160
2.	Mesures de l'antenne :	161
3.	Conclusion :	162
<b>III.</b>	<b>CONCEPTION ET REALISATION D'UNE ANTENNE BIE 3D TAS DE BOIS :</b>	<b>164</b>
A.	Modélisation de la structure BIE 3D tas de bois :	164
1.	Description et décomposition de la structure :	164
2.	Structure tas de bois avec défaut :	168
B.	Conception de l'antenne BIE tas de bois :	169
1.	Antenne directive à partir de la structure BIE 3D tas de bois :	169
2.	Performances de l'antenne :	170

3.	Cartographies des champs et flux du vecteur de poynting :.....	179
4.	Réalisation de l'antenne et résultats expérimentaux : .....	180
5.	Conclusion : .....	185
<b>IV.</b>	<b>MODELISATION D'ANTENNES RESONANTES BASEES SUR DES STRUCTURES</b>	
	<b>BIE METALLIQUES : .....</b>	<b>187</b>
A.	Antennes résonantes avec une structure BIE métallique : .....	187
1.	Présentation de l'antenne étudiée : .....	187
2.	Antenne résonante avec une structure BIE métallique à défaut composée d'une grille en polarisation TE : .....	193
3.	Comparaison entre l'antenne avec une structure BIE métallique et des antennes utilisant des structures BIE planaires équivalentes : .....	197
B.	Réalisation d'une antenne résonante BIEM avec une grille unidimensionnelle métallique en polarisation TE : .....	201
1.	Présentation du cahier des charges proposé par la société MDS : .....	202
2.	Choix et dimensionnement de l'antenne : .....	202
3.	Comparaison des simulations et des mesures : .....	207
4.	Conclusion sur l'antenne réalisée : .....	210
C.	Elargissement de la bande de gain de l'antenne : .....	210
1.	Présentation de l'antenne BIE métallique circulaire : .....	211
2.	Comparaison des performances de l'antenne : .....	212
3.	Conclusion : .....	215
	CONCLUSION GENERALE.....	219
	ANNEXES.....	225
	Annexe 1 : La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD).....	227
	Annexe 2 : Complément sur la méthode de l'espace réciproque appliquée sur des structures 3D diélectriques et métalliques.....	233
	Annexe 3 : Les matériaux diélectriques.....	241
	Annexe 4 : Les techniques de mesures des propriétés diélectriques des matériaux en espace libre .....	243
	Annexe 5 : Résultats de caractérisation avec une calibration LRL : .....	247
	Annexe 6 : Généralités sur les antennes et descriptions des antennes imprimées.....	249
	Annexe 7 : Mesures d'antennes .....	259
	BIBLIOGRAPHIE.....	263
	LISTE DES TRAVAUX.....	274



# **INTRODUCTION GENERALE**



Les matériaux à Bandes Interdites Photoniques (BIP) ont suscité un vif intérêt depuis leur invention par le Professeur Eli Yablonovitch à la fin des années quatre-vingts. Il a démontré théoriquement et expérimentalement que ces matériaux périodiques possédaient des fréquences pour lesquelles aucun mode de propagation n'existait. Il a d'ailleurs donné son nom à la plus célèbre des structures BIP 3D : la Yablonovite. Ce matériau possède la plus large des bandes interdites quel que soit l'angle de l'onde électromagnétique et il se rapproche de la structure parfaite appelée diamant.

Par analogie avec la bande d'énergie interdite caractérisant les réseaux cristallins atomiques, les structures BIP possèdent une bande de fréquence interdite où aucune onde électromagnétique ne peut se propager à travers le matériau.

Ce type de structure dont le rapport d'indice occupe une place importante est l'extension à plusieurs dimensions de structures périodiques bien connues comme les miroirs de Bragg, les diélectriques artificiels, les grilles métalliques ou encore les surfaces sélectives en fréquences. Ces matériaux présentent pour des ondes électromagnétiques des propriétés physiques intéressantes en terme de propagation à la fois dans le domaine de l'optique mais aussi dans le domaine des micro-ondes et plus particulièrement dans celui des antennes. Quelques structures présentent dans certaines conditions des propriétés physiques innovantes comme une permittivité ou encore une perméabilité négative qui provoquent l'engouement pour ces nouveaux matériaux et relancent ainsi l'intérêt des physiciens pour l'électromagnétisme.

Nous parlons désormais de Bandes Interdites Electromagnétiques (BIE) pour des structures dans le domaine des hautes fréquences. L'introduction d'un défaut au sein de ces structures périodiques permet de générer un pic de transmission à l'intérieur de la bande interdite photonique. A cette fréquence, les ondes électromagnétiques peuvent se propager à l'intérieur de structures BIE mais uniquement dans certaines directions. Cette propriété a permis d'aboutir à la création d'une antenne directive à faibles lobes secondaires : l'antenne BIE résonant à défaut.

Mes travaux de recherche ont été effectués dans le domaine des micro-ondes et plus particulièrement dans la réalisation d'antennes à partir de différentes structures céramiques périodiques 3D et de structures périodiques métalliques. Les structures périodiques étudiées possèdent une multi périodicité permettant de nouvelles propriétés. Nous nous intéressons particulièrement aux matériaux diélectriques en céramiques pour leur forte permittivité et

leurs faibles pertes. Les structures métalliques possèdent un comportement différent mais elles ont l'avantage d'être réellement attractives pour des applications industrielles.

Notre objectif est d'utiliser et de concevoir des structures tridimensionnelles en céramique. Elles seront réalisées par prototypage rapide et appliquées à nos antennes résonantes. Cela montre qu'il est possible de lier les compétences dans le domaine des céramiques techniques et dans celui de l'électromagnétisme pour la région du Limousin afin d'offrir de nouvelles perspectives de recherche scientifique.

L'étude de ces matériaux périodiques à une dimension a été largement étudiée et utilisée dans notre laboratoire. Ce travail propose d'élargir le nombre de périodicités afin d'offrir de nouvelles solutions et d'élargir ainsi nos champs d'applications.

Ces travaux ont été menés au sein de l'équipe CREAPE de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes (IRCOM) en partenariat avec EPCOS OHG (Electronic Parts and ComponentS) et d'un Fond National d'Aménagement et de Développement du Territoire (FNADT) qui a permis de nous associer avec le Centre de Transfert des Technologies Céramiques (CTTC) et le Laboratoire des Sciences et Matériaux pour l'Electronique et d'Automatique (LASMEA) de l'Université Blaise Pascal à Clermont-Ferrand.

**Le premier chapitre** s'attachera à décrire les structures BIE quelles que soient leurs dimensions ou leurs natures. Par la suite, nous verrons qu'il est possible de rompre la périodicité et de présenter un fonctionnement différent. Ces structures périodiques ont apporté à l'électromagnétisme de nouveaux outils et concepts tels que la zone de Brillouin et l'espace réciproque. Cela permet de les étudier et de les caractériser en fonction des différents axes de périodicité. Pour répondre à ces nouveaux aspects, il convient de présenter les méthodes et les outils théoriques de modélisation disponibles dans notre laboratoire.

**Le deuxième chapitre** présentera la caractérisation à partir de l'analyse des propriétés des matériaux BIE 3D. Dans une première partie, cette caractérisation portera sur les matériaux diélectriques à fortes permittivités et dans une seconde partie, elle concernera les structures métalliques dans différentes configurations. Nous analyserons ces matériaux par leurs caractéristiques électromagnétiques. Nous identifierons leurs propriétés de filtrage à la fois fréquentiel et spatial. Nous aurons recours aux outils décrits dans le premier chapitre pour réaliser cette étude. Nous chercherons à dimensionner nos structures en fonction de la permittivité et de la périodicité des matériaux diélectriques employés dans le but d'obtenir les

propriétés de filtrage fréquentiel les plus intéressantes. Afin de visualiser les directions de propagation privilégiées par la structure BIE qu'elles soient guidées ou rayonnées, nous présenterons l'outil que nous avons développé dans l'espace réciproque. Nous choisirons d'exciter ces structures soit par une onde plane pour connaître les coefficients de transmission et de réflexion, soit par une excitation locale placée à l'intérieur même du matériau pour connaître les distributions des champs électromagnétiques dans différents plans.

**Le troisième chapitre** s'intéressera à un banc de mesure en espace libre focalisé conçu pour permettre la caractérisation expérimentale de nos matériaux céramiques. Cela nous amènera d'une part à connaître les propriétés des matériaux céramiques utilisés et d'autre part à valider notre banc de mesure sur des échantillons aux caractéristiques connues. Puis, nous utiliserons ce banc en transmission dans le but de connaître la position de la bande interdite de nos structures planaires pour étalonner dans un premier temps le banc et pour caractériser dans un deuxième temps nos structures périodiques 3D réalisées par prototypage rapide. Cette technique de fabrication et les structures réalisées à partir de cette méthode feront l'objet d'une partie dans ce chapitre.

**Le quatrième chapitre** est consacré à la présentation des antennes à résonateur BIE planaire en récapitulant leurs performances. Nous utiliserons ce principe pour caractériser nos structures multi périodiques en rayonnement. L'utilisation des structures diélectriques tridimensionnelles étudiées dans les chapitres précédents permet de modéliser nos antennes. Le but est d'utiliser les structures conçues par prototypage rapide afin de concevoir des antennes sur le principe décrit dans les chapitres précédents. Nous aurons recours à différents types de réseaux cristallins et nous essaierons de présenter des antennes avec des caractéristiques optimisées en étudiant les différentes propriétés des structures 3D. Tout au long de ce chapitre, différentes réalisations et mesures ont été effectuées afin de valider les résultats obtenus en simulation.

A partir des différents éléments constituant cette antenne, nous soumettrons ces performances à l'influence de la structure périodique utilisée. Les antennes à base de structures métalliques permettent dans certaines conditions d'obtenir les mêmes propriétés et nous proposerons ainsi un rapprochement avec des structures diélectriques planaires. L'utilisation de structures métalliques offre une nouvelle approche aux partenaires industriels pour réduire les coûts et faciliter les techniques de conception. La forte impédance présentée par la structure métallique nous permet d'utiliser une seule rangée de tiges et rendre ainsi

l'antenne moins encombrante qu'elle ne l'était auparavant avec une structure diélectrique.

# **CHAPITRE I**

**\* \* \* \* \***

## **GENERALITES SUR LES PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUES DES MATERIAUX BIE.**

- **HISTORIQUE ET DEFINITIONS**
- **PRESENTATION DES STRUCTURES PERIODIQUES BIE**
- **OUTILS D'ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE**
- **CONTEXTE DE L'ETUDE**



## **I. PRESENTATION DES STRUCTURES A BANDES INTERDITES ELECTROMAGNETIQUES :**

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter dans un contexte général le domaine de mes travaux de recherche sur les matériaux à Bandes Interdites Photoniques (BIP) ou Photonic BandGap (PBG) dans le but de développer des structures périodiques comprenant plusieurs dimensions.

Dans un premier temps, nous rappellerons les propriétés générales des matériaux BIP par un bref historique et quelques définitions. Nous aborderons ces matériaux qu'ils soient diélectriques ou métalliques dans des configurations diverses : sans défaut ou avec défauts, dans une ou plusieurs dimensions. Nous approfondirons le cas des structures micro-ondes qui constituent le principal domaine de cette étude en utilisant différents outils de simulation afin de modéliser ces matériaux périodiques.

### **A. Historique et définitions des matériaux BIP :**

#### **1. Bref historique :**

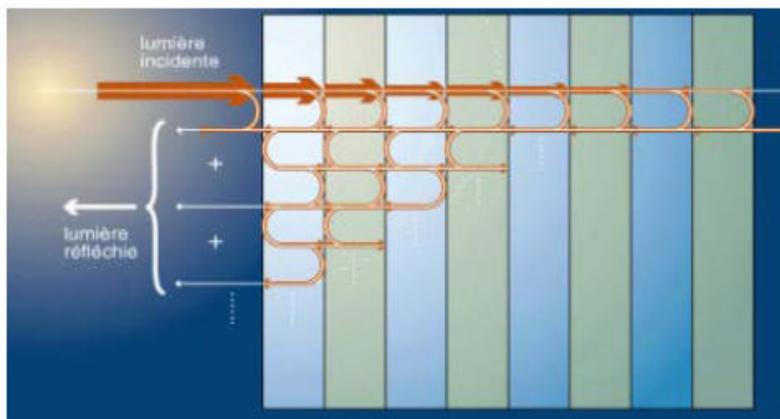
Ce nouveau type de structure a été développé par E. Yablonovitch ([1], [2]) à la fin des années quatre-vingts. En réalité, le tout premier matériau BIP ou cristal photonique a été réalisé sans le savoir par le physicien anglais William Laurence Bragg en 1915. Ce dernier a réussi par l'empilement périodique de couches transparentes à indices de réfraction différents à réfléchir 99,5% de l'énergie incidente, ce qui est impossible avec un miroir classique. Ce phénomène s'explique par de multiples réflexions à l'intérieur même de chaque interface. Elles sont constructives pour une épaisseur particulière des différentes couches.

Ces matériaux dont la constante diélectrique est structurée de manière périodique possèdent des fréquences pour lesquelles il n'existe aucun mode de propagation possible à l'intérieur du matériau, autrement appelé bande de fréquence interdite. Ces structures périodiques à une dimension sont déjà connues sous le nom de miroirs de Bragg. Depuis, E. Yablonovitch [3] a eu l'idée d'étendre leur fonctionnement à plusieurs dimensions. Pour simplifier les réalisations, un prototype a été défini avec des bandes interdites mesurables en micro-ondes. Depuis cette innovation, les études qui ont pour objet ces matériaux se sont

considérablement accrues. Les domaines de fréquences où ces matériaux sont étudiés correspondent aux fréquences optiques (de 1THz jusqu'à 1000THz) et aux fréquences micro-ondes ou hyperfréquences. La gamme de fréquences facilite la conception et la réalisation de ces matériaux.

L'analogie entre l'équation de Schrödinger et l'équation de propagation issue des équations de Maxwell dans les milieux diélectriques permet de rapprocher les propriétés des cristaux solides de celles des cristaux photoniques.

A l'image des semi-conducteurs, dont la régularité du paysage atomique entraîne l'existence d'une bande d'énergie interdite, nous pouvons donc obtenir des bandes de fréquences interdites pour des matériaux diélectriques périodiques. Pour ces bandes de fréquences, aucune onde électromagnétique ne peut se propager dans le matériau et ceci quel que soit l'angle d'incidence considéré selon la structure étudiée. Ces plages de fréquences ont pris le nom générique de Bande Interdite Photonique. Le principe du miroir de Bragg est présenté sur la *Figure I-1*.



*Figure I-1 : Principe du miroir de Bragg.*

Pour le domaine des hautes fréquences (HF) ou micro-ondes, nous utiliserons plutôt le terme de matériaux à Bande Interdite Electromagnétique ou BIE qui correspond aux bandes de fréquences étudiées. En effet, leurs propriétés fréquentielles sont transposables pour d'autres longueurs d'ondes car elles sont surtout induites par la ou les périodicités du matériau.

## **2. Définitions et propriétés :**

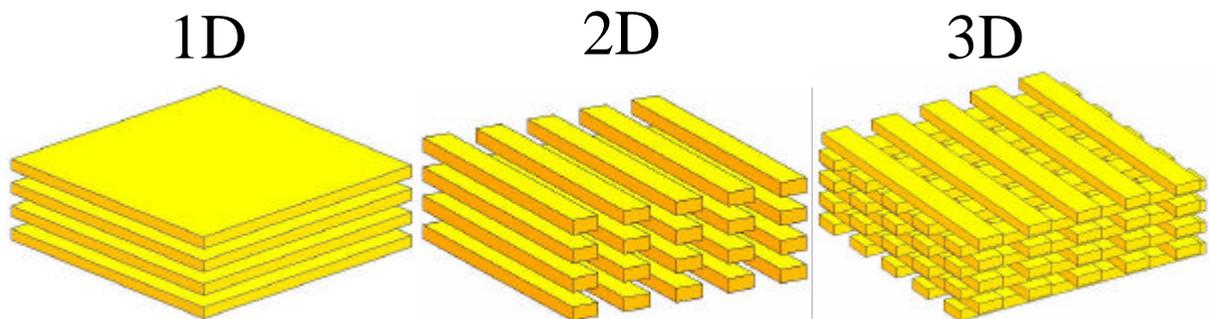
A présent, intéressons-nous brièvement aux propriétés générales pour les trois grandes

catégories de matériaux BIE diélectriques caractérisées par leur nombre de périodicités. Nous terminerons par une courte présentation des structures périodiques en métal.

**a) Description des matériaux BIE diélectriques :**

Pour les matériaux semi-conducteurs, l'objectif était de contrôler les propriétés électriques des matériaux. Avec les matériaux BIE, nous souhaitons obtenir un contrôle de leurs propriétés électromagnétiques [4].

Les matériaux BIE sont des structures périodiques à une, deux ou trois directions de périodicité constituées d'éléments diélectriques ou métalliques (*Figure I-2*). Ils ont la propriété de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. Ces structures peuvent jouer le rôle de filtre fréquentiel et de filtre spatial.



*Figure I-2 : Exemples de structures périodiques 1D, 2D et 3D.*

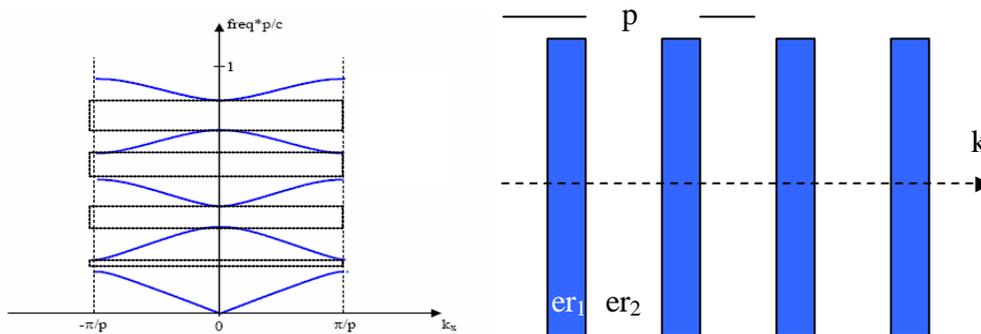
Puisque l'incidence des ondes est un facteur limitant les performances de ces structures, les chercheurs travaillent dans les domaines utilisant ces matériaux. Ils ont tenté de développer des structures BIE isotropes qui gardent leurs propriétés quel que soit l'angle d'incidence des ondes.

*(1) Réseaux unidimensionnels :*

Les structures 1D sont les plus anciennes bien qu'elles soient depuis peu intégrées aux structures BIE. En effet, elles ont été déjà longtemps étudiées et utilisées comme miroirs diélectriques ou filtres optiques.

Elles consistent à empiler plusieurs couches de matériaux avec des permittivités différentes (principe du miroir de Bragg). Les bandes interdites sont d'autant plus grandes que le contraste d'indice est élevé pour des épaisseurs de structures égales au quart de la longueur

d'onde guidée (**Figure I-3**).



**Figure I-3** : Structure 1D et son diagramme de dispersion.

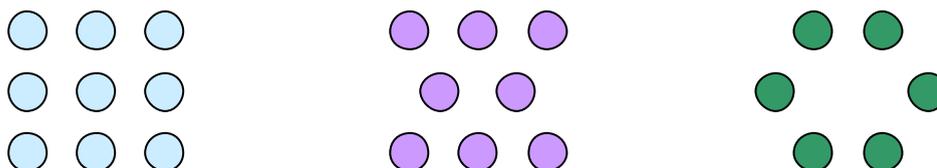
Lors des réalisations, la conception de ce type de réseau est plus simple. Mais les bandes interdites ainsi créées sont sensibles à l'angle d'incidence de l'onde. Pour obtenir un contrôle de la bande interdite quel que soit l'angle d'incidence, il faut étendre la périodicité à 2 voire 3 dimensions.

### (2) Réseaux bidimensionnels :

Les matériaux 2D [5] sont des cristaux dont la constante diélectrique est structurée périodiquement dans les deux dimensions et reste homogène dans la troisième. Nous pouvons donc étudier les ondes électromagnétiques incidente à la structure 2D en deux polarisations distinctes : TE (champ électrique parallèle aux barreaux de la structure) et TM (champ électrique perpendiculaire aux barreaux).

Le comportement fréquentiel n'est pas forcément identique selon la polarisation. En effet, l'apparition des bandes interdites dépend du contraste d'indice qui doit être plus élevé selon le type de réseau.

Nous présentons sur la **Figure I-4**, plusieurs types de réseaux comme le réseau carré, le réseau triangulaire ou le réseau hexagonal.



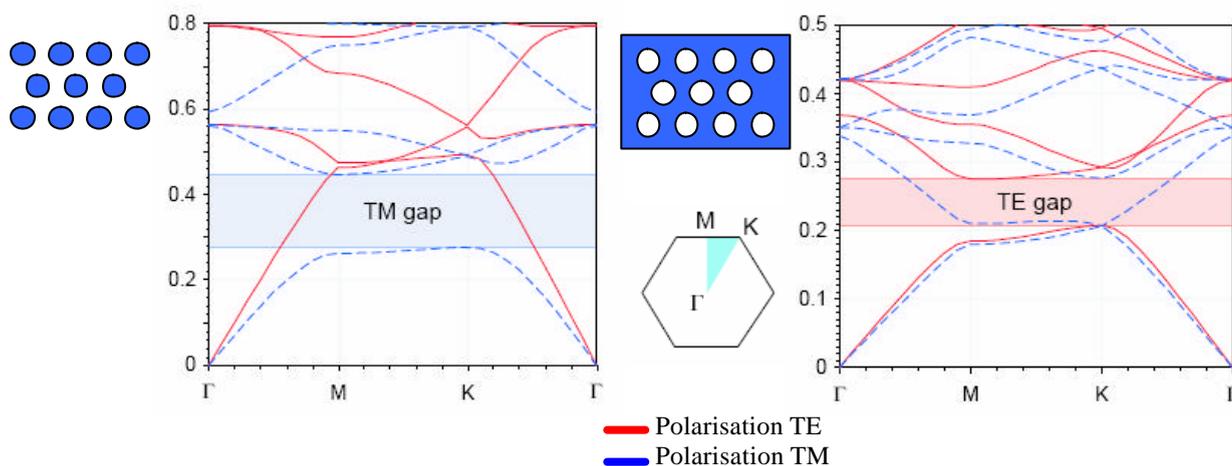
**Figure I-4** : Exemples de différents réseaux 2D.

Ce sont les paramètres géométriques c'est-à-dire le pas du réseau, le diamètre des tiges

(par conséquent le taux de remplissage de la structure), le motif élémentaire et le contraste d'indice qui fixent les largeurs et les positions des bandes interdites et des bandes permises.

Les diagrammes de la **Figure I-5** représentent :

- en abscisse, le parcours fait par le vecteur d'onde lorsqu'il décrit le contour formé par les points de haute symétrie  $\Gamma$ , X, M de la première zone de Brillouin.
- en ordonnée, la fréquence des modes calculés.



**Figure I-5 :** Bandes interdites en fonction du réseau et du type de polarisation.

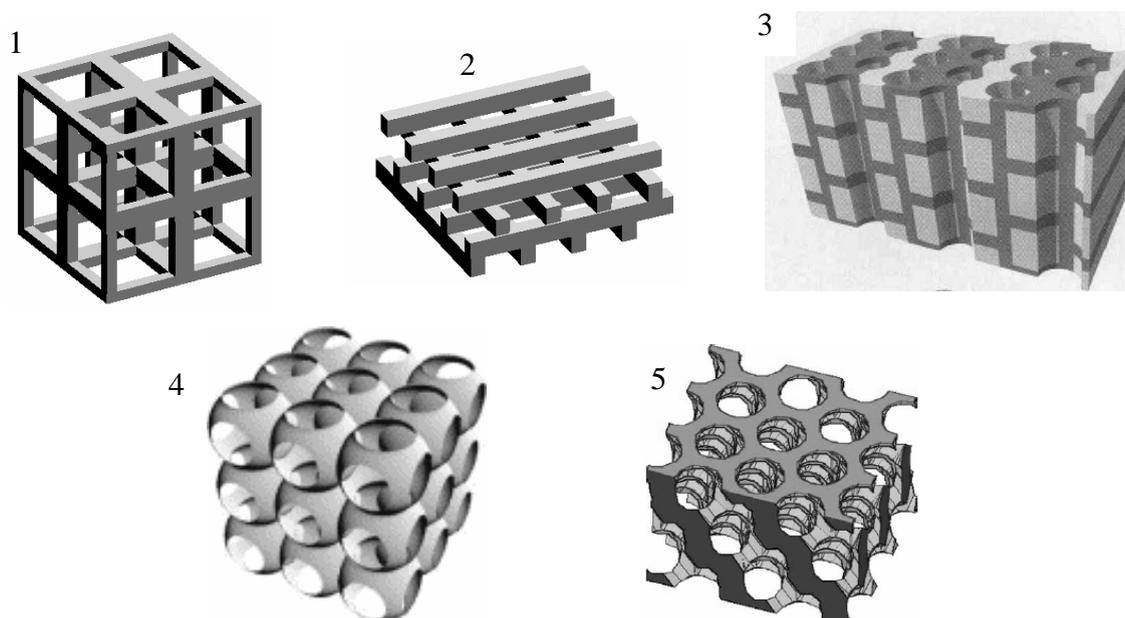
Dans les deux cas, nous constatons qu'il n'y a pas de recouvrement des bandes interdites dans les deux polarisations (en étudiant ici les diagrammes de bande d'une structure 2D en polarisation TE et TM). Mais, lorsque les bandes interdites correspondant à chacune des polarisations se recouvrent même de façon partielle, nous parlons alors de bandes interdites complètes.

En réalité, il n'y a que dans le cas des structures en trois dimensions que nous pouvons obtenir théoriquement une vraie bande interdite complète, c'est-à-dire dans le cas où il n'y a aucune propagation possible quelles que soient la polarisation et la direction de l'onde incidente.

### (3) Réseaux tridimensionnels :

Les structures 3D [6] sont les premières structures étudiées avec les structures 1D ou réseaux de Bragg. L'objectif était d'obtenir des structures 3D fonctionnant sur les mêmes principes que les miroirs de Bragg mais possédant une bande interdite photonique complète

c'est-à-dire dans toutes les directions de l'espace. Il existe un grand nombre de structures possibles (*Figure I-6*).



*Figure I-6 : Différentes structures 3D comme la structure cubique (1), le tas de bois (2), la structure multicouches (3), les opales ou opales inversées (4) et la Yablonoite (5)*

En réalité, peu de structures 3D possèdent une bande interdite complète. Ho, Chan et Soukoulis ont été les premiers à montrer théoriquement la présence d'une bande interdite complète dans une structure à symétrie Cubique à Face Centrée (CFC) ou communément appelée structure diamant [7].

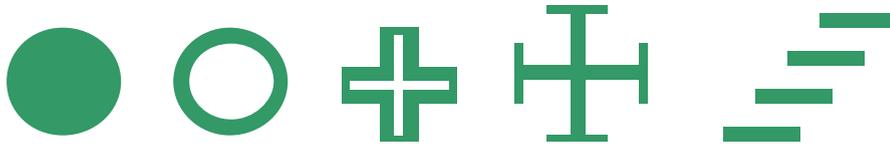
Les deux types de structures BIE 3D réalisées dans le domaine des micro-ondes pour des raisons évidentes de contraintes technologiques plus faibles que dans le domaine de l'optique sont la Yablonoite (un diélectrique percé de trous d'air) et la structure tas de bois. Cette dernière est un empilement de tiges diélectriques rectangulaires ou circulaires. Les deux niveaux consécutifs sont perpendiculaires et les deux plans consécutifs de tiges parallèles sont décalés d'une demi-période. Quelques structures de type tas de bois ont été réalisées dans le domaine des micro-ondes soit avec des tiges d'aluminium, soit avec du silicium grâce à l'empilement des grilles gravées les unes sur les autres avec un pivotement de  $90^\circ$  à chaque étage et en respectant l'alignement de l'ensemble [8].

Auguste Bravais a établi un classement des différentes familles de cristaux. Il a montré qu'ils peuvent se répartir en 7 types de mailles (7 systèmes cristallins) et 14 types de réseaux. Ceux-ci sont à la base des structures périodiques tridimensionnelles.

### b) Description des structures BIE métalliques :

Les premiers matériaux à bandes interdites ont été réalisés avec des matériaux purement diélectriques pour répondre aux applications dans le domaine de l'optique. En effet dans ce domaine, l'utilisation de structures métalliques était difficile car il y avait de fortes pertes des métaux à ces fréquences. Par contre aux fréquences micro-ondes et radiofréquences, les pertes deviennent négligeables dans certains cas. Les métaux sont donc de quasi parfaits réflecteurs avec de faibles absorptions. Pour des fréquences de l'ordre du gigahertz, l'épaisseur de peau  $d$  est très faible devant la longueur d'onde  $\lambda$  qui est bien en dessous des fréquences optiques.

Il y a une cinquantaine d'années, les premières études portaient sur des éléments métalliques possédant différents axes de périodicité dans le but de réaliser des polariseurs et des réflecteurs. Elles ont aussi permis de concevoir des Surfaces Sélectives en Fréquence ou SSF (*Figure I-7*) mais la plupart concerne des structures monocouches avec des motifs 1D ou 2D. Les structures BIE Métalliques ou encore communément appelées BIEM sont une extension de ces réseaux périodiques métalliques à des réseaux multicouches à plusieurs dimensions [9].



*Figure I-7 : Exemples de Surfaces Sélectives en Fréquence (SSF).*

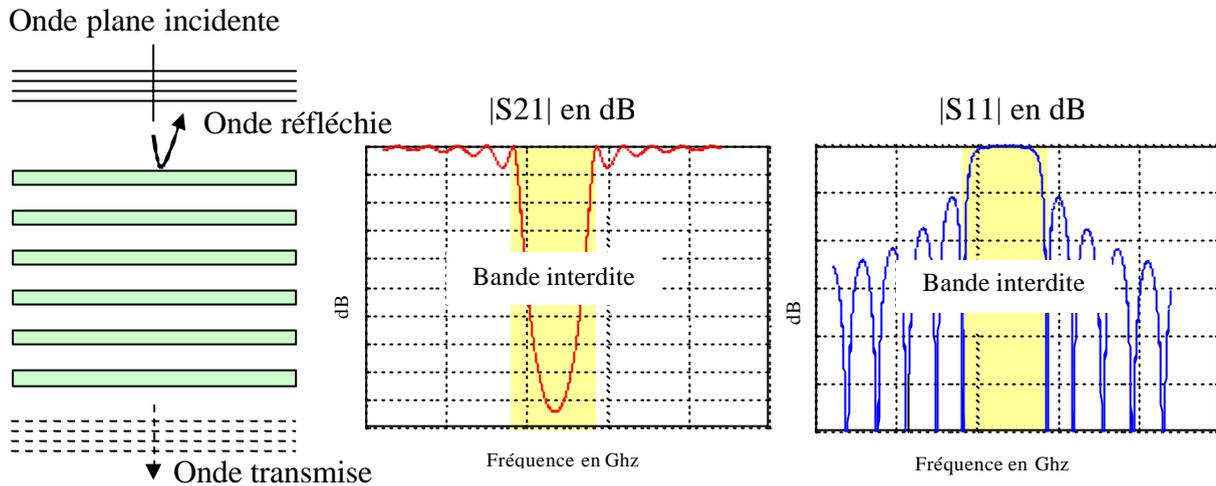
## **B. Comportements électromagnétiques :**

Nous allons étudier les propriétés électromagnétiques des structures périodiques et leurs comportements fréquentiels. Nous éclairons le matériau avec une onde plane en incidence normale et nous en déduisons les coefficients de réflexion et de transmission. Cette étude peut être réalisée soit par la méthode numérique FDTD, soit par la méthode des impédances ramenées. Ces deux méthodes sont décrites en détails dans la partie suivante.

### **1. Structures diélectriques :**

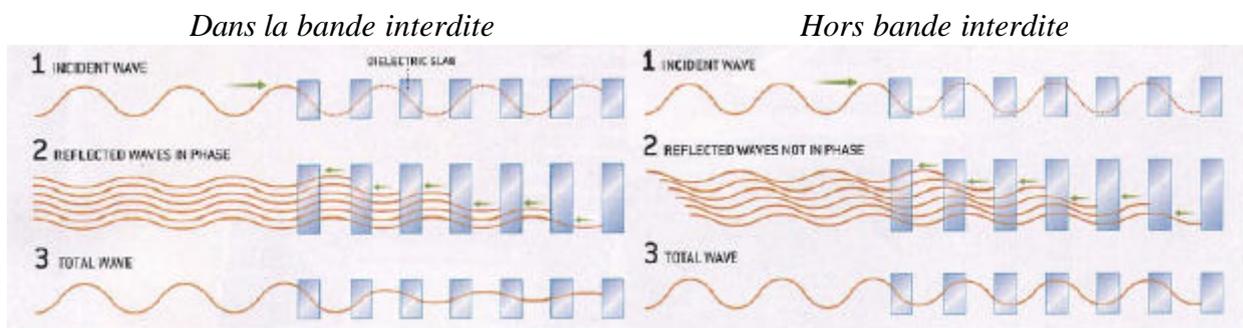
La principale caractéristique de ces structures est leur aptitude à fonctionner comme

un miroir. Elles permettent de réfléchir partiellement ou quasi totalement les ondes électromagnétiques dans une certaine bande de fréquences et cela pour des incidences particulières selon les types de matériaux utilisés ([10], [11]). La **Figure I-8** montre le module du coefficient de transmission  $|S_{21}|$  et le module du coefficient de réflexion d'une structure 1D sans défaut soumise à une onde électromagnétique d'incidence normale.



**Figure I-8 :** Coefficient de transmission et de réflexion d'une structure 1D.

Ces structures réfléchissent les ondes grâce à un phénomène d'interférence constructive entre les différentes couches composant le matériau. L'onde incidente est partiellement réfléchi à chaque interface entre deux couches. Du fait de la stratification périodique, les ondes ainsi réfléchies présentent un déphasage bien défini les uns par rapport aux autres. Elles interfèrent donc de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage qui dépend entre autre de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence (**Figure I-9**).



**Figure I-9 :** Propagation à travers une structure BIE 1D

Un matériau BIE qui possède un nombre fini de périodes présente une bande de

fréquence interdisant la transmission des ondes électromagnétiques. Dans le cas des structures périodiques à une seule dimension, un empilement de  $n$  plaques d'épaisseur  $e_g/4$  et séparées de  $e_0/4$  permet de créer une bande interdite centrée en  $f_0$ .

$$\text{Soit : } f_0 = \frac{c}{4e\sqrt{\epsilon_r}}$$

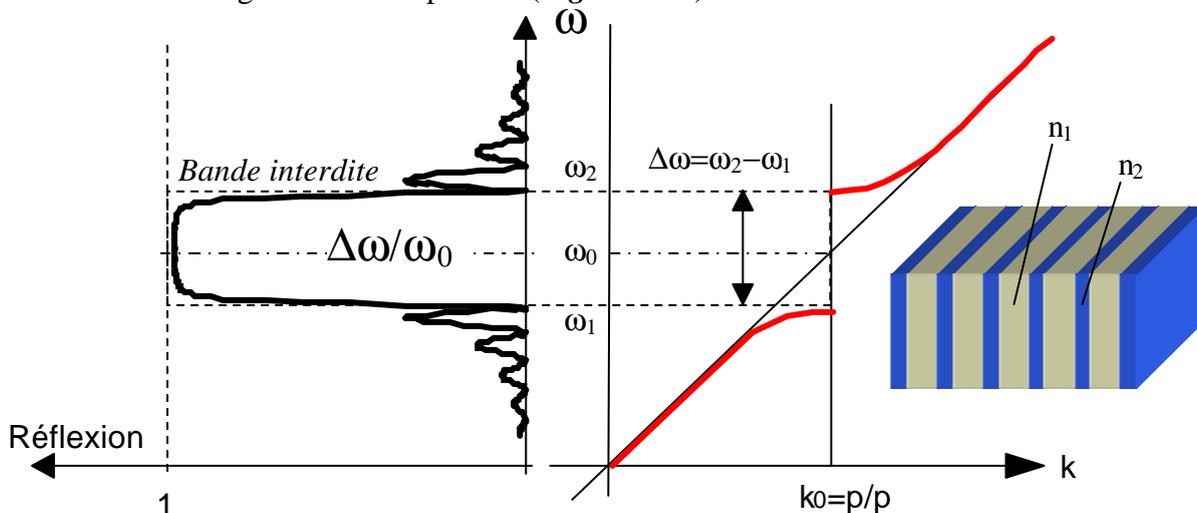
Avec :  $c$  la célérité de la lumière dans le vide,  $e$  l'épaisseur d'une lame,  $\epsilon_r$  la permittivité relative du diélectrique utilisé et  $f_0$  la fréquence centrale de la bande interdite.

Un nombre de périodes élevé limite cependant la largeur fréquentielle de la bande interdite photonique. Si l'agression électromagnétique n'arrive pas en incidence normale, la largeur de la bande interdite électromagnétique sera modifiée et le risque est de la voir complètement disparaître.

Une autre méthode pour étudier les matériaux BIE consiste à calculer le diagramme de dispersion du matériau infini. Le réseau cristallin est transposé dans l'espace réciproque des vecteurs d'ondes. Un nouveau réseau orthogonal au réseau cristallin de l'espace direct est ainsi obtenu. Cela permet d'en déduire la première zone de Brillouin qui représente le domaine élémentaire dans lequel doivent être recherchées les solutions des équations de propagation. Cette étude permet de déterminer si le matériau possède une bande de fréquence interdite commune à tous les angles de propagation envisageables.

Cette technique est particulièrement adaptée aux matériaux périodiques à plusieurs dimensions car elle considère l'ensemble des directions de propagation électromagnétique dans le matériau pour chaque fréquence étudiée.

Les propriétés du matériau infini sont représentées sous la forme d'un diagramme de bande ou d'un diagramme de dispersion (*Figure I-10*).



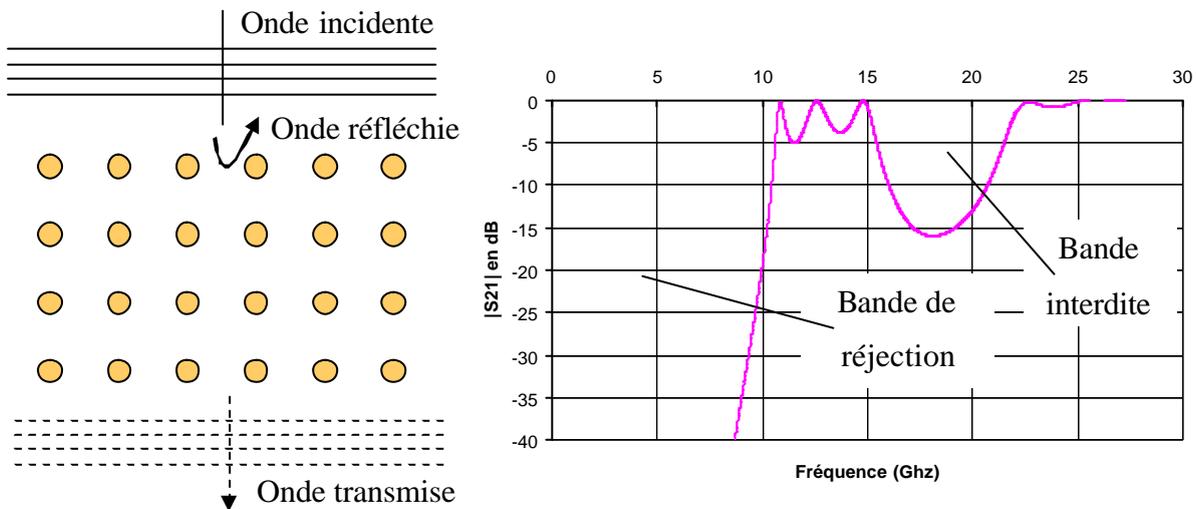
*Figure I-10 : Bande interdite et diagramme de dispersion pour des structures 1D.*

Nous définissons la bande interdite selon sa largeur  $\Delta\omega$  et aussi sa fréquence centrale  $\omega_0$ .

## 2. Structures métalliques :

Les matériaux métalliques périodiques peuvent se présenter sous la forme de tiges ou de grilles possédant un ou plusieurs axes de périodicité.

Toutes les grilles possèdent une bande interdite basse fréquence dans laquelle elle se comportent comme de parfaits miroirs. En effet, aux fréquences basses, l'impédance dérivée représentant la grille métallique est plus forte que l'impédance caractéristique de la ligne de transmission représentant le vide. Donc lorsque  $\epsilon_r$  tend vers 0, le module du coefficient de réflexion tend vers 1. Ce comportement présente une nouveauté par rapport aux réseaux périodiques BIE diélectriques. En effet, ils possèdent une bande permise basse fréquence jusqu'à leur première bande interdite fixée par leur périodicité et leur permittivité (**Figure I-11**).



**Figure I-11** : Coefficient de transmission d'une structure BIEM

Lorsque le pas du réseau métallique diminue, cela permet de creuser la réflexion basse fréquence. Si les tiges sont très espacées, le réseau de grilles équivaut à une surface métallique seulement pour les très grandes longueurs d'ondes. La bande de réjection dépend de la périodicité des éléments métalliques.

Dans le cas où nous modifions le diamètre ou la section des tiges constituant ces structures métalliques, nous accroissons la réjection à basse fréquence. Cela revient à

diminuer la distance entre les tiges et par conséquent le pas du réseau [12], [13]. Grâce à cet effet à basse fréquence, ces grilles sont un bon moyen de réaliser des filtres passe-bas.

Le comportement fréquentiel de ces structures dépend de la géométrie et de la polarisation de l'onde incidente. Ces comportements seront détaillés dans le chapitre suivant.

## II. OUTILS D'ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE DES MATERIAUX BIE :

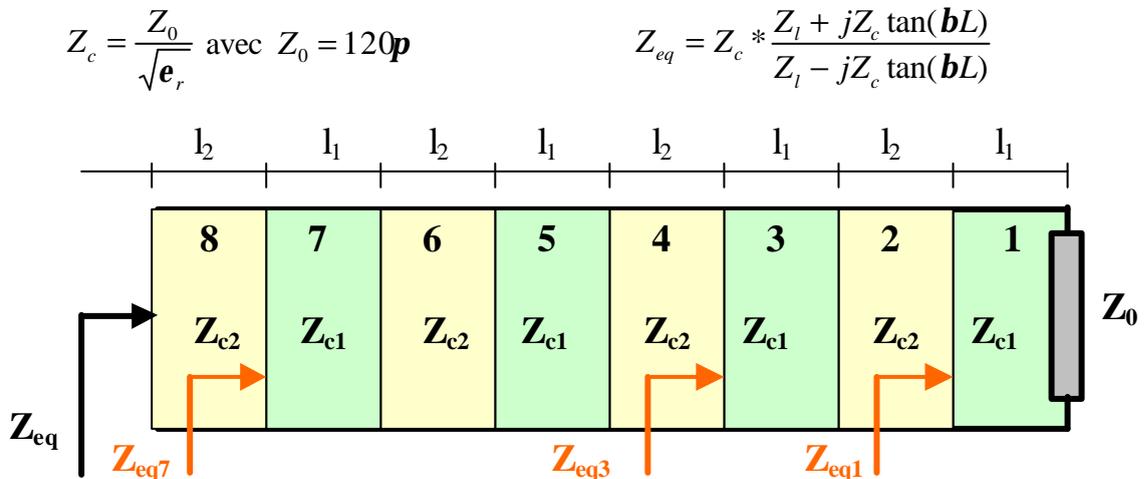
Pour caractériser de façon théorique et expérimentale nos structures périodiques, il est nécessaire d'identifier leurs propriétés à partir d'outils numériques. Ce paragraphe propose un rapide aperçu des outils afin d'expliquer les principes et surtout les informations qu'ils permettent d'obtenir.

### A. Coefficients de transmission et de réflexion d'une structure BIE :

Pour connaître le module des coefficients de transmission et de réflexion d'une structure BIE, deux outils sont disponibles. Le premier est basé sur la théorie des impédances ramenées et le second sur le code de type Différences Finies dans le Domaine Temporel (également appelé en anglais FDTD pour « Finite Difference in Time Domain »). Cette méthode est détaillée en annexe 1.

#### 1. Méthode des impédances ramenées :

Cette méthode se limite à l'étude de structures 1D, les deux autres dimensions sont quant à elles infinies. Les seuls paramètres sont l'épaisseur et la permittivité de chaque couche comme nous pouvons le constater sur la **Figure II-1**. Chaque étage de la structure BIE est modélisé par un tronçon de lignes définies par son impédance caractéristique :



**Figure II-1** : Modèle équivalent d'une structure BIE 1D.

Grâce à la formule des impédances ramenées, l'impédance équivalente est ramenée successivement tronçon par tronçon à l'entrée du dispositif afin de calculer le coefficient de transmission ou le coefficient de réflexion d'après la formule suivante :

$$r = \frac{Z_{eq} - Z_o}{Z_{eq} + Z_o} \quad t = \sqrt{1 - r^2}$$

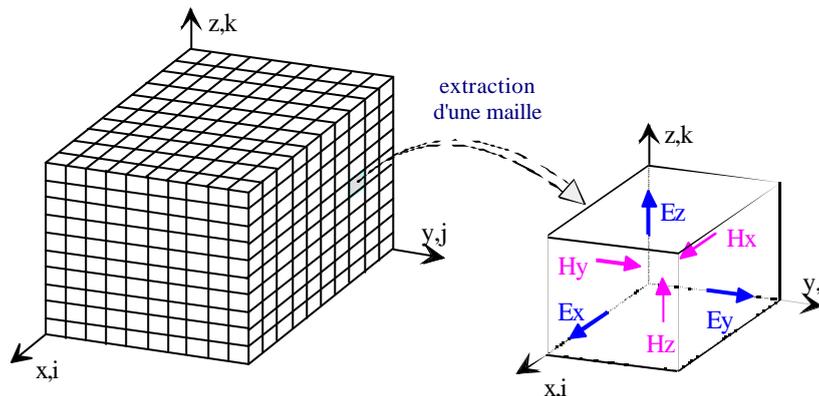
Cette méthode n'est valable que pour des matériaux diélectriques BIE 1D sans pertes.

## 2. Méthode à partir des différences finies :

### a) Principe de la FDTD :

Le code utilisé (présenté en annexe 1) a été développé par l'équipe électromagnétisme de l'IRCOM [14], une version a été commercialisée sous le nom de THESADE. Ce code est basé sur la méthode des Différences Finies dans le Domaine Temporel. Celle-ci permet une résolution numérique des équations de Maxwell par une fine discrétisation spatio-temporelle. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques, à l'intérieur desquelles sont calculées les 6 composantes orthogonales des champs électromagnétiques ( $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$  et  $H_x$ ,  $H_y$ ,  $H_z$ ).

La forme particulière des équations de Maxwell conduit à calculer les composantes du champ électrique au milieu des arêtes des mailles. Les composantes du champ magnétique sont déterminées au centre des faces (*Figure II-2*).



*Figure II-2 : Volume de calcul et cellule élémentaire.*

La simulation de l'espace infini se fait en introduisant un milieu à pertes à la périphérie

du domaine de calcul appelé couches PML (développé par Berenger). Ce milieu a la propriété d'absorber les champs électromagnétiques et il minimise l'effet des réflexions parasites sur les frontières du maillage.

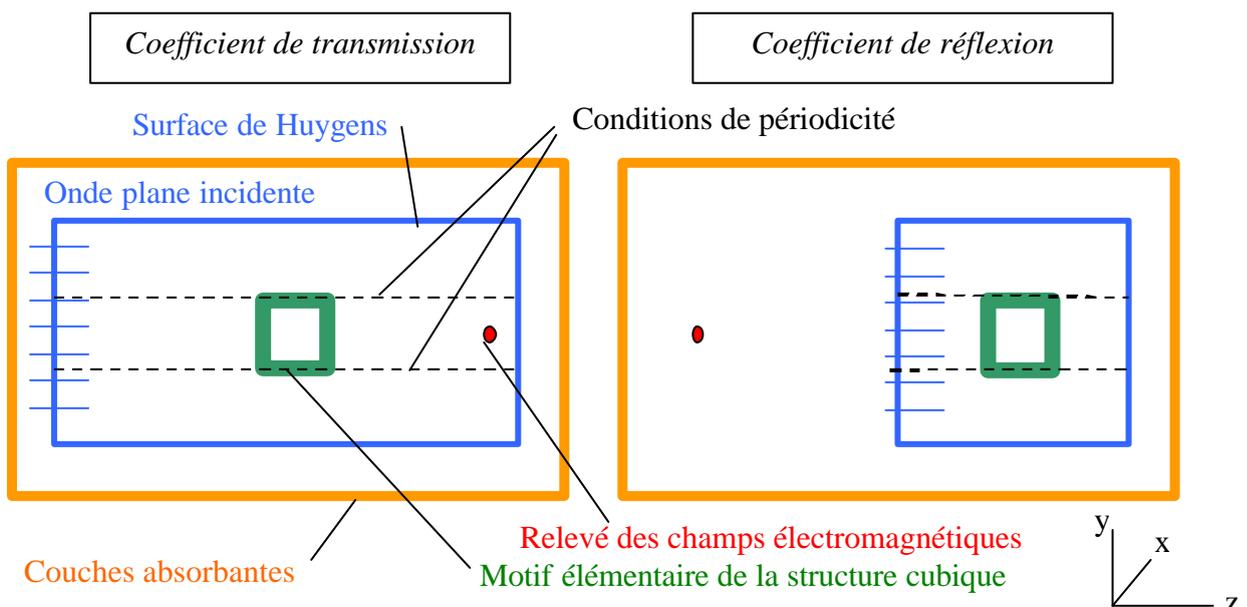
Le volume de calcul est décomposé en parallélépipèdes rectangles élémentaires. Chacune de ces mailles est caractérisée par les propriétés électromagnétiques de l'élément (permittivité, perméabilité, conductivité ...). Il est donc tout à fait possible de représenter nos éléments périodiques quelles que soient leurs dimensions et leurs périodicités.

Cet outil de simulation est donc tout a fait adapté pour modéliser nos structures mais aussi nos antennes et récupérer les données concernant son analyse (adaptation, rayonnements, cartographies de champs, flux du vecteur de poynting ...).

### b) Coefficients de transmission et de réflexion d'une structure infinie :

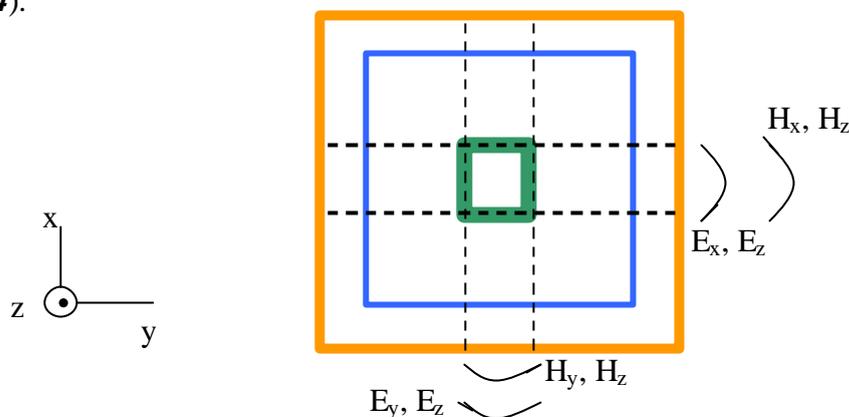
Le principe de ce calcul est de caractériser une structure périodique infinie en envoyant désormais une onde plane à travers le matériau en incidence normale. Cette méthode repose sur l'algorithme F.D.T.D.

La structure est maillée pour tenir compte du volume de la structure. Cette méthodologie permet de tenir compte des différents axes de périodicité des structures 2D et 3D de taille finie ou infinie avec ou sans défauts (*Figure II-3*).



*Figure II-3 : Modélisation du volume de calcul pour déterminer les coefficients de transmission et de réflexion.*

La structure est considérée comme périodique et infinie dans les deux directions. Elles sont perpendiculaires à l'axe de propagation, ce qui limite l'étude au motif élémentaire. Les conditions de périodicité sont réalisées par un report des champs électriques et magnétiques (*Figure II-4*).



*Figure II-4 : Conditions de périodicité.*

L'onde plane est générée par une boîte de Huygens que l'on place autour de la maille élémentaire définie par la géométrie de la structure. Nous utilisons ensuite des couches absorbantes afin de simuler l'espace libre.

Pour déterminer le coefficient de transmission, nous relevons le champ  $E_x$  ou  $E_y$  (selon la polarisation) derrière la structure. Pour le coefficient de réflexion, nous plaçons le relevé des champs avant la boîte de Huygens. Le rapport des transformées de Fourier du champ perturbé par la structure et du champ incident au point de relevé permet d'obtenir les coefficients de transmission ou de réflexion sur la bande de fréquence étudiée.

Ce programme aboutit aux mêmes résultats que pour la méthode des impédances ramenées. De surcroît il rend possible le relevé de cartographies des distributions des champs électromagnétiques selon différents plans et différentes fréquences. Nous pouvons, par exemple, utiliser cette méthode pour tenir compte des différentes directions de périodicité d'une structure 3D. Le but est de rendre infinie la structure 3D dans deux directions en répétant le motif élémentaire.

## **B. Caractérisation dans l'espace réciproque :**

### **1. L'espace réciproque :**

Les matériaux BIE sont des matériaux aux propriétés électromagnétiques très

dispersives et très fortement anisotropes. Cet outil fait ressortir les vecteurs d'ondes ( $\vec{k}$ ) électromagnétiques qui sont susceptibles de se propager au sein du matériau. Le matériau périodique n'est plus soumis à l'agression d'une onde plane mais à une excitation ponctuelle placée au centre du matériau.

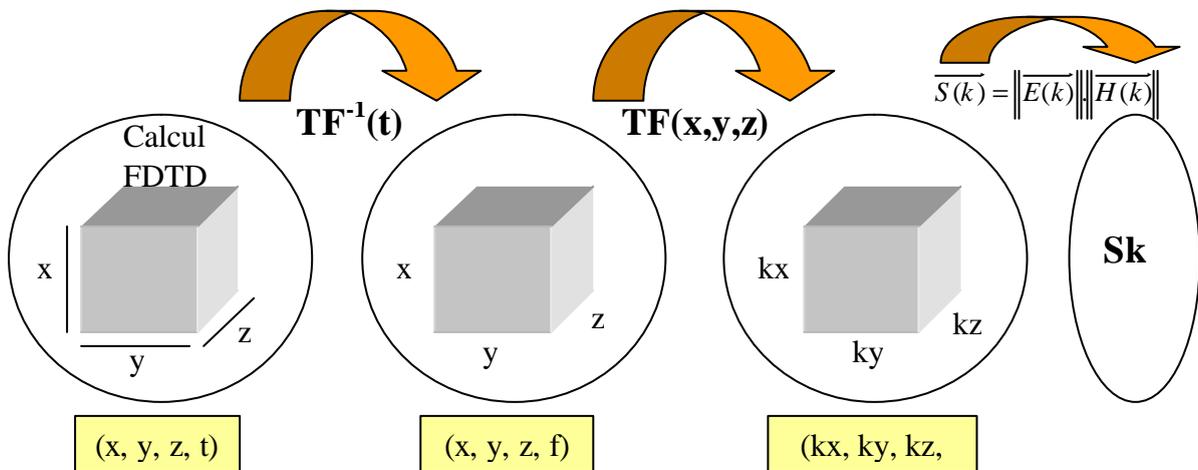
L'analyse des cristaux photoniques dans l'espace réciproque résulte de l'association des calculs FDTD (annexe 1) et de l'analyse de la structure dans l'espace des phases. Les différences finies permettent d'obtenir une distribution spatiale des différentes composantes de champ électrique et magnétique pour des fréquences discrètes. Il est nécessaire de réaliser une transformée de Fourier inverse pour chaque composante de champ. On dispose alors de la distribution spatiale des champs électromagnétiques dans le matériau périodique pour des fréquences discrètes. Il est alors possible de les transposer dans l'espace réciproque par une transformée de Fourier spatiale (**Figure II-5**) [15].

$$\vec{E}(kx, ky, kz, f) = \int \int \int_{x y z} \vec{E}_{f0}(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)} \partial x \partial y \partial z$$

$$\vec{H}(kx, ky, kz, f) = \int \int \int_{x y z} \vec{H}_{f0}(x, y, z) e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)} \partial x \partial y \partial z$$

$$S(\vec{k}) = \left\| \vec{E}(\vec{k}) \right\| \cdot \left\| \vec{H}(\vec{k}) \right\|$$

Cet outil fait ressortir les vecteurs d'ondes électromagnétiques qui sont susceptibles de se propager au sein du cristal photonique. La densité de puissance résulte du produit entre les modules du champ électrique et magnétique transposés dans l'espace des phases. La densité de puissance  $S(\vec{k})$  est exprimée sous forme d'une cartographie dans l'espace des phases.



**Figure II-5 :** Algorithme du calcul de l'espace réciproque.

## 2. Diagrammes de bande :

L'objectif de cet outil est de pouvoir identifier les fréquences d'une onde électromagnétique qui sont susceptibles de se propager à l'intérieur d'une structure BIE pour n'importe quelle direction. Cette étude est valable pour des matériaux 1D, 2D et 3D périodisés à l'infini dans toutes les directions [16]. Le diagramme de bande permet d'observer la fréquence en fonction de la constante de propagation ( $\beta$ ).

Suite à la transposition du réseau cristallin dans l'espace réciproque, le réseau qui en résulte est réduit à son motif élémentaire, ce qui permet de restituer la structure en effectuant quelques translations. Ce motif est appelé la première zone de Brillouin et possède une zone irréductible. A partir de cette zone, nous effectuons une décomposition en ondes planes. Elle nous permet d'aboutir à plusieurs courbes modales reliant la fréquence aux vecteurs qui parcourent la zone irréductible. Le regroupement de ces courbes permet d'obtenir le diagramme de bande de la structure étudiée et d'en faire ressortir les fréquences interdites.

Cet outil permet de visualiser une bande interdite en fonction de l'incidence dans le cas où le matériau agit comme un réflecteur. Cette étude est valable seulement pour des structures périodisées à l'infini et sans défaut, ce qui constitue son seul inconvénient.

### a) Diagrammes de bande des structures 2D :

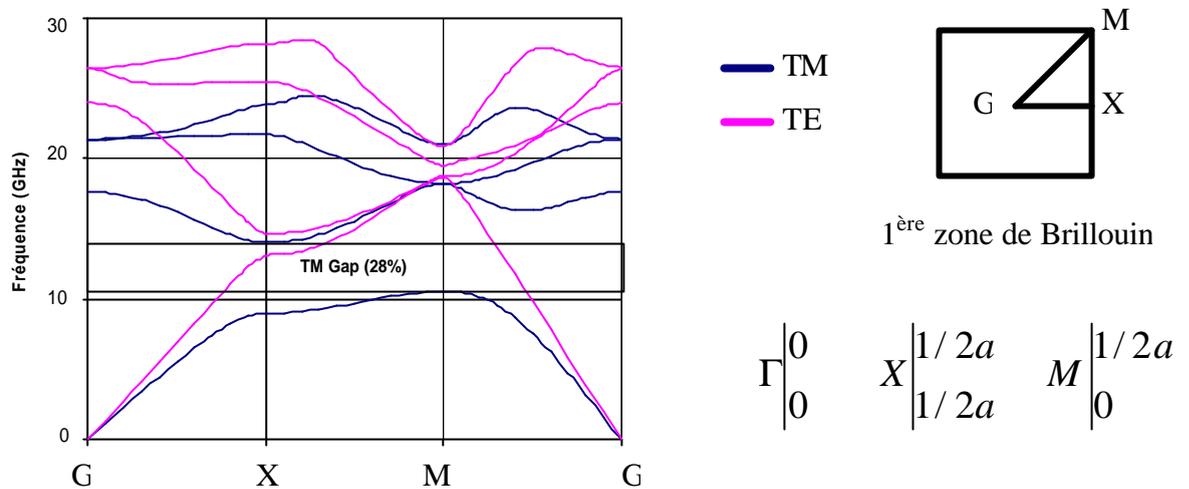
Dans les cristaux photoniques 2D, les ondes électromagnétiques se propagent dans le plan perpendiculaire aux cylindres et peuvent être séparées en deux polarisations si le champ électrique (polarisation E) ou magnétique (polarisation H) est parallèle à l'axe des cylindres. Les bandes interdites qui apparaissent dans chaque cas doivent se superposer pour former une bande interdite totale. Elle empêche ainsi la propagation de l'onde électromagnétique quelle que soit sa polarisation. Nous présentons ci-dessous les deux types de réseaux les plus utilisés.

#### (1) Réseau carré :

Pour ce réseau [17], la maille primitive est un carré de côté  $a$ . Ses structures ont des propriétés électromagnétiques qui sont très sensibles à l'angle d'incidence des ondes électromagnétiques. Cette particularité rend difficile l'obtention d'une bande interdite empêchant totalement la propagation quelle que soit la polarisation de l'onde.

Les diagrammes de la **Figure II-6** représentent :

- en abscisse, le parcours fait par le vecteur d'onde lorsqu'il décrit le contour formé par les points de haute symétrie G, X, M de la première zone de Brillouin.
- en ordonnée, les fréquences des modes calculés.

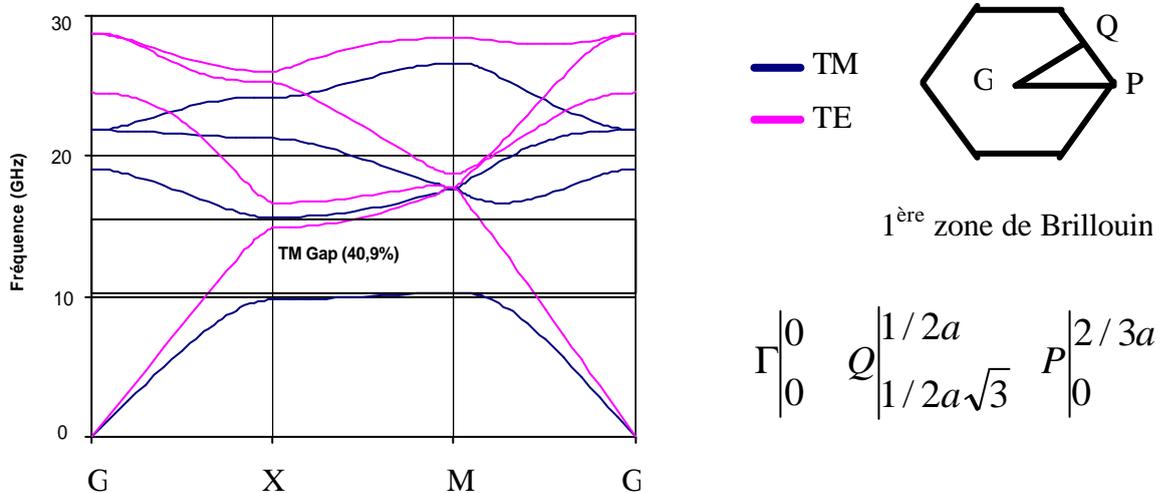


**Figure II-6 :** Exemple d'un diagramme de bande d'un réseau 2D carré (polarisation TM).

Pour chaque vecteur d'onde du contour, il existe plusieurs fréquences correspondant aux différents modes de propagation susceptibles de se propager dans le cristal photonique. En fonction de ce calcul, nous pouvons alors déterminer la position des bandes interdites.

(2) Réseau triangulaire :

Tous les points du réseau et leurs proches voisins sont situés à égale distance.



**Figure II-7 :** Exemple d'un diagramme de bande d'un réseau 2D triangulaire (TM).

Cette structure est moins sensible à l'angle d'incidence que le réseau carré mais la bande interdite complète reste néanmoins difficile à obtenir (*Figure II-7*).

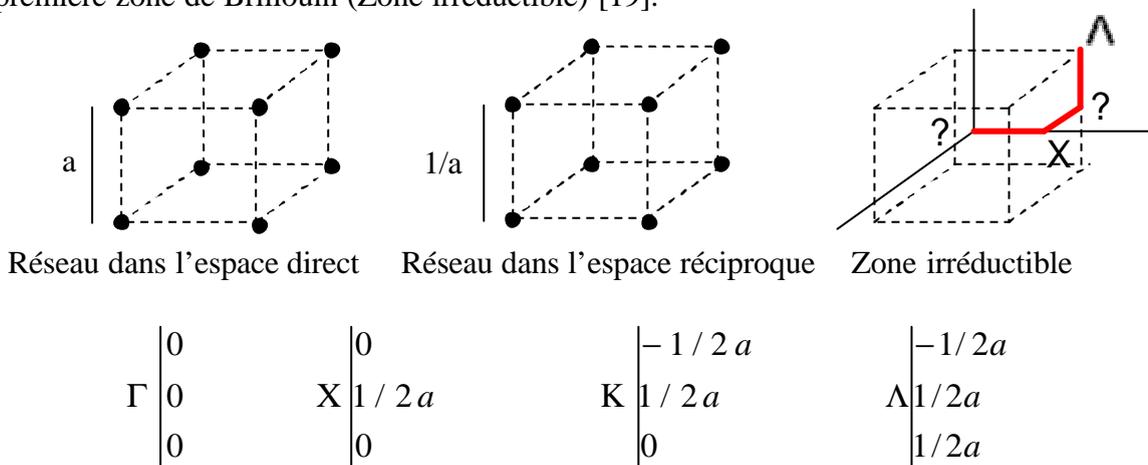
Pour un même réseau et une même permittivité, la bande interdite du réseau carré est nettement plus étroite que celle du réseau triangulaire. La structure triangulaire est en réalité un cas particulier d'une classe de structures hexagonales que nous ne décrivons pas ici. Mais elle présente la particularité de posséder la zone de Brillouin la plus proche d'un cercle [18].

Ce type de réseau triangulaire nécessite donc un contraste d'indice moins élevé pour créer une bande interdite que pour une structure basée sur un réseau carré.

**b) Diagrammes de bande des structures 3D :**

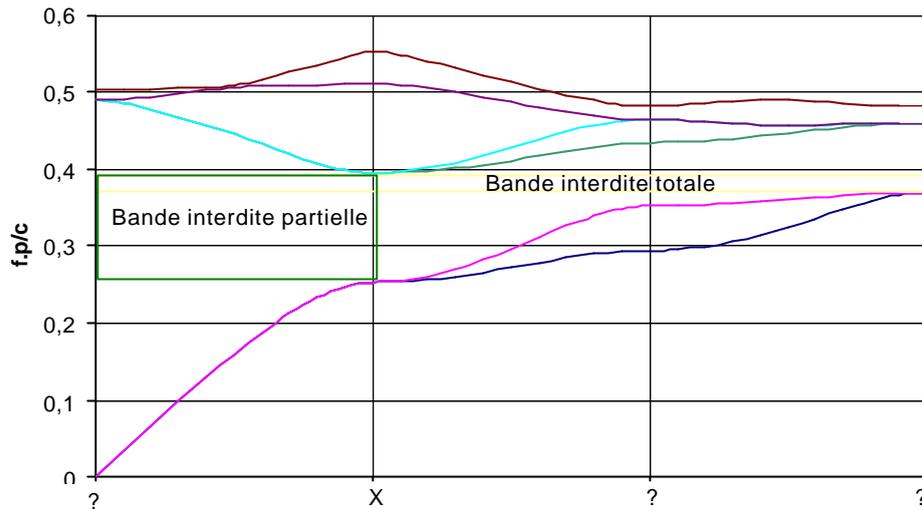
Les réseaux périodiques tridimensionnels à la base des structures BIE sont composés de mailles unitaires. Ces structures ont la particularité de créer des bandes interdites totales selon certaines conditions. La structure cubique est basée sur un réseau carré tandis que la structure cubique à face centrée correspond plus à un réseau triangulaire ou hexagonal.

Nous présentons sur la *Figure II-8* le passage de l'espace direct dans l'espace réciproque en précisant le parcours du vecteur d'ondes lorsqu'il parcourt le contour de la première zone de Brillouin (Zone irréductible) [19].



*Figure II-8 : Détermination de la zone de Brillouin d'une structure 3D cubique.*

Nous présentons le réseau cubique et son diagramme de bande (*Figure II-9*). Ci-dessous, nous présentons dans l'exemple le diagramme de bande d'une structure cubique avec une permittivité du matériau égale à 15.



**Figure II-9 :** Exemple d'un diagramme de bande d'une structure 3D cubique ( $\epsilon_r=15$ ).

Nous parlons de bande interdite partielle pour définir les bandes interdites associées à la propagation suivant la direction GX de la maille élémentaire. Ceci correspond à l'incidence normale pour un réseau cubique. La bande interdite totale est la bande de fréquence où les ondes électromagnétiques sont réfléchies quel que soit l'angle d'incidence mais aussi quelle que soit sa polarisation.

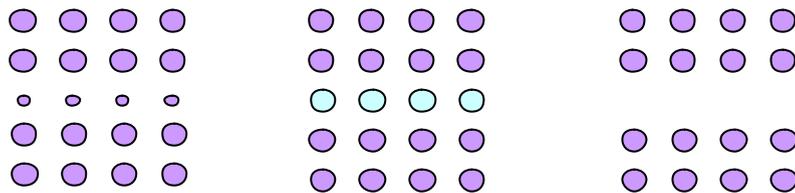
### III. NOTIONS DE DEFAUT DANS LES STRUCTURES PERIODIQUES :

Les propriétés des structures BIE deviennent particulièrement intéressantes lorsque l'on introduit un ou plusieurs défauts dans la structure.

#### A. Introduction d'un défaut dans les structures BIE :

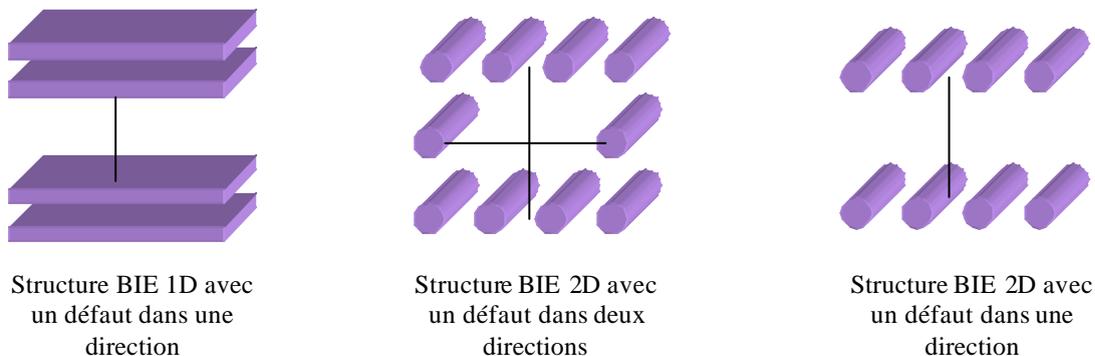
##### 1. Les façons de générer un défaut :

La création de défaut dans ces structures est engendrée par la rupture de la périodicité d'éléments périodiques. Cette rupture va créer l'ouverture d'une bande de fréquence autorisée à l'intérieur de la bande interdite. La position et la largeur de la bande passante sont gérées par les caractéristiques du défaut (*Figure III-1*).



*Figure III-1 : Différents types de défauts basés sur la rupture de la périodicité du motif élémentaire.*

Dans des structures 1D, le défaut ne peut être envisagé que dans la direction de périodicité. En revanche pour les structures 3D, nous pouvons créer des défauts dans une, deux ou trois directions (sous la forme de micro cavité). (*Figure III-2*)



Structure BIE 1D avec un défaut dans une direction

Structure BIE 2D avec un défaut dans deux directions

Structure BIE 2D avec un défaut dans une direction

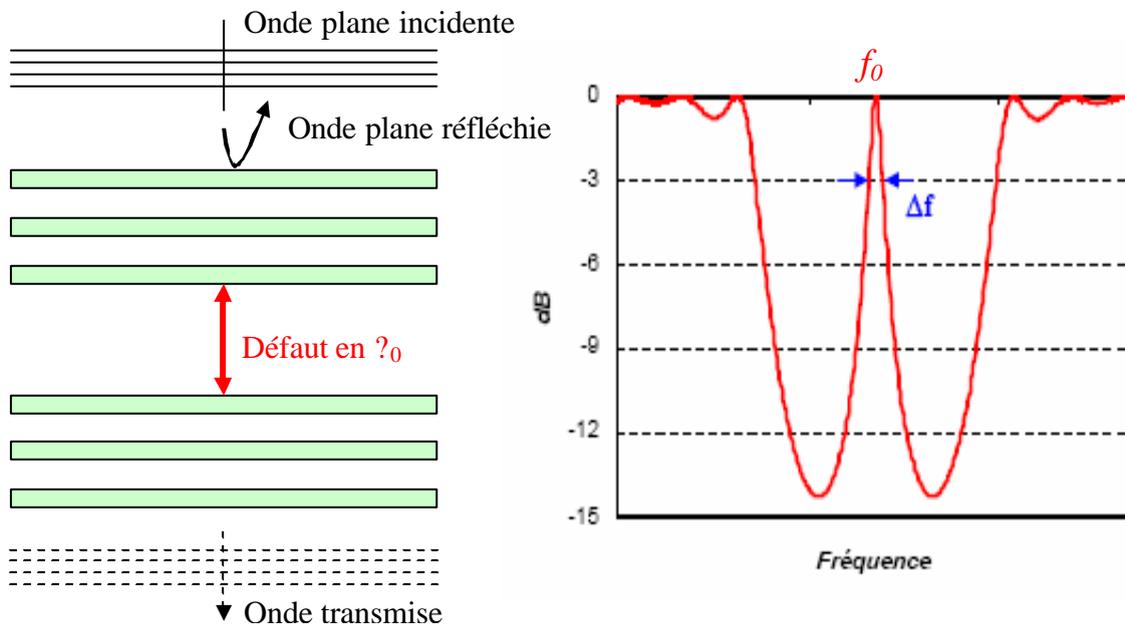
*Figure III-2 : Exemple de dimension du défaut.*

Afin d'élargir le spectre des possibilités offert par les structures BIE, nous allons présenter dans ce paragraphe les effets provoqués par l'insertion d'un défaut à l'intérieur de la structure en rompant la périodicité de la structure. Le type de défaut présenté ici correspond à un défaut basé sur la rupture de la périodicité dans une direction. Nous garderons ce principe dans la suite de ce mémoire quelle que soit la structure (structure avec 1, 2 ou 3 directions de périodicité) utilisée.

## 2. Structures BIE à défaut dans une direction :

### a) Coefficient de transmission et coefficient de qualité :

L'étude du coefficient de transmission sera réalisée sur la base d'un matériau BIE périodique 1D avec des interfaces d'épaisseur  $\lambda_0/4$  et espacées d'une distance de  $\lambda_0/4$  pour un fonctionnement du défaut à la fréquence  $f_0$ . Pour notre étude, le défaut est lié à la rupture de la périodicité dans la direction de la propagation de l'onde électromagnétique et correspond à un écartement de  $\lambda_0$  au centre de la structure. La **Figure III-3** présente le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de cette structure à défaut.

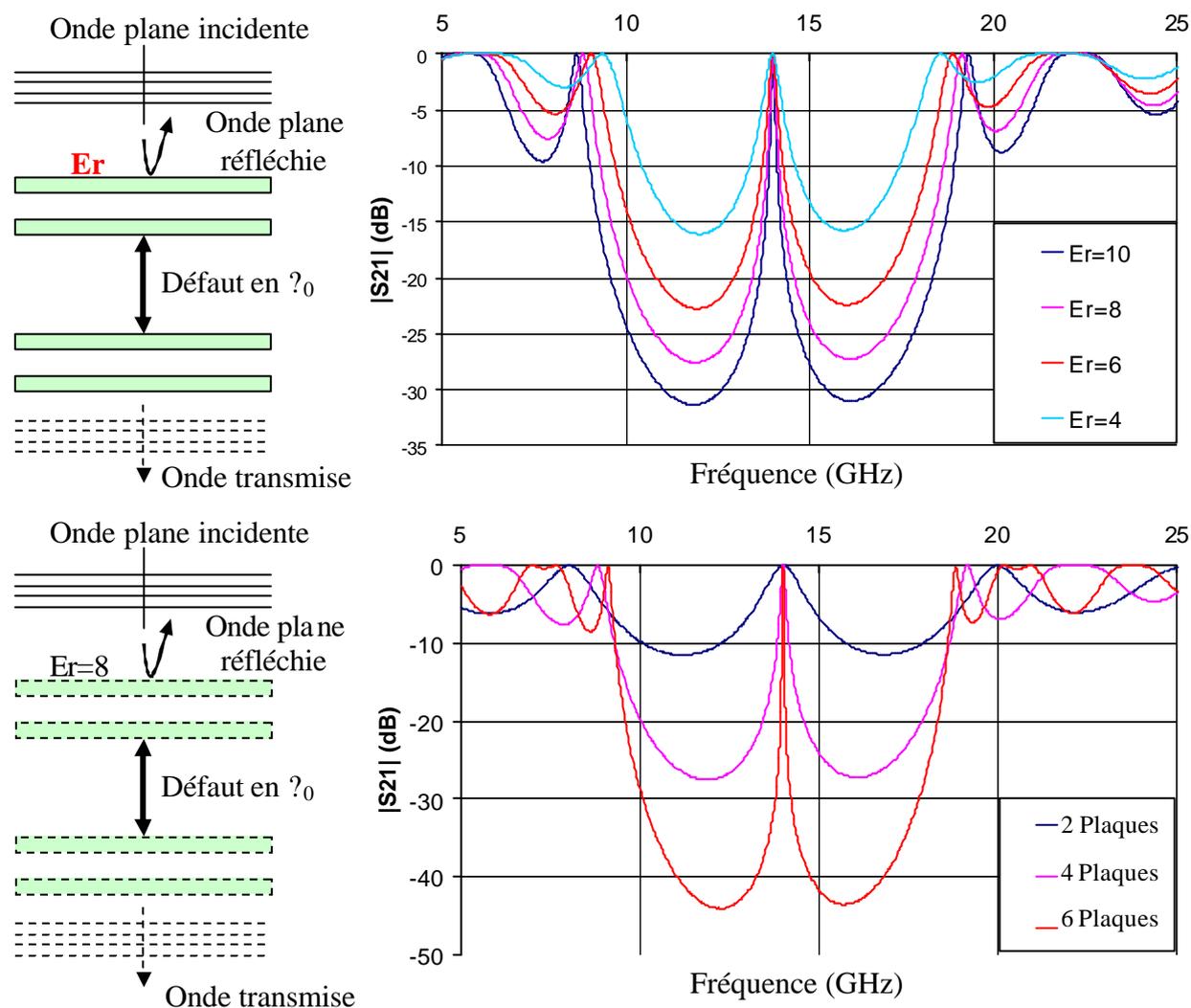


**Figure III-3 :** Coefficient de transmission d'une structure 1D avec un défaut de périodicité.

Ce coefficient montre l'apparition d'un pic de transmission au milieu de la bande interdite pour la fréquence  $f_0$ . L'insertion d'un défaut de périodicité égale à un multiple de  $\lambda_0$

permet de générer des pics de transmission tous les  $f_0$ . Si le défaut ne correspond pas à  $\lambda_0$ , la fréquence de cette bande permise est décentrée dans la bande interdite. Dans ce cas, la largeur de la bande permise n'est plus identique car les réflexions de la structure BIE ne sont optimales qu'autour de la fréquence  $f_0$ .

La **Figure III-4** présente le coefficient de transmission de différentes structures BIE à défaut 1D. Le nombre de plaques d'épaisseur  $\lambda_g/4$  et la permittivité diélectrique sont précisés dans la légende.



**Figure III-4 :** Coefficient de transmission de structures 1D avec défaut selon la permittivité (4 plaques) ou le nombre de plaques ( $\epsilon_r=8$ ).

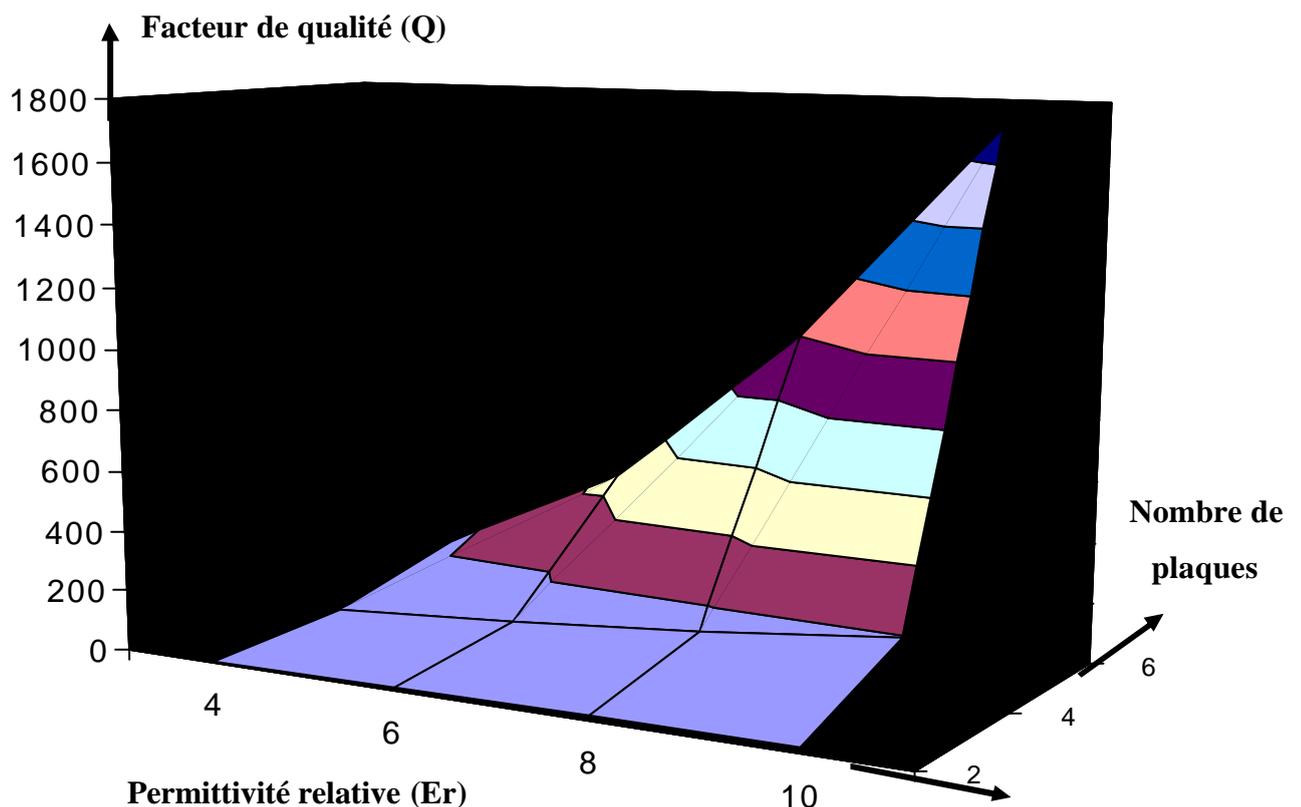
Les matériaux BIE à défaut peuvent être caractérisés grâce au pic de transmission par l'intermédiaire du coefficient de qualité  $Q$ .

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}$$

«  $f_0$  » est la fréquence du pic de transmission et «  $\Delta f$  » est la largeur de la bande à -3dB. Le facteur de qualité de la structure BIE dépend de sa composition c'est-à-dire du nombre de plaques et du contraste de permittivité diélectrique des matériaux de la structure. Cette grandeur traduit la faculté du matériau BIE à concentrer l'énergie à l'intérieur du défaut.

Nous remarquons que le facteur de qualité est d'autant plus grand que le nombre de plaques et la permittivité diélectrique des matériaux sont élevés.

Sur un même graphique, il est alors possible de représenter les différents paramètres caractérisant le défaut (*Figure III-5*). L'évolution du coefficient de qualité dépend surtout du nombre de plaques pour de faibles permittivités relatives. Lorsqu'il est associé à de fortes permittivités, nous obtenons très rapidement de fortes valeurs du coefficient de qualité.



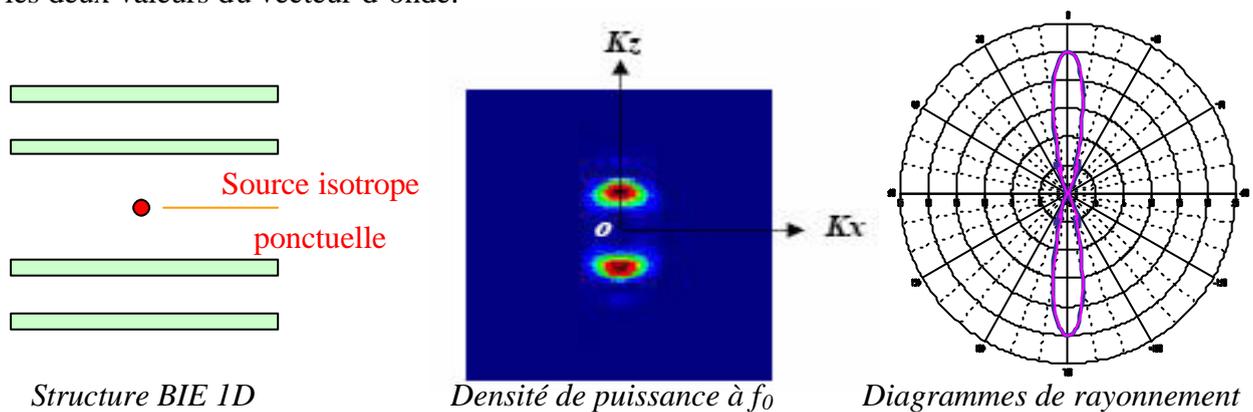
*Figure III-5 : Graphique en trois dimensions représentant l'évolution du nombre de plaques, de la permittivité et du coefficient de qualité du défaut.*

**b) Structures BIE à défaut dans l'espace réciproque :**

L'analyse des cristaux photoniques dans l'espace réciproque permet de déterminer la distribution spatiale des champs électromagnétiques en fonction des vecteurs d'ondes dans la structure 1D finie à défaut sur laquelle nous travaillons.

Sur la **Figure III-6**, nous pouvons observer la distribution de densité de puissance rayonnée  $S_{f_0}(\vec{k})$  obtenue avec une structure BIE 1D à défaut qui a été excitée par une source ponctuelle isotrope.

Cette cartographie est tracée pour la fréquence  $f_0$  du pic de transmission engendré par le défaut de dimension  $a_0$ . Ce résultat montre qu'il existe deux valeurs distinctes de vecteurs d'ondes et donc deux directions privilégiées pour la propagation de l'énergie au sein d'une structure BIE à défaut. Cette constatation est seulement valable autour de la fréquence du pic de transmission ( $f_0$ ). Quant au rayonnement à travers la structure BIE de la source isotrope placée au milieu du défaut, nous remarquons la formation d'un rayonnement directif suivant les deux valeurs du vecteur d'onde.



**Figure III-6 :** Distribution de densité de puissance pour une structure BIE à défaut à  $f_0$ .

La densité de puissance  $S_{f_0}(\vec{k})$  est présentée sous forme d'une cartographie afin de mettre en évidence les valeurs de vecteurs d'ondes des champs pouvant se propager au sein de la structure BIE simulée.

### **B. Applications et utilisations des structures BIE à défaut :**

Dans le domaine de l'optique, de nombreuses applications ont été développées puis ce fut dans celui des fréquences centimétriques et millimétriques. Les réalisations sont en effet plus simples compte tenu des dimensions à ces fréquences.

Quelle que soit la structure photonique étudiée, les variations des champs dépendent des motifs choisis. On peut classer les structures qui utilisent les structures BIE en deux familles :

➤ *Celles qui utilisent la périodicité des motifs :*

- Les antennes ([20], [21]) : les champs électromagnétiques ne sont plus piégés dans le plan de masse arrière, nous obtenons ainsi moins de lobes secondaires.
- Les filtres ([22]) : la défection dans le plan de masse d'une ligne permet d'éliminer les ondes de surface en introduisant une importante impédance de surface. Plus le nombre de motifs est grand, plus la bande rejetée est profonde et large.
- Les structures cristallines artificielles ([23]) : le but est d'empêcher la propagation de l'onde quel que soit l'angle d'incidence de l'onde excitatrice.

➤ *Celles qui utilisent la périodicité des motifs et des ruptures de périodicité :*

- Les filtres très sélectifs ([24]) : la rupture de la périodicité permet la transmission de l'onde dans la bande interdite à une fréquence précise, fonction de cette rupture.
- Les guides ([25], [26]) : un « couloir » est créé au milieu du réseau périodique, l'onde le suit comme dans le cas d'un guide.
- Les coupleurs ([27]) : en ajoutant à deux guides parallèles une jonction commune, associée à des éléments actifs, nous pouvons orienter l'onde dans les guides voulus.
- Les antennes ([28]) : les champs électromagnétiques sont piégés dans le défaut, nous obtenons ainsi une antenne résonante et directive.

Naturellement, cette liste n'est pas exhaustive. L'apparition d'éléments actifs dans les structures à bande interdite permet de nombreuses modifications et de multiples utilisations d'une même structure. Toutefois, une des voies les plus prometteuses concerne le domaine des antennes.

Un certain nombre de travaux ont été réalisés dans le but de prouver l'intérêt de disposer d'un substrat BIE. Il a été montré que le fait de disposer d'un substrat BIE métallique planaire au-dessous d'un monopole améliorerait les performances du dispositif [29]. La

présence d'un substrat BIE diélectrique sous une antenne patch a pour principale conséquence de réduire les effets d'onde de surface ainsi que le niveau des lobes secondaires [30].

Les matériaux BIE sont également intéressants pour la discrétion. Il est possible de réduire la Surface Equivalente Radar (SER) d'un aérien en couplant ce dernier avec un BIE métallique possédant des caractéristiques de transparence durant le temps d'émission ou de réception et des caractéristiques d'opacité pendant le reste du temps [31].

L'I.R.C.O.M. à l'Université de Limoges s'intéresse particulièrement aux propriétés de ces structures dans plusieurs laboratoires pour le domaine des micro-ondes, de l'optique mais aussi des antennes [32]. L'équipe du C.R.E.A.P.E. dirige ses recherches sur des structures BIE diélectriques afin de réaliser de nouveaux types d'antennes basées sur les propriétés intrinsèques du cristal photonique [33]. Les premières études ont porté sur des matériaux en deux dimensions afin de comprendre le lien entre la géométrie de la structure et la position des bandes interdites en fréquence. Rapidement la structure BIE 1D a été retenue pour ses propriétés lors des études précédentes et pour sa simplicité lors des réalisations.

Après avoir recherché la meilleure application de ces matériaux périodiques, l'antenne à résonateur à bande interdite électromagnétique 1D a émergé en créant un défaut à l'intérieur même de la structure et en l'utilisant sous la forme d'un radôme selon les premières interprétations [34], [35], [36], [37].

Par la suite, différentes applications ont vu le jour comme par exemple :

- l'optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire [38].
- une antenne bi-bande [39].
- des antennes possédant un fort gain (autour de 30dB) à 14Ghz et à 40Ghz [40].
- une antenne BIE coaxiale omnidirectionnelle en azimut [41].
- une antenne bidirectionnelle [42].

Plusieurs laboratoires de recherche français s'intéressent tout particulièrement aux matériaux périodiques métalliques passifs ou actifs. Dans ce mémoire, nous proposerons une étude sur ces structures métalliques périodiques afin d'établir une alternative aux structures diélectriques. Les structures métalliques offriraient une autre perspective pour les antennes grâce aux propriétés intéressantes du métal [43], [44].

## **CONCLUSION :**

Ce chapitre rappelle brièvement l'état de l'art sur les matériaux périodiques BIE aussi bien leur histoire que leurs propriétés. Ces dernières intéressent de nombreux chercheurs qui continuent de démontrer l'intérêt d'utiliser ces matériaux soit pour remplacer des systèmes déjà existants mais plus contraignants, soit pour apporter une innovation toute particulière dans un domaine précis. L'étude de ces matériaux reste un sujet très riche, tout comme le choix de leurs applications. Pour comprendre leur fonctionnement, elles requièrent de nombreuses notions.

La conception de matériaux BIE nécessite de tenir compte de la géométrie de la structure. Selon le nombre de directions périodiques et la nature du matériau, nous ne modéliserons pas la structure de la même manière. En effet, une telle structuration en réseau permet d'introduire des conditions de résonance dans les mécanismes de propagation des ondes électromagnétiques. Cela se traduit alors par l'existence d'une succession de bandes interdites et permises dans les diagrammes de bandes.

L'utilisation d'un matériau hors de sa bande interdite permet de sélectionner un mode de propagation parmi les modes possibles de la structure infinie, le choix de la taille du matériau et de son excitation sont des facteurs importants.

L'utilisation d'un défaut dans les structures BIE, qu'il soit périodique ou local, modifiera le fonctionnement du matériau à cette fréquence puisqu'un seul mode pourra se propager.

Ce chapitre a présenté aussi les différents outils disponibles et développés au sein du laboratoire du CREAPE. Ces derniers permettent de réaliser les différentes études nécessaires à la caractérisation du matériau BIE mais aussi à la conception et la modélisation d'antennes à résonateur BIE.

Il est possible d'utiliser différentes méthodes qui permettent d'obtenir divers résultats sur nos structures BIE mais aussi de confirmer certaines informations. Nous avons pour cela un code basé sur la méthode des différences finies, la méthode des impédances ramenées pour les structures 1D, les diagrammes de bandes, les zones de Brillouin et enfin l'espace réciproque pour des éléments unidimensionnels.

Des structures particulières comme des réseaux bidimensionnels ou tridimensionnels, à savoir des matériaux dont les fréquences en bord de bande interdite varient le moins possible par rapport à l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique, peuvent offrir des propriétés attractives pour nos antennes. Elles permettent de développer de nouvelles configurations pour des applications particulières.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéresserons à la caractérisation de structures diélectriques mais aussi métalliques possédant plusieurs dimensions grâce à leurs propriétés électromagnétiques dans le but de comprendre leurs comportements fréquentiels et spatiaux.



## **CHAPITRE II**

**\* \* \* \* \***

# **CARACTERISATIONS PAR LEURS PROPRIETES ELECTROMAGNETIQUES DE STRUCTURES PERIODIQUES 3D**

- **STRUCTURES 3D DIELECTRIQUES ET METALLIQUES**
- **PROPRIETES DES STRUCTURES PERIODIQUES 3D**
- **CARACTERISATION DU FILTRAGE FREQUENTIEL**
- **CARACTERISATION DU FILTRAGE SPATIAL**



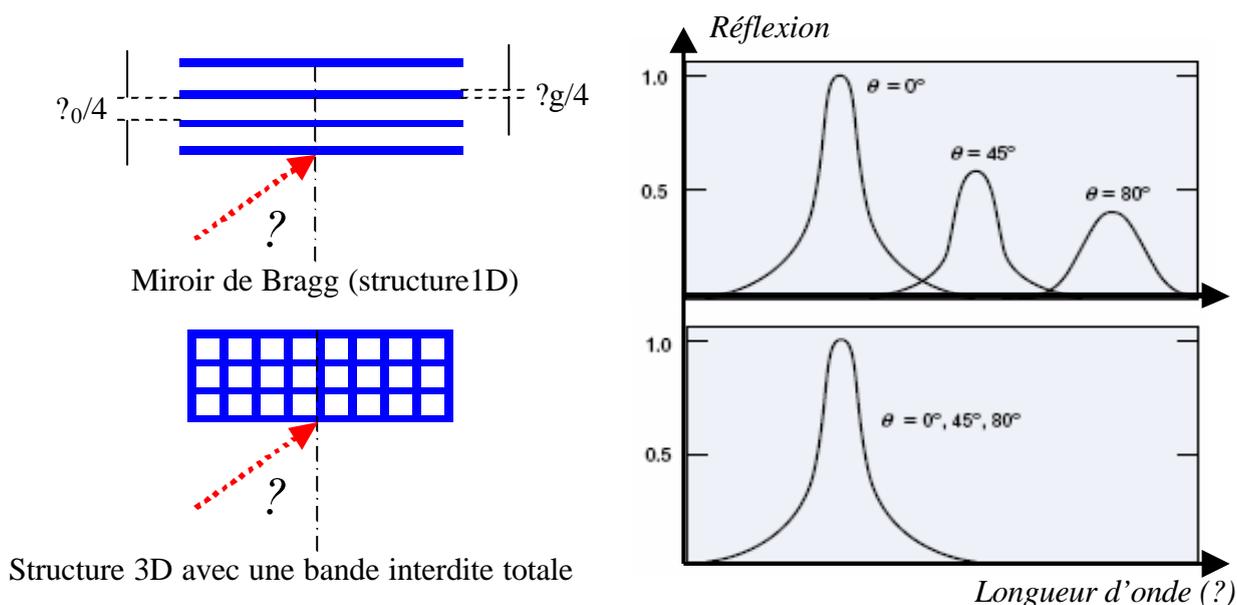
## I. CARACTERISATION DES STRUCTURES PERIODIQUES 3D DIELECTRIQUES :

Ce chapitre propose de caractériser à partir de leurs propriétés électromagnétiques des structures BIE 3D d'un point de vue fréquentiel et spatial en utilisant les différents outils de simulations disponibles. Cela nous permettra de dimensionner correctement la géométrie du matériau, de les comparer aux structures 1D et de montrer de nouvelles propriétés [45].

### A. Description et propriétés des structures tridimensionnelles :

#### 1. Intérêts des structures BIE 3D :

Intéressons-nous maintenant à l'étude de structures plus complexes aux propriétés plus riches que pour les structures 1D. En effet, la réflexion d'une structure unidimensionnelle est maximale lorsque l'onde électromagnétique se trouve tangente au matériau [46]. Dès que l'on introduit un angle d'incidence, cette bande interdite se déplace peu à peu en fréquence et décroît rapidement. Pour des structures tridimensionnelles, selon la géométrie et la nature du matériau, apparaît une bande interdite totale. C'est-à-dire une bande de fréquence où les ondes électromagnétiques sont réfléchies quel que soit l'angle d'incidence mais aussi quelle que soit sa polarisation (*Figure I-1*).



*Figure I-1 : Bande interdite totale.*

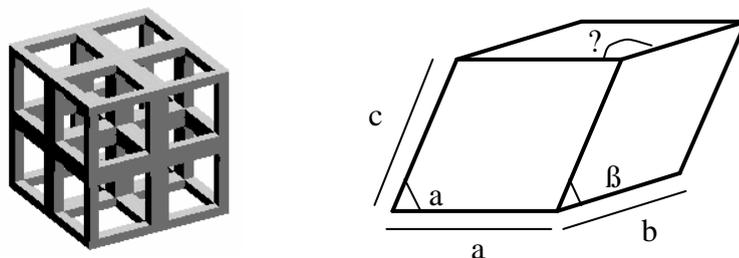
L'intérêt des structures 3D tient au fait que le procédé de fabrication mis au point par le CTTC est parfaitement adapté à la réalisation relativement complexe de nos structures en alumine ( $\epsilon_r=9$ ) ou en zircone ( $\epsilon_r=25$ ). Le choix de concevoir des structures à trois dimensions est aussi lié à la permittivité du matériau utilisé pour les réaliser. Comme nous le verrons par la suite, la largeur de la bande interdite des structures 3D est plus étroite que celle des structures 2D et des structures 1D. Il nous faut donc des contrastes d'indice plus fort pour compenser cet état. Les matériaux céramiques sont une excellente solution car ils associent à une permittivité élevée de faibles pertes diélectriques [47]. Nous définissons le rapport d'indice (?) en fonction de la permittivité du matériau ( $\epsilon_r$ ) et la permittivité du second diélectrique ( $\epsilon_r$ ) à savoir en général de l'air.

$$h = \sqrt{\frac{\epsilon_{r2}}{\epsilon_{r1}}}$$

Nous présenterons dans cette partie une structure tridimensionnelle appelée structure cubique. Nous commencerons par l'étude du matériau et le choix de ses différentes dimensions puis nous utiliserons ce matériau pour réaliser une antenne à résonateur BIE 3D cubique dans le dernier chapitre. Nous étudierons dans cette partie la géométrie de la structure cubique, sa bande interdite définie par les diagrammes de bande et les coefficients de transmission. Il est possible à l'intérieur même de sa bande interdite de créer des défauts de périodicité pour créer des bandes permises.

## 2. Description de la structure cubique :

La structure cubique, provenant de la famille des tétraédriques [48], est complètement symétrique au niveau de sa géométrie ( $a=b=c$ ,  $\alpha=\beta=\gamma=90^\circ$ ). (*Figure I-2*)



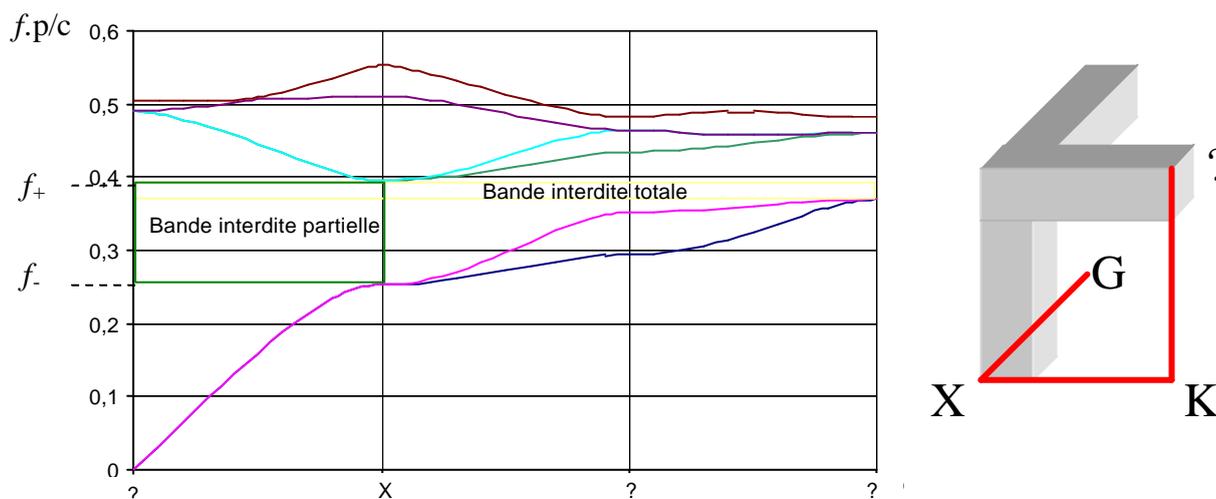
*Figure I-2 : Maille élémentaire (2x2) de la structure cubique.*

Nous constatons en décomposant cette structure qu'il existe plusieurs structures 2D

disposées et imbriquées les unes dans les autres sous la forme d'un réseau carré. Cette structure est complètement insensible à la polarisation de l'onde car il existe une structure 2D en polarisation TE et une autre en TM.

On entend par bande interdite partielle les bandes interdites associées à la propagation suivant la direction GX de la maille élémentaire. Ceci correspond à l'incidence normale pour un réseau cubique. On parlera ensuite de bande interdite totale pour la bande de fréquence où les ondes électromagnétiques sont réfléchies quel que soit l'angle d'incidence mais aussi quelle que soit sa polarisation c'est-à-dire suivant l'ensemble des directions GXK? .

La bande interdite totale de la structure cubique est toujours située en bord de bande de la bande interdite partielle et elle reste beaucoup plus étroite. Plus on augmente la permittivité du matériau, plus la bande interdite totale croît partant de la fréquence haute en bord de bande interdite en direction des fréquences plus basses. Nous pouvons donc en déduire que la structure cubique est une structure 3D simple qui a besoin d'un contraste d'indice élevé pour qu'une bande interdite totale apparaisse. (**Figure I-3**)



**Figure I-3 :** Diagrammes de bande de la structure cubique ( $\epsilon_r=15$ ).

Les fréquences en bord de bande interdite sont notées  $f_+$  pour la fréquence haute et  $f_-$  pour la fréquence basse. L'axe des ordonnées correspond à  $\frac{f \cdot p}{c}$  avec  $f$  la fréquence,  $p$  la périodicité de la structure et  $c$  la célérité de la lumière soit  $3 \cdot 10^8$ . En effet la bande interdite est transposable en fréquence selon la périodicité choisie.

## **B. Caractérisation fréquentielle des structures 3D:**

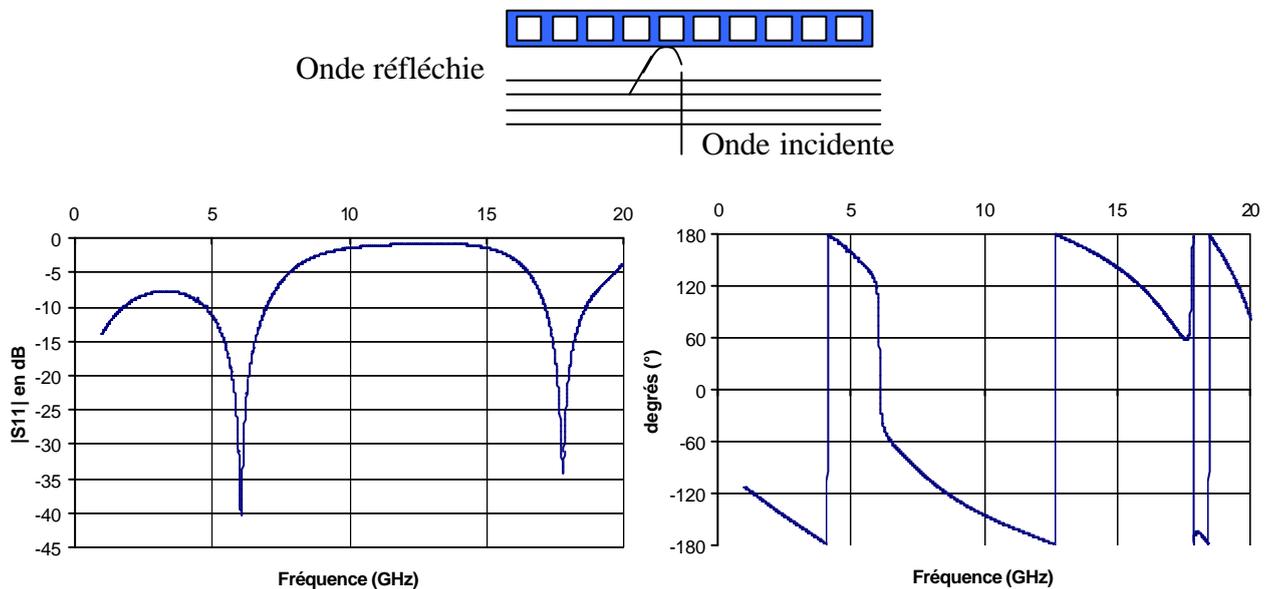
Dans cette partie du manuscrit, les études sont restreintes à la caractérisation des matériaux pour des incidences normales.

### **1. Bande interdite de la structure cubique :**

La structure cubique peut être dimensionnée par rapport à certains paramètres comme la section des barreaux ( $w$ ), la périodicité ( $p$ ), ce qui conduit à définir le taux de remplissage ( $t$ ) et la hauteur d'un barreau ( $h$ ). D'une façon générale, nous choisissons des barreaux à section carrée.

Nous définissons le taux de remplissage de la manière suivante :  $t = \frac{w}{p}$

La section des barreaux ( $w$ ) est égale à 2,5mm, la périodicité ( $p$ ) correspond à 8mm, par conséquent le taux de remplissage ( $t$ ) est de 0,31. La permittivité est égale à 9. Nous présentons sur la **Figure I-4**, le coefficient de réflexion d'une structure cubique en incidence normale indique une bande interdite située entre 9GHz et 16GHz.



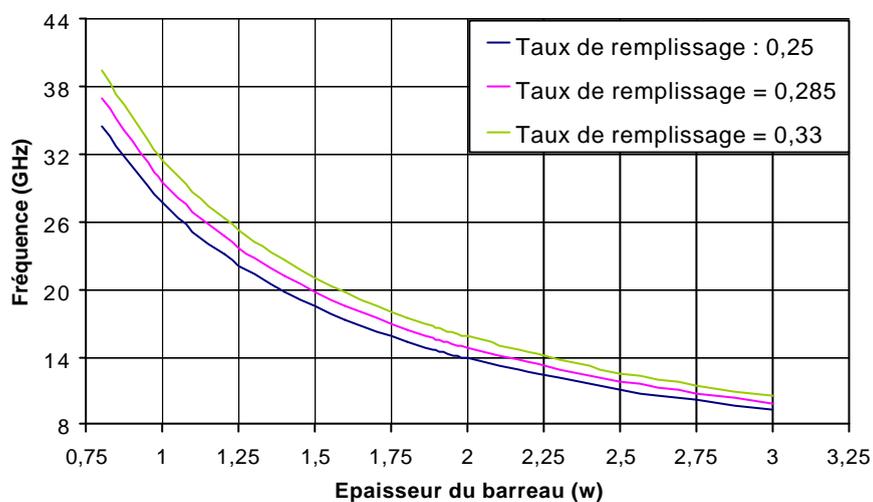
**Figure I-4 :** Module et phase du coefficient de réflexion en incidence normale d'une structure cubique composée d'une cellule élémentaire dans la direction de propagation.

Par rapport aux dimensions de cette structure, il est important pour la suite de noter la fréquence où il y a un changement de phase dans la bande interdite. En effet, c'est à cette

fréquence- là que nous obtiendrons le meilleur résultat en terme de réflexion.

### a) Fréquence centrale de la bande interdite en fonction de la taille du barreau :

A partir de la *Figure I-5*, nous constatons que la position de la bande interdite reste très sensible à la section des barreaux utilisés. Plus les dimensions des barreaux sont faibles, plus la bande interdite se déplace vers les hautes fréquences. Une diminution du taux de remplissage ( $t$ ) permet une légère translation vers les basses fréquences.



*Figure I-5 : Fréquence centrale de la bande interdite en fonction de la section des barreaux.*

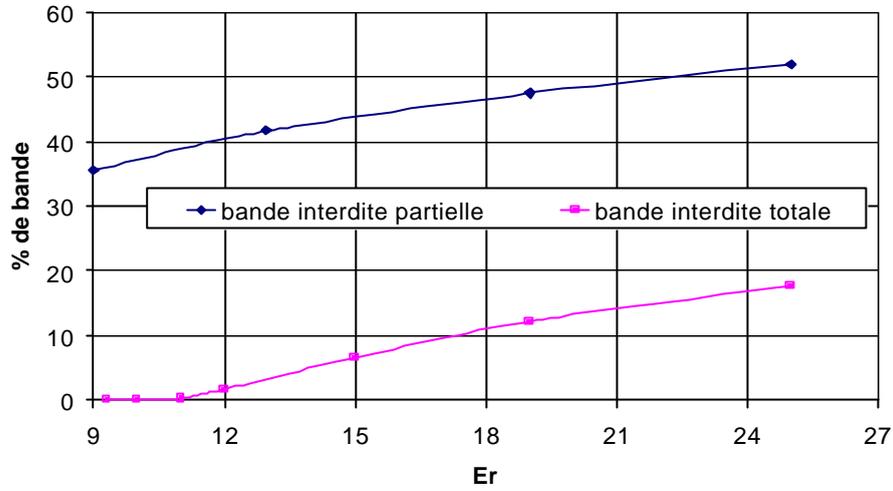
Ce résultat a été effectué pour trois taux de remplissage ( $t = 0,33$ ,  $t = 0,285$ ,  $t = 0,25$ ) et pour une valeur de permittivité égale à 9.

### b) Variation de la bande interdite en fonction de la permittivité :

La permittivité de la structure BIE 3D est un paramètre essentiel car comme nous le verrons plus loin, elle détermine l'apparition de la bande interdite dite partielle mais aussi celle de la bande interdite totale. Plus on augmente la permittivité du matériau, plus la bande interdite s'élargit.

Nous avons tracé l'évolution de la largeur de la bande interdite en fonction de la permittivité du matériau pour une incidence normale sur la *Figure I-6* à partir des résultats des diagrammes de bandes.

A partir d'une permittivité égale à 11, la bande interdite totale apparaît et elle suit la même allure que la bande interdite partielle.



**Figure I-6 :** Variation de la largeur de la bande interdite et apparition de la bande interdite totale en fonction de la permittivité du matériau.

## 2. Evolution de la bande interdite en fonction du taux de remplissage et de la permittivité :

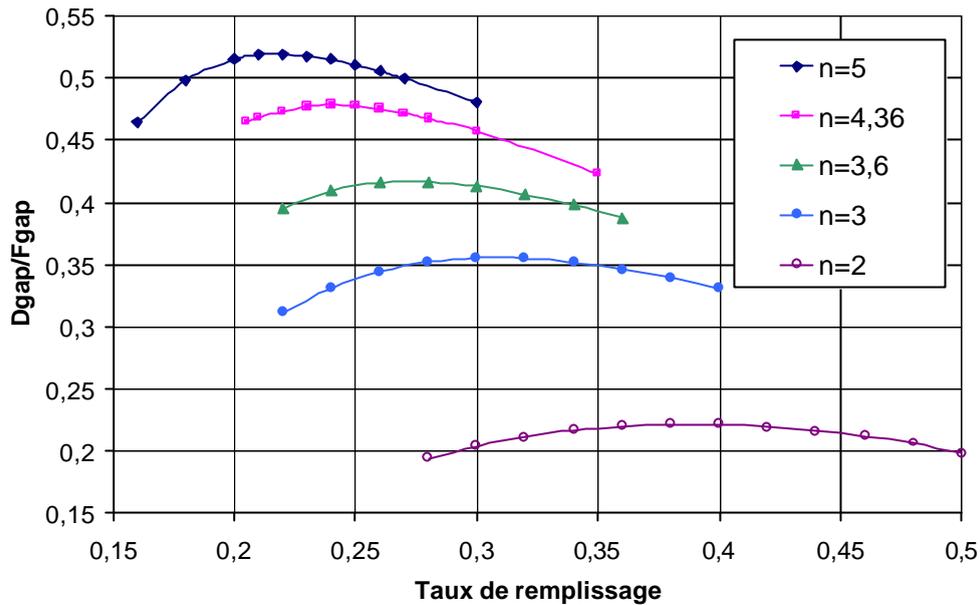
Il est important de connaître le taux de remplissage des structures 3D selon le rapport d'indice pour obtenir une bande interdite en incidence normale la plus large possible. Pour

cela, nous exprimons la bande interdite relative ( $D_{gap}/F_{gap}$ ) : 
$$\frac{D_{gap}}{F_{gap}} = 2 \frac{f_+ - f_-}{f_+ + f_-}$$

On définira la largeur de la bande interdite en incidence normale sous la dénomination  $D_{gap}$  qui correspond à la fréquence en bord de bande interdite haute ( $f_+$ ) moins la fréquence en bord de bande interdite basse ( $f_-$ ) pour les résultats des diagrammes de bandes.

$$\text{Soit : } D_{gap} = f_+ - f_- \quad F_{gap} = \frac{f_+ + f_-}{2}$$

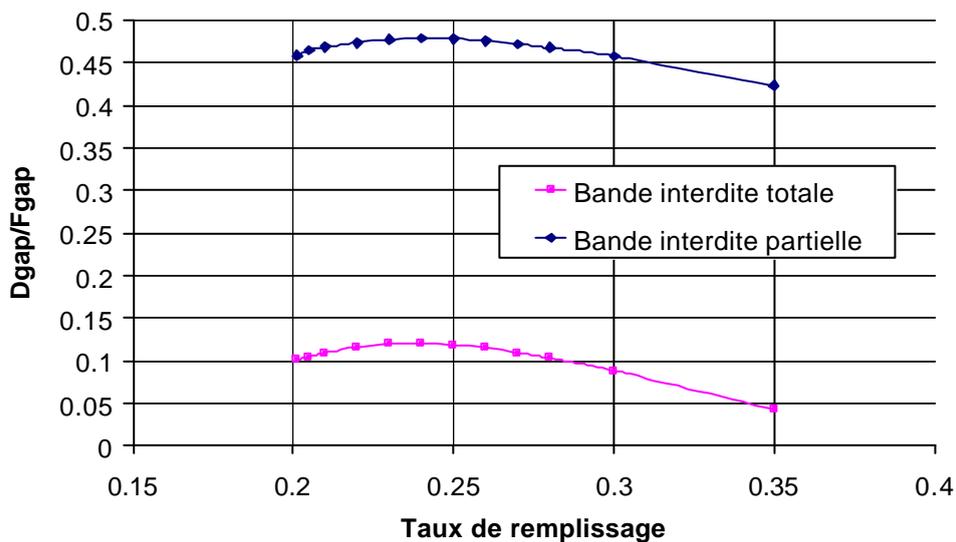
Sur la **Figure I-7**, nous avons choisi cinq rapports d'indice ( $\epsilon=2, 3, 3,6, 4,36$  et  $5$ ). Plus le rapport d'indice est élevé, plus le taux de remplissage de la structure doit être faible. Par exemple, une structure avec rapport d'indice  $\epsilon=2$  possède une bande interdite relative la plus large ( $D_{gap}/F_{gap}=0,22$ ) en utilisant un taux de remplissage de  $0,395$ . Le taux de remplissage ( $t$ ) correspond à la section d'un barreau ( $w$ ) sur la périodicité ( $p$ ).



**Figure I-7 :** Evolution de la bande interdite en incidence normale en fonction du taux de remplissage.

Nous remarquons aussi que le taux de remplissage n'est pas linéaire en fonction du rapport d'indice.

Sur la **Figure I-8**, nous représentons l'évolution de la bande interdite totale en fonction du taux de remplissage pour  $n=4,36$ .



**Figure I-8 :** Evolution de la bande interdite totale et partielle en fonction du taux de remplissage pour un rapport d'indice  $n=4,36$ .

La bande interdite totale garde la même allure que la bande interdite en incidence

normale mais elle reste beaucoup plus étroite. Il faut un très fort rapport d'indice pour obtenir une bande interdite complète exploitable pour ce type de réseau.

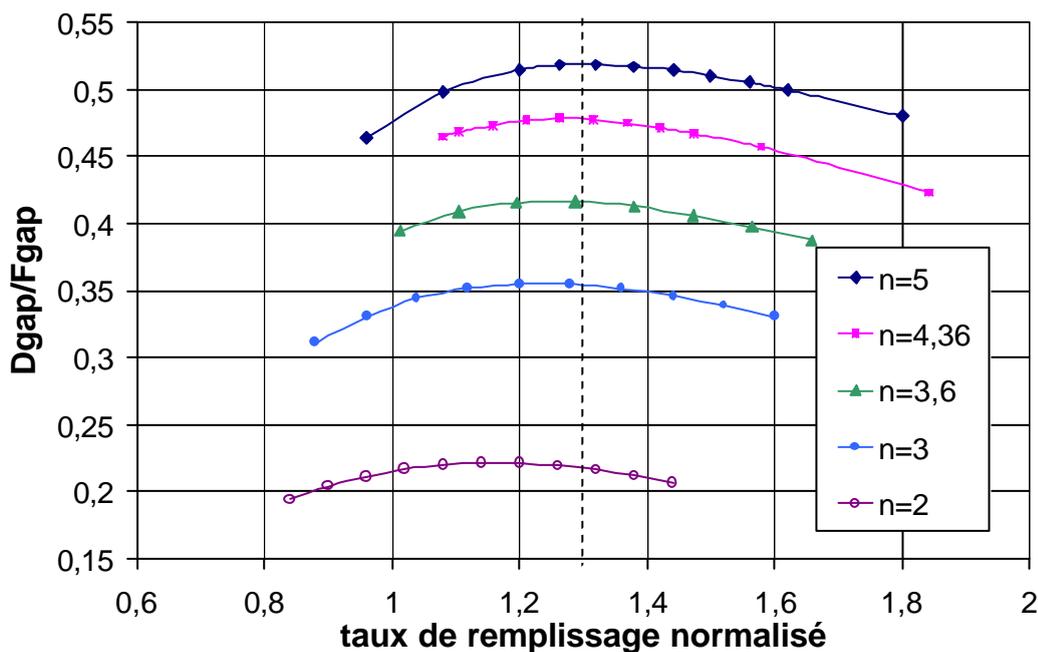
**a) Comparaison avec la formule de Bragg :**

Dans cette section, nous cherchons une relation entre les structures 3D cubiques et les structures 1D en incidence normale afin de faire apparaître des différences de comportement de la bande interdite. En effet, l'évolution de la bande interdite des structures 1D dépend de la permittivité. Elle est liée aux conditions de Bragg qui fixent les dimensions de la structure. Les structures 1D ont un maximum de réflexion dans le cas où les plaques possèdent une épaisseur de  $\frac{l_g}{4}$  avec un écartement de  $\frac{l_0}{4}$ .

Nous définissons  $t_0$  le rapport de l'épaisseur d'une plaque sur la périodicité dans le cas d'une structure 1D et  $t$  le taux de remplissage de nos structures 3D soit l'épaisseur d'un barreau sur la périodicité. Le rapport  $t / t_0$  permet de normaliser le taux de remplissage des structures 3D étudiées en fonction des structures 1D.

$$t_0 = \frac{1}{1+h} \quad ; \quad t = \frac{w}{p} \quad \text{Donc,} \quad t / t_0 = \frac{w}{p(1+h)}$$

Nous obtenons une relation du taux de remplissage en fonction du rapport d'indice (?) mais aussi de la taille des barreaux (w) et de la périodicité (p) de notre structure.



$\epsilon$	2	3	3,6	4,36	5
$t_{norm} \text{ pour } (D_{gap}/F_{gap})_{max}$	1,19	1,22	1,26	1,28	1,295

**Figure I-9 :** Bande interdite relative en fonction du taux de remplissage normalisé.

Nous définissons le taux de remplissage normalisé appelé  $t_{norm}$  pour une bande interdite relative maximum en incidence normale. Ces valeurs diffèrent selon le rapport d'indice utilisé pour notre structure 3D. Si nous faisons apparaître sur la **Figure I-9** la largeur maximale de la bande interdite pour des structures 1D, celle-ci serait centrée à un taux de remplissage normalisé égal à 1 quelle que soit la permittivité du matériau utilisé.

Sur la **Figure I-9**, il existe un taux de remplissage normalisé pour chaque rapport d'indice. Cependant, il est nécessaire de souligner que la valeur maximale obtenue pour le taux de remplissage normalisé tend vers une asymptote ( $t \approx 1,3 * t_0$ ) lorsque nous augmentons le rapport d'indice.

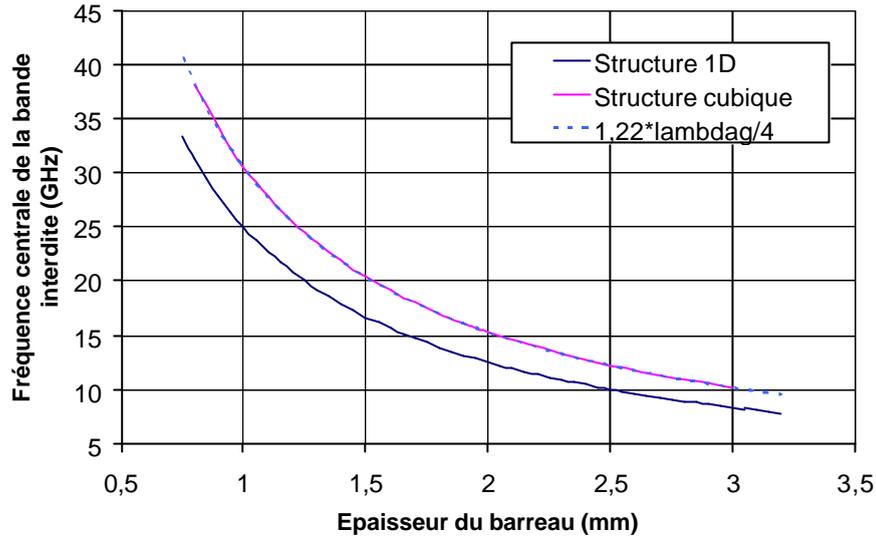
Dans le cas où la permittivité du matériau 3D est faible, nous nous rapprochons de la relation  $t = t_0 = 1$  comme pour les structures 1D. Cependant quand nous augmentons la permittivité du matériau et qu'une bande interdite complète apparaît, on tend vers la relation  $t = 1,3 t_0$ .

La structure cubique a une section de barreau toujours plus épaisse qu'une plaque correspondant à  $\epsilon_g/4$  d'une structure 1D pour une même fréquence centrale de la bande interdite en incidence normale.

Cela dépend du taux de remplissage normalisé lorsque nous avons une bande interdite relative maximum par rapport à la permittivité du matériau. Sur la **Figure I-10**, nous montrons l'évolution de la fréquence centrale de la bande interdite en fonction de l'épaisseur du barreau (dans le cas de structure 3D cubique) ou de la plaque (dans le cas de structure 1D).

Par exemple pour un rapport d'indice  $\epsilon = 3$ , nous avons  $t_{norm} = 1,22$  donc,  $w = 1,22 * \frac{L_g}{4}$

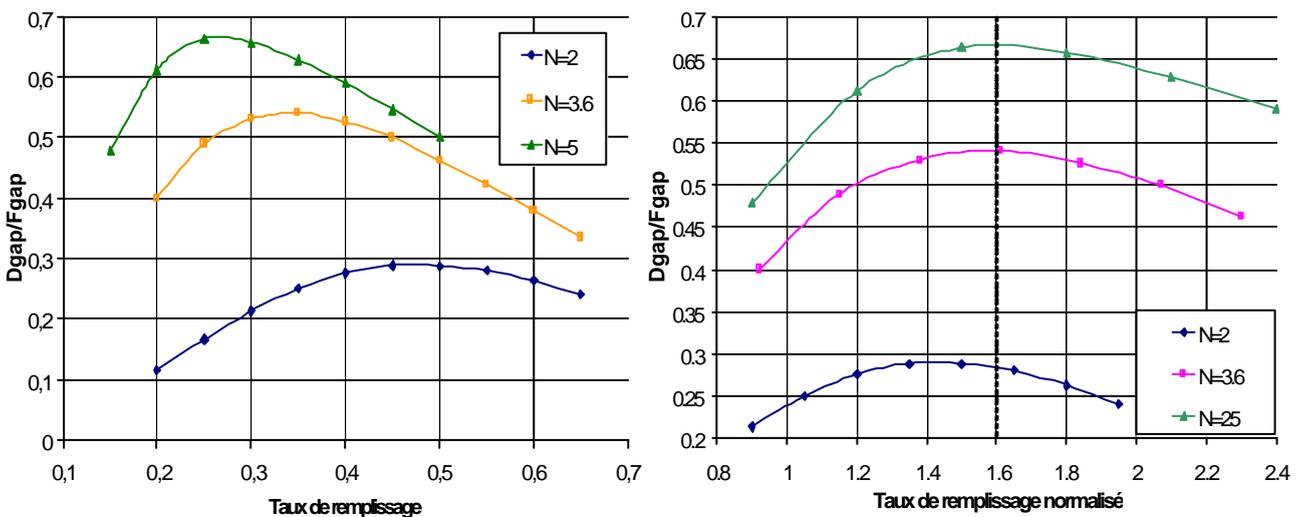
A partir de cet exemple, nous montrons comment positionner la fréquence centrale de la bande interdite des structures 3D en fonction de leurs permittivités.



**Figure I-10 :** Relation entre la relation de Bragg et les structures cubiques ( $f=0,31$  et  $Er=9$ ) concernant les dimensions des barreaux.

**b) Comparaison avec les structures 2D en réseau carré :**

Nous cherchons à comparer le comportement en fréquence des structures cubiques avec les structures 2D en réseau carré de la même façon que précédemment pour les structures 1D. Nous présentons sur la **Figure I-11** l'évolution de la bande interdite en fonction du taux de remplissage pour trois rapports d'indice. Le taux de remplissage est défini par le rapport de la section des barreaux sur la période ( $t=w/p$ ).

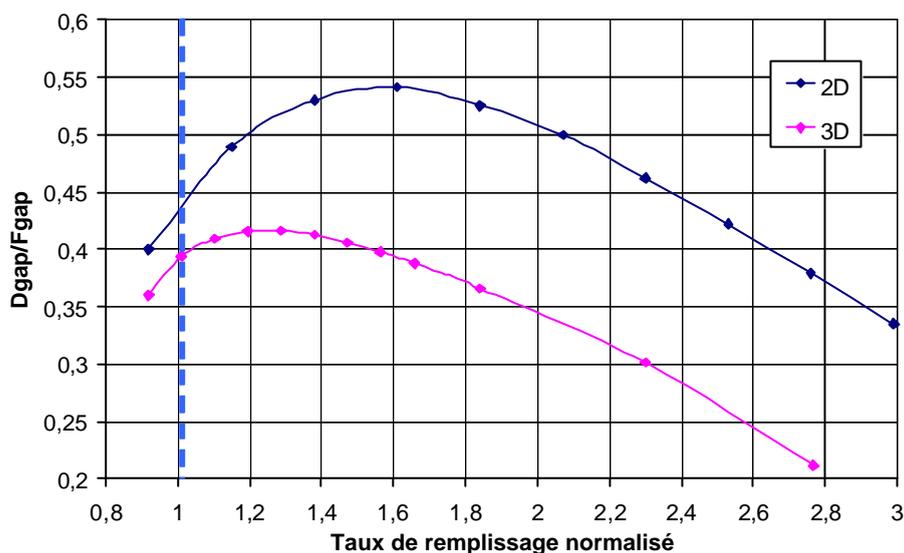


**Figure I-11 :** Evolution de la bande interdite en fonction du taux de remplissage des structures 2D pour différents rapports d'indice.

Nous remarquons que le taux de remplissage pour les structures 2D en réseau carré est bien plus élevé que pour les structures 3D cubiques pour un même rapport d'indice et pour une largeur de bande interdite maximale. Nous pouvons identifier les taux de remplissage sur la **Figure I-11** pour les structures 2D et la **Figure I-7** pour les structures 3D.

Si nous comparons sur la **Figure I-12** l'évolution de la largeur de la bande interdite pour une structure avec un rapport d'indice de 3,6 en fonction du taux de remplissage, nous constatons que la structure 2D nécessite un taux de remplissage supérieur aux structures cubiques et aux structures 1D. La largeur maximale de la bande interdite se situe pour la structure cubique autour de  $t/t_0=1,22$  mais pour la structure 2D carré, elle s'approche de la relation  $t/t_0=1,6$ .

Selon la géométrie de la structure, il est nécessaire d'effectuer cette étude afin d'utiliser au mieux les propriétés fréquentielles des matériaux BIE.



**Figure I-12** : Comparaison entre une structure 2D et 3D pour un rapport d'indice égal à 3,6.

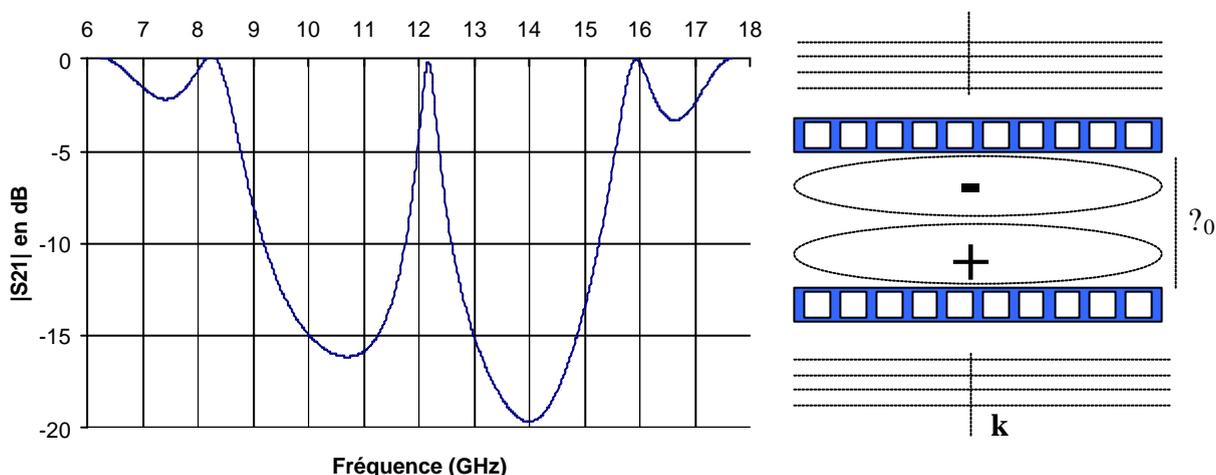
En effet, ce résultat que nous pouvons observer sur la **Figure I-12** n'est pas surprenant car nous n'avons pas défini le taux de remplissage de nos structures 3D d'un point de vue volumique. Nous avons défini le taux de remplissage dans un plan quelle que soit la géométrie de la structure.

### 3. Structure cubique avec défaut dans une direction de périodicité :

Nous avons montré dans le chapitre précédent qu'il est possible de créer un pic de transmission à l'intérieur de la bande interdite en rompant la périodicité du matériau. A cette fréquence, le matériau n'autorise qu'un seul mode de propagation.

Le matériau utilisé a une permittivité de 9. La structure choisie pour notre étude possède une section de barreaux de 2,5mm avec une périodicité de 8mm et donc un taux de remplissage de 0,31. Ces dimensions permettent d'avoir une bande interdite la plus large possible et centrée à 12GHz en tenant compte des études précédentes.

La rupture de la périodicité qui correspond à l'écartement des deux structures cubiques est égale à 25mm. Cette distance correspond à une longueur d'onde  $\lambda_0$  pour créer un pic de transmission à 12GHz. Le coefficient de qualité du pic de transmission est égal à 43 (**Figure I-13**).



**Figure I-13 :** Module du coefficient de transmission d'une structure cubique avec défaut et distribution du champ électrique dans ce matériau à la fréquence de 12,1GHz

On obtient un résultat similaire quelle que soit l'utilisation du nombre de direction de périodicité de la structure BIE (1D, 2D, 3D). L'étude précédente sur le taux de remplissage des structures cubiques nous a permis de dimensionner correctement la structure afin de faire apparaître un pic de transmission à  $f_0$  correspondant à la dimension du défaut égale à  $\lambda_0$

#### 4. Conclusion du comportement fréquentiel :

Au début de ce chapitre, nous avons mis en relation le comportement fréquentiel en incidence normale des structures 3D. Pour chaque valeur de permittivité du matériau, nous avons utilisé différents taux de remplissage. La largeur de la bande interdite est maximale pour

un taux de remplissage spécifique à la permittivité du matériau. Ainsi plus la permittivité est élevée, plus le taux de remplissage est faible.

Afin de trouver une relation avec les structures 1D, nous avons normalisé le taux de remplissage par rapport aux conditions de Bragg. Nous appelons le taux de remplissage normalisé ( $\epsilon_{\text{norm}}$ ) d'une structure 3D possédant la plus large bande interdite. Cette valeur dépend essentiellement du rapport d'indice. Nous remarquons que la courbe reliant les taux de remplissage normalisé en fonction du rapport d'indice pour une largeur de bande interdite maximale est comprise entre deux asymptotes telles que  $t = 1,3 * t_0$  et  $t = t_0$ .

Pour des structures cubiques possédant une faible permittivité, nous nous rapprocherons de l'asymptote  $t = t_0$  et pour de très fortes permittivités, nous tendrons vers l'asymptote  $t = 1,3 * t_0$ .

A partir des informations récupérées dans les diagrammes de bandes, nous faisons apparaître une bande interdite totale à l'intérieur même de la bande interdite. Cette bande réfléchit toutes les ondes incidentes quels que soient l'angle d'incidence ou sa polarisation. Elle évolue de la même manière que la bande interdite dite partielle. Pour ces structures cubiques, la bande interdite totale apparaît en bord de bande ( $f_+$ ) de la bande interdite partielle et s'élargit en direction des fréquences plus basses lorsque nous augmentons la permittivité du matériau. Il est nécessaire de recourir à de très fortes permittivités pour élargir la bande interdite totale.

### **C. Caractérisation spatiale des structures 3D :**

Les matériaux BIE possèdent des propriétés de filtrage fréquentiel mais aussi des propriétés de filtrage spatial très intéressantes. C'est donc dans cette partie que nous allons nous pencher sur la distribution de l'énergie à des fréquences discrètes. Pour cela, il est nécessaire d'étudier l'espace réciproque afin de connaître les directions de propagation privilégiées par la structure BIE [49].

#### **1. Structure cubique étudiée :**

La structure BIE 3D étudiée possède une permittivité équivalente selon le taux de remplissage de la structure et la permittivité du matériau. Il est nécessaire dans un premier

temps de rappeler les conditions d'une onde guidée dans un matériau. Nous appliquerons dans un second temps ces conditions à la structure BIE.

### a) Conditions d'une onde guidée dans le matériau :

Une onde est guidée dans un matériau selon sa vitesse de phase :

- Dans l'air, la constante de propagation  $\beta$  vaut :  $\beta_0 = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{c}$
- Dans le matériau, la constante de propagation  $\beta$  vaut :  $\beta_m = \frac{\omega}{c\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{2\pi f}{c\sqrt{\epsilon_r}}$

avec  $f$  la fréquence et  $c$  la vitesse de la lumière égale à  $3.10^8$ .

Si la constante de propagation du matériau est inférieure à la constante de propagation dans l'air, nous nous retrouvons avec une vitesse de phase élevée. Par conséquent l'onde fuit. Dans le cas contraire, nous avons une vitesse de phase faible et l'onde reste guidée dans le matériau.

Le cône de lumière correspond à la courbe lorsque la constante de propagation dans le matériau est égale à la constante de propagation dans l'air ( $\beta_0 = \beta_m$ ). Les modes qui se retrouvent en dessous de cette courbe sont alors guidés. Il existe donc un couplage entre la constante de propagation dans l'air et celle dans le matériau [50], [51].

La constante de propagation dépend de la forme du réseau et de sa périodicité. Pour un réseau 2D carré, la norme de la constante de propagation vaut  $\|\mathbf{b}\| = \sqrt{\mathbf{b}^2(x) + \mathbf{b}^2(y)}$  donc par analogie, pour un réseau cubique on a  $\|\mathbf{b}\| = \sqrt{\mathbf{b}^2(x) + \mathbf{b}^2(y) + \mathbf{b}^2(z)}$

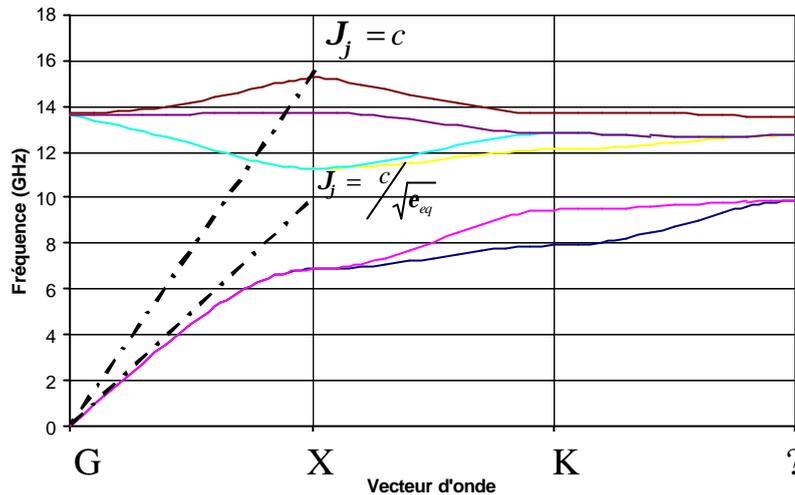
Nous pouvons donc définir la vitesse de phase et la permittivité effective homogénéisée du matériau tel que :  $J_j = \frac{2\pi f}{\|\mathbf{b}\|c}$  et  $\epsilon_{eff} = \frac{\|\mathbf{b}\|c}{2\pi f}$

Plusieurs cas sont possibles :

$$J_j = c \text{ — } \epsilon_r = 1 \qquad J_j < c \text{ — } \epsilon_r > 1 \qquad J_j > c \text{ — } \epsilon_r < 1$$

### b) Diagramme de bande :

Nous choisissons une structure cubique avec un fort contraste d'indice ( $n=4,36$ ) afin de faire apparaître une bande interdite totale sur notre diagramme de bande. Le taux de remplissage ( $t$ ) de la structure est égal à 0,25 pour posséder une bande interdite optimale comme nous l'avons vu dans la section précédente. L'épaisseur du barreau correspond à 2,5mm pour positionner la bande interdite entre 7 et 11GHz (*Figure I-14*).



*Figure I-14 : Diagramme de bande de la structure cubique ( $\epsilon_r=19$  ;  $p=10\text{mm}$ ).*

Sur le diagramme de bande, nous avons tracé la droite pour la vitesse de phase dans l'air qui correspond au cône de lumière et la vitesse de phase dans le matériau avec  $\epsilon_{eq}$  la permittivité effective homogénéisée du matériau lorsque la propagation suit la direction GX de la maille élémentaire.

Une structure cubique comprenant sept périodes dans les trois directions de périodicité a été modélisée avec en son centre une excitation localisée possédant un rayonnement de type dipolaire. L'analyse de l'interaction des matériaux BIE dans l'espace réciproque permettra ainsi de déterminer la distribution spatiale des champs électromagnétiques en fonction des vecteurs d'ondes dans la structure finie considérée.

## 2. Représentation dans l'espace réciproque :

Nous avons présenté l'intérêt de l'espace réciproque lors du chapitre précédent. Nous allons maintenant chercher à l'appliquer sur nos structures 3D à partir de différents plans. Le but recherché est de pouvoir retrouver facilement les directions privilégiées de propagation à travers la structure BIE sans utiliser de grosses ressources informatiques. Pour simplifier le

problème 3D, nous passons par une succession d'approches 2D. Pour plus de précision, nous décrivons dans l'annexe 2 les différentes étapes qui nous ont conduits aux résultats présentés ci-dessous.

**a) Méthode du calcul dans l'espace réciproque :**

La première étape est de calculer les différentes distributions des champs ( $e_x, e_y, e_z, h_x, h_y, h_z$ ) à travers différents plans orthogonaux dans la structure en utilisant la méthode FDTD. Nous appliquons ensuite une transformée de Fourier inverse aux champs électromagnétiques pour passer du domaine temporel au domaine fréquentiel. A chaque fréquence étudiée, nous effectuons une transformée de Fourier spatiale. Nous obtenons finalement le vecteur  $\vec{k}$  qui correspond au vecteur d'onde dans l'espace réciproque.

Le comportement de la structure dépend fortement de ses dimensions. En effet, si la structure est considérée comme infinie, elle n'aura pas le même comportement que si nous limitons la dimension de la structure. Dans le cas de la structure finie et afin d'analyser le comportement de la structure dans l'ensemble de l'espace réciproque, il est nécessaire que  $k_x, k_y$  et  $k_z$  décrivent au moins la première zone de Brillouin du réseau correspondant au matériau photonique étudié.

Nous présentons sur la **Figure I-15** les correspondances entre les différents paramètres utilisés en simulation pour passer de l'espace direct à l'espace réciproque.

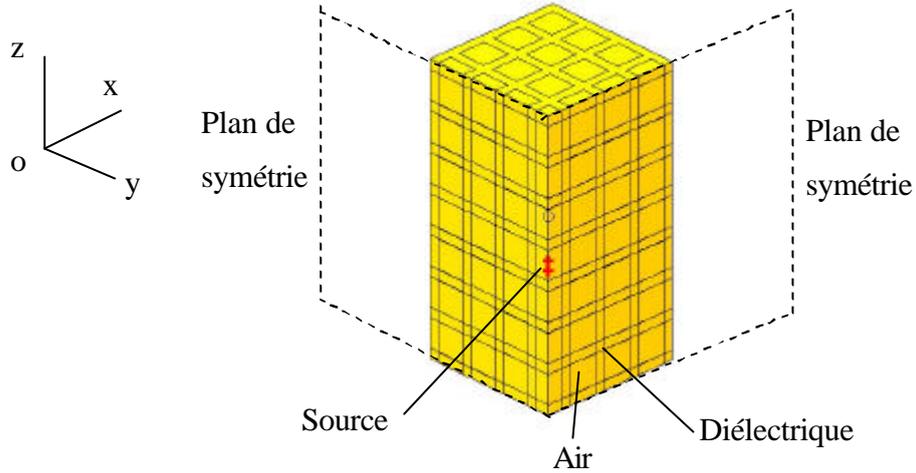
<b>Domaine temporel</b>	Espace direct	Coordonnées $(x, y, z)$	Période spatiale : $p_x \quad p_y \quad p_z$
<b>Domaine réciproque</b>	Espace réciproque	Coordonnées $(k_x, k_y, k_z)$	Période dans l'espace des $k$ : $2p/p_x \quad 2p/p_y \quad 2p/p_z$

**Figure I-15 :** Tableau récapitulant les paramètres de l'espace direct à l'espace réciproque.

En simulation, la structure est entourée par des couches de type Perfect Matched Layers (PML) avec des conditions d'absorption qui permettent de représenter l'espace libre. Afin d'exciter toutes les directions de propagation dans la structure BIE, nous avons choisi une excitation par un dipôle électrique en son centre placé sur le long de l'axe Z. Celle-ci aura naturellement une influence sur les résultats obtenus dans cette direction car cette source ne rayonne pas le long de son axe.

**b) Résultats du calcul dans l'espace réciproque en 3D :**

Pour valider la méthode, une structure 3D finie de type cubique est présentée. La section d'un barreau d'une permittivité de 19 est égale à 2,5mm et sa périodicité à 10mm. Cette structure de 72,5mm de côté, présentée sur la **Figure I-16**, est excitée par un dipôle électrique en son centre placé sur le long de l'axe Z. Elle présente une bande interdite autour de 10GHz sur son diagramme de bande.



**Figure I-16 :** La structure diélectrique simulée (un quart de la structure est représentée)

L'analyse par l'espace des phases utilise les distributions des 6 composantes de champ. Ces distributions sont en deux dimensions afin de simplifier l'étude et sont prélevées dans un ou plusieurs plans orthogonaux à chaque direction Ox, Oy et Oz. Chacune de ces distributions a été transposée dans l'espace des phases par transformées de Fourier spatiales et nous avons effectué le produit vectoriel entre  $\vec{E}(k)$  et le conjugué de  $\vec{H}(k)$ .

$$\vec{S}k(kx, ky) = \vec{E}(kx, ky) \wedge \vec{H}^*(kx, ky)$$

$$\vec{S}k(kx, kz) = \vec{E}(kx, kz) \wedge \vec{H}^*(kx, kz)$$

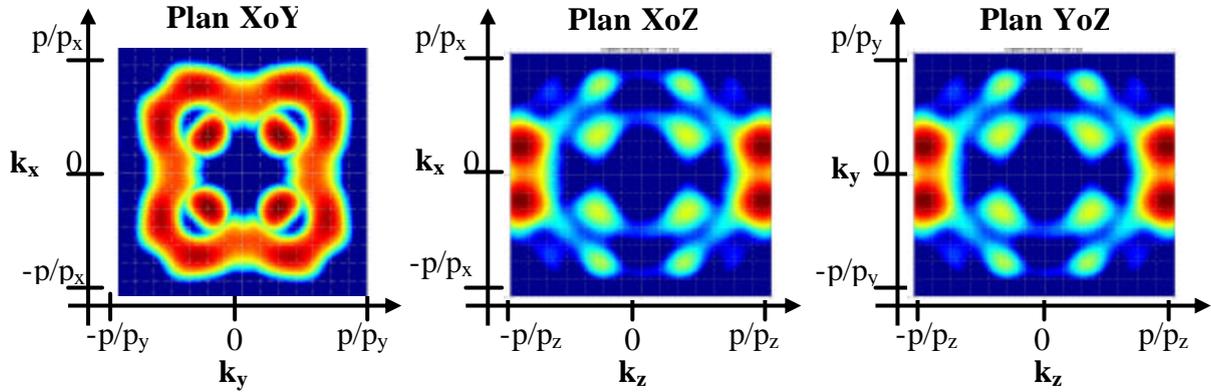
$$\vec{S}k(ky, kz) = \vec{E}(ky, kz) \wedge \vec{H}^*(ky, kz)$$

Les 3 plans orthogonaux de l'espace réciproque ont été tracés. Ils correspondent aux trois faces de notre volume (**Figure I-17**). Ces distributions 2D correspondent à la norme de  $S_k$ . Elles fournissent une indication sur les lieux de l'espace réciproque où est emmagasinée l'énergie. Etant donné la position de notre sonde et la parfaite symétrie de notre structure, nous retrouvons un résultat identique pour les plans XoZ et YoZ.

Le centre de chaque cartographie correspond à l'origine du plan de l'espace réciproque. Les zones rouges représentent les valeurs maximales de la densité de puissance

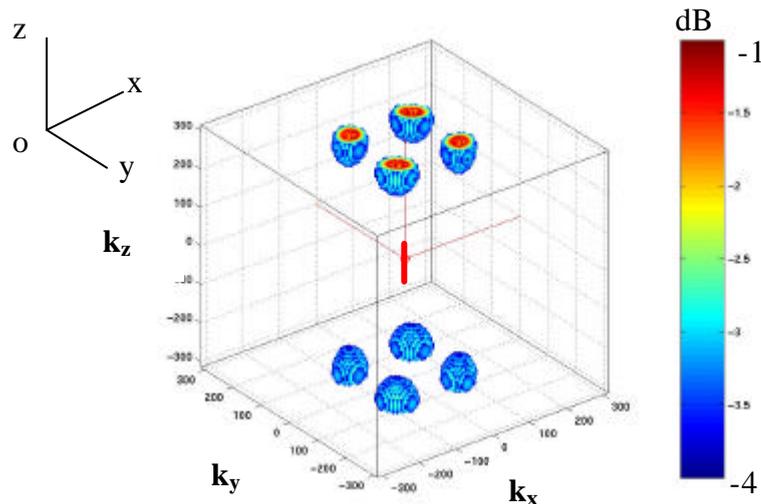
puis l'échelle des couleurs décroît jusqu'au bleu foncé lorsqu'elle tend à devenir nulle.

Les calculs fournissent trois distributions 2D dans l'espace des phases et font ressortir nettement plusieurs directions possibles. Toutes ces solutions ne sont forcément pas possibles dans tout l'espace.



**Figure I-17 :** Distribution 2D des densités de puissance  $S_k$  calculées dans les 3 plans orthogonaux de l'espace réciproque à 7,2GHz.

Afin de représenter l'espace réciproque total de nos structures tridimensionnelles, il fut nécessaire de trouver les intersections des distributions des différents plans. Cela permet d'effectuer la plus grande partie de l'étude en 2D et de visualiser le résultat final en 3D (voir annexe 2). Cet outil sera d'une grande utilité et beaucoup plus probant que l'analyse de trois cartographies pour caractériser les matériaux, qu'ils soient diélectriques ou métalliques, et déterminer le filtrage spatial aux différentes fréquences d'utilisation (**Figure I-18**).



$$\mathbf{k} : [-82 ; -82 ; -295]$$

**Figure I-18 :** Représentation de l'espace réciproque 3D à partir des intersections 2D des maximum des différents plans à 7,2GHz d'une structure diélectrique 3D excitée par une source de type dipolaire en son centre.

Dans le but d'une meilleure visualisation et pour un temps de calcul restreint, nous décrivons uniquement les enveloppes des valeurs possibles. Dans notre cas, nous traçons la densité de puissance à 7,2GHz à 4dB du maximum de la densité de puissance. L'onde est donc guidée à travers le matériau, il existe au final 8 directions possibles de propagation pour cette fréquence. Le volume présenté correspond à la première zone de Brillouin.

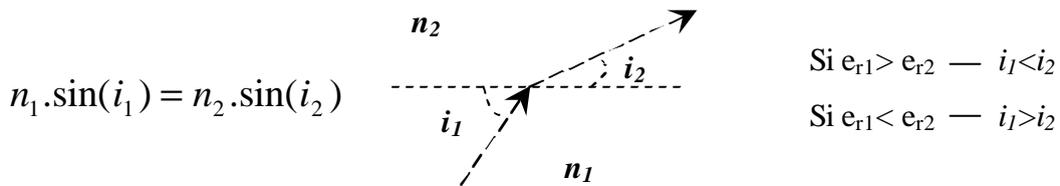
Afin de connaître la permittivité effective homogénéisée du matériau à cette fréquence, nous en déduisons la vitesse de phase de la propagation à travers le matériau.

$$J_j = \frac{2pf}{\|b\|_c} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{r\text{ eff}}}}$$

Avec  $f$  la fréquence égale à 7,2GHz et la norme de la constante de propagation égale ici à 317. Ce résultat permet de déduire la vitesse de phase à l'intérieur de la structure soit  $J_j = 0,476 c$ . L'indice effectif homogénéisé du matériau à cette fréquence est égal à 2,1.

**c) Diagrammes de rayonnement :**

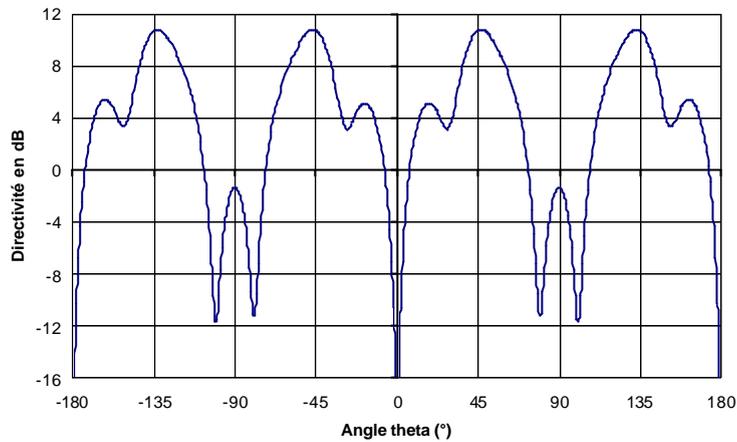
Le volume d'intégration est fini et il est limité aux dimensions de la structure. C'est donc la propagation guidée dans le matériau qui a été présentée et non pas les directions rayonnées privilégiées en dehors de la structure. Afin de connaître les directions susceptibles de se propager au-delà de la structure, nous utilisons le théorème de Snell-Descartes qui tient compte du rapport d'indice et de l'angle de l'onde propagée sur la **Figure I-19**.



**Figure I-19 : Théorème de Snell-Descartes.**

La visualisation des diagrammes de rayonnement permettra de confirmer et de valider cet outil de calcul. Un autre intérêt de cet outil est de déterminer les directions de l'énergie rayonnée à partir des seuls vecteurs d'ondes. Le plan E ( $f=0^\circ$ ) correspond au plan XoZ et le plan H ( $f=90^\circ$ ) au plan YoZ. Ces deux plans contiennent le dipôle et sont donc parfaitement identiques. Quant au plan perpendiculaire au dipôle ( $f=90^\circ$ ), nous obtenons le diagramme de rayonnement dans le plan XoY. L'exemple choisi est relativement simple car il existe une solution uniquement dans la direction «Z» dans les plans  $f=45^\circ$ ,  $f=135^\circ$ ,  $f=45^\circ$ ,  $f=135^\circ$ .

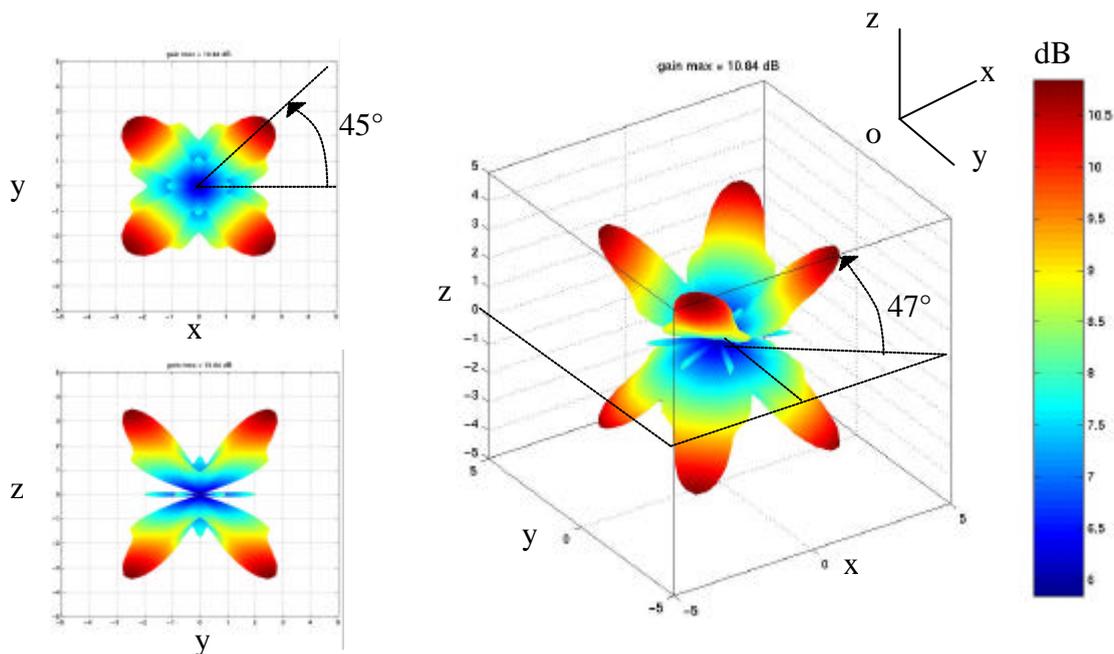
En appliquant le théorème de Snell-Descartes, nous trouvons un angle  $i_2$  égal à  $50^\circ$  en theta pour un angle  $i_1$  correspondant à  $68^\circ$ . Nous vérifions le résultat obtenu en cherchant nos huit lobes dans les diagrammes de rayonnement. Effectivement, la position des lobes dans le plan  $\phi=45^\circ$  se trouve à  $47^\circ$ ,  $-47^\circ$ ,  $133^\circ$  et  $-133^\circ$  (**Figure I-20**).



**Figure I-20** : Diagramme de rayonnement dans le plan  $\phi=45^\circ$  à 7,2GHz.

Nous supposons que l'écart de 3 degrés s'explique en partie par la précision des valeurs du vecteur d'ondes calculées lors du passage dans l'espace réciproque.

La directivité maximale de la source avec la structure BIE donne un peu moins de 11dB dans huit directions. Nous avons donc bien réalisé un filtrage spatial et favorisé différentes directions de rayonnement (**Figure I-21**).

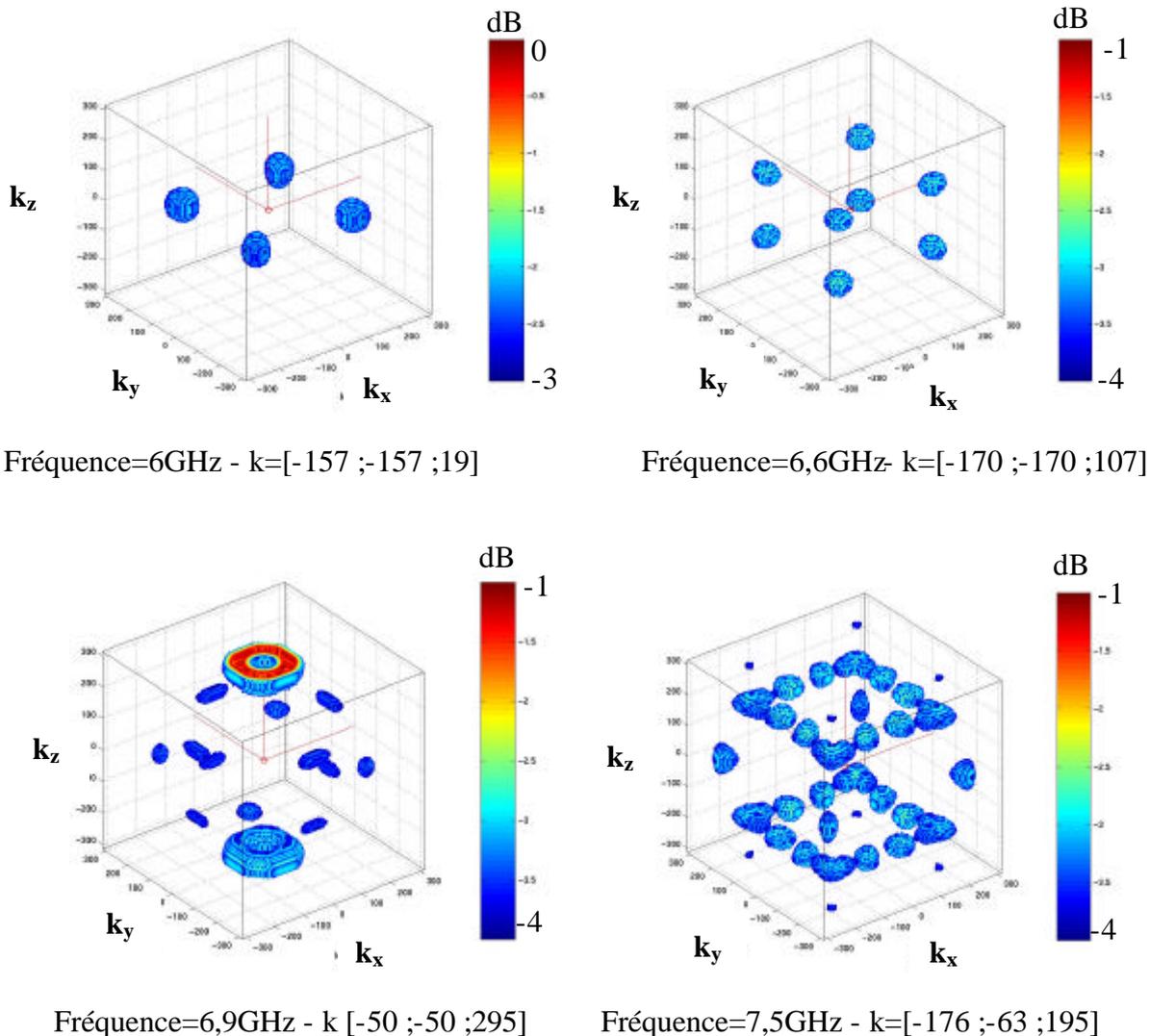


**Figure I-21** : Diagrammes de rayonnement en 3D dans les plans  $\phi$  à 7,2GHz.

**d) Résultats en bord de bande interdite :**

Les résultats suivants permettent de voir l'évolution des valeurs du vecteur d'ondes et ainsi caractériser ce matériau BIE pour les fréquences en bord de bande interdite entre 6 et 7,5GHz. Nous avons choisi de commencer à 6GHz et d'évoluer par paliers de quelques centaines de mégahertz. Nous relevons à chaque fois les valeurs du vecteur d'ondes.

Le volume représente la première zone de Brillouin c'est-à-dire entre  $-p/p$  et  $+p/p$ . Afin d'alléger le calcul et d'éclaircir les résultats, nous choisissons de définir une enveloppe à -3 ou -4dB de la densité de puissance maximale (*Figure I-22*).



*Figure I-22 : Représentation de l'espace réciproque et des valeurs des vecteurs d'onde de la structure 3D diélectrique à différentes fréquences.*

Nous pouvons constater qu'il existe selon les cas plusieurs modes de propagation au sein du matériau.

### 3. Conclusion :

La caractérisation à partir des propriétés des structures 3D diélectriques apporte des informations intéressantes sur la compréhension du comportement du matériau. Cette analyse permet de commenter certains résultats puisqu'elle permet par la méthode des différences finies de tenir compte du type d'excitation utilisé mais aussi du volume d'intégration, des éventuelles interactions avec les éléments et de l'environnement proche du matériau étudié. Le rayonnement dipolaire de la source subit un filtrage spatial qui se traduit sur le diagramme de rayonnement. Les matériaux BIE de dimensions finies exercent des propriétés de filtrage spatial qui dépendent de la fréquence. Cette caractéristique se traduit par des directions de propagation privilégiées à l'intérieur des matériaux 2D et 3D. Lorsque ces matériaux sont utilisés pour réaliser des antennes, comme nous le verrons par la suite, ce filtrage spatial conditionne les propriétés du diagramme de rayonnement.

L'intérêt de la méthode présentée dans l'espace réciproque est de pouvoir retrouver les diagrammes de rayonnement par l'application de la loi de Descartes aux interfaces du matériau à partir du vecteur d'ondes. Elle permet aussi d'identifier le filtrage spatial créé par la structure BIE sans que cela ne prenne de grosses ressources informatiques.

La visualisation en 3D de l'espace réciproque permet de connaître les directions de propagation privilégiées par le matériau en trouvant les intersections des distributions des différents plans. Il est tout à fait possible de retrouver les angles de propagation à partir du vecteur d'onde principal.

La plupart des résultats présentés ont été triés à -3dB du maximum de la densité de puissance pour alléger le calcul. En effet, l'affichage du résultat peut être conséquent selon la résolution de l'espace des phases et le volume à traiter.

## **II. CARACTERISATION DES STRUCTURES BIE 3D METALLIQUES :**

Dans cette partie, les structures périodiques diélectriques utilisées précédemment vont être remplacées par des structures métalliques. L'utilisation du métal présente un certain nombre d'avantages notamment grâce à ses propriétés mécaniques et son coût attractif pour des réalisations industrielles contrairement au prototypage rapide utilisé pour nos structures en céramiques décrit dans le chapitre suivant. Les BIEM (Bande Interdite Electromagnétique Métallique) possèdent des propriétés particulières au niveau de leur bande interdite comme on pourra le voir par la suite.

L'étude des structures métalliques périodiques pour les fréquences micro-ondes est assez ancienne. Elle constitue un axe de recherche dans plusieurs laboratoires scientifiques français [52]. Nous étudierons les structures BIE métalliques comme nous avons étudié les structures BIE diélectriques c'est-à-dire en insérant ou pas un défaut.

Dans les BIEM, le métal remplacera un des deux diélectriques, l'autre était généralement de l'air afin d'avoir le plus grand contraste d'indice donnant souvent les meilleures performances en terme de bandes interdites.

### **A. Caractérisation fréquentielle des structures BIE métalliques :**

Dans cette partie, les propriétés des structures BIE périodiques seront présentées en définissant en premier lieu la position de leurs bandes interdites en fréquence par le coefficient de transmission et l'ajout éventuel de défauts. Les structures BIE métalliques peuvent être à deux ou trois dimensions de périodicité. Dans notre étude, ces structures BIE métalliques peuvent être formées de grilles superposées (avec une certaine épaisseur) comprenant un ou plusieurs axes de périodicité. Nous appellerons les grilles unidimensionnelles les structures comprenant un seul axe de périodicité et les grilles bidimensionnelles les structures comprenant deux axes de périodicité.

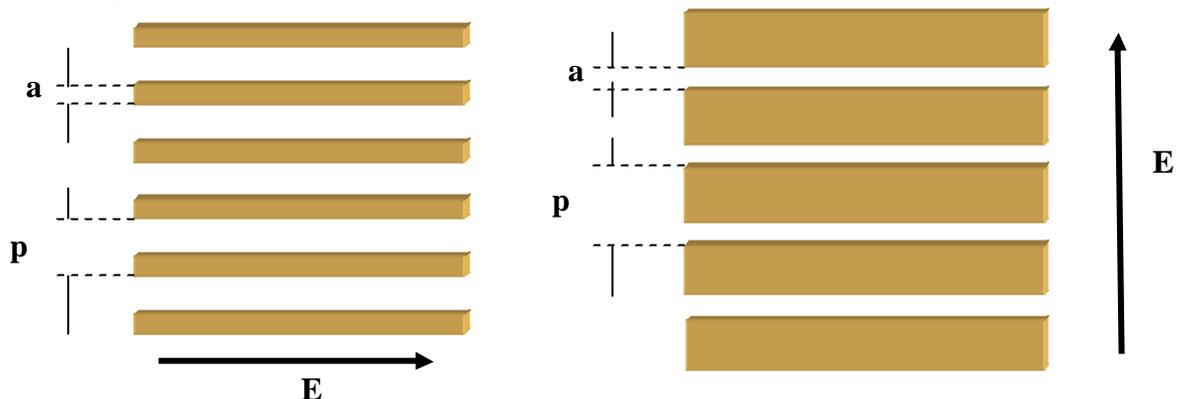
Nous pourrons donc ensuite les appliquer à nos dispositifs pour créer des antennes à résonateur BIEM dans un autre chapitre. La grille métallique sera bien plus résonante que n'importe quelle structure diélectrique. Ainsi les taux de remplissage à donner à nos nouvelles structures seront des données importantes [53], [54]. Il faudra prendre en compte leur aspect dispersif. Un milieu est dit dispersif si la vitesse de propagation de l'onde dépend de sa

fréquence.

### 1. Grilles métalliques 1D et 2D :

L'étude des grilles métalliques n'est pas récente et elle a depuis déjà bien longtemps mis en évidence les propriétés en basses fréquences de ces structures [55].

Les grilles unidimensionnelles sont formées de fils métalliques parallèles d'une épaisseur ( $h$ ), d'une largeur ( $a$ ) (ou de diamètre dans le cas de tiges) et le pas du réseau ( $p$ ) présenté ci-dessous (*Figure II-1*).



*Figure II-1 : Grille métallique unidimensionnelle formée de tiges avec des sections rectangulaires (polarisation TM à droite et polarisation TE à gauche).*

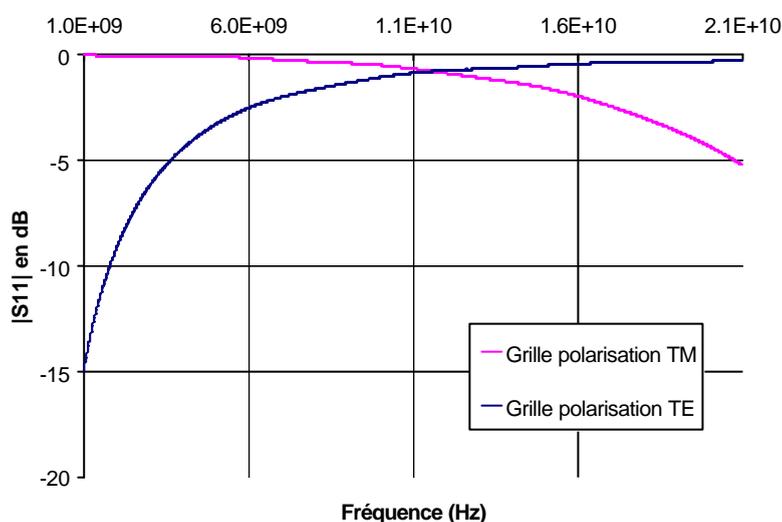
Dans le cas où le pas du réseau «  $p$  » est inférieur à la longueur d'onde, le comportement de ces grilles suit la théorie des lignes qui consiste à utiliser un schéma électrique équivalent. Pour une grille 1D infinie dans le cas de la polarisation transverse magnétique TM en incidence normale, le circuit général d'une grille métallique mince est une ligne de transmission représentant le vide avec en parallèle dans le plan de référence une admittance normalisée par rapport à l'admittance caractéristique de la ligne représentant la grille. Si la grille est sans perte, l'admittance est purement susceptance.

Toutes les grilles possèdent une bande interdite basse fréquence dans laquelle elles se comportent comme un parfait miroir. En effet, aux basses fréquences, l'impédance dérivée ou encore l'admittance représentant la grille métallique est plus forte que l'impédance caractéristique de l'air. Donc lorsque  $\omega$  tend vers 0, le module du coefficient de réflexion complexe tend vers 1. Ce comportement représente une nouveauté par rapport aux réseaux périodiques BIE diélectriques. Ils possèdent dans leur cas une bande permise basse fréquence jusqu'à leur première bande interdite fixée par le dimensionnement des structures

diélectriques et du pas du réseau ou période. En effet si les tiges sont très espacées, le réseau de grilles 1D est équivalent à une surface métallique seulement pour les très grandes longueurs d'ondes. Grâce à cet effet à basse fréquence, ces grilles sont de bons moyens pour réaliser des filtres passe-bas ou des polariseurs en fonction du champ appliqué.

Si nous remplaçons sur la grille unidimensionnelle étudiée précédemment les parties métalliques par de l'air et les espaces entre les grilles par du métal, nous obtenons une nouvelle structure qui forme une grille complémentaire à la première (**Figure II-1**).

Si nous changeons la polarisation de l'onde incidente à la grille complémentaire pour qu'elle soit perpendiculaire à celle de la grille originale, nous pouvons considérer que les modules des coefficients de transmission sont eux aussi complémentaires (**Figure II-2**).



**Figure II-2** : Module du coefficient de réflexion des grilles métalliques.

Aux basses fréquences, comme le taux de remplissage métallique est maintenant largement plus grand que pour la première grille, les grilles métalliques épaisses possèdent une bande permise comme pour les structures diélectriques. Cette bande permise basse fréquence dépend aussi des paramètres géométriques de la grille.

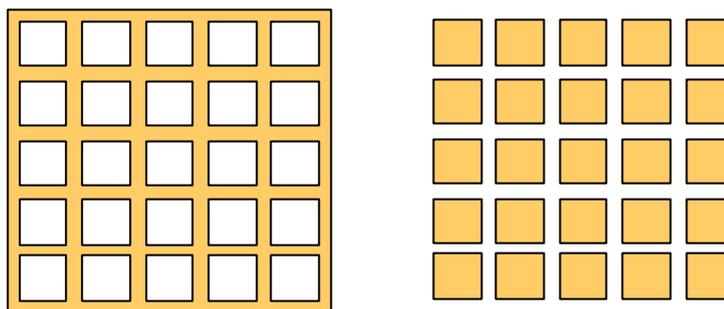
Ces résultats montrent que les grilles métalliques unidimensionnelles n'ont pas le même comportement suivant la polarisation TM ou TE.

Pour réaliser des structures métalliques insensibles à la polarisation de l'onde (polarisation circulaire), nous pouvons envisager de passer d'une grille unidimensionnelle à une grille bidimensionnelle.

La **Figure II-3** montre deux réseaux périodiques bidimensionnels de symétrie carrée correspondant à l'extension à deux dimensions des structures précédemment illustrées. Si la structure (celle de droite) est constituée d'un réseau de carrés métalliques, nous pouvons alors

parler d'un réseau de type déconnecté. En revanche si la structure (celle de gauche) possède des intersections entre les éléments métalliques, nous pouvons parler d'un réseau connecté.

La grille bidimensionnelle de la **Figure II-3** est en fait la superposition de deux grilles unidimensionnelles perpendiculaires. Nous pouvons facilement comprendre que quelle que soit l'onde incidente parallèle à l'une des deux grilles unidimensionnelles, l'onde réagira avec seulement un réseau de grilles. En effet, il y aura une interaction entre les deux grilles 1D si une des grilles est complémentaire à l'autre. Donc elle a une influence négligeable sur le comportement du réseau. Et selon sa polarisation, le fonctionnement de la grille bidimensionnelle est identique à celui de la grille unidimensionnelle.



**Figure II-3** : Grilles métalliques bidimensionnelles formées de grilles ou de plaques (polarisation TM à gauche et polarisation TE à droite).

Après avoir présenté les propriétés particulières des grilles métalliques unidimensionnelles ou bidimensionnelles, nous allons davantage nous attacher à la création de bandes interdites et leurs positions. En effet, le comportement basse fréquence n'est pas un fonctionnement relatif aux matériaux BIE et reste un cas particulier aux BIEM.

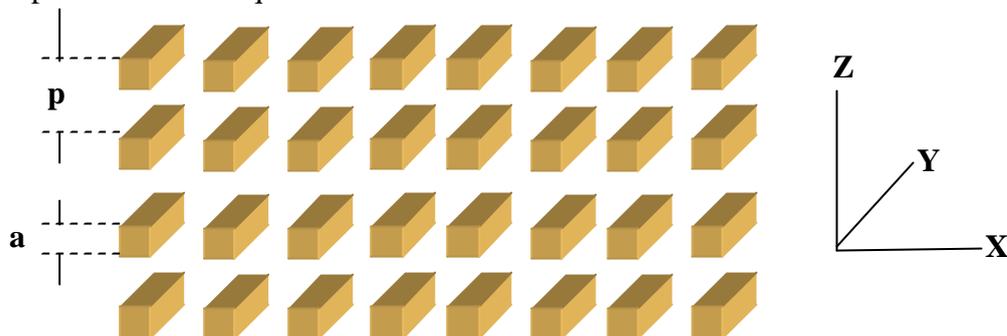
## **2. BIEM composée de grilles unidimensionnelles en polarisation TM sans défaut :**

L'étude porte sur un cas simple d'un matériau BIEM 2D composée de grilles unidimensionnelles. La section des tiges est de 1mm avec un pas de 9,5mm. Nous définissons le taux de remplissage par la section d'un barreau divisée par le pas du réseau. Dans notre cas, le taux de remplissage est de 0,105.

Le réseau comporte 4 couches et les motifs périodiques sont répétés infiniment sur l'axe «X» et les tiges sont infinies dans l'axe «Y». Ce réseau est donc considéré comme parfaitement périodique, il constitue notre réseau BIEM référentiel (**Figure II-4**) pour la suite

de l'étude.

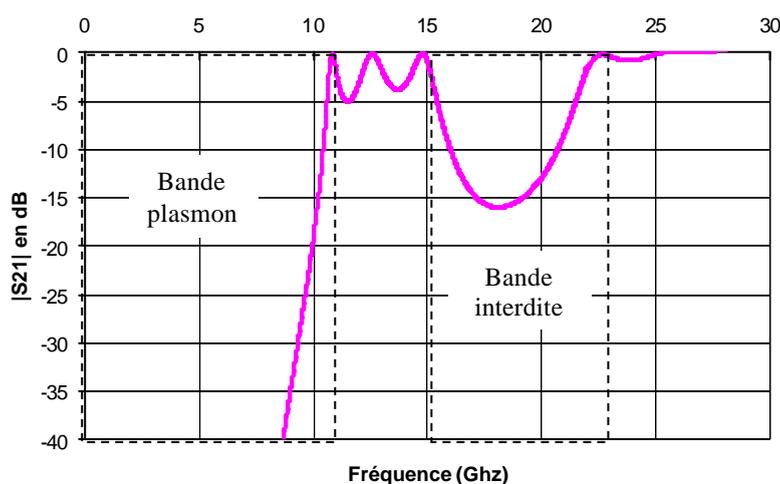
Comme nous l'avons vu précédemment, le comportement du métal diffère de celui des matériaux diélectriques en fonction de la fréquence et de la polarisation de l'onde incidente. Aux basses fréquences, nous pouvons considérer le réseau comme parfaitement conducteur, et aux fréquences très élevées, comme un diélectrique ayant une constante diélectrique complexe dépendant de la fréquence.



**Figure II-4 :** BIEM 2D composée de grilles unidimensionnelles (polarisation TM).

La méthode de caractérisation par simulation consiste à exciter le réseau par une onde plane (incidence suivant la direction Z). Nous en déduisons le coefficient de transmission qui permet d'identifier les différentes bandes interdites.

Nous nous sommes placés dans le cas de la polarisation transverse magnétique TM (Champ E parallèle aux tiges) en incidence normale. Par rapport à la **Figure II-5**, nous apercevons une bande de réjection basse fréquence partant de 0Hz jusqu'à 10,9GHz.



**Figure II-5:** Coefficient de transmission d'un BIEM 2D (polarisation TM).

Cette bande est appelée dans la littérature scientifique bande plasmon, c'est une des

particularités des BIEM par rapport aux BIE purement diélectriques qui eux ont une bande permise à la place.

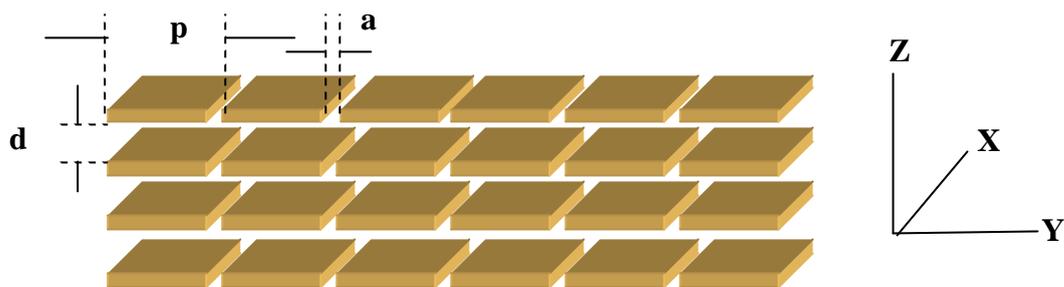
Nous pouvons définir la remontée de la fin de la bande plasmon en considérant la géométrie de notre réseau carré. La diagonale ( $d$ ) du réseau carré (soit  $d = p\sqrt{2}$ ) correspond à une demi longueur d'onde. Si nous considérons que  $p = \frac{c}{2f\sqrt{2}}$  alors nous retrouvons bien la fréquence de la fin de la bande plasmon à 10,9GHz [55].

La fréquence plasmon correspond donc à la première résonance de la cavité élémentaire de la structure entre les grilles. Aux fréquences de la bande plasmon, nous pouvons considérer que nous avons une surface métallique continue car les longueurs d'ondes sont très grandes par rapport au pas du réseau ( $p$ ). Cette bande de réjection est conservée quelles que soient les déformations apportées au réseau. La bande plasmon est surtout liée aux propriétés dispersives de la grille et elle est définie par sa géométrie. Le terme de bande interdite est appliqué aux bandes de réjection supérieures qui peuvent se déplacer en fréquences selon la géométrie du réseau. La première bande interdite commence à 14,74GHz jusqu'à 22,5GHz. Nous apercevons alors un nombre de pics de transmission qui correspond aux résonances des cavités couplées du réseau constituées par les différentes couches des grilles. La profondeur de la bande interdite dépend du nombre de couches dans la direction de propagation « Z » et du pas du réseau ( $p$ ).

### **3. BIEM 2D composée grilles unidimensionnelles en polarisation TE sans défaut :**

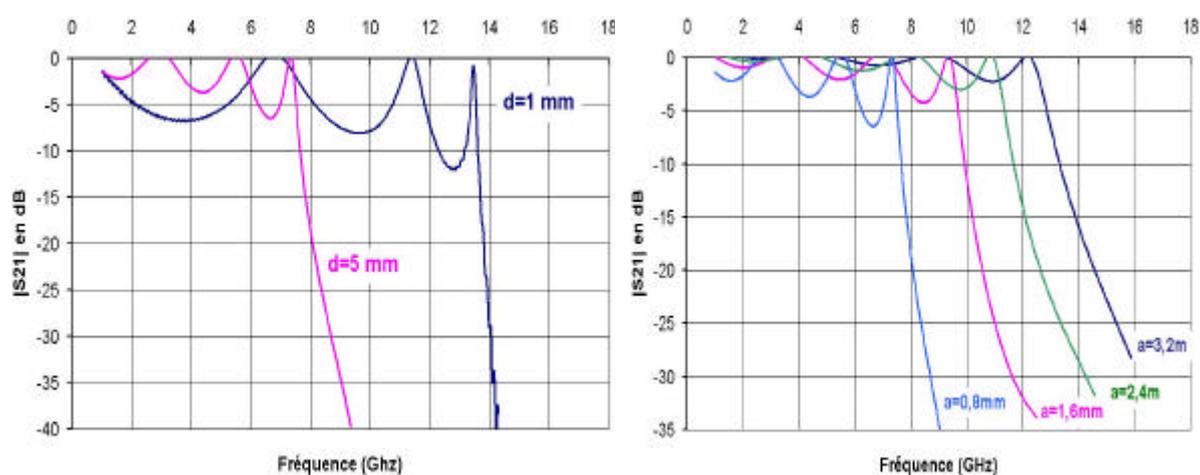
Après avoir caractérisé des réseaux de grilles en polarisation TM, nous nous intéressons aux grilles en polarisation TE. Dans le cas de la polarisation transverse électrique TE sous incidence normale, l'onde perçoit un réseau que nous qualifierons de réseau déconnecté. En effet, il n'y a plus de continuité métallique suivant la direction du champ électrique (*Figure II-6*).

Dans ce cas, le comportement de cette grille en basse fréquence autorise la propagation avant la première bande interdite. Nous n'avons plus de réjection comme pour le cas de la grille en polarisation TM.



**Figure II-6 :** BIEM 2D composée de grilles unidimensionnelles en polarisation TE.

Dans la **Figure II-7**, les courbes présentent le module du coefficient de transmission en fonction des différents espaces entre les lames ( $a$ ) et de l'écartement entre les rangées ( $d$ ).



**Figure I-7 :** Module du coefficient de transmission. Evolution de l'écartement des rangées ( $d$ ) et l'évolution de l'écartement des tiges ( $a$ ).

La bande interdite dans cette configuration est très large et très profonde contrairement à la grille en polarisation TM. Lorsque nous augmentons la distance entre les lames métalliques, la position de la bande interdite se déplace vers les plus hautes fréquences mais aussi celle-ci devient moins sélective. Quel que soit le choix de la grille complémentaire, nous conservons toujours les 3 pics de transmission correspondant aux inter couches et leurs positions dépendent en partie de l'espacement entre les lames.

### **B. Introduction d'un défaut de périodicité dans les structures BIE métalliques :**

Après avoir étudié le fonctionnement des structure BIE métalliques composées de

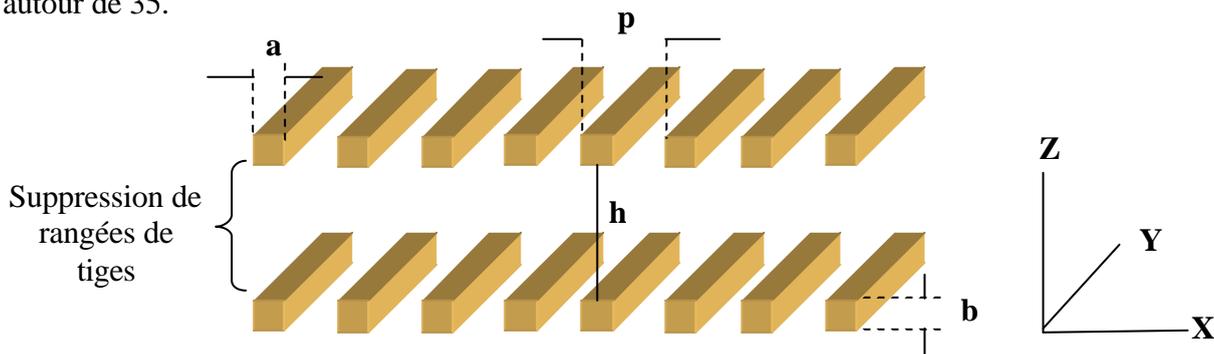
grilles en polarisation TE ou TM en caractérisant la position de leur bande interdite en fréquence, il est maintenant intéressant d'introduire des défauts dans la structure. Une solution consiste à créer un défaut en supprimant certaines tiges. Cette partie ne prétend pas présenter une étude complète de tous les défauts possibles à insérer dans une structure BIEM mais plutôt de traiter les défauts de périodicité dans une direction.

Les défauts à l'intérieur des BIEM permettent de créer des fenêtres fréquentielles et spatiales pour lesquelles le champ peut à nouveau se propager à certaines fréquences. Nous choisissons de créer un défaut en retirant une ou plusieurs rangées de grilles.

### 1. BIEM 2D composée de grilles en polarisation TM avec défaut 1D :

En reprenant la structure périodique précédente qui comportait quatre rangées de tiges, nous en retirons les deux rangées du milieu afin de créer un défaut dans une direction (*Figure II-8*). La distance « h » entre les deux rangées correspond à 25mm pour créer un pic de transmission dans la bande interdite.

En analysant le coefficient de transmission *Figure II-9*, la bande plasmon se situe maintenant entre 0GHz et 5,22GHz ( $d=27,55\text{mm}$ , fréquence plasmon calculée :  $f_p = 5,45\text{GHz}$ ). Ce défaut de périodicité a créé un pic de transmission à 10,5GHz dans la bande interdite située entre 5,22GHz et 15,9GHz. Nous relevons le coefficient de qualité de cette résonance à -3dB autour de 35.



*Figure II-8 : BIEM avec un défaut 1D composée de grilles unidimensionnelles en polarisation TM.*

Comme nous le verrons dans les parties suivantes, le taux de remplissage (p) influe aussi sur la fréquence du pic de transmission du défaut.

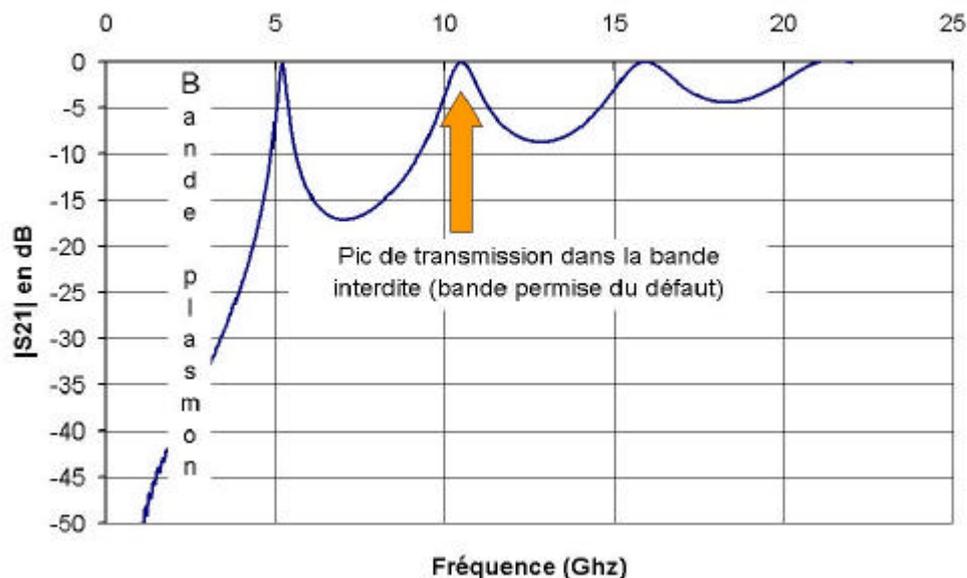


Figure II-9 : Module du coefficient de transmission de la structure BIE métallique avec un défaut de périodicité 1D.

a) Effet de l'épaisseur des grilles métalliques :

Augmenter l'épaisseur du barreau n'a que peu d'effets sur la position des différents pics de transmission en fréquence (Figure II-10 et Figure II-11).

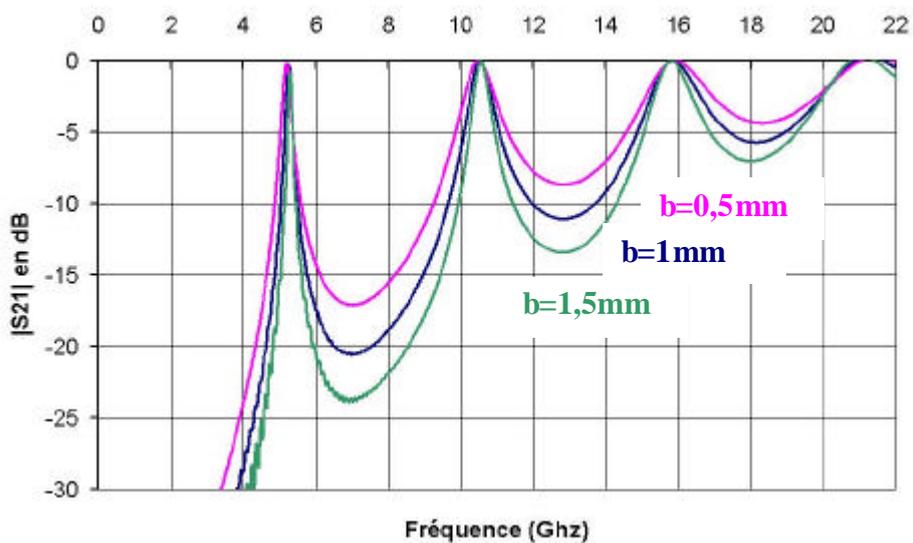


Figure II-10 : Module du coefficient de transmission de la structure BIE métallique avec un défaut de périodicité 1D en fonction de l'épaisseur de la grille.

Par contre, le coefficient de qualité de chaque pic augmente significativement.

Epaisseur du barreau (b) en mm	0,5	1	1,5	2,5
Coefficient de qualité (Q)	16	35	53	106
Fréquence du défaut en Ghz	10,49	10,53	10,56	10,59

Figure II-11 : Tableau relevant le coefficient de qualité selon l'épaisseur du barreau constituant la structure BIE métallique.

**b) Effet du pas du réseau des grilles métalliques :**

Sans changer la dimension du défaut à 25mm, nous avons desserré ou resserré les grilles afin de changer le pas du réseau (p), ce qui a une incidence sur le taux de remplissage ( $t = a/p$ ). Pour le module du coefficient de transmission (Figure II-12), nous pouvons noter un décalage du pic de transmission vers les hautes fréquences lorsque le pas du réseau diminue. De plus lorsque le taux de remplissage augmente, le coefficient de qualité augmente (Figure II-13).

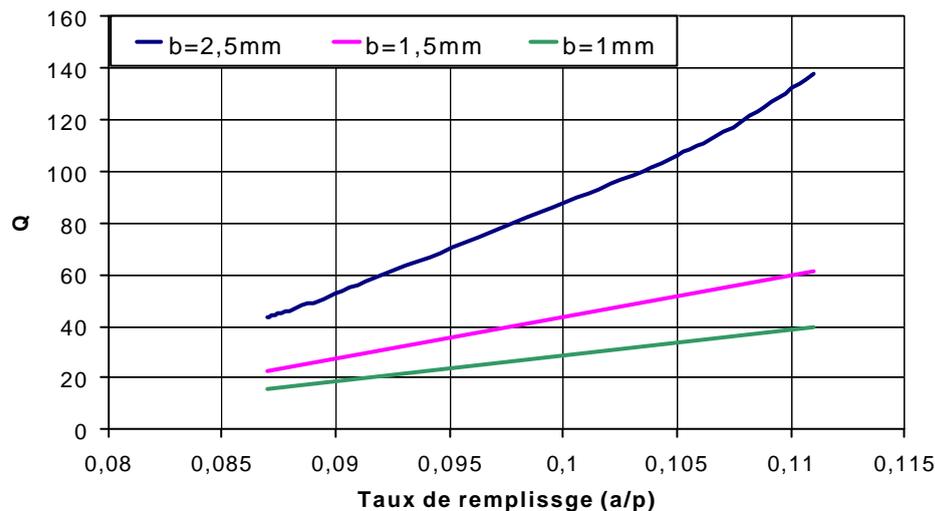


Figure II-12 : Coefficient de qualité en fonction du taux de remplissage des grilles.

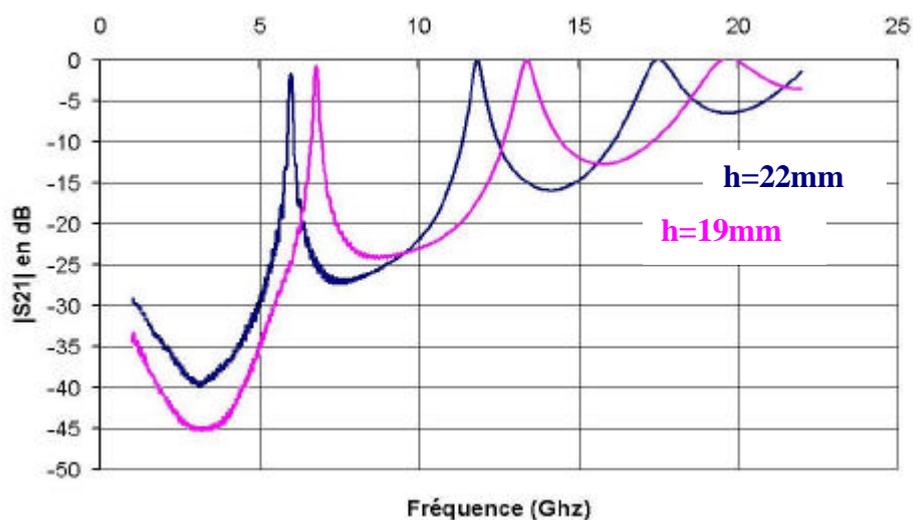
Taux de remplissage « a/p »	0,083	0,09	0,105	0,111
Coefficient de qualité (Q)	43,4	52,56	106	137,44
Fréquence du défaut en Ghz	10,59	10,7	10,92	11,08

Figure II-13 : Tableau relevant le coefficient de qualité selon le pas du réseau pour  $b=2,5mm$

### c) Position des pics de transmission en fonction de la dimension du défaut 1D :

En modifiant la dimension du défaut, les différents pics de transmission se déplacent en fréquence. Au contraire pour les structures diélectriques, seul le pic du défaut se déplace dans la bande interdite. Ainsi, la fréquence du pic après la bande plasmon dépend de la diagonale qui est liée à la dimension du défaut ( $h$ ).

La fréquence du pic de transmission créé par la rupture de la périodicité ne correspond pas à la distance entre les grilles qui est égale à la longueur d'onde pour les structures diélectriques 1D (*Figure II-14* et *Figure II-15*). La phase du coefficient de réflexion de la grille n'est pas égale à  $180^\circ$  à la fréquence du pic de transmission. La valeur de la phase permet de prendre en considération l'aspect dispersif de la grille.



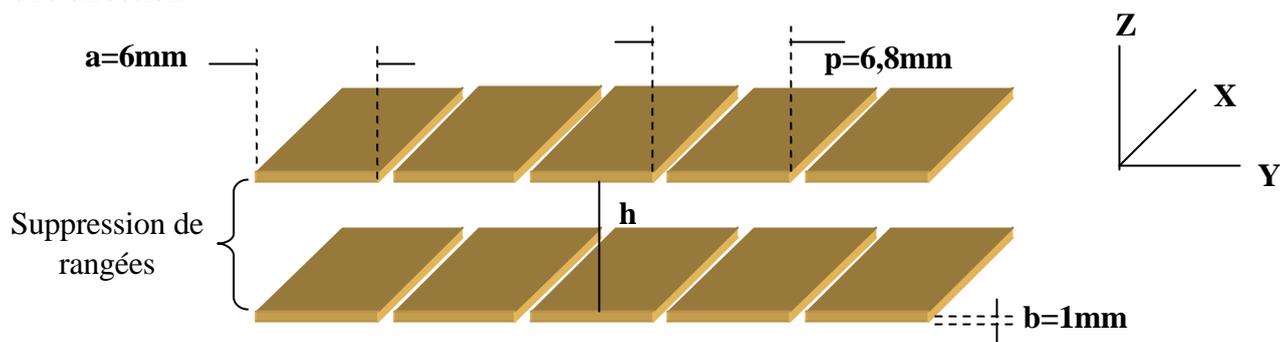
*Figure II-14 : Module du coefficient de transmission du BIE métallique avec un défaut de périodicité. Différentes dimensions du défaut.*

Dimension du défaut « $h$ »	19mm	22mm	25mm
Fréquence du 1 <sup>er</sup> pic	5,34Ghz	5,97 Ghz	6,78 Ghz
Fréquence du 2 <sup>nd</sup> pic (défaut)	13,4 Ghz	11,9 Ghz	10,6 Ghz
Fréquence du 3 <sup>e</sup> pic	15,8 Ghz	17,6 Ghz	19,6 Ghz

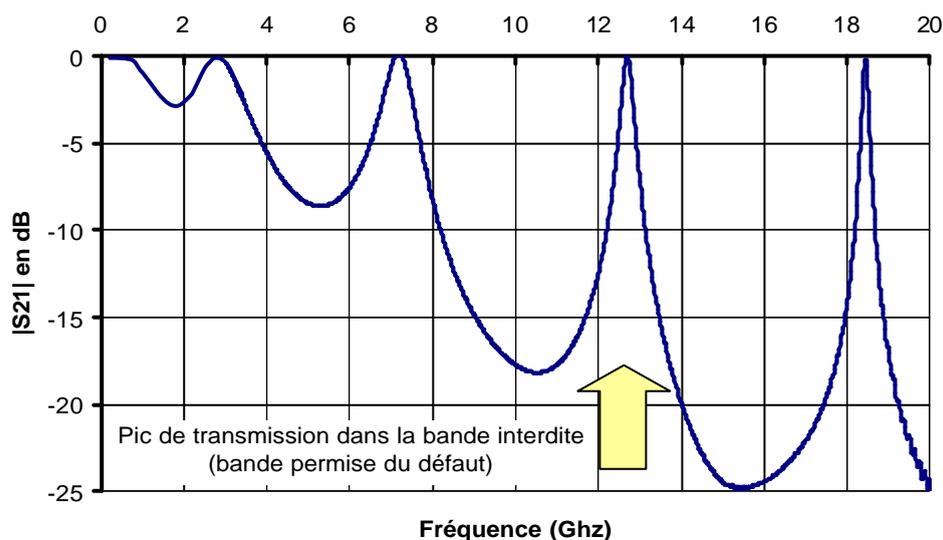
*Figure II-15 : Tableau relevant la fréquence de pics de transmission en fonction de la dimension du défaut.*

## 2. BIEM 2D composée de grilles en polarisation TE avec défaut 1D :

Caractérisons maintenant la structure BIE métallique composée de grilles en polarisation TE avec une dimension du défaut ( $h$ ) de 25 mm (*Figure II-16*). De la même manière que précédemment, nous retirons les rangées du milieu afin de créer un défaut dans une direction.



*Figure II-16 : BIE métallique composée de grilles métalliques en polarisation TE.*



*Figure II-17 : Module du coefficient de transmission de la structure BIE métallique composée de grilles en polarisation TE avec un défaut dans une direction.*

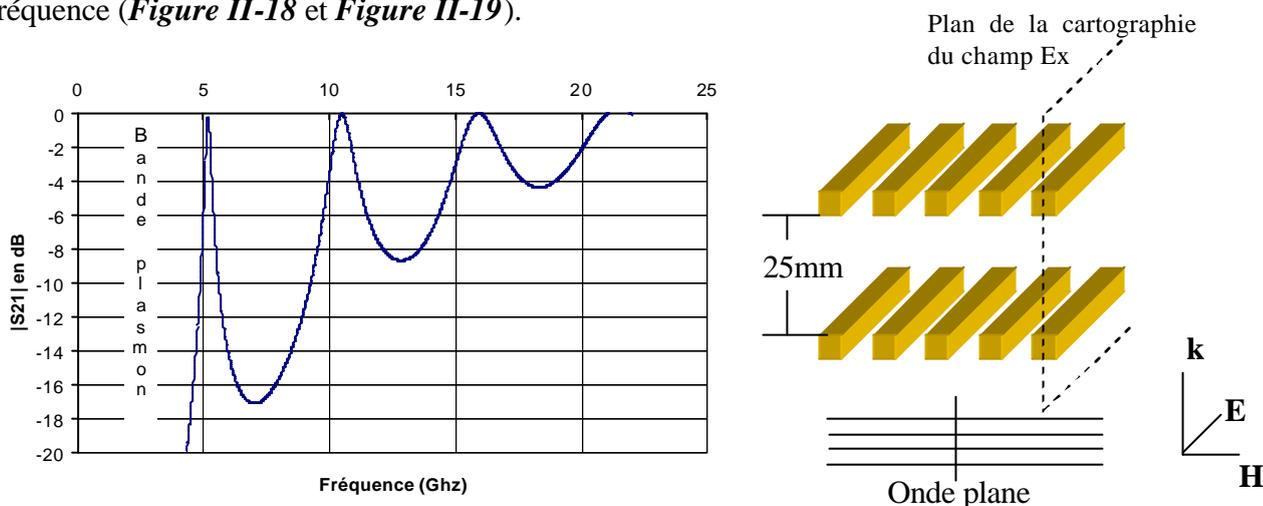
Le module du coefficient de transmission correspond davantage à celui d'une structure diélectrique de forte permittivité avec une bande permise avant la bande interdite.

Nous obtenons un pic de transmission qui est cette fois plus proche de 12GHz (*Figure II-17*).. Le coefficient de qualité est bien plus élevé et correspond ici à 43,77 pour une structure avec une épaisseur des grilles de 1mm.

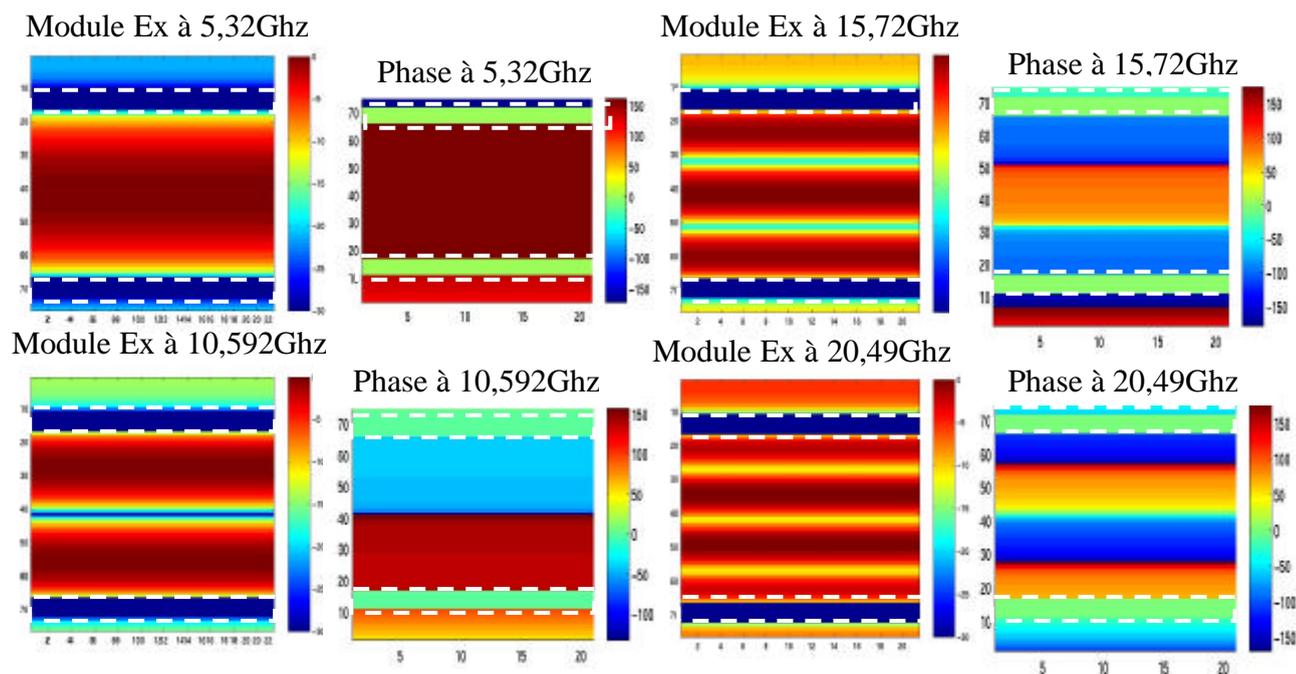
### 3. Cartographies de champs des BIE métalliques avec un défaut unidimensionnels :

#### a) Polarisation TM :

En analysant les différents pics de transmission à travers une structure BIE métallique à défaut en polarisation TM (les tiges sont parallèles au champ E), nous constatons que la répartition énergétique dans le défaut correspond à différents modes de résonances selon la fréquence (*Figure II-18* et *Figure II-19*).



*Figure II-18 : Polarisation TM.*



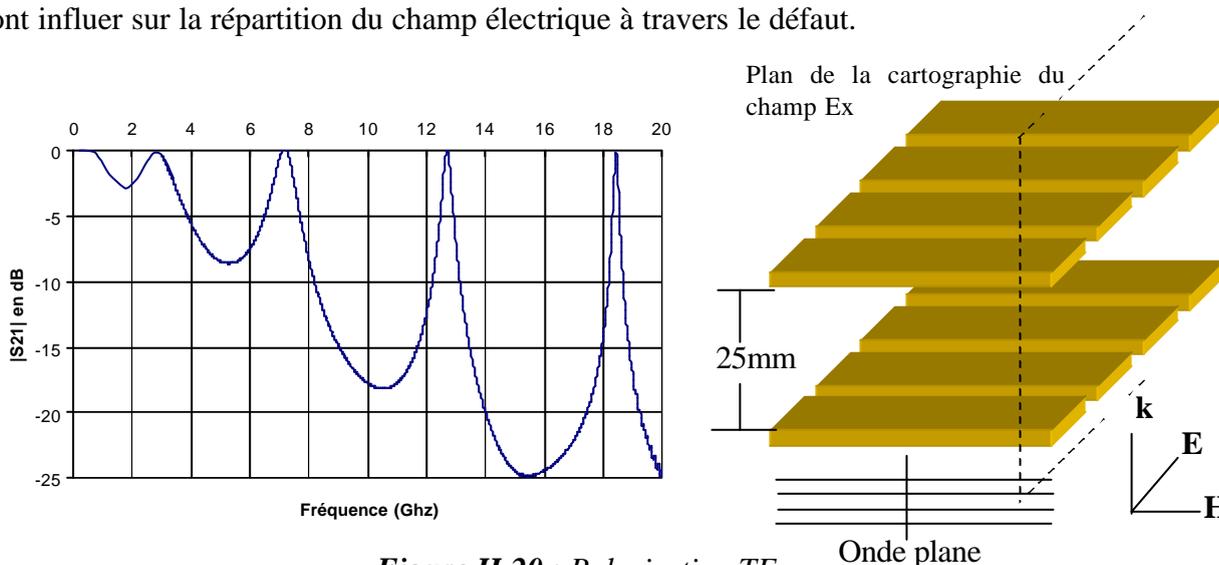
*Figure II-19 : Cartographies des distributions du champ  $E_x$  en module et en phase.*

Nous pouvons remarquer la distribution du champ électrique aux fréquences des quatre pics de transmission à 5,32Ghz (un maximum de champ en module et un changement de phase), 10,592Ghz (deux maximum de champ en module et deux changements de phase), 15,72Ghz (trois maximum de champ en module et trois changements de phase) et 20,49Ghz (quatre maximum de champ en module et quatre changements de phase).

La position des éléments métalliques sur les cartographies est représentée en pointillés blancs.

**b) Polarisation TE (complémentaire) :**

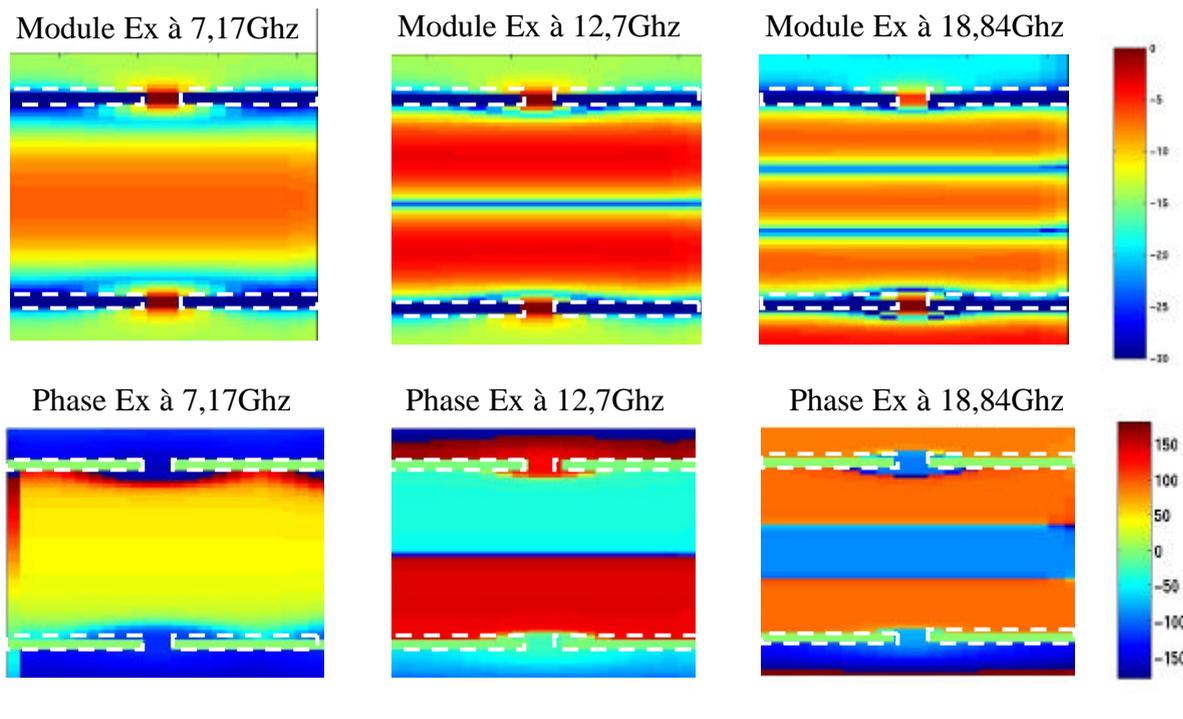
En analysant les différents pics de transmission (*Figure II-20*) à travers une structure métallique à défaut en polarisation TE (les tiges sont perpendiculaires au champ E), nous constatons que la distribution du champ électrique dans le défaut correspond selon la fréquence à différents modes de résonance tout comme la grille précédente. Par contre, il existe des discontinuités qui se rapportent aux écartements des lames métalliques et celles-ci vont influencer sur la répartition du champ électrique à travers le défaut.



*Figure II-20 : Polarisation TE.*

Nous pouvons souligner qu’il existe des phénomènes de diffraction au niveau des arêtes des lames métalliques (*Figure II-21*). Celles-ci fonctionnent comme un réseau de fentes. Par conséquent, des boucles magnétiques sont créées entre les lames métalliques.

Ces phénomènes sont d’autant plus visibles avec des structures métalliques en polarisation TE que des structures diélectriques 2D traditionnelles avec des tiges bien plus espacées.



**Figure II-21** : Cartographies des distributions du champ  $E_x$  en module et en phase.

#### 4. Position du pic de transmission du défaut en fréquence :

La fréquence du pic de transmission de la structure BIE métallique composée de grilles en polarisation TM est plus basse (10,6GHz) que la fréquence de la structure BIE métallique composée de grilles en polarisation TE (12,7GHz) pour une même dimension de défaut égale à 25mm. La grille en polarisation TE fonctionne différemment de la grille en polarisation TM.

Comme nous avons pu le voir précédemment, le taux de remplissage est très faible pour nos grilles en polarisation TM. Il n'existe donc pas une interface constante sur toute la dimension du défaut. En modifiant la périodicité, nous décalons vers les hautes fréquences la position du pic de transmission lorsque nous choisissons de resserrer les barreaux. Avec le tableau de la **Figure II-13**, nous remarquons que la fréquence du pic de transmission correspond à une fréquence de 10,6GHz pour un taux de remplissage égal à 0,087 et à 11,08GHz pour  $t$  égal à 0,111. Plus nous augmentons le taux de remplissage, plus nous allons tendre vers la fréquence correspondant à la longueur d'onde du défaut à 12GHz.

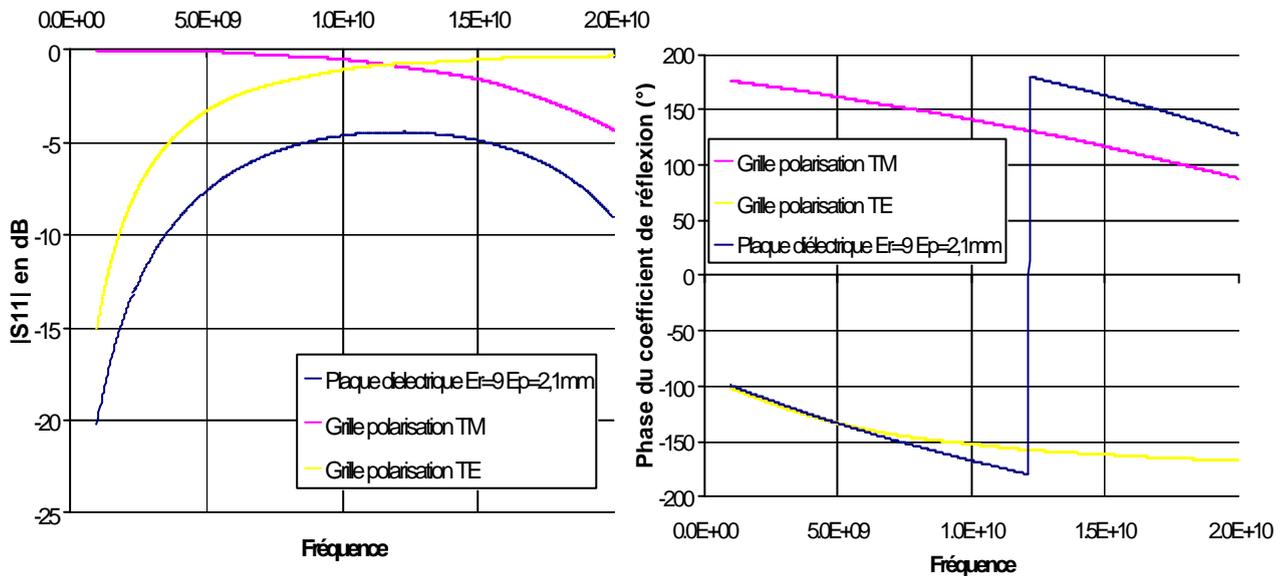
Nous pouvons constater de manière plus rigoureuse que cette particularité est due à la phase du coefficient de réflexion de la grille en polarisation TM qui est toujours inférieure à

180°. Nous présentons sur la **Figure II-22**, le module et la phase du coefficient de réflexion d'une grille en polarisation TM et d'une grille en polarisation TE. Nous avons rajouté la réponse fréquentielle d'une plaque diélectrique de permittivité égale à 9 de 2,1mm ( $1g/4$  pour 12GHz) afin d'avoir une référence.

La valeur de la phase permet de prendre en considération l'aspect dispersif de ce type de grille. Nous pouvons retrouver la fréquence de résonance du défaut par l'équation suivante :

$$f_{res} = \frac{c}{2ph} (kp + \arg(\mathbf{r}))$$

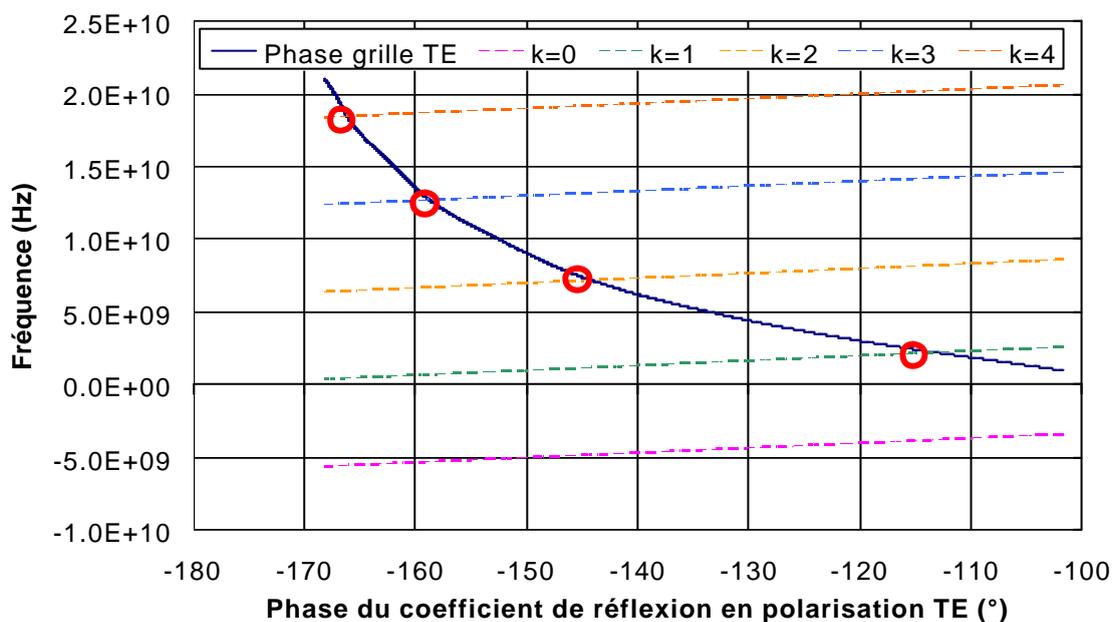
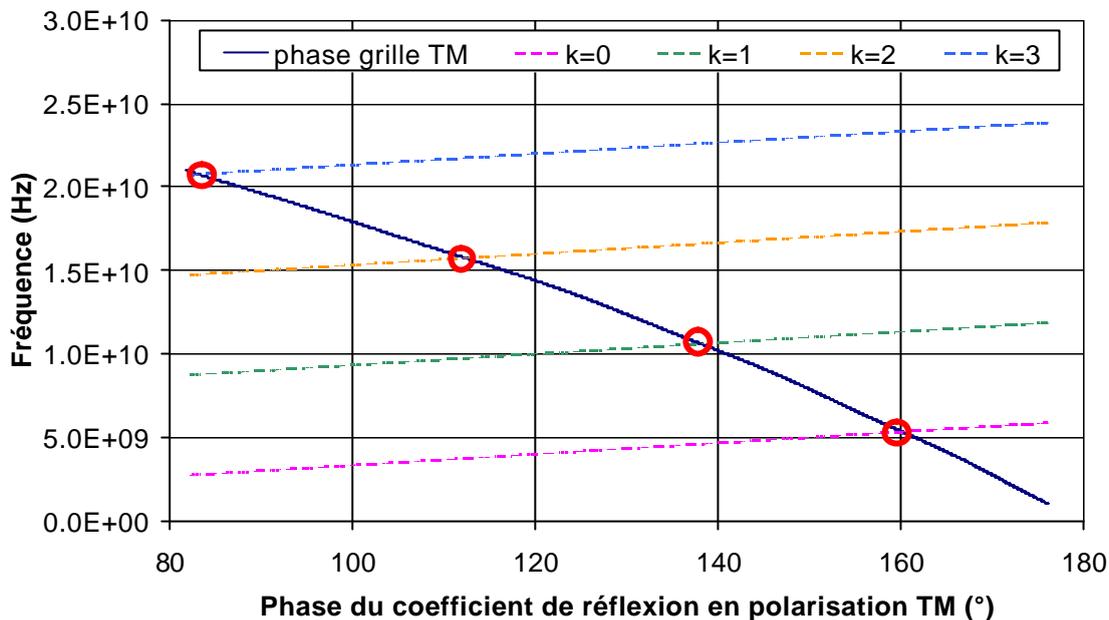
Avec « h » l'écartement entre les deux grilles, « ? » la phase du coefficient de réflexion, « c » la célérité de la lumière dans le vide puis « k » l'ordre du mode de résonance.



**Figure II-22 :** Module et phase du coefficient de réflexion.

Nous déterminons les fréquences de résonance possibles en prenant l'intersection de la phase du coefficient de réflexion de la grille en fonction de la fréquence et les courbes déduites de l'équation précédente pour chaque valeur de « k » représentées en pointillés (**Figure II-23**). La phase du coefficient de réflexion de la grille varie de 90 à 180°. Les tracés en traits continus sont des relevés calculés de la phase du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Seules les intersections entre les courbes en pointillés et les courbes en traits continus ont une réalité physique. Ces intersections correspondent aux fréquences de résonance. Nous retrouvons pour la grille en polarisation TM, les fréquences de résonances à 5,32GHz, 10,6GHz, 15,72GHz et 20,5GHz (pour k compris entre 0 et 3). Pour la grille en

polarisation TE, les fréquences de résonances sont à 0GHz 2,22GHz, 7,17GHz, 12, 7GHz et 18,84GHz (pour k compris entre 0 et 4).



**Figure II-23 :** Recherche des différentes fréquences de résonances selon le type de grille utilisée ( $h=25\text{mm}$ ).

Nous présentons ici seulement les résultats pour un cas précis selon les deux polarisations. Il serait fortement utile de tracer à l'avenir des abaques pour différents taux de remplissage et d'épaisseur de grille.

Le comportement des structures BIE métalliques à partir des grilles en polarisation TE

et TM sur la positions des fréquences de résonances n'est pas identique.

### 5. Conclusion sur les structures BIE métalliques 2D composées de grilles unidimensionnelles avec un défaut 1D :

Dans la seconde partie du chapitre, nous avons parlé de différentes structures BIE métalliques. Après avoir défini les grilles métalliques, nous avons abordé les propriétés des structures BIE métalliques à travers l'étude de leurs propriétés électromagnétiques et l'insertion d'un défaut en retirant des rangées de tiges. Il est intéressant de voir les performances de ces structures en terme de réjection mais aussi en terme d'encombrement et de coût. En effet, il est important de souligner que la réflexion dans les bandes interdites est plus forte dans une structure métallique que dans une structure diélectrique à nombre de couches égales. Nous allons donc gagner en terme de compacité au niveau de la réalisation de nos aériens.

Un autre avantage des métaux concerne les pertes plus ou moins élevées des matériaux diélectriques. Dans le cas des structures métalliques, il n'y a que la résistivité à prendre en compte mais elle reste négligeable pour bon nombre de métaux destinés à l'électronique (dans certaines utilisations et cas précis). Un tableau récapitule la résistivité et la conductivité de différents métaux (*Figure II-24*).

Métaux	Résistivité (20°C) [ $\Omega \cdot m \cdot 10^{-8}$ ]	Conductivité (20°C) [ $S/m \cdot 10^6$ ]
Aluminium	2,62	38,16
Laiton	3,9	25,64
Chrome	2,6	38,46
Cuivre	1,72	58,13
Or	2,44	40,98
Plomb	21,9	4,56
Nickel	6,9	14,49
Platine	10,5	9,52
Argent	1,62	61,73

*Figure II-24 : Résistivité et conductivité de différents métaux.*

Selon le choix de la grille, il est aussi possible en modifiant le taux de remplissage, la

hauteur ou la section des barreaux de modifier la position de la bande interdite et la valeur du coefficient de qualité du défaut. Ce dernier paramètre permettra de fixer le gain de nos antennes comme nous allons le voir dans les chapitres suivants.

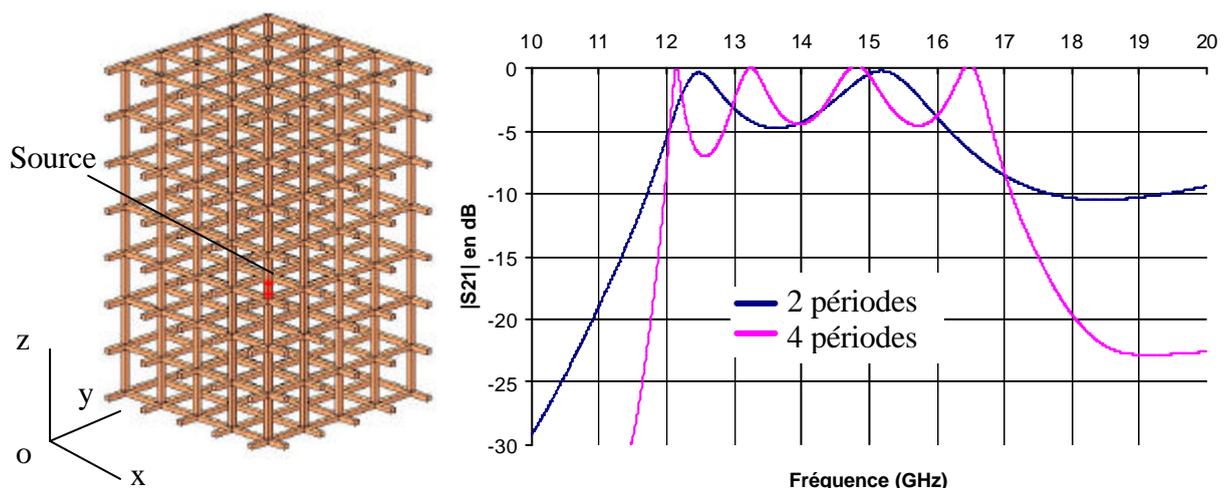
En revanche, pour certaines applications comme le domaine de l'aérospatial, les cahiers des charges indiquent souvent des tenues en température très élevées et dans ce cas, des matériaux diélectriques peuvent être plus à même de remplir ces conditions que des métaux qui risquent de se tordre ou de se dilater.

### **C. Caractérisation spatiale des structures BIE 3D métalliques :**

Dans la section précédente, nous avons essentiellement défini des structures BIE composées de grilles unidimensionnelles et bidimensionnelles. Afin de caractériser ces structures dans tout l'espace, nous modélisons des structures BIE tridimensionnelles avec des grilles en polarisation TM [56].

#### **1. Structure BIE métallique 3D étudiée :**

Nous choisissons une structure BIE métallique 3D en polarisation TM avec un taux de remplissage égal à 0,105 (*Figure II-25*). La section des barreaux correspond à 1mm par 1mm et la dimension de la maille élémentaire vaut 9,5mm.



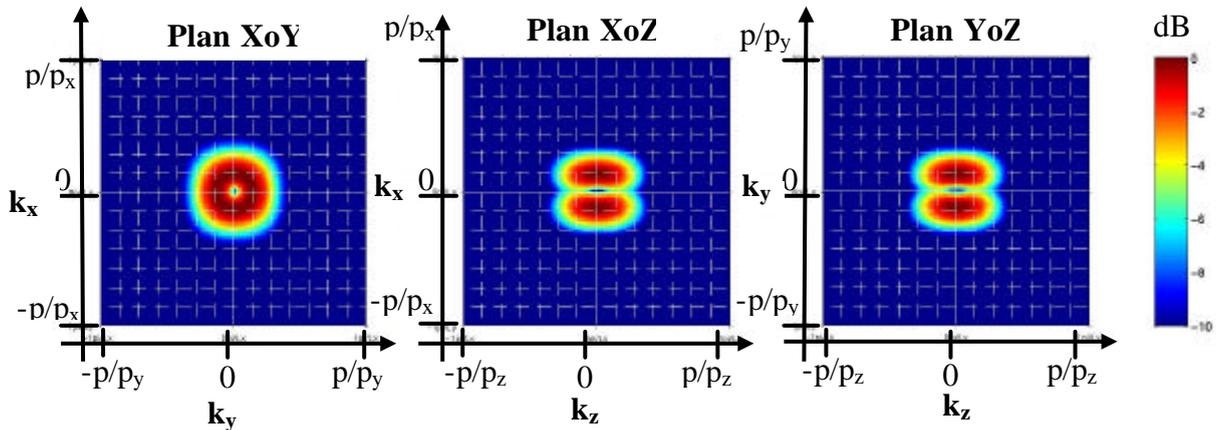
*Figure II-25 : Structure métallique simulée (un quart de la structure est représenté) et le module du coefficient de transmission en incidence normale pour un nombre limité de période.*

Une structure BIE métallique 3D possédant huit périodes suivant les directions Ox, Oy et Oz a été modélisée avec en son centre une excitation locale. L'analyse des structures BIE métalliques dans l'espace réciproque permettra ainsi de déterminer la distribution spatiale des champs électromagnétiques en fonction des vecteurs d'ondes dans la structure finie considérée.

En traçant le module du coefficient de transmission de la grille avec deux ou quatre niveaux de périodicité dans la direction de propagation, nous constatons que la bande de réjection se trouve en dessous de 12GHz. Quant à la bande interdite en incidence normale, elle commence autour de 16,5GHz. La bande permise entre ces deux bandes dites interdites se trouve entre 12 et 16,5GHz avec un nombre de pics de transmission lié à la périodicité.

**a) Résultats dans l'espace réciproque :**

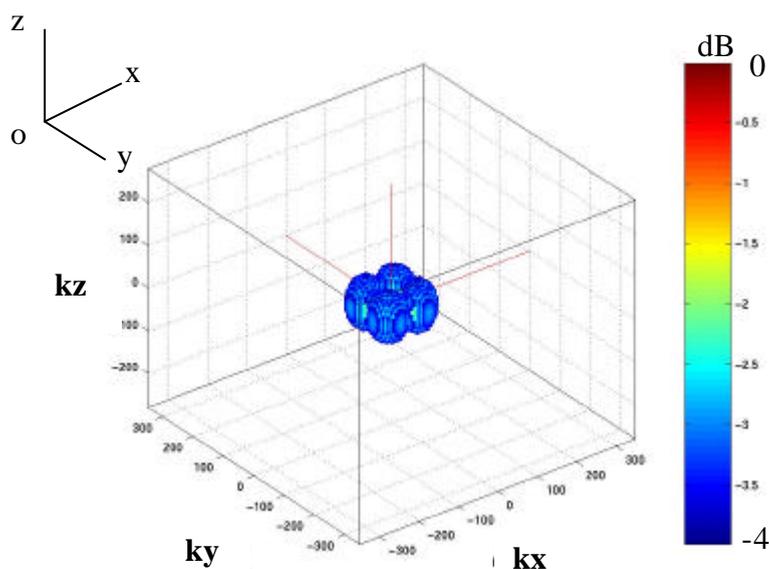
De la même façon que pour la structure BIE 3D diélectrique étudiée précédemment, les 3 plans orthogonaux dans l'espace réciproque ont été indépendamment tracés et correspondent aux trois faces de notre volume (voir annexe 2). Nous représentons la distribution 2D des densités de puissance  $S_k$  à 11GHz. Etant donné la position de notre sonde et la parfaite symétrie de notre structure, nous retrouvons un résultat identique pour les plans XoZ et YoZ (*Figure II-26 et Figure II-27*).



*Figure II-26 : Distribution 2D des densités de puissance  $S_k$  calculées dans les 3 plans orthogonaux de l'espace réciproque à 11GHz.*

Le centre de chaque cartographie correspond à l'origine du plan de l'espace réciproque. Les zones rouges représentent les valeurs maximales de la densité de puissance puis l'échelle des couleurs décroît jusqu'au bleu foncé lorsqu'elle tend à devenir nulle.

Dans le but de ne pas surcharger la figure et pour un temps de calcul restreint, nous décrivons uniquement les enveloppes des valeurs possibles pour le vecteur d'ondes. Dans notre cas, nous traçons la densité de puissance à 11GHz à 4dB du maximum. Il existe finalement quatre directions possibles de propagation à travers la structure pour cette fréquence. L'indice effectif du matériau à cette fréquence est égal à 0,257. Ce résultat permet d'en déduire la vitesse de phase à l'intérieur de la structure soit  $J_p = 3,87c$ . Dans ce cas précis, la vitesse de phase dans le matériau est près de quatre fois la vitesse de la lumière.



$$\mathbf{k} : [-42 ; -42 ; 0]$$

*Figure II-27 : Représentation de l'espace réciproque 3D à partir des intersections 2D des maximums des différents plans à 11GHz.*

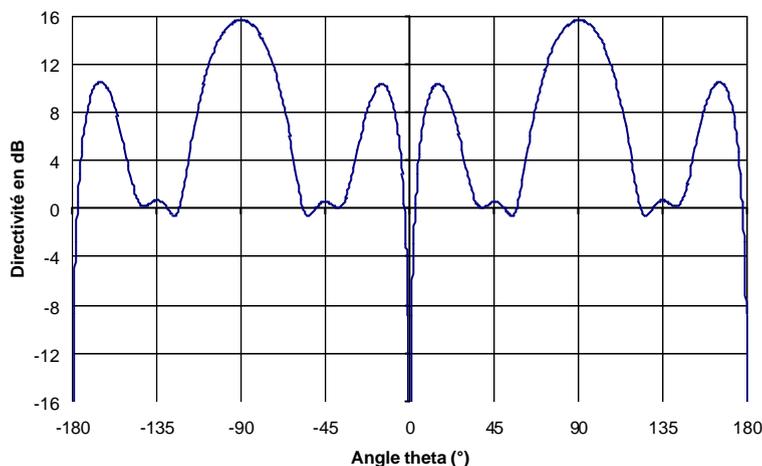
### b) Diagrammes de rayonnement :

Afin de connaître les directions susceptibles de se propager au-delà de la structure, nous utilisons de la même façon que précédemment le théorème de Snell-Descartes qui tient compte du rapport d'indice et de l'angle de l'onde propagée.

En appliquant le théorème de Snell-Descartes, nous trouvons un angle  $i_2$  égal à  $10^\circ$  en theta pour un angle  $i_1$  correspondant à  $45^\circ$  sur les interfaces des axes « x » et « y » et  $15^\circ$  en theta pour un angle  $i_1$  correspondant à  $90^\circ$  sur l'interface de l'axe « z ». Etant donné le faible angle de  $\pm 10,5^\circ$ , il se passe un phénomène constructif entre les deux directions pour ne former qu'un lobe dans l'axe. Nous vérifions le résultat obtenu en cherchant nos six lobes

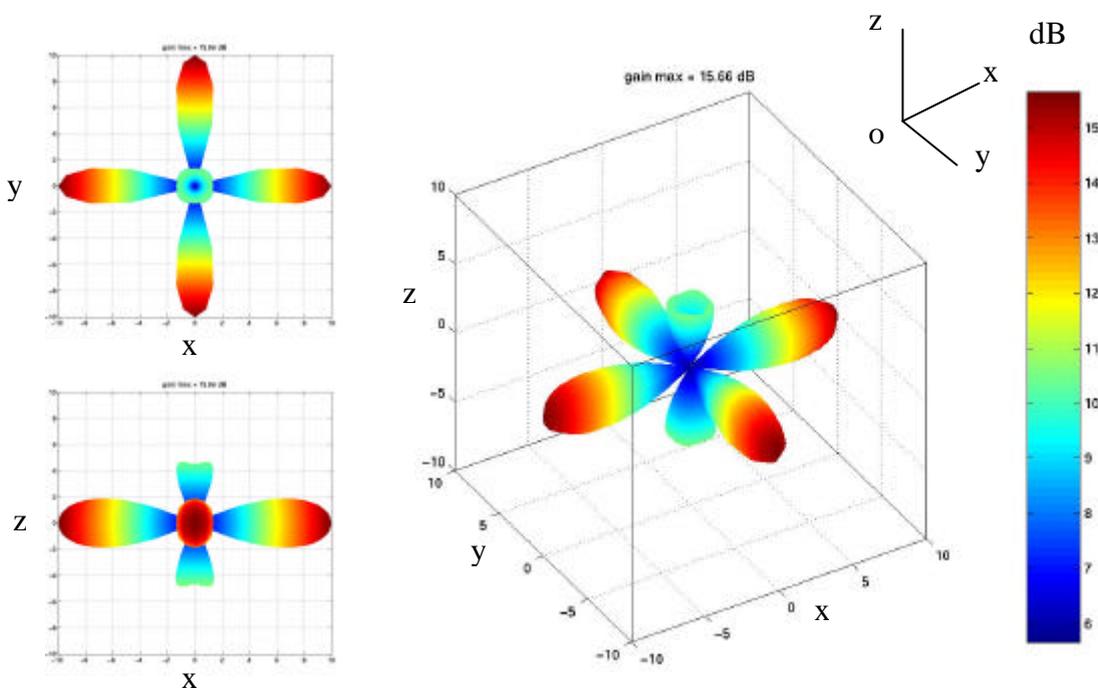
dans les diagrammes de rayonnement. Effectivement, la position des lobes dans le plan  $\phi=0^\circ$  se trouve à  $90^\circ, -90^\circ, 15^\circ, -15^\circ, 165^\circ$  et  $-165^\circ$  (*Figure II-28*).

La directivité maximum de la source avec la structure BIE métallique permet une directivité de 16dB dans quatre directions.



*Figure II-28 : Diagramme de rayonnement dans le plan  $\phi = 0^\circ$  ou  $\phi = 90^\circ$  à 11GHz.*

La *Figure II-29* permet de visualiser le diagramme de rayonnement en 3D. Nous constatons l'apparition de quatre lobes directifs pointant dans les axes « x » et « y » et un lobe au-dessus dans la direction « z ».



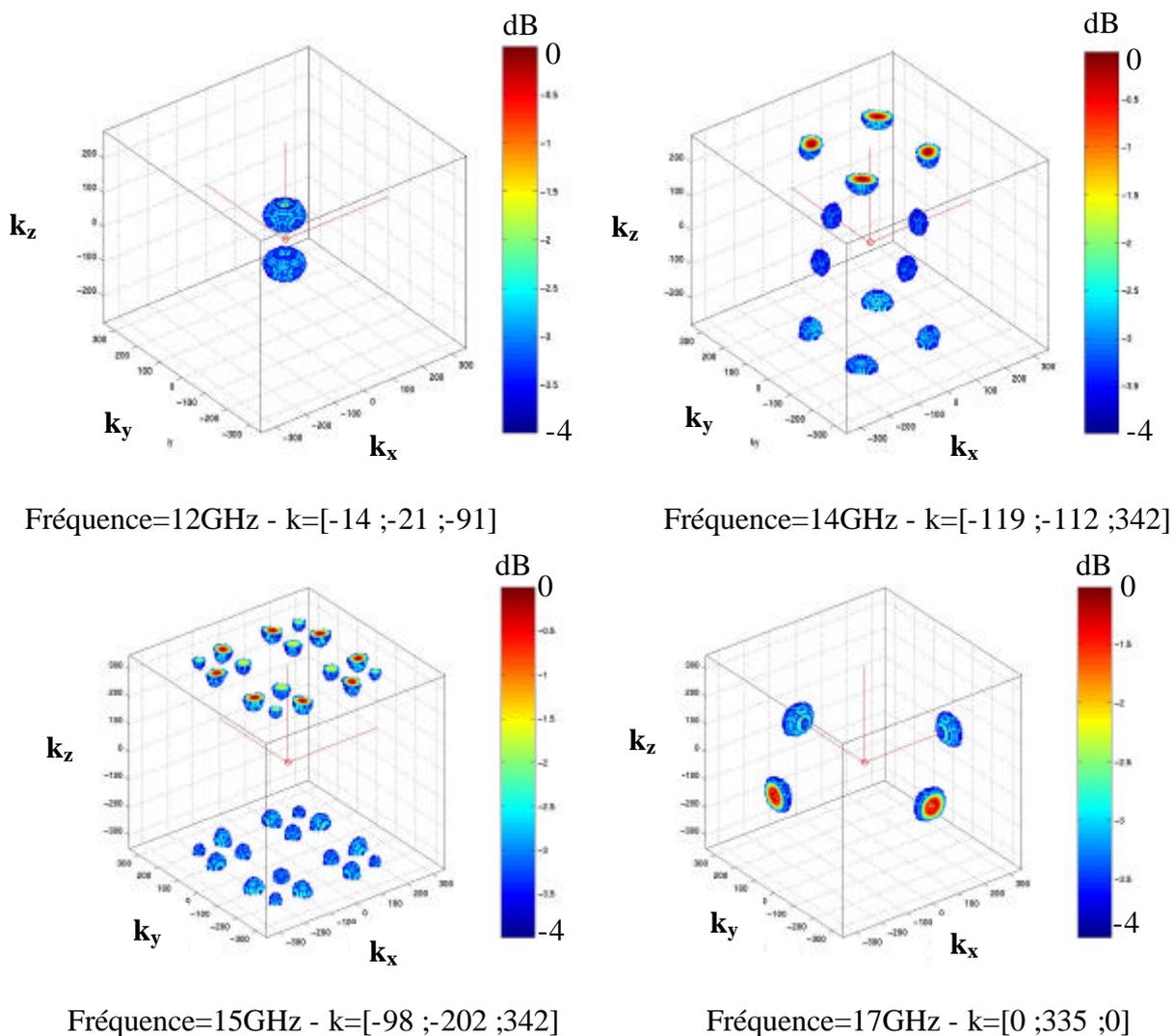
*Figure II-29 : Diagrammes de rayonnement 3D à 11GHz.*

En effet, on commence à exciter un nouveau mode de propagation qui deviendra

majoritaire à la fréquence de 12GHz.

**c) Espace réciproque et valeurs du vecteur d'onde :**

Les résultats qui suivent permettent de voir l'évolution des valeurs du vecteur d'onde et ainsi caractériser ce cristal BIE pour les fréquences de 12 à 17GHz. Nous avons choisi de commencer à 12GHz et évoluer par palier de 1 ou 2GHz. Nous relevons à chaque fois les valeurs du vecteur d'ondes (*Figure II-30*).



*Figure II-30 : Représentation de l'espace réciproque et des valeurs des vecteurs d'ondes de la structure 3D métallique à différentes fréquences.*

Le volume représente la première zone de Brillouin c'est-à-dire entre  $-p/p$  et  $+p/p$ . Afin d'alléger le calcul et d'éclaircir les résultats, nous choisissons de définir une enveloppe à

3 ou 4dB du maximum. La vitesse de phase varie en fonction de la fréquence et du vecteur d'ondes principal.

## 2. Conclusion :

De la même manière que pour les structures diélectriques 3D, nous analysons les résultats dans l'espace réciproque et nous retrouvons les diagrammes de rayonnement de l'excitation perturbée par la structure BIE métallique à partir de la loi de Descartes aux interfaces du matériau. Le rayonnement dipolaire de la source subit un filtrage spatial qui se traduit sur le diagramme de rayonnement. La particularité des structures BIE métalliques, dans le cas précis étudié, est de présenter une permittivité inférieure à 1 (soit à la permittivité de l'air) à certaines fréquences. Les directions des lobes principaux du diagramme de rayonnement s'en trouvent affectées. En effet, si la permittivité homogénéisée de la structure est inférieure à celle du matériau extérieur (en général de l'air) alors l'angle  $i_2$  de l'onde rayonné est inférieur à l'angle de l'onde incidente  $i_1$ . Nous avons étudié une structure métallique 3D dans l'espace réciproque afin de présenter une périodicité du motif élémentaire dans chaque direction possible de propagation.

Cette étude des structures BIEM n'est pas exhaustive et nous avons limité l'étude de grilles avec un nombre de périodes limité dans la direction de propagation en incidence normale. De plus, l'insertion du défaut se limite à retirer des rangées afin de créer une rupture dans une direction. Nous avons gardé la même logique que pour les structures BIE diélectriques.

La structure métallique présente une permittivité effective lorsque la vitesse de phase dans le matériau est supérieure à la vitesse de la lumière. Nous avons étudié des grilles en polarisation TM dans l'espace réciproque, il serait intéressant, par la suite d'étudier ces mêmes grilles en polarisation TE pour éventuellement connaître leurs indices effectifs à différentes fréquences de fonctionnement.

## **CONCLUSION :**

Ce chapitre sur les caractérisations par leurs propriétés électromagnétiques des structures périodiques tridimensionnelles (diélectriques et métalliques) nous a permis tout d'abord de les dimensionner correctement en modifiant la géométrie du matériau selon le rapport d'indice de la structure. En effet, cela nous conduit à faire apparaître la bande interdite aux fréquences voulues à partir d'études sur les diagrammes de bande et sur le coefficient de transmission de la structure cubique.

Les structures 3D diélectriques sont plus complexes à étudier et leurs dimensions diffèrent selon le rapport d'indice choisi. En début de chapitre nous avons montré qu'il y a un coefficient à prendre en compte pour revenir sur la formule de Bragg utilisée pour les structures 1D. Ce coefficient dépend du rapport d'indice donc de la permittivité du matériau.

Cette permittivité permet aussi d'avoir une bande interdite plus large et de faire apparaître une bande interdite totale à l'intérieur même de la bande interdite partielle. Dans le cas d'une structure cubique, la bande interdite totale se situe en fin de bande interdite partielle. L'onde électromagnétique est donc réfléchi quel que soit l'angle d'incidence sur la structure. C'est une particularité des structures diélectriques tridimensionnelles. Elles demandent par contre de forts rapports d'indice pour faire apparaître cette bande (à partir d'une permittivité égale à 11 pour la structure cubique).

Les structures BIE diélectriques de dimensions finies possèdent un filtrage fréquentiel par l'apparition de la bande interdite mais elles génèrent d'autres types de filtrage (spatial). En effet selon la fréquence de fonctionnement, le matériau BIE permet de contrôler la propagation à travers la structure. Elle autorise ou elle refuse différentes directions de propagation. Pour cela, une étude et un développement d'un outil basé sur l'espace réciproque ont été développés afin de connaître ces directions et de les visualiser en 3D. Nous avons pu en déduire par ce moyen de précieuses informations comme la vitesse de phase et les valeurs des vecteurs d'ondes «  $k_x$ ,  $k_y$ ,  $k_z$  ». Lorsque ces matériaux sont utilisés pour réaliser des antennes, ce filtrage spatial conditionne les propriétés du diagramme de rayonnement.

Les structures BIE métalliques composées de grilles possèdent des propriétés de filtrages différents selon la polarisation. La structure BIE métallique en polarisation TM possède une bande de réjection appelée bande plasmon dans la communauté scientifique. Ces

structures sont très sensibles à leurs géométries et en particulier à leurs taux de remplissage quelles que soient d'ailleurs leurs polarisations.

Lorsqu'il y a rupture de la périodicité dans la direction de propagation, plusieurs pics de transmission apparaissent. La fréquence des pics dépend de la géométrie de la structure BIE métallique. En effet, la phase du coefficient de réflexion d'une grille métallique constituant la structure BIEM n'est pas égale à  $180^\circ$ . Cela a comme conséquence directe de modifier la position du pic de transmission. Nous avons montré comment retrouver la position de ce pic selon la polarisation. Dans notre cas précis, la grille en polarisation TE possède une phase du coefficient de réflexion plus élevée que la grille en polarisation TM, ce qui permet d'avoir un pic de transmission à une fréquence très proche de la longueur d'onde correspondant à la distance entre les deux grilles. La valeur de la phase permet de prendre en considération l'aspect dispersif de ce type de grille.

De la même manière, ces structures sont étudiées par leurs propriétés de filtrages fréquentiels et spatiaux, tout d'abord, à partir de structures BIE 2D constituées de grilles unidimensionnelles ou bidimensionnelles puis directement avec une structure BIE 3D dans le cas de l'étude de l'espace réciproque. Ce dernier outil montre que la vitesse de phase en bord de bande interdite est supérieure à la vitesse de la lumière, ce qui a pour conséquence de posséder une permittivité effective du matériau inférieure à 1 à cette fréquence.

## **CHAPITRE III**

**\* \* \* \* \***

# **REALISATION ET CARACTERISATION EXPERIMENTALE DES STRUCTURES BIE PAR UN BANC DE MESURE EN ESPACE LIBRE**

- **BANC DE MESURE EN ESPACE LIBRE**
- **PRINCIPE DE REALISATION DES STRUCTURES PERIODIQUES A BASE DE CERAMIQUE**
- **METHODES DE CARACTERISATION DES MATERIAUX**
- **ANALYSE EXPERIMENTALE DE LA BANDE INTERDITE DES STRUCTURES PERIODIQUES**



## **I. CARACTERISATION EXPERIMENTALE DES MATERIAUX CERAMIQUES PAR UN BANC EN ESPACE LIBRE :**

L'objectif de ce chapitre est de caractériser expérimentalement, sur une large bande de fréquences, la bande interdite de nos structures BIE. Un banc de mesure en espace libre a été conçu pour répondre à ce besoin.

Avant de caractériser nos matériaux BIE, il est nécessaire de définir les propriétés de nos matériaux. En effet dans le chapitre précédent, nous avons vu que la connaissance de la permittivité relative des matériaux utilisés pour nos structures BIE est primordiale. Elle définit à la fois le coefficient de qualité et l'épaisseur de la structure. Une mauvaise valeur risque de perturber considérablement le fonctionnement de l'antenne et par conséquent dégrader ses performances. De plus, la conception des céramiques est très particulière et plusieurs alumines de différents fournisseurs peuvent avoir des caractéristiques différentes selon leur densité, les ajouts ou les liants et les méthodes de frittage (vitesse et temps de cuisson).

De nombreuses méthodes de mesures permettent de déterminer les caractéristiques électromagnétiques des matériaux. Ces méthodes peuvent se distinguer par différents points. Nous noterons tout d'abord la nécessité d'avoir ou non à usiner l'échantillon à caractériser, la méthode sera alors dite destructive ou non destructive. Nous utiliserons une méthode basée sur la mesure en réflexion et/ou en transmission d'une onde électromagnétique par un banc en espace libre [57]. Celui-ci permettra de caractériser nos matériaux céramiques mais surtout de caractériser sur une large bande de fréquence nos matériaux BIE.

Nous présenterons aussi des techniques de fabrication de ces matériaux en céramiques en utilisant des méthodes connues comme le coulage en bande mais aussi des techniques innovantes comme le prototypage rapide qui permet la conception de structures céramiques en plusieurs dimensions.

### **A. Contexte de l'étude expérimentale et conception du banc de mesure :**

Pour la caractérisation concernant les fréquences micro-ondes, différentes méthodes sont couramment utilisées : méthode en cavité, méthode utilisant une sonde, méthode en ligne

de transmission ou guide d'ondes, méthode en espace libre. Ces techniques de caractérisation d'abord appliquées à des matériaux homogènes isotropes peuvent être par la suite appliquées à certains domaines liés à la caractérisation anisotrope et inhomogène de matériaux BIE.

### **1. Bref rappel des milieux diélectriques :**

Lorsqu'un matériau donné est soumis à un champ électromagnétique, l'induction électrique résultante peut être reliée au champ électrique appliqué à l'aide d'une grandeur appelée permittivité (annexe 3). De la même manière, nous pouvons relier l'induction magnétique résultante au champ magnétique appliqué à l'aide de la perméabilité. Ces deux grandeurs sont complexes. Leurs parties réelles caractérisent la capacité du matériau à emmagasiner l'énergie électrique ou magnétique, leurs parties imaginaires sont quant à elles liées à la dissipation de cette énergie.

### **2. Généralités sur les méthodes de caractérisation :**

Afin de connaître le meilleur moyen de caractériser les matériaux en céramiques, nous avons cherché à regrouper les différentes méthodes de caractérisation de nos matériaux.

- Méthodes résonantes
- Les lignes de transmission
- Techniques capacitives
- Mesures en espace libre

Dans notre cas, la méthode en espace libre est privilégiée car nous disposons du savoir-faire et des compétences dans le domaine des antennes mais aussi elle semble plus adaptée pour caractériser nos structures BIE sur une large gamme de fréquences. Enfin, la caractérisation de nos échantillons céramiques pourra aussi être mesurée de la même manière. Dans le paragraphe suivant, nous décrirons plus en détails la mise en œuvre du banc et le type de calibrage effectué. Cette méthode est basée sur la mesure du coefficient de réflexion et/ou du coefficient de transmission d'une onde électromagnétique incidente sur l'échantillon à caractériser. Ces mesures sont réalisées dans le domaine fréquentiel.

Cette méthode permet la caractérisation d'un échantillon sur une bande de fréquences,

mais elles sont peu adaptées aux matériaux à très faibles pertes. Les techniques en espace libre sont les meilleures pour des échantillons larges et plats qui ne sont pas faciles à fixer ou qui doivent être testés sous hautes températures [62], [63], [64], [65], [66].

C'est une technique sans contact qui est habituellement non destructive. Le calibrage s'effectue avec des standards sans connexion. La distance antenne-échantillon doit être maîtrisée très précisément. Le calibrage souvent utilisé est une variante de TRL (Through Reflect Line) qui consiste à calibrer sans échantillon et avec un plan réflecteur (plaque métallique).

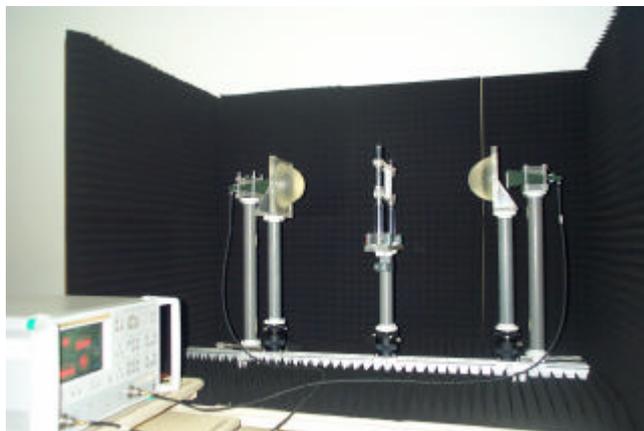
Un système de mesures en espace libre comprend respectivement un analyseur vectoriel de réseaux, le dispositif à antennes, un ordinateur externe et le logiciel associé.

De plus amples descriptions des différentes méthodes en espace libre sont présentées en annexe 4.

### 3. Présentation du banc en espace libre :

La méthode en espace libre permet de caractériser nos échantillons sur une large bande de fréquences afin de déterminer la nature du matériau et la bande interdite de nos structures périodiques selon leurs agencements. Un autre point important est le caractère non destructif de cette méthode. Les inconvénients résultent surtout de l'imprécision des résultats comparés à d'autres méthodes plus précises.

Le but de ce banc de mesures est de confirmer le plus précisément possible les conclusions déduites des simulations. Pour cela, nous déterminerons le coefficient de transmission de la structure BIE étudiée en considérant la structure réelle. (*Figure I-1*)

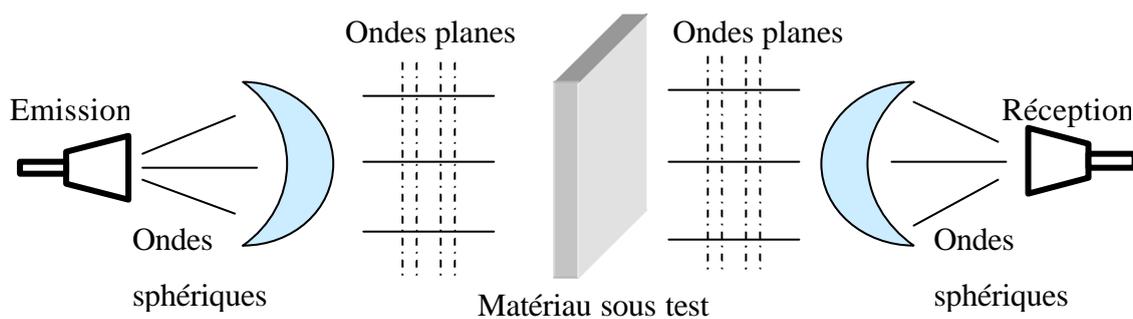


*Figure I-1 : Photographie du banc en espace libre focalisé.*

Le matériau est éclairé par l'onde émise d'une antenne cornet à travers une lentille. La partie de l'onde transmise est récupérée par le dispositif de réception composé d'un cornet et sa lentille. Nous utilisons un banc où les éléments sont alignés grâce à un rail. La plaque diélectrique ou la structure périodique est maintenue par des peignes sur un support. Le tout est en plexiglas (faible permittivité). Afin de respecter les distances et d'aligner l'élément sous test, des chariots de déplacements millimétriques et des élévateurs permettent de régler chaque élément horizontalement et verticalement. Nous utilisons un analyseur de réseaux de type WILTRON 37200B fonctionnant entre 40MHz et 50GHz.

### a) Focalisation des lentilles :

Il est indispensable pour caractériser nos échantillons et par la suite nos structures périodiques de focaliser d'une manière ou d'une autre l'onde sur le matériau à tester.



*Figure I-2 : Schéma du banc focalisé.*

Pour cela, nous avons choisi d'utiliser des lentilles afin de collimater l'onde émise. Les antennes cornet sont disposées à la focale des lentilles afin de passer d'une onde sphérique à une onde plane en sortie (*Figure I-2*).

Le système cornet lentille en réception permet de récupérer la réponse et d'effectuer le phénomène inverse de l'émission (principe de réciprocité).

Les lentilles sont plus lourdes et plus encombrantes que les réflecteurs. Elles sont souvent moins employées. Cependant elles présentent des avantages intéressants comme l'élimination de la zone d'ombre engendrée par la source et la limitation des pertes par débordement.

### b) Calibrage et étalonnage du banc :

Avant toute chose, il est nécessaire de vérifier l'alignement de l'ensemble car la taille des cornets varie d'une bande à l'autre et il est important d'ajuster la position de la lentille et du support pour des mesures optimales. Il existe deux possibilités pour étalonner le banc.

La première consiste à prendre comme référence uniquement une mesure à vide donc sans échantillon. Durant la mesure, nous prenons en compte tout le système et toutes les pertes provenant de l'adaptation des cornets, des pertes diélectriques de la lentille, des pertes par spill over, les perturbations du support, des câbles ou de la connectique. C'est un simple rapport de puissance basé sur la mesure unique du coefficient de transmission  $S_{21}$ . La vérification de cette mesure s'effectue simplement en mesurant le module et la phase du coefficient de transmission sans structure qui doivent être respectivement de 0dB et de  $0^\circ$  sur la bande de fréquence mesurée.

Le deuxième calibrage est appelé LRL (Line Reflection Line) par *Anritsu* ou TRL (Through Reflect Line) par *Hewlett Packard*. Il permet la mesure du coefficient de transmission et de réflexion en module et en phase.

- LINE : la première longueur de ligne correspond à la longueur de la chaîne de mesure sans le matériau à tester (comme pour le premier calibrage).
- REFLECTION : un plan réflecteur est placé dans un premier temps à l'endroit exact où l'onde émise par la voie 1 rencontrera le matériau. La plaque métallique doit avoir l'épaisseur de l'élément périodique ou non à tester.
- LINE : La deuxième longueur de ligne est optimale pour un quart de longueur d'onde en plus de la première longueur. En effet, cela permet d'avoir un déphasage suffisant à toutes les fréquences de la bande afin de minimiser les incertitudes des mesures.

Ce dernier calibrage est plus difficile à mettre en place car aux fréquences considérées, une petite erreur de déplacement du matériau entraîne une forte modification de la phase. Nous présentons des résultats sur une plaque en plexiglas en annexe 5.

Dans notre étude, nous avons utilisé principalement la première méthode de calibrage pour sa simplicité et ses bons résultats. En effet, le calibrage LRL ne donne pas pour l'instant la précision demandée pour effectuer correctement les mesures. La précision que nous cherchons à atteindre risque d'être plus ou moins faussée par les erreurs de déplacement et de positionnement.

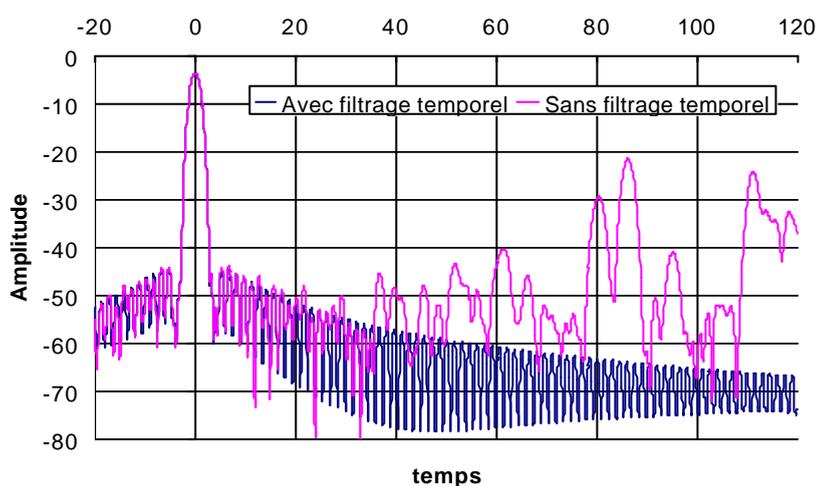
### c) Distances du matériau entre les sources d'émission et de réception :

Selon la taille de l'échantillon, il est nécessaire d'approcher ou d'éloigner les sources d'émission et de réception de l'échantillon. Il est évident que la mesure sera plus précise sur de larges plaques que sur des petits éléments. Nous avons à notre disposition un système de lentilles permettant de focaliser l'onde électromagnétique sur la ou les plaques à tester.

Selon le matériau et la distance de la source, il existe des phénomènes d'ondes stationnaires qui perturbent la mesure. Pour cela, nous avons comme solution d'effectuer un fenêtrage pour éliminer dans le domaine temporel ces effets parasites de réflexions multiples.

### d) Le fenêtrage temporel :

La transformée de Fourier inverse d'une mesure effectuée en fonction de la fréquence va donner la réponse temporelle du système à une impulsion. Il est nécessaire de fixer plusieurs paramètres du filtrage temporel comme le fenêtrage : une mesure est effectuée sur une bande de fréquence finie  $\Delta f$ . Elle correspond donc à une multiplication de la réponse par une fenêtre de largeur  $\Delta f$ . Afin de ne pas détériorer le signal après le filtrage, il convient de bien dimensionner la fenêtre pour conserver le signal sans les réflexions multiples visibles à un instant  $t+40s$  sur la *Figure I-3*.



*Figure I-3 : Effet du fenêtrage temporel.*

Il est aussi nécessaire de périodiser et discrétiser correctement le signal. L'utilisation d'une transformée de Fourier discrète impose le pas temporel en fonction du pas fréquentiel et

de la largeur de la bande de mesure. Le signal temporel peut ainsi avoir une allure non reconnaissable si le nombre de points est insuffisant.

## **B. Caractérisation de nos matériaux à base de céramique :**

L'un des objectifs du banc de mesure en espace libre focalisé est de déterminer la constante diélectrique et la tangente de perte du matériau céramique par la méthode de transmission/réflexion dans le but ensuite de composer nos structures BIE. Nous présenterons dans cette partie les différents matériaux utilisés ainsi que les résultats de caractérisation obtenus sur deux bandes de fréquences.

### **1. Présentation des matériaux :**

Le premier matériau étudié est une plaque de plexiglas d'une épaisseur de 1cm. Les résultats présentés concernent deux séries de mesures effectuées dans les bandes 12 à 18GHz et 26 à 45GHz. Lors de la première série de mesures, l'échantillon a été mesuré une seule fois dans chaque bande de fréquence. Dans l'autre cas, plusieurs mesures ont été réalisées dans chaque bande avec à chaque fois un repositionnement de l'échantillon afin d'étudier la reproductibilité du positionnement du matériau sous test. Entre les deux séries de mesures, les antennes ont été démontées puis repositionnées systématiquement et enfin le banc a été complètement recalibré.

Ce matériau plexiglas est très bien connu et ses caractéristiques ont été largement étudiées lors de précédentes recherches à l'IRCOM. Il nous servira donc à valider notre banc de caractérisation et deviendra notre matériau de référence.

Les autres matériaux étudiés sont des plaques céramiques ou à base de céramique. Ils suivent les mêmes étapes de mesures que le matériau référence. Nous possédons différentes plaques de différents fournisseurs avec différentes épaisseurs.

Quatre plaques proviennent de la société RADIALL avec des caractéristiques bien différentes et les épaisseurs des plaques sont proches de 5mm. Elles sont référencées A74, C74, E74 et P1. Elles ont été réalisées par moulage ou par pressage.

Pour les matériaux du CTTC, trois types d'échantillons sont proposés : la Mullite, l'Alumine et la Zircone. Ces matériaux ont été réalisés par la technique du coulage en bande

et possèdent de faibles épaisseurs entre 1mm et 1,5mm. Ainsi après le frittage, il a été nécessaire de les usiner à nouveau aux SPCTS (Sciences des Procédés Céramiques de Traitement de Surface) à Limoges avec une meule diamantée afin de rectifier les plaques car nous avons noté une irrégularité des épaisseurs. Il est important de bien connaître les caractéristiques de l'Alumine car nos structures BIE 3D présentées par la suite seront composées de ce matériau.

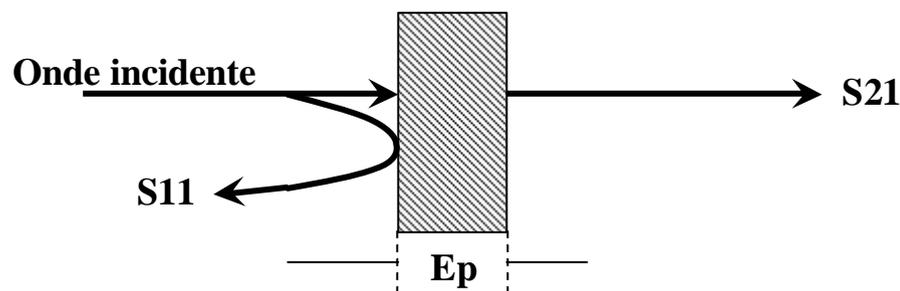
Afin de comparer deux types d'Alumine, nous nous sommes procurés chez la société FRIATEC des plaques d'Alumine de différentes épaisseurs. Ces plaques ont été réalisées par injection puis usinées.

Enfin, la société EPCOS nous a envoyé deux plaques à base de céramique appelées K8 et K18. Ils utilisent ces matériaux pour fabriquer leurs modules radiofréquences à partir d'un processus bien particulier appelé LTCC (Low Temperature Cofired Ceramic) composé d'un système multicouche.

Ces matériaux céramiques ont comme particularité d'avoir des propriétés très stables sur une très large bande de fréquence.

## 2. Approche analytique :

Un échantillon se présente sous la forme d'une plaque d'épaisseur  $E_p$ . Le positionnement de cet échantillon entre deux antennes va permettre de mesurer ses paramètres  $S$  et d'en déduire sa permittivité complexe. L'échantillon est placé de telle manière que l'onde éclaire avec une incidence normale (*Figure I-4*). Nous considérons ici des matériaux uniquement diélectriques avec  $\mu=1$ .



*Figure I-4 : Paramètres S11 et S21.*

Une onde électromagnétique peut se propager dans un milieu diélectrique à une fréquence  $f$  sous la forme d'un mode avec une constante de propagation. Dans notre cas,

l'onde est considérée comme plane à l'interface air-matériau et il n'y a pas de fréquence de coupure [67].

$$\mathbf{b}_0 = \frac{w}{c} \quad \mathbf{b}_m = \mathbf{b}_0 \sqrt{\mathbf{e}_r} \quad \text{avec, } w = 2\pi f$$

Avec  $\beta_0$  la constante de propagation dans le vide et  $\beta_m$  la constante de propagation dans le milieu diélectrique.

Nos deux variables sont l'épaisseur de la plaque et sa permittivité complexe. Nous définissons les pertes diélectriques par la formule suivante :

$$\mathbf{S} = w \mathbf{e}_0 \mathbf{e}_r \tan \mathbf{d} \quad \mathbf{e}_r'' = -\frac{\mathbf{S}}{w \mathbf{e}_0} \quad \tan \mathbf{d} = \frac{\mathbf{e}_r''}{\mathbf{e}_r'}$$

Il est nécessaire de définir ensuite la propagation complexe dans le milieu (t).

$$\mathbf{t} = j \mathbf{b}_0 \sqrt{\mathbf{e}_r} \quad \mathbf{e}_r = \mathbf{e}_r' + j \mathbf{e}_r''$$

En considérant que les propriétés électromagnétiques de l'air sont proches de celles du vide, le coefficient de réflexion à l'interface air-matériau peut s'écrire dans notre cas :

$$\mathbf{r} = \frac{\frac{1}{\sqrt{\mathbf{e}_r}} - 1}{\frac{1}{\sqrt{\mathbf{e}_r}} + 1} \quad \text{donc, } \sqrt{\mathbf{e}_r} = \frac{1 - \mathbf{r}}{1 + \mathbf{r}} = \frac{\mathbf{b}_m}{\mathbf{b}_0}$$

A partir des paramètres S, nous pouvons déduire les équations suivantes :

$$S_{21} = \frac{(1 - \mathbf{r})^2 \exp(-\mathbf{t} * E_p)}{1 - \mathbf{r}^2 \exp(-2\mathbf{t} * E_p)} \quad S_{11} = \frac{\mathbf{r}(1 - \exp(-2\mathbf{t} * E_p))}{1 - \mathbf{r}^2 \exp(-2\mathbf{t} * E_p)} \quad S_{21\text{dB}} = 20 \text{Log}(S_{21\text{linéaire}})$$

### 3. Comparaison entre la théorie et l'expérimentation :

Pour caractériser chaque échantillon, nous comparons les résultats des mesures avec les simulations. Les simulations sont obtenues en ajustant la constante diélectrique (pour la réponse en fréquence) et les pertes diélectriques (pour tenir compte des pertes d'insertion) afin de se rapprocher des mesures. Les résultats sont effectués sur deux bandes de fréquences : 12 à 18 GHz puis sur 26 à 45 GHz. Nous utilisons le fenêtrage temporel dans tous nos cas présentés ci-dessous.

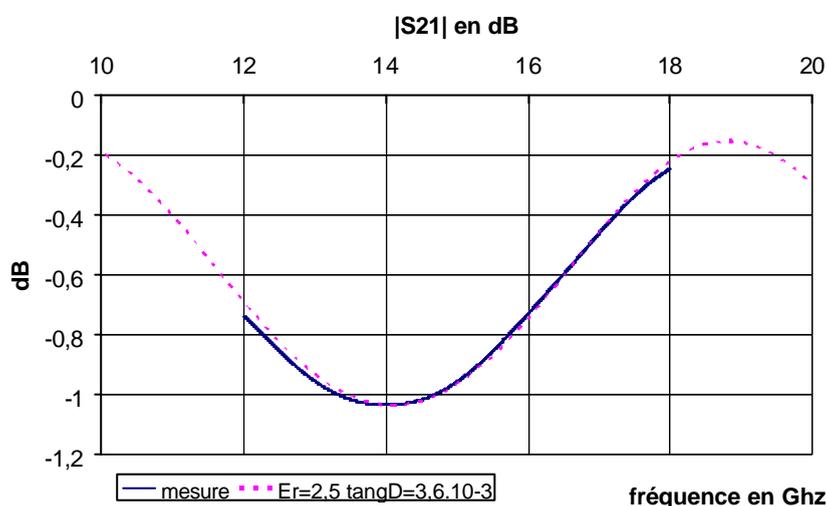
Cette méthode peut paraître un peu compliquée pour caractériser nos matériaux céramiques à travers une simple plaque mais elle est plus adaptée à la caractérisation de nos structures BIE.

### a) Résultats de la caractérisation entre 12 et 18 Ghz :

Nous choisissons de caractériser nos matériaux à ces fréquences car de nombreuses applications pour nos antennes sont possibles comme les faisceaux hertziens ou les applications dans le domaine spatial. Nous utilisons la méthode par transmission.

#### (1) Matériau référence - PLEXIGLAS :

La concordance entre la simulation en prenant une permittivité de 2,5 avec  $\tan d$  autour de  $3,6 \cdot 10^{-3}$  est très proche sur la **Figure I-5**. Nous retrouvons donc les caractéristiques du matériau.

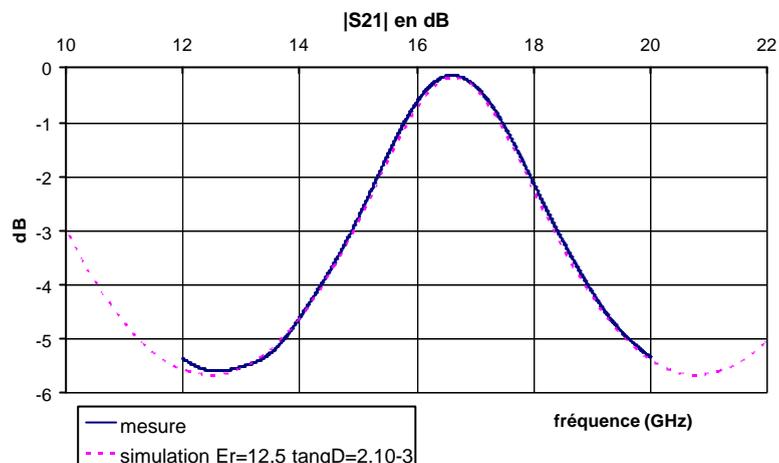


**Figure I-5 :** Module du coefficient de transmission du Plexiglas.

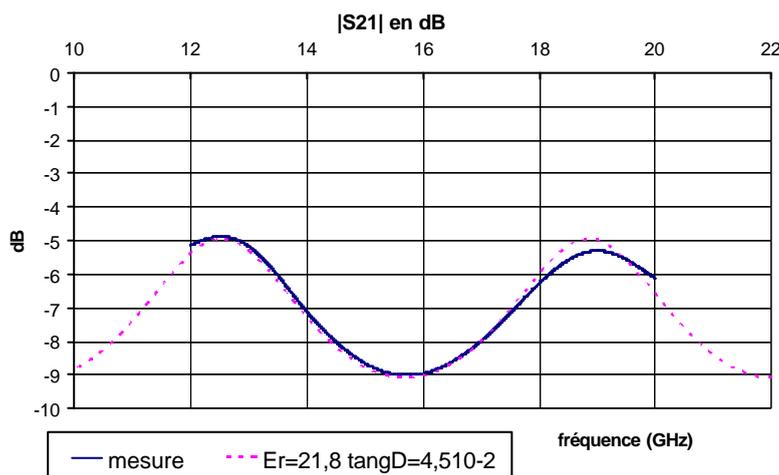
Nous présentons des résultats de la caractérisation d'une plaque en plexiglas d'une épaisseur de 6mm en annexe 5 avec un calibrage LRL. Les valeurs de la permittivité et des pertes sont quasiment identiques ( $\epsilon_r=2,64$  ;  $\tan d=8 \cdot 10^{-3}$ ), ce qui permet à la fois de valider les deux méthodes de caractérisation et le banc en espace libre. L'écart constaté est de l'ordre de 5%. L'intérêt de la méthode LRL est d'accéder aux quatre paramètres S en module et en phase. Par contre, le calibrage demande plus de temps et plus de précautions pour être mis en œuvre.

#### (2) Matériaux RADIALL :

Les matériaux RADIALL A74 (*Figure I-6*) et E74 (*Figure I-8*) ont des caractéristiques relativement proches mais nous arrivons tout de même à les différencier avec le banc focalisé.

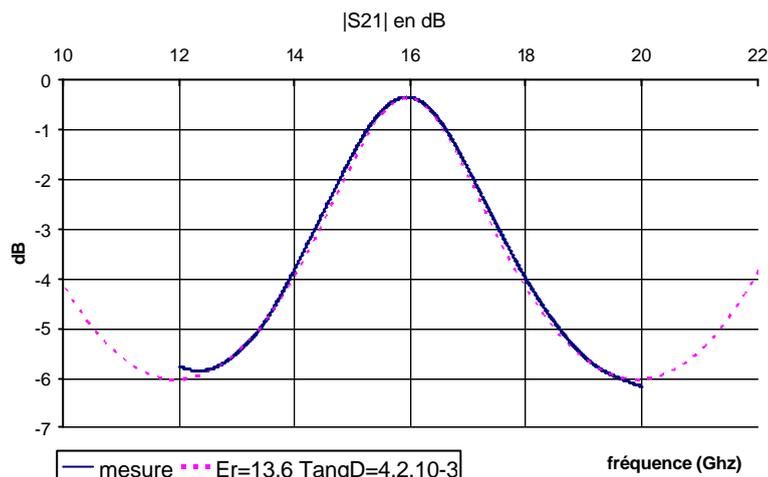


*Figure I-6 : Module du coefficient de transmission du A74.*



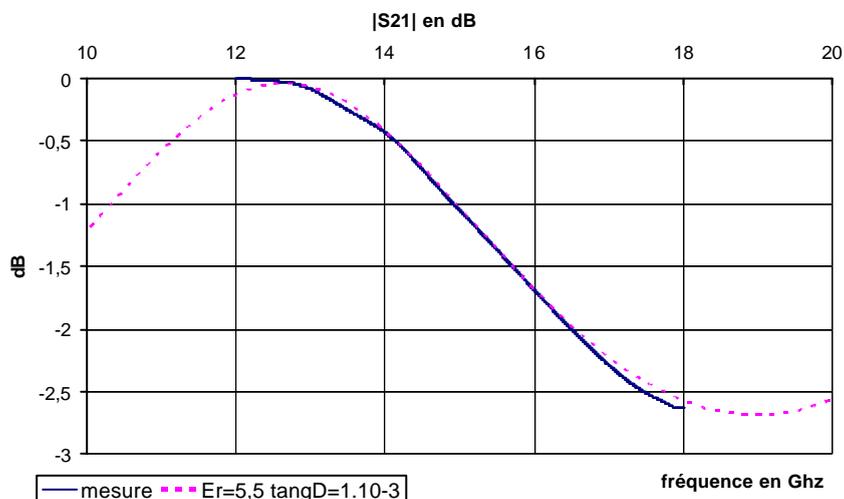
*Figure I-7 : Module du coefficient de transmission du C74.*

Le matériau C74 (*Figure I-7*) possède une permittivité relative et des pertes diélectriques importantes par rapport aux deux autres matériaux.



**Figure I-8 :** Module du coefficient de transmission du E74.

Le dernier matériau RADIALL appelé ici P1 (**Figure I-9**) est composé principalement d'une résine avec des ajouts de céramique sous forme de particules. Cela permet d'obtenir un matériau pouvant être moulé facilement, compact et solide avec de faibles pertes. Cependant, ce matériau ne résiste pas à des changements de température et ses caractéristiques s'en trouvent rapidement affectées.



**Figure I-9 :** Module du coefficient de transmission du P1.

### (3) Matériaux CTTC :

Il nous est plus difficile de caractériser les matériaux du CTTC (**Figure I-10**, **Figure I-11**, **Figure I-12**) à cette fréquence en raison de leur faible épaisseur (autour de 1mm). Malheureusement, les épaisseurs possibles par les techniques en coulage en bande restent

inférieures à 1,5mm.

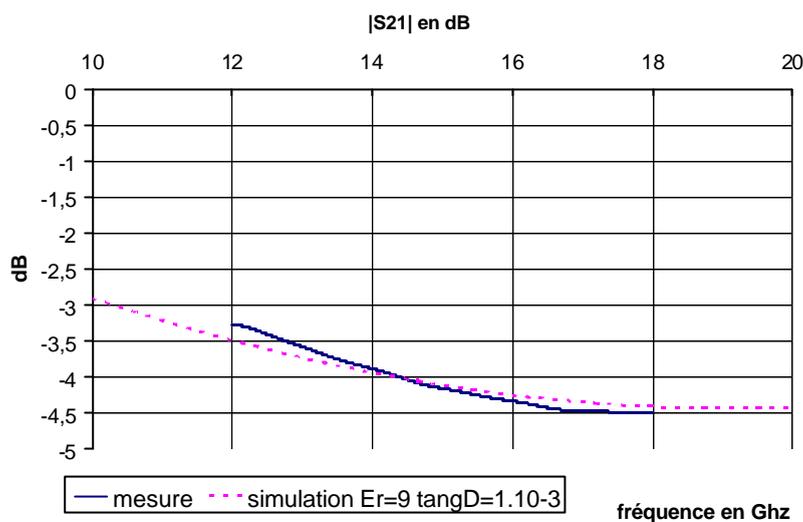


Figure I-10 : Module du coefficient de transmission de l'Alumine.

Globalement, nous retrouvons les caractéristiques des matériaux céramiques du CTTC pour l'Alumine, la Mullite et la Zircone. Dans ce cas précis, nous ferons plutôt confiance à la caractérisation de ces échantillons par d'autres méthodes souvent résonantes qui donnent une permittivité de 9 pour l'Alumine (que nous allons utiliser par la suite) avec des faibles pertes.

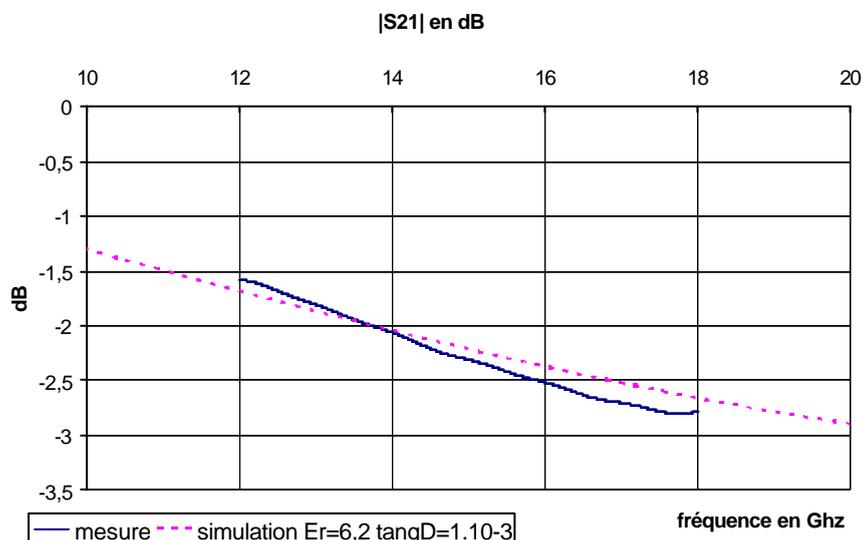


Figure I-11 : Module du coefficient de transmission de la Mullite.

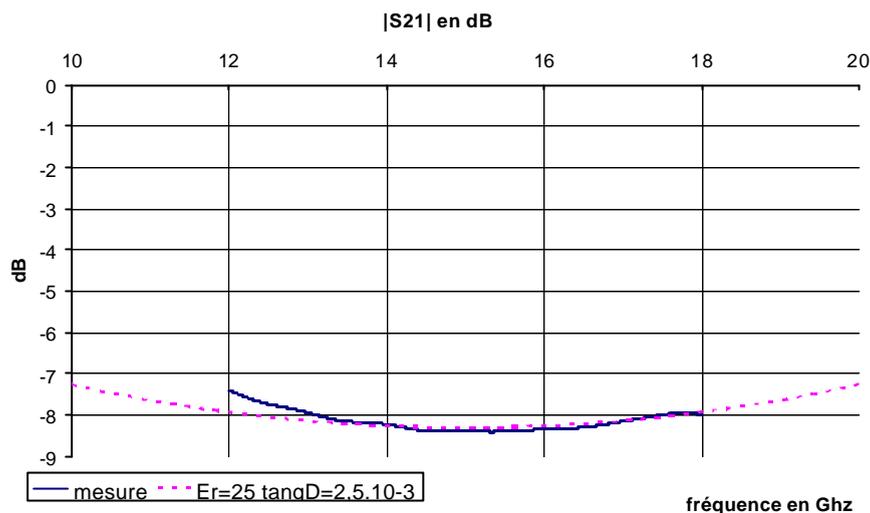


Figure I-12 : Module du coefficient de transmission de la Zircone.

(4) Matériau FRIATEC :

Lorsque nous comparons les deux types d'Alumine (FRIATEC et CTTC), nous constatons un écart significatif au niveau de leur permittivité. Cela vient de leur méthode de conception mais aussi de leur densité. En effet, chaque fournisseur possède sa propre formule et le pourcentage d'ajouts organiques (liants...) influe sur leurs caractéristiques finales (Figure I-13).

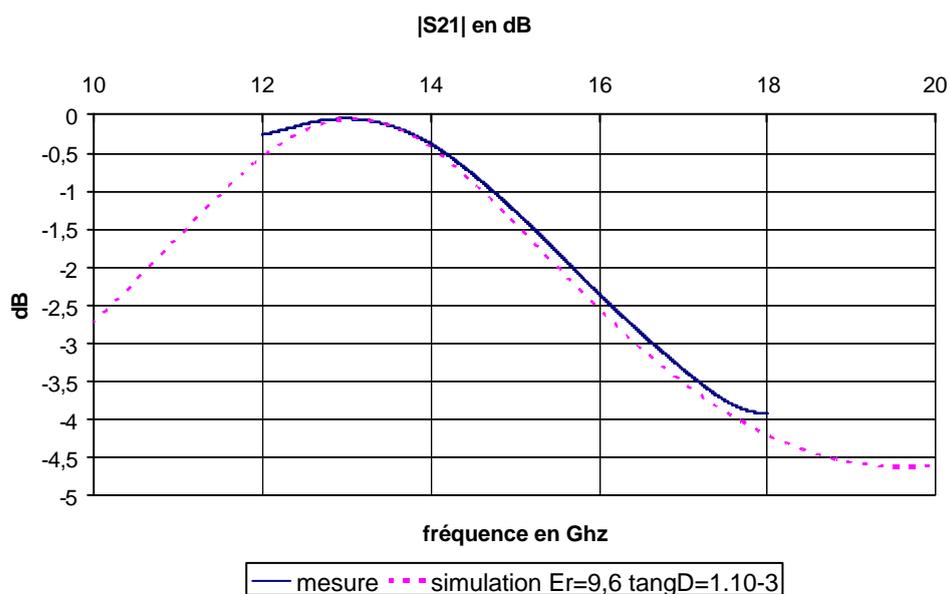
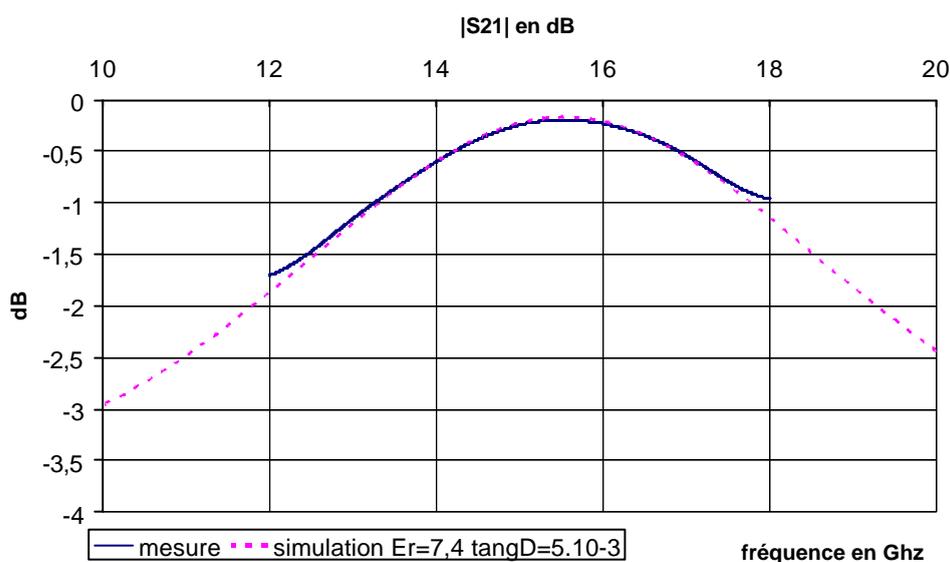


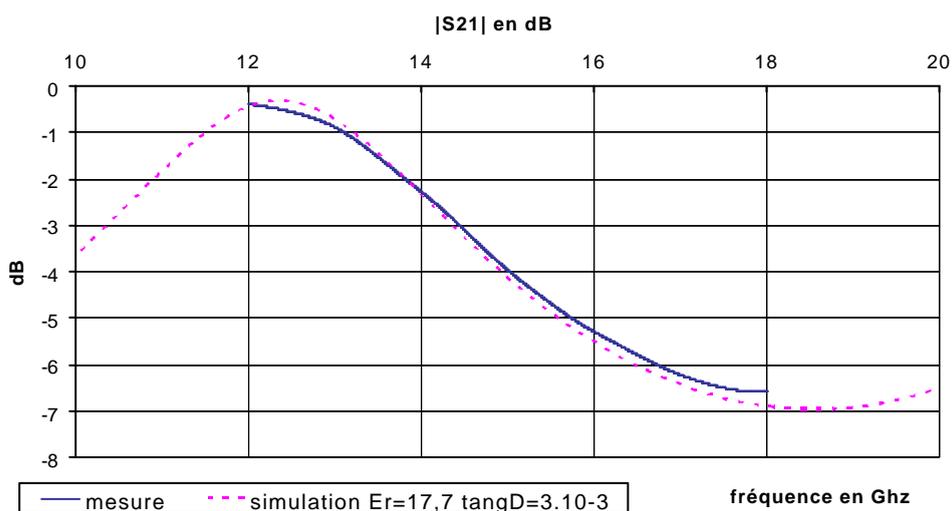
Figure I-13 : Module du coefficient de transmission de l'Alumine.

(5) Matériaux EPCOS :

Les deux matériaux à base de céramique d'EPCOS sont appelés K8 (*Figure I-14*) et K18 (*Figure I-15*). Ils présentent un écart de permittivité assez important. Ces deux matériaux sont à l'origine employés pour réaliser des filtres ou utilisés en tant que substrat d'antennes pour des applications telles que le GPS. Ces matériaux à base de céramique ont une autre particularité, ils offrent la possibilité d'être utilisés en technologie LTCC multicouches. Un attrait tout particulier pour réaliser des structures BIE compactes



*Figure I-14 : Module du coefficient de transmission du K8.*



*Figure I-15 : Module du coefficient de transmission du K18.*

**b) Conclusion de la caractérisation entre 12 et 18 Ghz :**

Récapitulons ici les résultats obtenus lors de la caractérisation de chaque matériau avec, entre parenthèses, les valeurs de la caractérisation par la méthode des cavités effectuée au laboratoire micro-ondes de l'IRCOM (ou sinon des données constructeurs).

Matériau	Ep	Er	tand
Matériau test Plexiglas	10mm	2,5 (2,54)	$3,6 \cdot 10^{-3}$ ( $3 \cdot 10^{-3}$ )
A74 RADIALL	5,1mm	12,5 (12,8)	$2 \cdot 10^{-3}$ ( $1 \cdot 10^{-3}$ )
C74 RADIALL	5,1mm	21,8 (21,5)	$4,5 \cdot 10^{-2}$ ( $5 \cdot 10^{-2}$ )
E74 RADIALL	5,1mm	13,6 (13,4)	$4,2 \cdot 10^{-3}$ ( $5 \cdot 10^{-3}$ )
P1 RADIALL	5mm	5,5 (6)	$1 \cdot 10^{-3}$ ( $8 \cdot 10^{-4}$ )
Alumine CTTC	1,3mm	9 (8,9)	$1 \cdot 10^{-3}$ ( $3,8 \cdot 10^{-4}$ )
Mullite CTTC	1,1mm	6,2 (6,08)	$1 \cdot 10^{-3}$ ( $9,5 \cdot 10^{-4}$ )
Zircone CTTC	1mm	25 (23,56)	$2,5 \cdot 10^{-3}$ ( $2,3 \cdot 10^{-3}$ )
Alumine FRIATEC	3,7mm	9,6 (9,4)	$1 \cdot 10^{-3}$ ( $7,2 \cdot 10^{-4}$ )
K8 EPCOS	4,06mm	7,4 (7,8)	$5 \cdot 10^{-3}$ ( $2,4 \cdot 10^{-3}$ )
K18 EPCOS	2,7mm	17,7 (17)	$2,8 \cdot 10^{-3}$ ( $1,8 \cdot 10^{-3}$ )

*Figure I-15 : Tableau récapitulatif.*

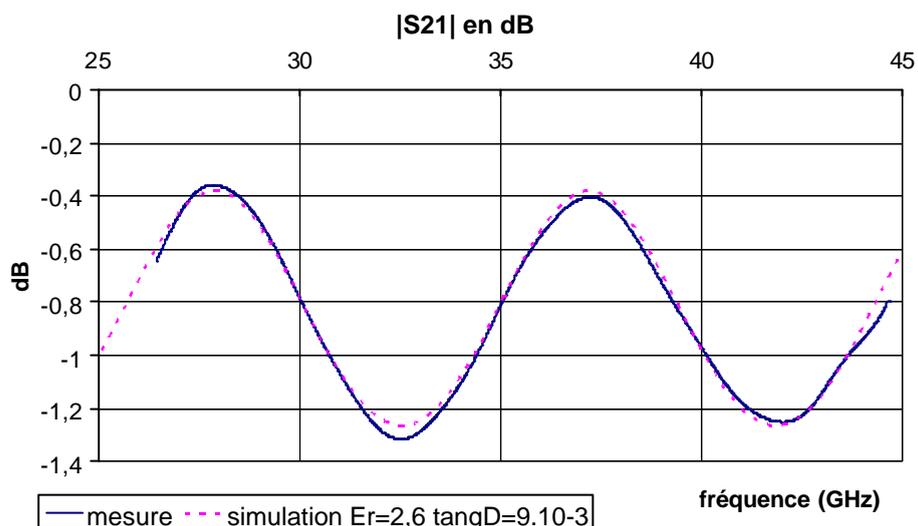
Les résultats obtenus sont assez similaires à ceux obtenus par la méthode des cavités ou aux données fournisseurs. Par contre, nous sommes dans l'incapacité d'évaluer précisément les faibles pertes. Il nous est possible d'établir la différence et le classement entre différents matériaux. Plus la permittivité sera forte, plus les erreurs seront élevées mais cette constatation est inhérente à toute méthode.

**c) Résultats de la caractérisation entre 26 et 45 Ghz :**

Nous choisissons de caractériser nos matériaux à ces fréquences car des applications pour nos antennes sont en cours de développement comme des liaisons haut débit autour de 40GHz. De plus, il est intéressant de voir l'évolution des caractéristiques de nos matériaux à des fréquences plus élevées et ainsi de valider ce banc pour ces mêmes fréquences. Nous avons utilisé deux antennes cornets fonctionnant sur la bande 26GHz-40GHz. Nous les avons utilisés jusqu'à 45GHz en tenant compte de leurs désadaptations dans le calibrage.

(1) Matériau référence - PLEXIGLAS :

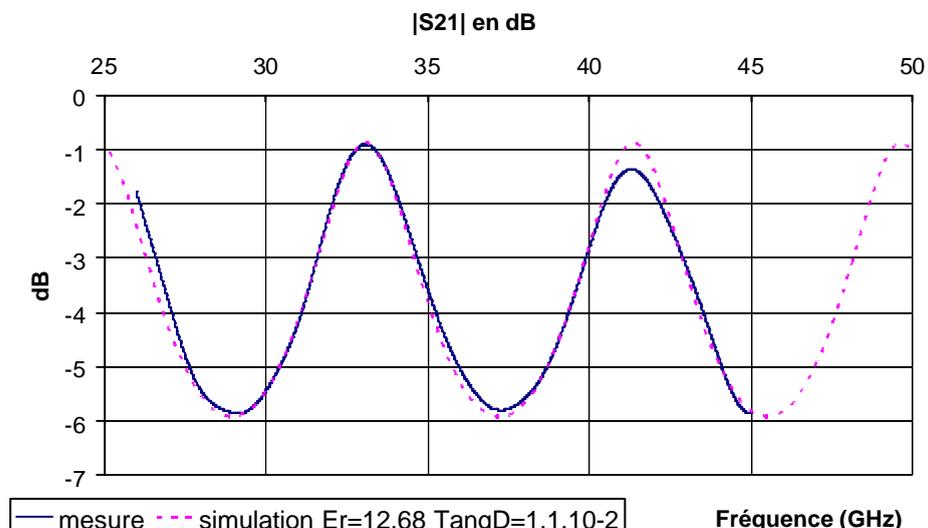
La concordance entre la simulation et la mesure permet de trouver une permittivité de 2,6 avec une tand autour de  $9.10^{-3}$  sur la **Figure I-16**. Nous retrouvons donc les caractéristiques du matériau sur la bande 26 à 45GHz. Les pertes diélectriques augmentent considérablement à ces fréquences.



**Figure I-16** : Module du coefficient de transmission du Plexiglas.

(2) Matériaux RADIALL :

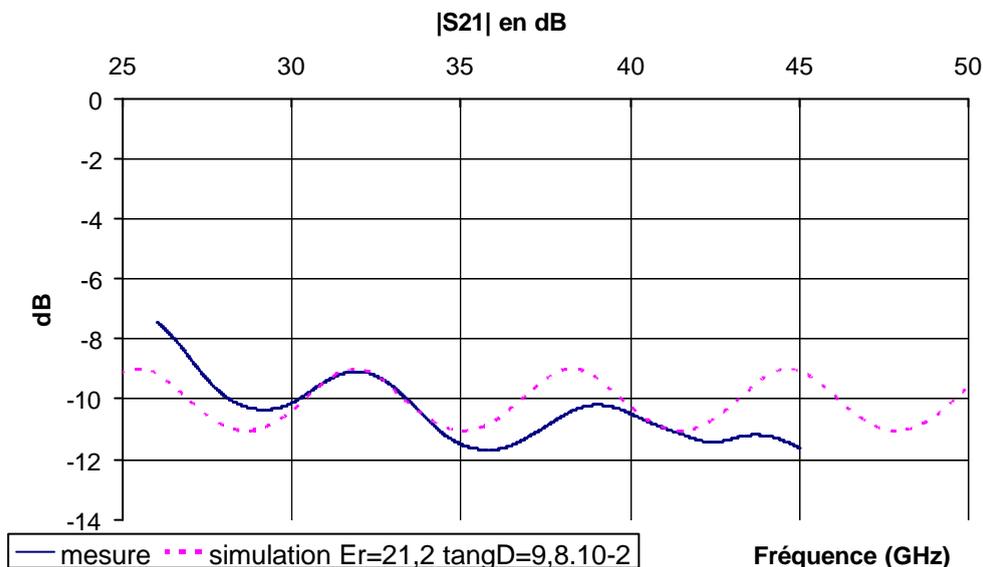
De la même façon, nous caractérisons les matériaux provenant de chez RADIALL.



**Figure I-17** : Module du coefficient de transmission du A74.

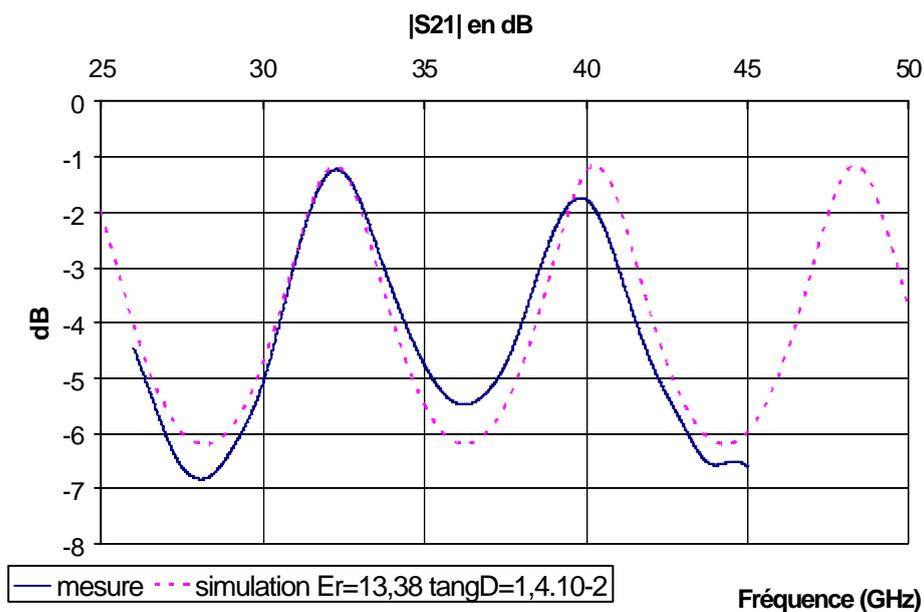
Sur une plage de fréquence plus élevée, ces matériaux ont, sur leurs coefficients de transmission, des variations plus fortes en raison des pertes du matériau qui augmentent de façon significative.

Les différents matériaux A74 (*Figure I-17*), C74 (*Figure I-18*), E74 (*Figure I-19*) et P1 (*Figure I-20*) sont caractérisés sur une large bande de 26GHz jusqu'à 45GHz.



*Figure I-18 : Module du coefficient de transmission du C74.*

Le matériau C74 qui avait déjà des pertes non négligeables à des fréquences plus basses se retrouve avec une tangente de pertes de l'ordre du  $1.10^{-1}$ .



*Figure I-19 : Module du coefficient de transmission du E74.*

La concordance entre les mesures et les simulations se dégrade sur les matériaux C74 et E74.

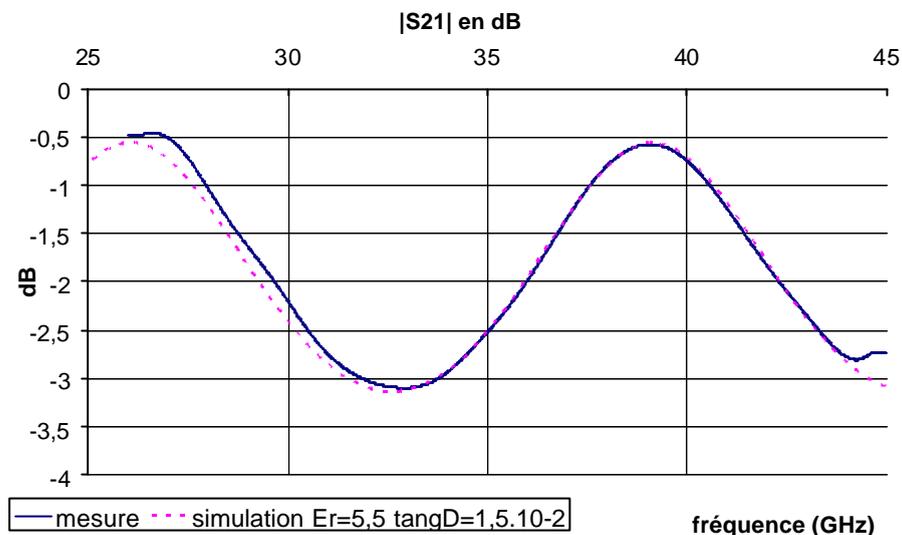


Figure I-20 : Module du coefficient de transmission du P1.

(3) Matériaux CTTC :

Les matériaux du CTTC ont la particularité d'être relativement stables en fréquence. Ils possèdent une permittivité constante et les pertes n'augmentent que légèrement. Ces matériaux sont intéressants si nous tenons compte de la diversité des permittivités associées à de faibles pertes (Figure I-21, Figure I-22 et Figure I-23).

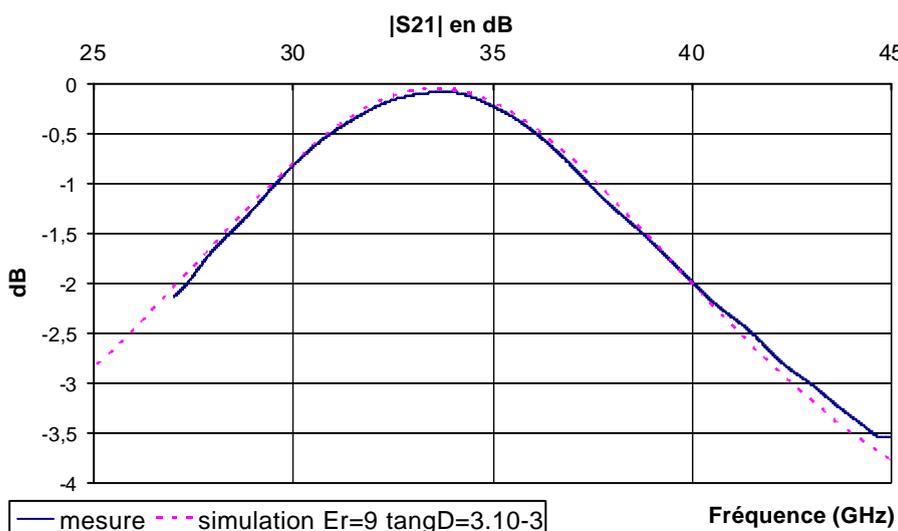
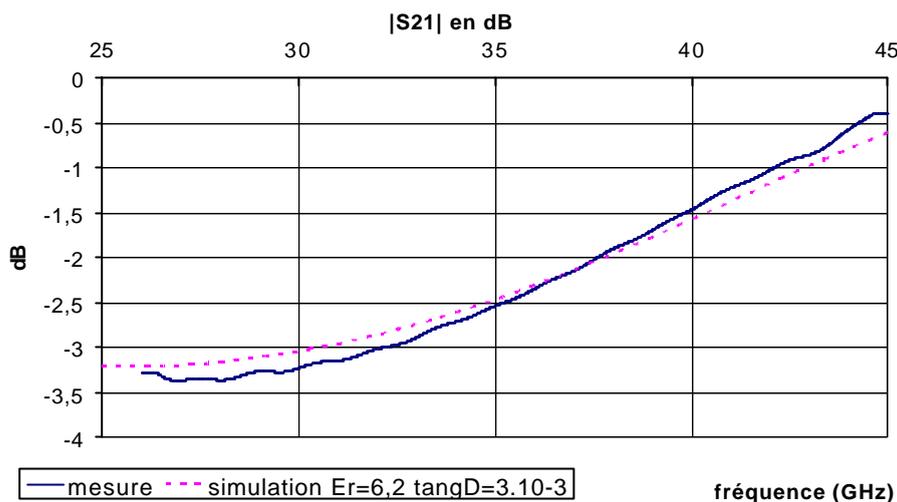
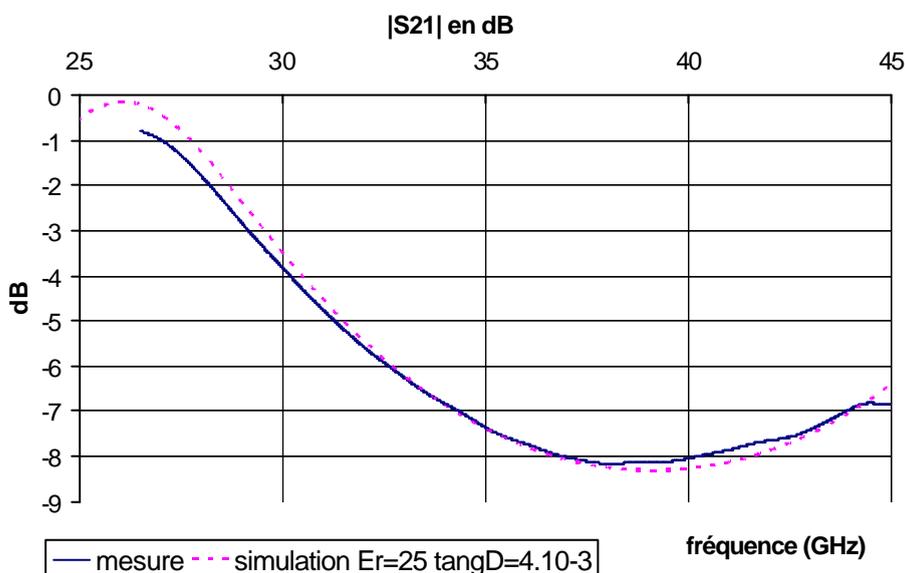


Figure I-21 : Module du coefficient de transmission de l'Alumine.



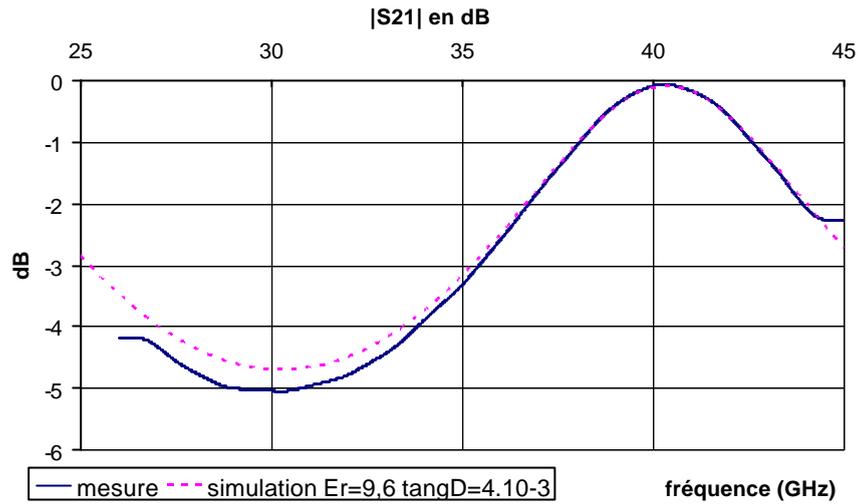
**Figure I-22 :** Module du coefficient de transmission de la Mullite.



**Figure I-23 :** Module du coefficient de transmission de la Zircon.

(4) Matériau FRIATEC :

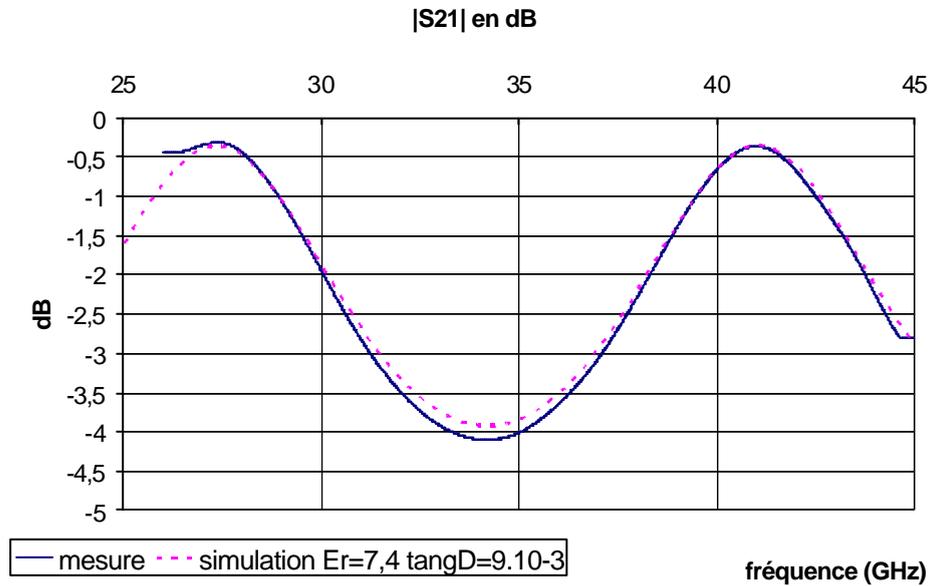
L'Alumine de la société FRIATEC est relativement proche du comportement de l'Alumine du CTTC. L'Alumine de FRIATEC doit être un peu plus dense ce qui explique que l'on trouve une permittivité un peu plus forte (**Figure I-24**).



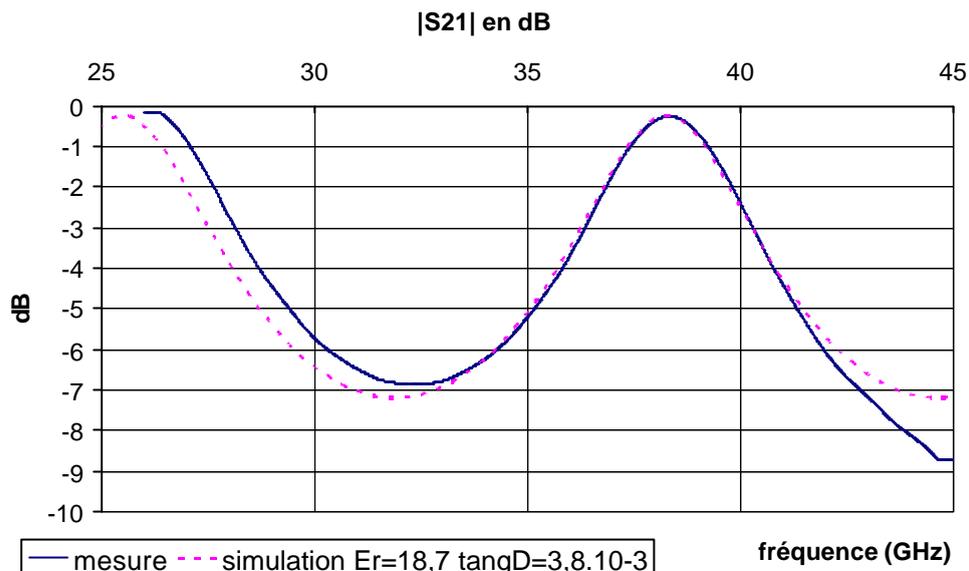
**Figure I-24** : Module du coefficient de transmission de Friatec.

(5) Matériaux EPCOS :

Nous obtenons de bons résultats pour ce type de matériau à base de céramique (**Figure I-25** et **Figure I-26**).



**Figure I-25** : Module du coefficient de transmission du K8.



**Figure I-26 :** Module du coefficient de transmission du K18.

**d) Conclusion de la caractérisation entre 26 et 45 Ghz :**

Les résultats obtenus sur la bande 26-45GHz donnent des résultats parfois peu concluants sur certains des matériaux testés. Il est bien entendu plus difficile de faire correspondre les résultats sur une si large bande et à des fréquences si élevées. Le tableau suivant (**Figure I-27**) récapitule les valeurs trouvées.

Matériau	Ep	Er	tand
Matériau test Plexiglas	10mm	2,6 (2,54)	$9.10^{-3}$ (-)
A74 RADIALL	5,1mm	12,68 (12,8)	$1,1.10^{-2}$ (-)
C74 RADIALL	5,1mm	21,2 (21,5)	$9,8.10^{-2}$ (-)
E74 RADIALL	5,1mm	13,38 (13,4)	$1,4.10^{-2}$ (-)
P1 RADIALL	5mm	5,5 (6)	$1,5.10^{-2}$ (-)
Alumine CTTC	1,3mm	9 (8,9)	$3.10^{-3}$ (-)
Mullite CTTC	1,1mm	6,2 (6,08)	$3.10^{-3}$ (-)
Zircone CTTC	1mm	25 (23,56)	$4.10^{-3}$ (-)
Alumine FRIATEC	3,7mm	9,6 (9,4)	$4.10^{-3}$ (-)
K8 EPCOS	4,06mm	7,4 (7,5)	$9.10^{-3}$ (-)
K18 EPCOS	2,7mm	18,7 (17)	$3,8.10^{-3}$ (-)

**Figure I-27 :** Tableau récapitulatif.

### e) Conclusion et pourcentage du taux d'erreurs :

L'incertitude de ces résultats est liée au système de mesure, à la nature et à la qualité du positionnement de l'échantillon étudié et la sensibilité des outils de calcul.

La qualité de la mesure dépend de la précision de l'analyseur de réseau et de la qualité du traitement des données (fenêtrage temporel, étalonnage). La méthode analytique utilisée considère une incidence normale de l'onde sur l'échantillon. Ainsi, si l'échantillon est mal positionné ou si lui-même n'est pas parfaitement plat, il n'y a plus de correspondance avec le modèle théorique. Si le matériau n'est pas suffisamment rigide, une partie de l'onde réfléchie ou transmise peut ne pas être reçue complètement et cela ne correspondra pas au modèle théorique. Dans ce cas précis, il est conseillé de placer l'échantillon entre deux fines plaques d'un matériau connu avec une faible constante diélectrique et de faibles pertes par rapport au matériau à tester.

Les caractéristiques propres de l'échantillon peuvent faciliter ou non l'étude. Pour un matériau à très fortes pertes, l'onde transmise sera atténuée et il sera difficile de déterminer la permittivité. Pour un matériau à très faibles pertes, l'imprécision viendra plus du calibrage et du filtrage qui fausseront la valeur. Des problèmes peuvent se poser si la permittivité réelle du matériau est très élevée car les résonances peuvent être très fréquentes selon l'épaisseur de l'échantillon.

## 4. Perspectives :

Les résultats de caractérisation des matériaux sont assez concluants. Néanmoins, il est possible d'améliorer la précision avec des mesures plus rigoureuses. En fait, la caractérisation exacte d'un matériau ne se fait pas par une simple mesure mais par différentes méthodes et plusieurs types de calibrages. Nous avons cité en début de chapitre la méthode LRL qui permet de référencer le matériau et d'obtenir les quatre paramètres S en module et en phase. Ce calibrage demande une grande précision dans la mise en place du banc de mesures mais permet d'obtenir des résultats plus rigoureux. Nous présentons en annexe 5 les résultats obtenus par ce calibrage sur notre échantillon en Plexiglas.

Une amélioration possible du banc concerne la focalisation par les lentilles. Il existe (également) des lentilles générant un faisceau gaussien permettant une meilleure apodisation ou nous pouvons éventuellement envisager l'utilisation de réflecteurs.

## **II. FABRICATION DE STRUCTURES PERIODIQUES EN CERAMIQUE :**

Parmi les nouveaux matériaux, les céramiques techniques tiennent une place toute particulière car elles apportent des solutions adaptées là où les métaux et les polymères se révèlent inopérants. Donc logiquement, le domaine d'utilisation des céramiques s'est considérablement élargi, ce qui explique qu'elles participent à la révolution que connaît aujourd'hui la science des matériaux [68].

Les céramiques sont par définition des matériaux non métalliques, non organiques et non naturels. Elles peuvent se présenter sous la forme monolithique avec ou sans fibres de renforcement ou être développées en couches épaisses ou en couches minces.

A partir des procédés d'élaboration des monolithiques, la technologie propre aux céramiques comprend trois grandes étapes : l'élaboration de la poudre, la mise en forme de la pièce à crue, la consolidation par densification lors d'un traitement thermique à haute température, le frittage. Cette technologie où il n'y a jamais fusion du matériau a été reprise dans d'autres domaines notamment dans la métallurgie des poudres.

L'intérêt réside dans le fait que la plupart des céramiques est obtenue à partir d'éléments abondants à la surface de la terre (carbone, azote, silicium ...) et surtout dans leurs propriétés intrinsèques : inertie chimique, réfractivité, dureté élevée, conductivité thermique faible et propriétés électriques particulières associées à une faible masse volumique, inférieure notamment à celles des métaux. Cependant, leur fragilité peut constituer un handicap qui tend à être dépassé par la mise au point des matériaux céramiques composites.

En fait, plus que tout autre matériau, c'est en fonction de l'application envisagée et des performances attendues que seront déterminées la composition chimique et la morphologie de la poudre initiale, mais aussi le choix des procédés de mise en forme ou de nouvelles poudres (composition, morphologie).

### **A. Procédés d'élaboration :**

Les étapes d'élaboration de notre céramique décrites ci-après sont les techniques du Centre de Transfert de Technologies Céramiques (CTTC) de la technopole ESTER. Une collaboration étroite entre nos deux entités nous a permis de mieux comprendre les procédés employés et de constater les difficultés rencontrées.

La conception se réalise en six étapes dont les trois principales sont les suivantes : mise en forme du matériau céramique (coulage en bande), traitement thermique (frittage) et finition.

### **1. Les poudres :**

La première phase est le broyage et le mélange des matières premières. Le choix des différents constituants va conditionner les propriétés chimiques et physiques du mélange. De plus, pour une composition optimale fixée, il s'agit d'assurer une meilleure homogénéité possible en jouant en particulier sur les conditions d'agitation.

Les constituants principaux de la suspension sont :

- la poudre céramique
- le dispersant
- le liant

L'amélioration des principales caractéristiques des poudres, la granulométrie et le degré de pureté ont joué un rôle décisif dans la percée des céramiques techniques avancées. Ainsi, grâce à de nouveaux procédés d'élaboration, des poudres beaucoup plus réactives ont pu être obtenues avec des tailles de grain de l'ordre du micron. Parallèlement, les taux d'impureté dans les constituants ont été abaissés à des valeurs extrêmement faibles.

Ces progrès accroissent la fiabilité des pièces en céramique et améliorent leurs propriétés spécifiques (conductivité thermique, constante diélectrique, etc.).

Le choix de la poudre céramique dépend des propriétés recherchées. Pour des applications microtechniques, nous utilisons une poudre d'Alumine alors que pour des applications médicales, nous utilisons de la poudre à base de calcium.

L'inconvénient de la faible taille des particules (0,6  $\mu\text{m}$  de diamètre pour l'Alumine) réside dans leur tendance à s'agglomérer. Ce phénomène nuit à une bonne dispersion de la poudre dans la phase continue. L'homogénéisation et la stabilité du système sont difficiles à obtenir. Si un broyage mécanique permet de réduire sensiblement la taille des agrégats, l'utilisation d'un agent dispersant favorise la désagglomération des particules et donc leur dispersion est généralement indispensable.

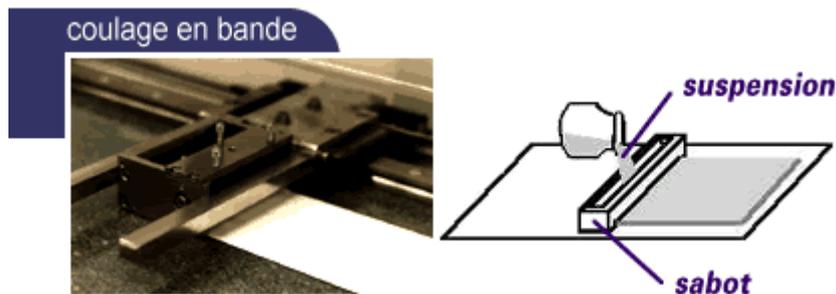
Le dispersant est un tensioactif ionique à base d'ester phosphorique. Un paramètre primordial dans la préparation de la suspension est la quantité de dispersant car cette quantité joue un rôle non seulement sur la stabilité de la suspension mais aussi sur la fluidité plus ou

moins grande du mélange.

Un des composants essentiels de la pâte est l'élément filmogène qui joue le rôle de liant avec les autres particules. Ces substances macromoléculaires permettent l'étalement de la pâte en un film continu. Elles minimisent les fissures, la porosité et les défauts à la surface de la couche tout en maximisant la densité et la tension superficielle de la couche. Le liant ajuste la viscosité de la pâte et confère aux films leur tenue.

## 2. Le coulage en bande et séchage :

Une barbotine (suspension de la poudre céramique dans un liquide) plastifiée est versée sur un tapis convoyeur (*Figure II-1*). Après évaporation et séchage, le plastifiant donne de la rigidité à la bande. L'état de dispersion de la suspension avant coulage a une grande influence sur la microstructure à crue de la pièce notamment sa porosité, son homogénéité. Les paramètres à contrôler sont le pH, la quantité de défloculant, le pourcentage de poudre par rapport au liquide.



*Figure II-1 : Technique du coulage en bande.*

Cette technologie permet l'exécution de grandes bandes céramiques (150mm par 150mm) de 50  $\mu\text{m}$  à 2 mm d'épaisseur pour des domaines aussi divers que l'électronique, la filtration ou le biomédical. La suspension céramique est laminée sur un support par l'intermédiaire du sabot.

## 3. Déliantage et frittage :

L'introduction d'additifs à la poudre est indispensable avant l'étape de mise en forme des couches. Cependant, ces constituants organiques doivent être éliminés avant l'étape de frittage durant laquelle s'opère la densification du film. La maîtrise du séchage et du

déliantage est délicate. Il est nécessaire d'éviter la formation de défauts et de minimiser les résidus carbonés qui seraient préjudiciables au frittage et aux propriétés de la couche.

Les phénomènes qui interviennent dans l'élimination de la phase organique sont physiques (forces capillaires, diffusion et écoulement) et chimiques (pyrolyse et calcination). Il n'est pas dans le cadre du sujet de définir ces méthodes.

Le frittage naturel consiste à chauffer le comprimé (poudre agglomérée obtenue suite au déliantage) à une température inférieure au point de fusion du constituant principal pour le consolider. Au cours du frittage, des interfaces solides – solides (joints de grains) sont créées. Nous observons de ce fait un retrait correspondant à une augmentation de la densité apparente.

### **B. Le prototypage rapide :**

L'objectif principal du prototypage rapide (**Figure II-2**) est la fabrication d'un objet (maquette, prototype, outils) dans un délai très court, à moindre coût et avec un minimum d'outillage et d'étapes intermédiaires dans le processus de réalisation. Cela permet de détecter au plus tôt d'éventuels problèmes de conception, tester des solutions alternatives, valider la faisabilité industrielle, optimiser les formes et affiner les caractéristiques du produit.



*Figure II-2 : Photographie du prototypage rapide.*

Pour être utilisé avec le procédé de prototypage rapide, les pâtes céramiques doivent satisfaire plusieurs points. Elles doivent :

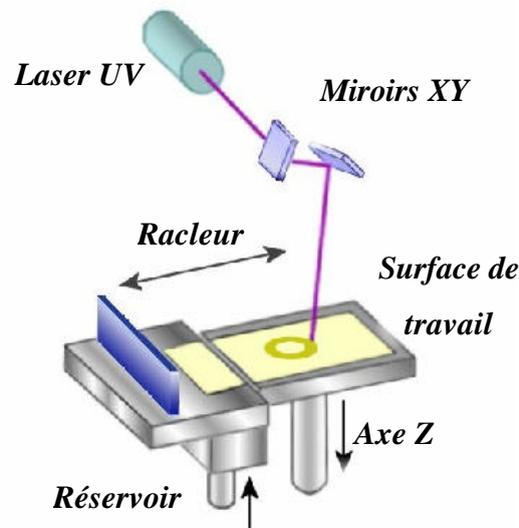
- pouvoir être mises en couche par la machine
- être suffisamment réactives pour être polymérisées par le laser UV
- contenir un taux de matière céramique suffisant pour conduire à une pièce dense après frittage
- être stables dans le temps

Les paramètres à étudier et à optimiser sont le taux de charge, la rhéologie, la polymérisation et le frittage. Seuls les matériaux céramiques en Alumine et en Zircone ont subi cette étude pour pouvoir être utilisés par le prototypage rapide.

### 1. Principe du prototypage rapide :

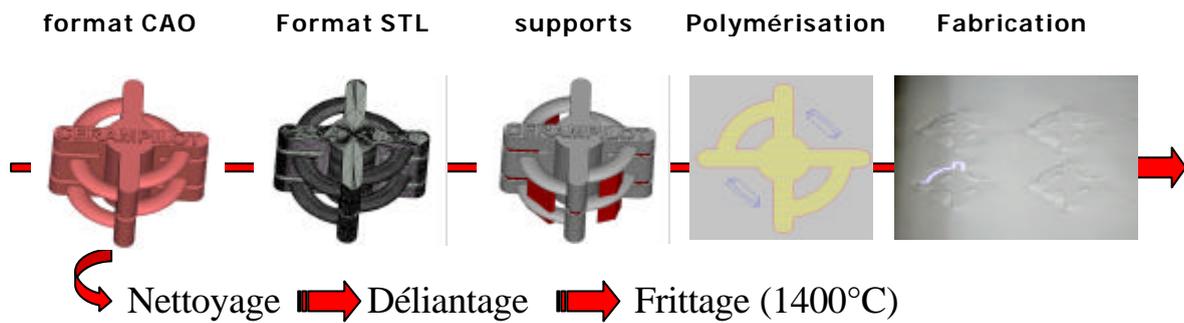
Le prototypage rapide est constitué d'un laser ultra violet avec un jeu de miroirs pour pouvoir faire pivoter le faisceau sur toute la surface de travail. Un racleur permet de déposer une fine couche de pâte céramique d'une épaisseur variable selon la géométrie de la structure à réaliser mais en général elle est fixée aux environs de 100 $\mu$ m (*Figure II-3*).

Cette technique utilise des céramiques pâteuses polymérisables par radiation laser permettant l'utilisation d'une technologie de fabrication numérique couche par couche proche de la stéréolithographie. Elle offre des solutions performantes pour la fabrication d'un modèle physique en 3D dans un délai très court pour ce genre de réalisation avec aucun contact physique de découpe.



*Figure II-3 : Principe du prototypage rapide.*

Elle possède peu d'étapes intermédiaires dans le processus de réalisation (*Figure II-4*). Le principe général est basé sur le durcissement localisé de couches successives de résine photosensible par polymérisation à l'aide d'un laser UV. La résine est alors chargée avec de la poudre céramique qui constitue la matière solide de la future pièce à réaliser. La résine est ensuite éliminée par traitement thermique, c'est ce que nous appelons le déliantage.



*Figure II-4 : Les différentes étapes lors de la conception.*

Avant cette étape, nous réalisons un nettoyage de la structure pour retirer toute la pâte à base de céramique non durcie donc non polymérisée. Cette étape prend autant de temps que la phase de design et elle est la plus délicate car après il n'y a plus de contacts (liants) entre les grains. La structure est par définition très fragile. Ensuite, il ne reste plus qu'à fritter la structure afin de retirer les impuretés restantes et resserrer les grains entre eux pour avoir une structure compacte et solide.

Lors de la cuisson dans un four à 1400°C environ pour l'Alumine, un retrait s'effectue entre les dimensions de la pièce crue et la pièce frittée selon le matériau.

## 2. Structures 3D réalisées :

Tous ces avantages et surtout la flexibilité de la machine pour réaliser des pièces en céramiques complexes ont permis de réaliser plusieurs structures de différentes tailles et géométries qui sont destinées à créer ensuite de nouvelles antennes à résonateur à bande interdite électromagnétique en trois dimensions [69] [70] [71] [72].

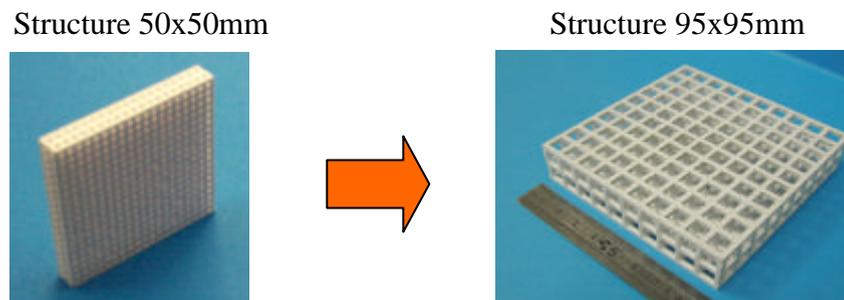
Le plus important à définir reste la précision et les dimensions des structures réalisables en prototypage :

- l'épaisseur des couches varie entre 20 et 150µm.
- la surface de travail peut contenir une structure de 200mm par 200mm à crue.
- la précision est d'environ 1%.
- la vitesse de fabrication est approximativement de 100 couches par heure.

### a) Structures cubiques :

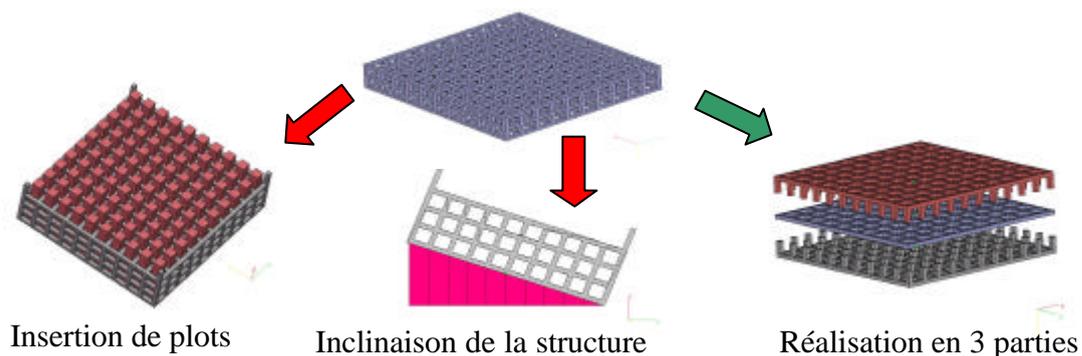
Nous avons cherché tout d'abord à réaliser une structure cubique simple. Le

prototypage rapide n'étant pas très adapté à des structures avec de faibles présences de matières, nous les avons réalisées en plusieurs étapes et en différentes tailles (*Figure II-5 et Figure II-6*).



*Figure II-5 : Structures cubiques réalisées.*

Nous sommes arrivés à une structure relativement grande (95x95mm) réalisée en trois parties (2 grilles avec des plots et 1 grille). Les deux premiers essais ont révélé un arrachement systématique de la première couche polymérisée du deuxième étage dû à la formation de ménisques dans les sections verticales.



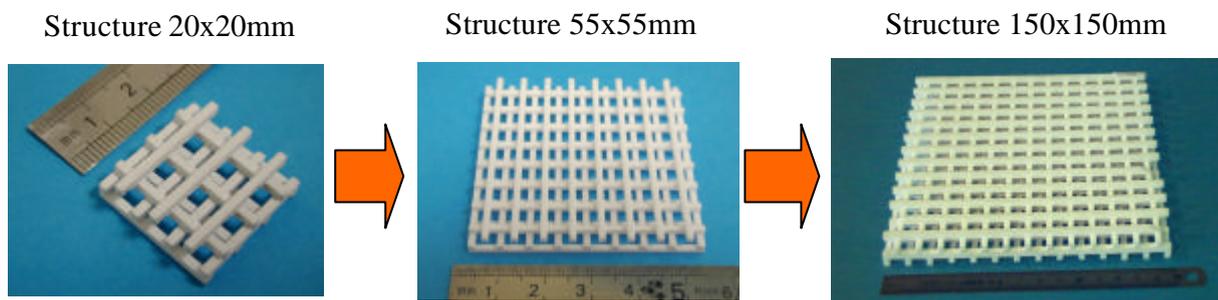
*Figure II-6 : Différents essais de conception.*

L'étude en plusieurs parties a donc été préconisée et ainsi une structure a pu être produite par décomposition en 3 parties. Celles-ci subissent un traitement thermique de déliantage et de frittage. Puis elles sont assemblées, chargées sous une masse et montées en température pour donner une cohésion à l'ensemble.

#### **b) Structures tas de bois :**

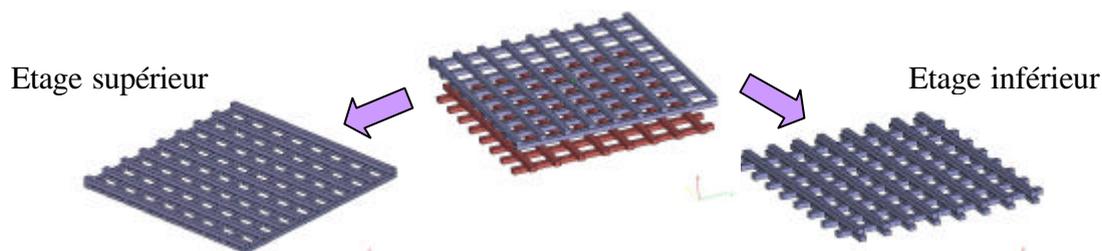
Pour la réalisation de la structure tas de bois, une première petite structure a rapidement été réalisée en inclinant celle-ci de 45° par rapport à l'axe du racleur (*Figure II-*

7). Cependant, le passage à des dimensions plus importantes (150x150mm) a entraîné de nombreuses difficultés et notamment un arrachement de la 1<sup>ère</sup> couche du second étage.



*Figure II-7 : Structures tas de bois réalisées.*

Dans ce cas-là, la structure a dû aussi être décomposée en deux parties pour rendre possible la réalisation montrée ci-dessous (*Figure II-8*).



*Figure II-8 : Assemblage de la structure.*

### **3. Conclusion sur les matériaux céramiques réalisés par prototypage rapide :**

La technologie de prototypage rapide développée par le CTTC permet de fabriquer des pièces céramiques denses (> à 98%) dont les propriétés sont comparables à celles obtenues par des procédés classiques de fabrication comme le pressage ou l'injection.

Le procédé de stéréolithographie utilisé permet la fabrication de la réplique exacte d'un modèle dessiné sur ordinateur. La fabrication d'un tel objet se fait en quelques heures : un rayon laser UV polymérise, couche par couche, une pâte photosensible (mélange une résine photopolymérisable et une poudre céramique). Après l'élimination de l'excédent de monomère par rinçage, nous obtenons la pièce crue. Le liant (polymère) est alors éliminé par chauffage, puis la pièce est frittée de manière classique pour obtenir la pièce définitive.

Pour construire le milieu dit à bande interdite électromagnétique, les matériaux céramiques présentent une solution privilégiée par leurs fortes valeurs de constante

diélectrique et leurs faibles pertes. Cependant, les paramètres physiques comme la porosité, la densification, les défauts de structure lors du frittage et leur état de surface influent nettement sur leurs caractéristiques.

Notre objectif est de réaliser nos structures périodiques en trois dimensions en utilisant cette technique de conception. Il a fallu utiliser différentes astuces selon la taille de la structure ou les dimensions des barreaux pour obtenir les prototypes voulus. Ces structures qui ne possèdent qu'un faible taux de matière (20%) ont nécessité un contact permanent entre le CREAPE et le CTTC pour trouver un compromis entre la géométrie de la structure souhaitée et la faisabilité de celle-ci.

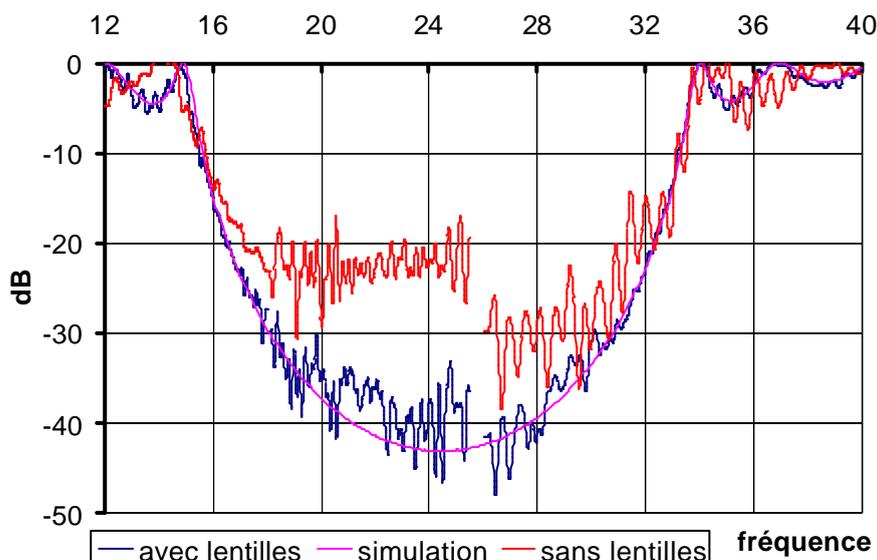
### III. CARACTERISATION DE LA BANDE INTERDITE DES STRUCTURES BIE :

Après avoir caractérisé nos structures céramiques et réalisé celles-ci par différents moyens comme le coulage en bande ou le prototypage rapide, il est désormais temps de faire apparaître des bandes interdites en confectionnant différentes structures BIE. A l'intérieur de celles-ci, nous caractériserons des pics de transmission dus à la rupture de la périodicité dans la direction de propagation [73], [74], [75], [76], [77].

#### A. Structures unidimensionnelles :

##### **1. Principe et méthode de caractérisation des structures BIE :**

Maintenant l'élément à caractériser est une structure périodique, nous avons réalisé un système de peignes en plexiglas afin de maintenir à égale distance les différents éléments. Les premières mesures présentées ci-dessous (**Figure III-1**) montrent la caractérisation d'une structure périodique 1D avec et sans lentille et le résultat en simulation d'une structure 1D infinie. Nous remarquons l'intérêt des lentilles puisque le résultat est plus proche de la simulation. Le résultat sans lentille est perturbé par les effets de bord et de diffraction surtout à basse fréquence. Il tient compte des dimensions finies de la structure BIE.

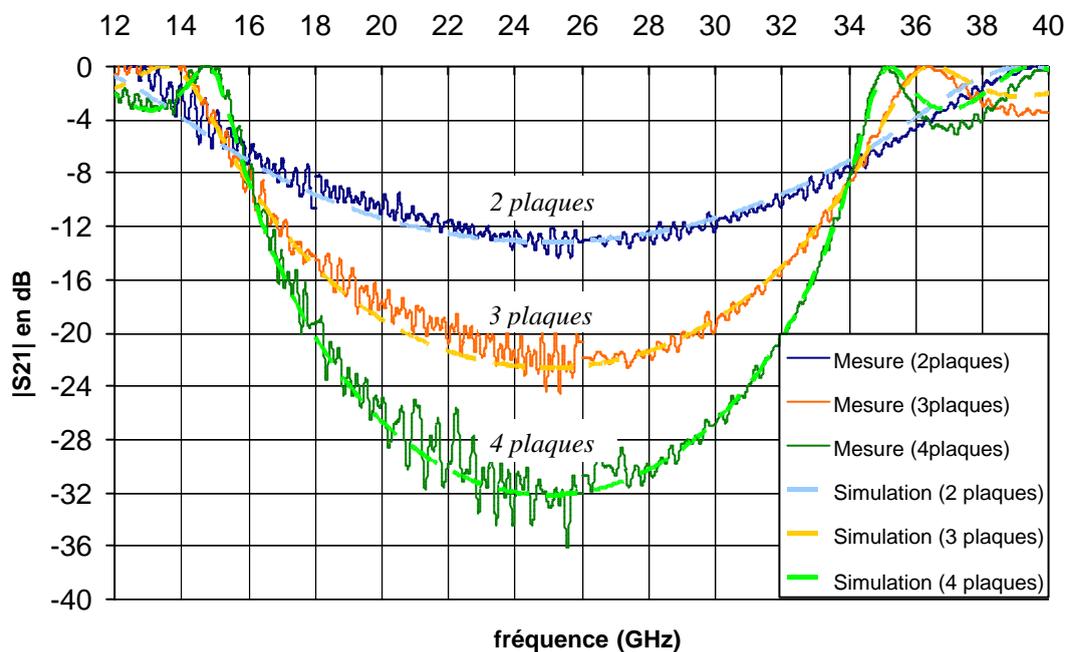


**Figure III-1 : Mesures avec et sans lentilles.**

## 2. Caractérisation des structures BIE sans défaut :

Nous avons assemblé une structure périodique 1D composée de 2, 3 ou 4 plaques de céramique provenant du CTTC d'une épaisseur de 1mm. La permittivité de ce matériau étant de 9, nous avons espacé les plaques d'une distance de 3mm selon la formule de Bragg.

La comparaison entre les simulations et les mesures correspondent (*Figure III-2*). Cette constatation permet une nouvelle fois de valider notre banc de mesures sur une large bande de fréquence tout en gardant une grande dynamique.



*Figure III-2 : Caractérisation en fonction du nombre de plaques.*

Afin de souligner l'influence du rapport d'indice sur la position de la bande interdite, nous changeons nos quatre plaques en Alumine du CTTC par quatre plaques d'EPCOS ( $\epsilon_r=7,4$ ) puis par 4 plaques d'Alumine de FRIATEC ( $\epsilon_r=9,6$ ). Ces plaques sont toujours d'une épaisseur de 1 mm et elles sont espacées de 3mm.

Sur la *Figure III-3*, nous constatons que les mesures sont suffisamment précises et rigoureuses pour prendre en compte cette différence de permittivité qui n'est certes pas très grande.

La bande interdite se déplace vers les basses fréquences et le niveau de la bande interdite est bien plus profond lorsque la permittivité des plaques augmente.

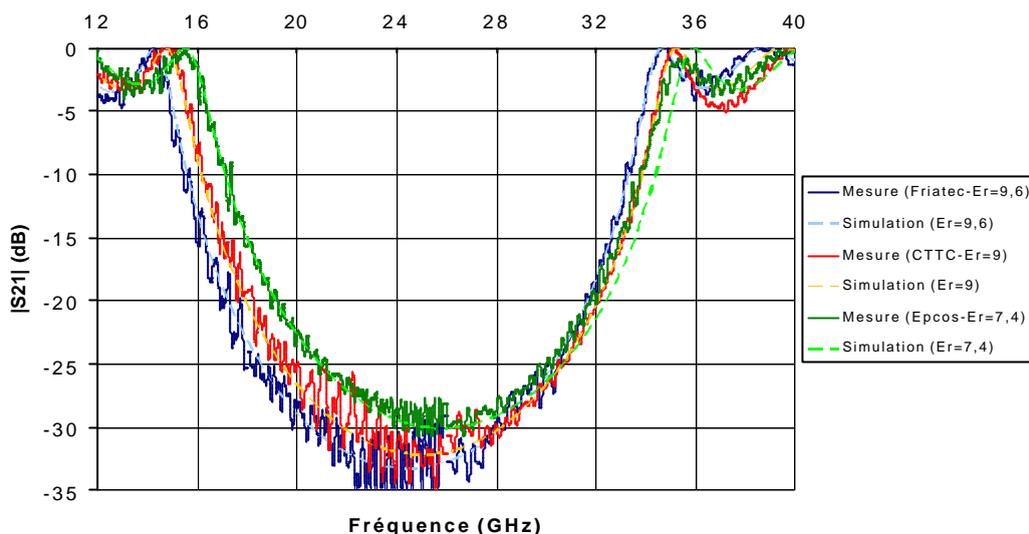


Figure III-3 : Caractérisation en fonction de la permittivité des plaques.

### 3. Caractérisation des structures BIE avec défaut(s) :

Le plus intéressant dans les résultats expérimentaux de la caractérisation, c'est l'apparition d'un ou plusieurs pics de transmission dans la bande interdite. Si nous espaçons maintenant de 10,5mm deux groupes de 2 plaques (FRIATEC) de 1,5mm d'épaisseur espacées de 4,5 mm, nous observons une fine bande passante à 15GHz sur le coefficient de transmission, sur la *Figure III-4*. Le coefficient de qualité du pic de transmission est égal à 120.

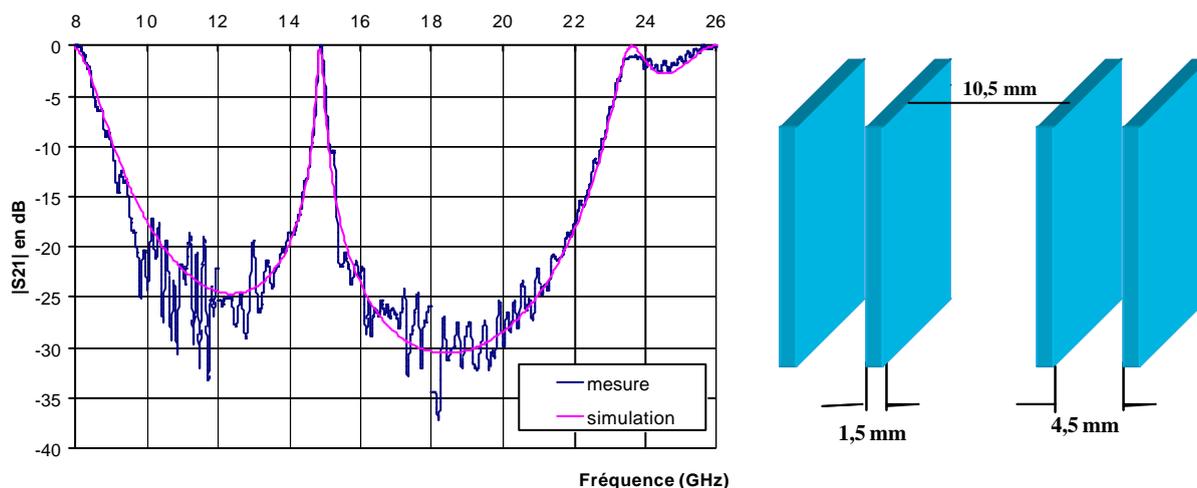
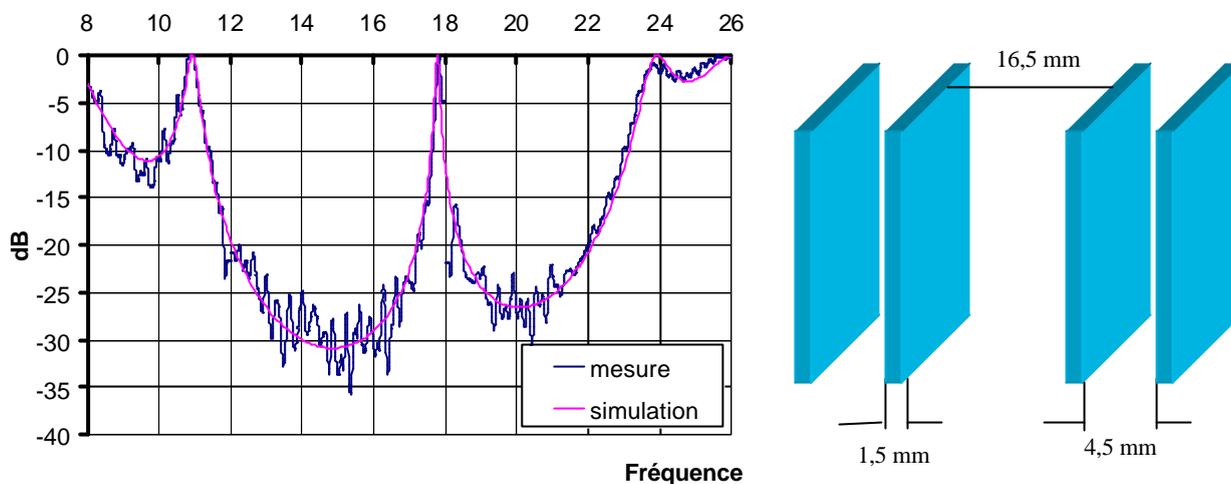


Figure III-4 : Rupture de la périodicité (cas 1).

Nous augmentons un peu plus la rupture de la périodicité du matériau 1D en les

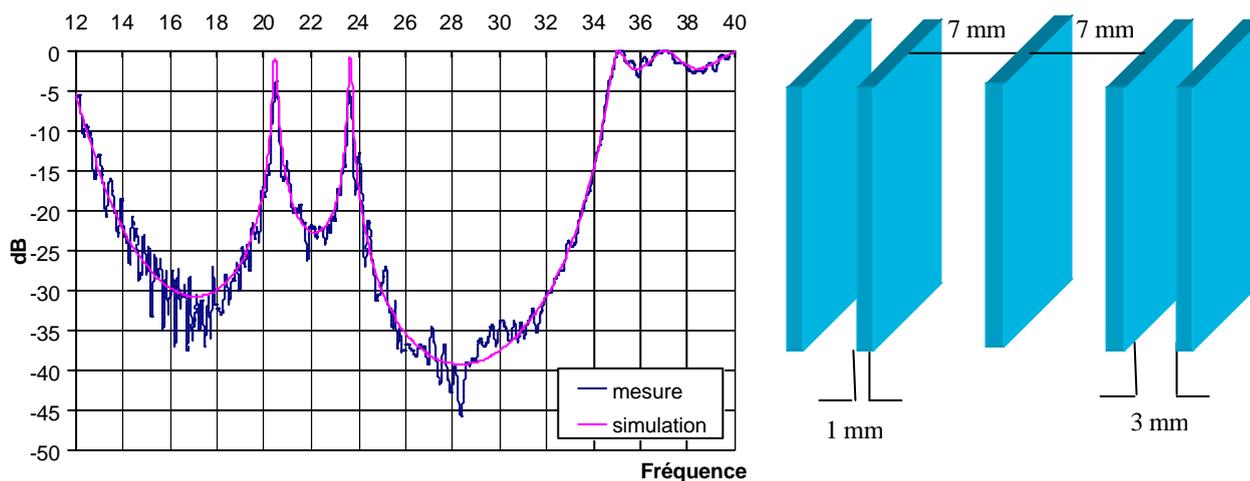
espaçant de 16,5mm sur la **Figure III-5**. Le pic de transmission se déplace respectivement de 15GHz (L=10,5mm) à 11GHz (L=16,5mm) et un deuxième pic de transmission apparaît à 17,8GHz.



**Figure III-5 : Rupture de la périodicité (cas 2).**

Il est possible de rompre la périodicité à deux endroits différents et de faire apparaître deux pics de transmission. Sur la **Figure III-6**, deux plaques ont été retirées provoquant deux bandes permises (à 20,4GHz et à 21,6GHz).

Dans ce cas nous avons utilisé des plaques de 1mm d'épaisseur espacées de 3mm. Les défauts de périodicité correspondent à un écartement entre les plaques de 7mm.



**Figure III-6 : Rupture de la périodicité (cas 3).**

Ces différents exemples permettent de valider notre banc de mesures sur des éléments périodiques 1D et sur la caractérisation des pics de transmission provoqués par une rupture

soudaine de la périodicité. Nous présentons ici quelques exemples possibles, d'autres configurations ont été testées avec la même précision et la même qualité lors de la comparaison entre la simulation et la mesure.

### **B. Structures diélectriques tridimensionnelles :**

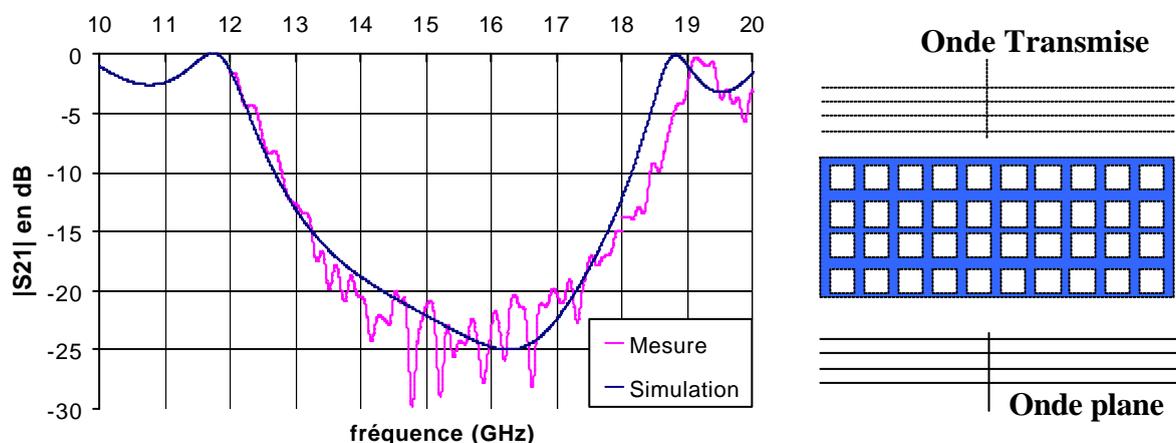
Il est maintenant temps de passer à la caractérisation de matériaux céramiques plus complexes réalisés par le prototypage rapide du CTTC.

#### **1. Caractérisation des structures BIE 3D :**

Nous avons deux réseaux tridimensionnels différents, le réseau cubique basé sur un réseau de type carré et la structure tas de bois qui est davantage assimilée à un réseau triangulaire. L'étude qui suit permet de caractériser nos matériaux à travers le banc de caractérisation en espace libre.

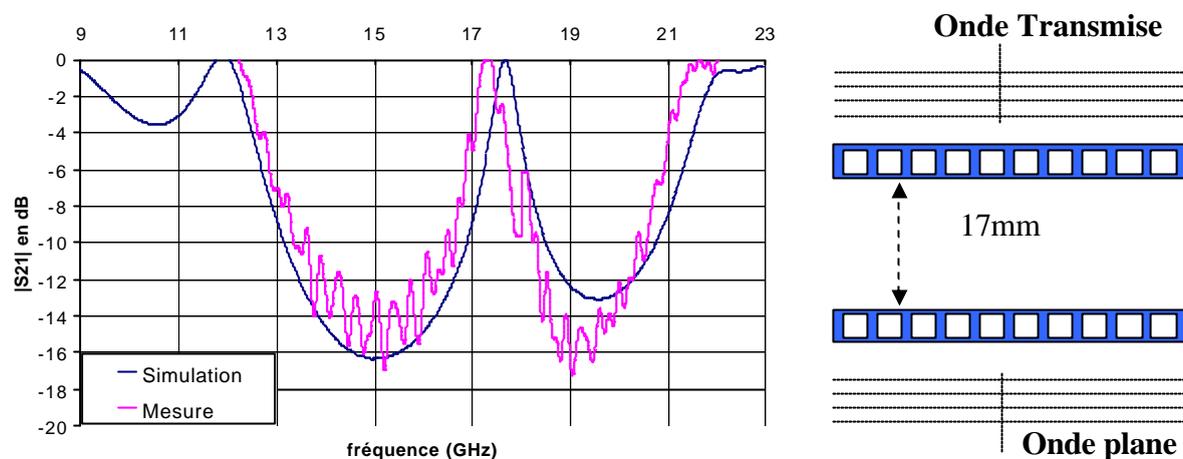
##### **a) Structure cubique :**

La structure cubique possède des barreaux d'une section moyenne de 1,9mm avec une périodicité de 7,4mm donc son taux de remplissage est égal à 0,256. La permittivité du matériau est de 9. Sur la **Figure III-7**, nous présentons la caractérisation de la structure avec 4 niveaux de périodicité.



**Figure III-7 :** Module du coefficient de transmission mesuré et simulé de la structure cubique.

Sur la **Figure III-8**, nous présentons la caractérisation de la structure avec un défaut de périodicité, ce qui entraîne l'apparition d'un pic de transmission à 17GHz.

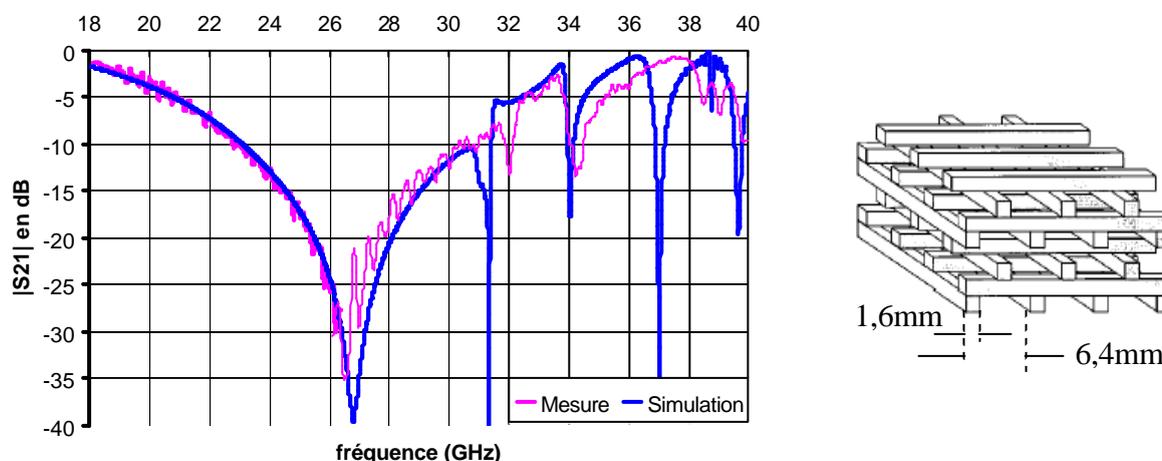


**Figure III-8 :** Module du coefficient de transmission mesuré et simulé de la structure cubique avec un défaut.

La valeur du coefficient de qualité est de 42 pour 2 niveaux de périodicité avec un défaut de 17mm dans la direction de propagation. C'est à partir de la caractérisation de la bande interdite et de son pic de transmission que nous allons modéliser l'antenne.

### b) Structure tas de bois :

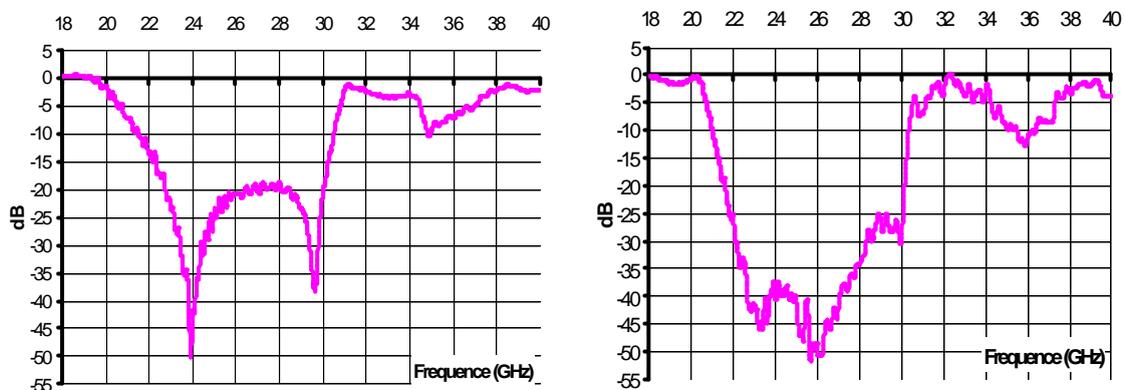
La section des barreaux de la structure tas de bois correspond à 1,6mm avec une périodicité transversale de 6,4mm. La périodicité dans la direction de propagation est différente et elle est égale à 3,2mm. La bande interdite obtenue est centrée autour de 26GHz.



**Figure III-9 :** Réponse du module du coefficient de transmission de la structure tas de bois.

Sa forme est très sélective et nous obtenons rapidement une atténuation de -40dB pour un niveau de périodicité dans la direction de propagation (*Figure III-9*).

Sur la *Figure III-10*, nous présentons le coefficient de transmission pour 3 niveaux à gauche et 5 niveaux à droite. La permittivité du matériau est de 9.



*Figure III-10 : Module du coefficient de transmission. Augmentation du nombre de périodes dans la direction de propagation.*

En dessous de 18GHz, nous obtenons une bande de transmission avec peu d'oscillations.

En ajoutant des nouveaux niveaux de périodicité, la bande interdite se creuse et la pente en bord de bande devient de plus en plus raide contrairement à ce qu'elle était. La forme de la bande interdite dépend en grande partie du taux de remplissage de la structure comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

## 2. Bilan de la caractérisation de matériaux périodiques :

Qu'ils soient 1D ou 3D, la caractérisation de nos matériaux périodiques donne satisfaction dans le cas où il y a concordance entre les mesures et les simulations. Ce nouvel outil de mesure nous sera fort utile pour déceler des écarts possibles en fréquence par des problèmes de conception, d'assemblage ou encore lors d'un mauvais choix du matériau. Lorsque nous souhaitons caractériser de façon expérimentale les matériaux BIE, leurs dimensions sont finies. Il existe alors deux solutions, soit une partie de la structure est éclairée par l'onde grâce à l'utilisation de lentilles dans notre cas, soit le front d'onde excitatrice couvre une surface supérieure à celle de la maquette.

Le banc de mesures avec lequel nous travaillons, fonctionne dans les trois bandes : Ku (12 à 18GHz), K (18 à 26GHz), Ka (26 à 40GHz). Pour chacune de ces bandes, le diamètre de

la tâche éclairante, zone pour laquelle le module du champ incident est compris entre 0 et -3dB par rapport au maximum, diminue lorsque la fréquence augmente. Cette taille joue un rôle important puisqu'elle définit la manière dont est éclairé le matériau BIE. Quant à l'utilisation du filtrage temporel, nous ne l'avons que très faiblement utilisé car il ne prend en compte que le signal utile et supprime le signal dû aux réflexions multiples. Dans le cas d'une structure BIE, la réponse est étalée dans le temps car il s'agit avant tout d'un phénomène constructif de réflexions. Le filtrage temporel devient critique dans ce cas précis.

## **CONCLUSION :**

Ce chapitre décrit les mesures expérimentales mises en œuvre afin de caractériser à la fois les matériaux céramiques mis à notre disposition par différents fabricants tel que EPCOS, le CTTC, RADIAL et FRIATEC mais aussi de valider notre banc de mesures sur des matériaux périodiques. Le CTTC a la particularité de posséder les compétences et la technologie pour utiliser un nouvel outil de fabrication de structures complexes en céramique. Le prototypage rapide est unique en Europe et répond à des demandes spécifiques. Une collaboration étroite a vu le jour entre les deux centres de transfert dans le but de réaliser différentes structures céramiques périodiques 3D.

La première phase a été de réaliser et d'assembler un banc de mesures en espace libre afin de caractériser nos échantillons céramiques sur une large plage de fréquences. Les permittivités et leurs pertes diffèrent selon les techniques de fabrication utilisées. En effet, les échantillons possèdent plus ou moins d'ajouts, leur densité et la qualité de la poudre céramique influent de manière non négligeable. Selon leurs compositions, il existe plusieurs types de céramiques comme par exemple l'Alumine, la Zircone ou la Mullite avec des propriétés différentes. Les mesures de nos matériaux par le banc en espace libre ont été comparées avec une méthode analytique pour retrouver leurs caractéristiques.

La deuxième phase a concerné la réalisation ou la mise en œuvre de structures périodiques en céramique. Ces dernières ont donc demandé une adaptabilité particulière du prototypage rapide afin de réaliser ces structures possédant un taux de remplissage relativement faible par rapport à leurs structures habituelles de fabrication.

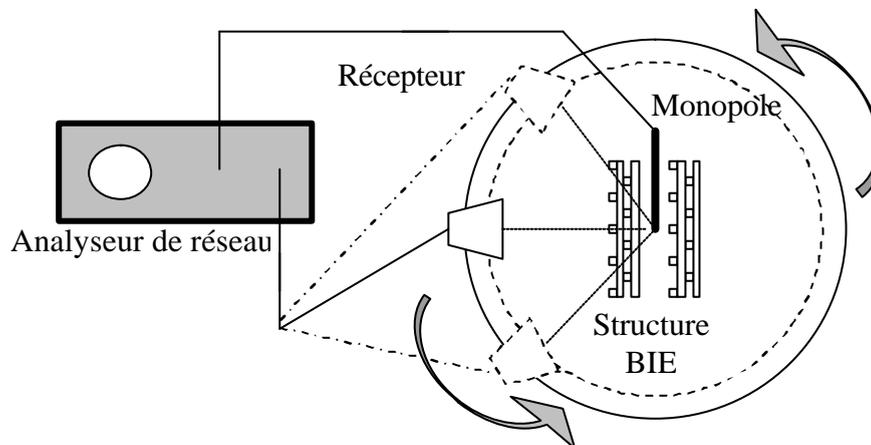
Une assez grande liberté de manœuvre a été laissée pour obtenir le plus rapidement possible des structures complexes avec des tailles relativement importantes au final. Les dimensions relatives aux sections des barreaux et au taux de remplissage demandé ont fluctué de manière importante pour nos travaux car les structures BIE sont très sensibles à ces paramètres. Le principal outil mis en cause n'est certainement pas le prototypage rapide mais plutôt le four lors du frittage. Le retrait de la pièce à crue est plus difficile à contrôler selon la disposition de la pièce dans le four et en raison de la nouveauté de sa géométrie.

Enfin, la dernière phase a décrit la caractérisation de la bande interdite de différentes

structures périodiques dont nos structures 3D réalisées par le prototypage rapide. La mesure de structures 1D nous a permis de valider le banc en espace libre sur ce type de matériau en transmission. Des défauts sous la forme d'une rupture de la périodicité ont été créés pour faire apparaître des pics de transmission à l'intérieur même de la bande interdite.

Quant aux deux différentes structures 3D réalisées, l'évolution de la bande interdite diffère car la structure cubique est modélisée sur le principe d'un réseau carré tandis que la structure tas de bois est modélisée sur le principe d'un réseau triangulaire. Bien entendu, le taux de remplissage et la permittivité du matériau ont un rôle essentiel sur la position et la forme de la bande interdite. Nous remarquons la possibilité d'avoir une bande interdite très sélective pour la structure tas de bois du fait de sa géométrie particulière. Nous nous y intéresserons tout particulièrement lors de la réalisation d'une antenne à partir de cette structure.

Une amélioration envisagée durant ces expérimentations a été de modifier le banc de mesures afin de pouvoir caractériser le matériau selon des angles d'incidence différents (**Figure III-11**). Ce type de mesure nécessite de pouvoir déplacer la réception autour de la structure ou sinon de tourner sur un axe la structure associée à la source comme un monopôle. Dans ce cas nous pourrions éventuellement caractériser la bande interdite totale de nos structures 3D.



**Figure III-11** : Caractérisation en incidence oblique.

## **CHAPITRE IV**

**\* \* \* \* \***

# **ETUDE DU COMPORTEMENT DES ANTENNES BASEES SUR DES STRUCTURES BIE DIELECTRIQUES ET METALLIQUES.**

- **FONCTIONNEMENT GENERAL D'UNE ANTENNE A RESONATEUR BIE DIELECTRIQUE 1D**
  
- **ANTENNE A RESONATEUR BIE 3D UTILISANT DIFFÉRENTES STRUCTURES (CUBIQUE ET TAS DE BOIS)**
  
- **CONCEPTION D'ANTENNES A PARTIR DES REALISATIONS DES STRUCTURES 3D EN CERAMIQUE PAR PROTOTYPAGE RAPIDE**
  
- **COMPARAISON DES PERFORMANCES ENTRE DES ANTENNES BASEES SUR DES STRUCTURES BIE METALLIQUES ET DIELECTRIQUES**
  
- **REALISATION D'UNE ANTENNE BIEM A PARTIR D'UNE GRILLE METALLIQUE EN POLARISATION TE**



## **I. PRESENTATION GENERALE DES ANTENNES BASEES SUR DES STRUCTURES BIE 1D DIELECTRIQUES :**

Toutes les propriétés [78] [79] décrites dans les paragraphes suivants permettent de réaliser une antenne directive avec un encombrement réduit. Ces antennes appelées BIE résonant (à défaut) ont été créées pour la première fois à l'I.R.C.O.M [80] avec des structures diélectriques puis ce principe a été repris dans d'autres universités en utilisant une structure métallique. La conception et le fonctionnement de ce dispositif ont été à la base de toutes les structures réalisées au cours de notre recherche et vont être détaillés dans les paragraphes suivants. Nous expliquons en annexe 6 les généralités et les caractéristiques des antennes afin de présenter toutes les notions nécessaires à leurs études.

### **A. Conception de l'antenne :**

Tout d'abord, nous allons détailler les éléments constituant cette antenne pour mettre en évidence son mode de fonctionnement. Puis, les performances électromagnétiques de cet aérien vont être décrites afin de souligner l'influence des différents paramètres constituant l'antenne. Ce dernier point définira une méthodologie de conception de l'antenne à résonateur BIE [81] [82] [83].

#### **1. Principe de l'antenne avec une structure à défaut :**

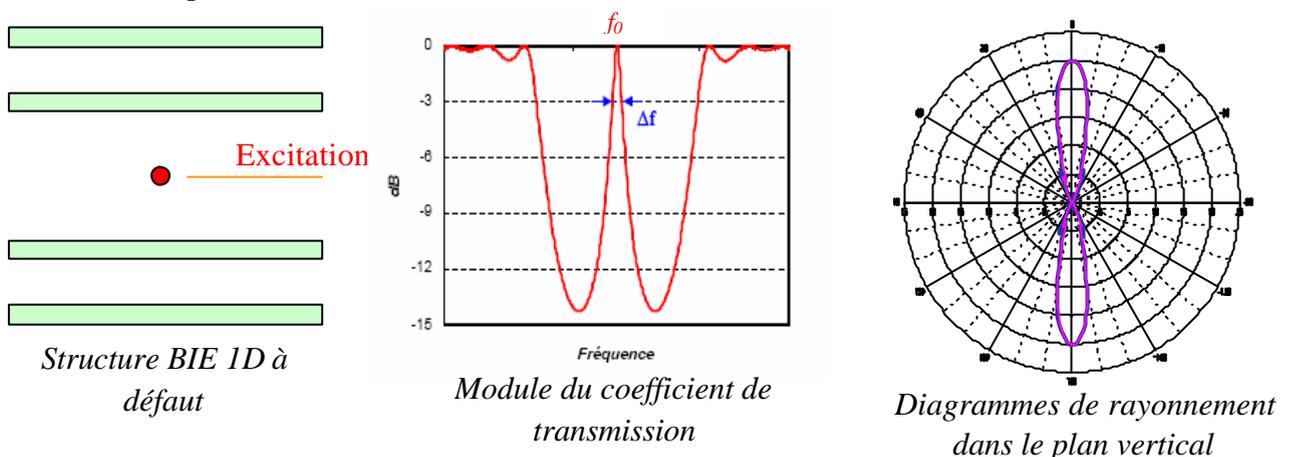
##### **a) Etude du matériau :**

Ce dispositif autorise un seul mode de propagation et par conséquent force les ondes électromagnétiques à transiter dans une seule direction. Cette direction sera celle de pointage de l'antenne. Ainsi en excitant le matériau à la fréquence autorisée, seul le mode de défaut peut exister et le matériau devient le principal élément rayonnant de l'antenne. Il définit ainsi une antenne à ouverture rayonnante dont le gain est donné par les dimensions transverses du matériau [84] [85] [86].

L'antenne BIE résonant à défaut fonctionne sur le principe d'une cavité à fuite définie entre le plan de masse et le demi matériau BIE à défaut formant une cavité. Cette cavité

occupe un rôle prépondérant dans le fonctionnement de l'antenne. Elle provient de la mise en place du plan de masse au centre d'un BIE à défaut et sa hauteur correspond donc à une demie longueur d'onde. Un défaut de dimension  $\lambda_0$  au sein d'une structure composée de plaques de  $\lambda_g/4$  permet de définir un matériau transparent à  $f_0$ . Ces études ont été réalisées sur des structures aux dimensions transverses infinies afin de simplifier la simulation. Cependant, l'antenne ayant des dimensions finies, la fréquence de résonance de la cavité dépend des dimensions transverses du matériau BIE.

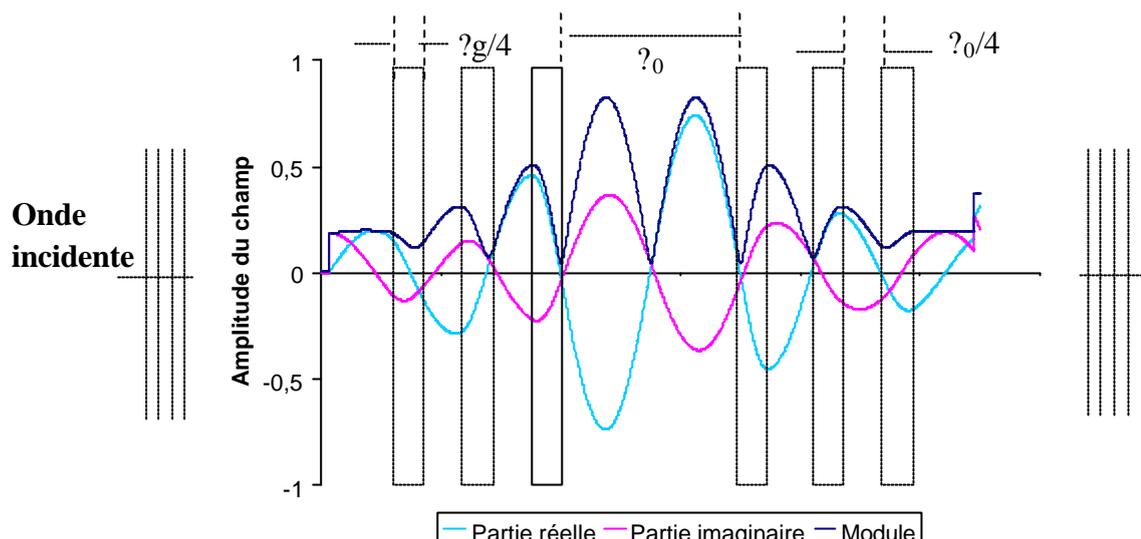
L'antenne à résonateur BIE bidirectionnelle est la plus simple que l'on puisse réaliser à partir du matériau BIE à défaut. En conservant la structure BIE et en plaçant une excitation au milieu du défaut, deux directions de propagations seront privilégiées. La **Figure I-1** montre un exemple d'une antenne bidirectionnelle.



**Figure I-1 :** Schéma d'une antenne à matériau BIE bidirectionnelle et son diagramme de rayonnement autour de  $f_0$ .

### b) Insertion d'un plan de masse :

La distribution du champ électrique dans la structure à la fréquence ( $f_0$ ) du pic de transmission (**Figure I-2**) montre qu'il est possible d'insérer un plan de masse au centre du défaut. En effet, le champ électrique tangentiel caractérisé par une valeur nulle satisfait la condition de court circuit électrique au milieu de la structure. De plus, le champ réparti de façon symétrique de part et d'autre du centre de la structure satisfait le principe de l'image électrique imposée par le plan de masse. Mais, il est nécessaire d'utiliser des BIE qui ont une dimension du défaut égale à un multiple entier de  $\lambda_0$  pour conserver ces propriétés [87].



**Figure I-2 :** Distribution du champ électrique tangentiel à l'intérieur de la structure BIE à défaut à la fréquence  $f_0$ .

La présence du plan de masse a aussi pour avantage de réduire la taille du dispositif par deux et d'autoriser un large éventail d'excitation, comme les fentes alimentées par ligne, les monopoles, les antennes plaquées... [88] [89]

### c) Composition et alimentation de l'antenne :

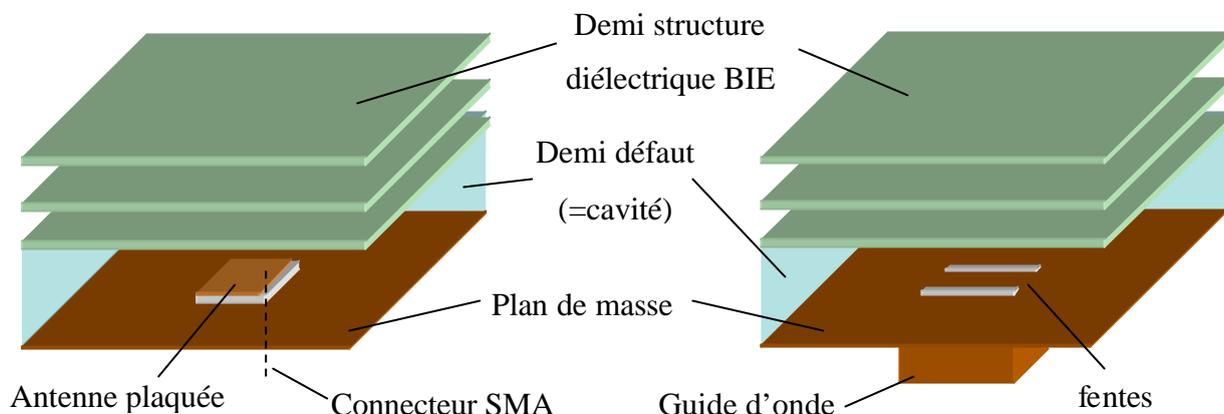
La structure BIE doit être alimentée par un dispositif favorisant le rayonnement de l'ensemble. Les propriétés physiques et géométriques intrinsèques à la structure BIE diélectrique imposent certaines restrictions quant au choix du dispositif d'alimentation. Plusieurs types de sources pourraient exciter convenablement le dispositif BIE résonant à défaut tels que les cornets, les dipôles sur plan de masse. Mais les antennes qui semblent les plus adéquates sont les antennes imprimées (annexe 6). En effet, ce sont des dispositifs bien maîtrisés, légers, peu volumineux et peu onéreux. Leurs inconvénients se caractérisent par une faible bande passante, un rayonnement parasite de la sonde d'alimentation et une réalisation difficile dans le domaine millimétrique. Le patch présente l'avantage d'être une excitation de type dipôle magnétique et c'est cette caractéristique qui lui permet d'exciter la structure BIE par couplage magnétique.

L'antenne à résonateur BIE se compose de trois parties (**Figure I-3**).

- L'excitation repose sur le plan de masse (antenne plaquée ou fentes).
- Une cavité est située entre le plan de masse et la première plaque diélectrique de la

demi structure BIE

- Le demi matériau BIE qui est formé par un agencement périodique d'éléments diélectriques.

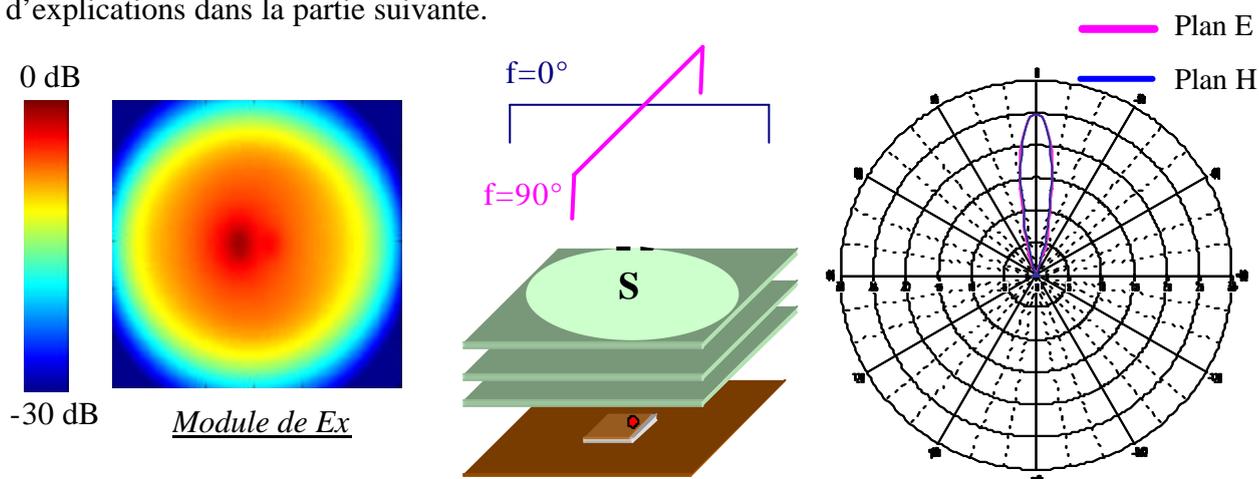


**Figure I-3 :** Antennes à résonateur BIE avec une structure 1D diélectrique.

**d) Le rayonnement de l'antenne :**

Le rayonnement de cette antenne présente un lobe principal perpendiculaire au plan des plaques. Observons une cartographie du champ électrique tangentiel aux plaques de l'antenne dans le plan au centre de la cavité **Figure I-4**.

L'antenne peut être assimilée à une ouverture rayonnante avec une certaine répartition des champs électriques en amplitude et en phase. L'amplitude décroît progressivement du centre pour atteindre un niveau très faible au bord de l'antenne. Nous donnerons plus d'explications dans la partie suivante.



**Figure I-4 :** Rayonnement de l'antenne et tache rayonnante.

Cette cavité fuit par le haut en formant une tache rayonnante. Le champ rayonné est la

transformée de fourrier de cette tache.

## **B. Caractéristiques et performances de l'antenne à résonateur BIE :**

La finalité des recherches sur les matériaux BIE est la conception d'antennes directives. Ce paragraphe se propose de présenter et de décrire les différentes étapes nécessaires pour réaliser une telle antenne mais aussi d'expliquer son fonctionnement à travers ses différents paramètres. Dans un premier temps, nous chercherons à identifier le fonctionnement de l'antenne à travers l'adaptation et son impédance d'entrée, puis dans un second temps, à travers son rayonnement et son gain.

### **1. Adaptation de l'antenne :**

L'adaptation d'une antenne quelconque est un des objectifs incontournables et primordiaux lors de la réalisation d'une antenne. Nous la définissons à partir de l'impédance d'entrée et du module du coefficient de réflexion.

#### **a) Impédance d'entrée :**

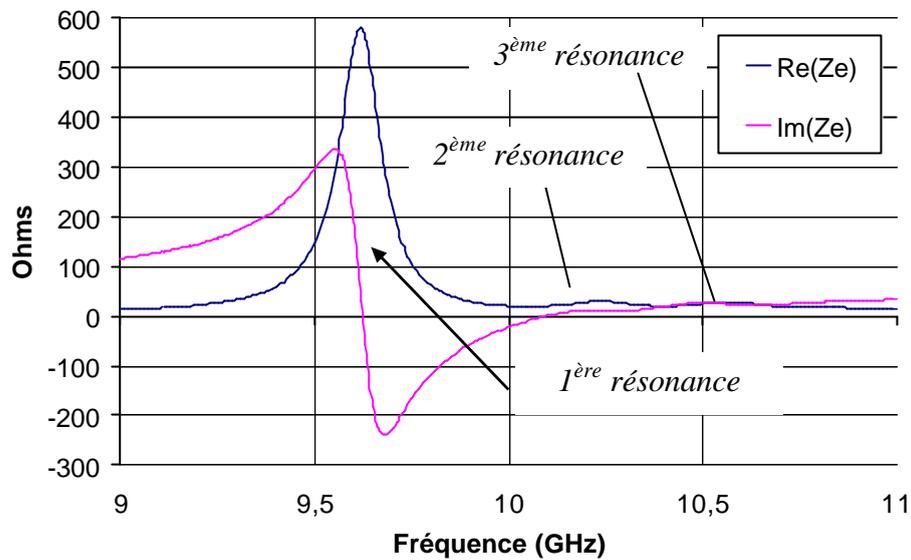
L'impédance d'entrée (**Figure 15**) détermine directement les pertes d'insertion de la structure. L'impédance d'entrée d'une antenne à résonateur BIE révèle la présence de plusieurs pics de résonance :

Le premier correspond à la résonance de la source d'excitation modifiée par la structure périodique. En changeant les dimensions de l'excitation, la fréquence de cette résonance est modifiée sans déplacer les autres

Les résonances suivantes sont relatives aux dimensions de l'antenne et notamment aux dimensions de la structure BIE à défaut. Si les dimensions de la structure sont modifiées, les positions de ces résonances sont décalées en fréquence sans modifier la fréquence de la première résonance.

La seconde résonance correspond à la bande de fonctionnement c'est-à-dire la bande où le rayonnement présente un seul lobe directif dans l'axe avec des lobes secondaires faibles et

une directivité maximum. Le troisième pic et les résonances suivantes sont des modes supérieurs.

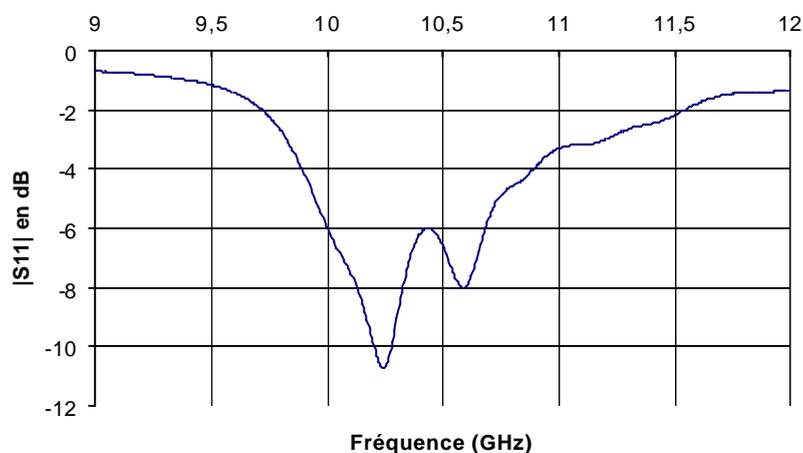


**Figure I-5 :** Impédance d'entrée d'une antenne à résonateur BIE.

L'amplitude de ces différents pics augmente avec le coefficient de qualité qui dépend du nombre de plaques utilisées et de leurs permittivités.

**b) Module du coefficient de réflexion :**

L'impédance d'entrée conduit directement au module de S11 en puissance (**Figure I-6**) qui caractérise l'adaptation de l'antenne.



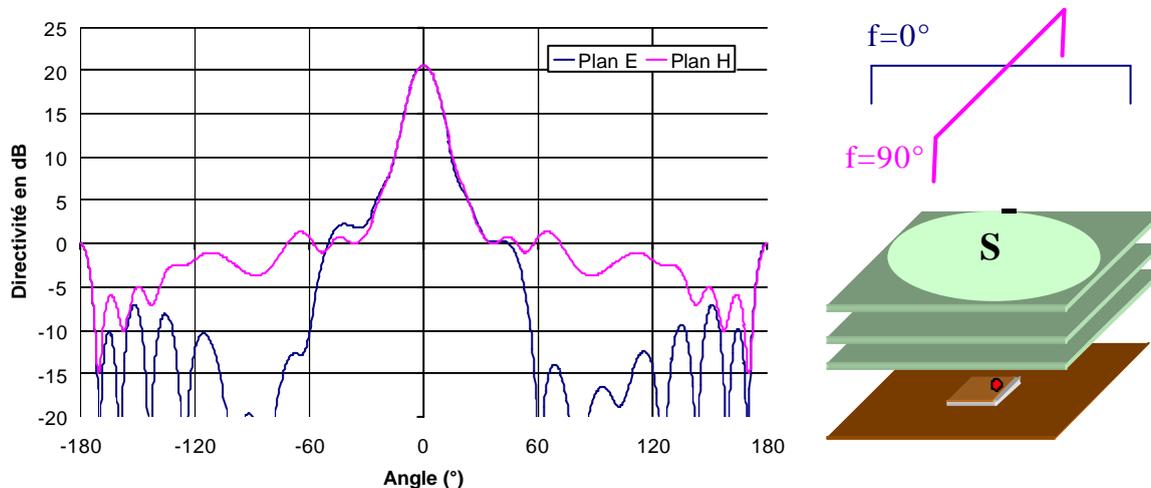
**Figure I-6 :** Module du coefficient de réflexion d'une antenne à résonateur BIE.

L'antenne à résonateur BIE paraît généralement la mieux adaptée à la fréquence où son fonctionnement est optimal c'est-à-dire à la fréquence de la deuxième résonance.

En effet, l'amplitude de ce pic est proche de la valeur de l'impédance de normalisation ( $50\ \Omega$ ). Il faut néanmoins optimiser les paramètres de la source excitatrice de sorte que la position en fréquence de la première résonance permette de présenter une impédance autour de  $50\ \Omega$  sur la deuxième résonance. En effet la bande de fonctionnement de l'antenne la plus intéressante se situe entre la première et la deuxième résonance. La proximité de la première et la deuxième résonance va influencer sur la valeur de la partie réelle à la fréquence de fonctionnement. Pour augmenter la partie réelle, la première résonance doit être approchée de la deuxième résonance. D'une façon générale, ce type d'antenne est assez complexe à adapter sur une large bande de fréquences. Ceci est lié aux variations importantes de l'impédance sur la bande de fonctionnement. Ces variations expriment le caractère très résonant de l'antenne.

## 2. Diagrammes de rayonnement et gain :

Le diagramme de rayonnement doit présenter un seul lobe principal à la verticale du plan de masse. En effet, la direction de l'énergie émise par le système d'alimentation doit correspondre avec la direction de propagation autorisée par le matériau BIE. Dans ce cas, le dispositif complet aura un fonctionnement optimal. De plus, cette énergie ne doit pas être rayonnée hors du BIE. Il est donc primordial d'utiliser des sources ayant un rayonnement de type antenne plaquée avec un niveau faible des lobes secondaires pour favoriser la direction dans l'axe (*Figure I-7*).



*Figure I-7 : Diagramme de rayonnement et directivité d'une antenne à résonateur BIE.*

Nous remarquons aussi la présence d'une légère dissymétrie dans le plan E qui est due uniquement à la sonde d'alimentation du patch.

**a) Principe de l'ouverture rayonnante équivalente :**

Afin de dimensionner correctement la taille des structures périodiques, nous rappelons le principe des ouvertures rayonnantes appliquées à ce type d'antenne et le moyen d'obtenir le meilleur rendement de surface.

*(1) Détermination du gain de l'antenne :*

La valeur maximale du gain que peut accepter l'antenne est approximée par la formule des ouvertures rayonnantes idéales :

$$G_{dB} = 10 \cdot \log \frac{4pS}{I_0^2} = 20 \cdot \log \frac{pD}{I_0}$$

Avec, S la surface circulaire inscrite dans le carré formé par la structure  
 D le diamètre de l'ouverture  
 $\lambda_0$  la longueur d'onde dans le vide

Le gain dépend de la répartition énergétique sur la plaque supérieure. Cette répartition est de forme circulaire ou elliptique s'inscrivant dans le carré formé par la plaque.

La surface rayonnante équivaut à un disque de diamètre égal à la largeur D des plaques de l'antenne. Le gain obtenu ne correspond pas à la valeur du gain de l'antenne modélisée mais donne la valeur maximale que la surface de l'antenne peut accepter.

*(2) Rendement de surface :*

On pose cette fois la relation en tenant compte du facteur de gain (inférieur ou égal à 1) car l'éclairement dans notre cas n'est pas uniforme.

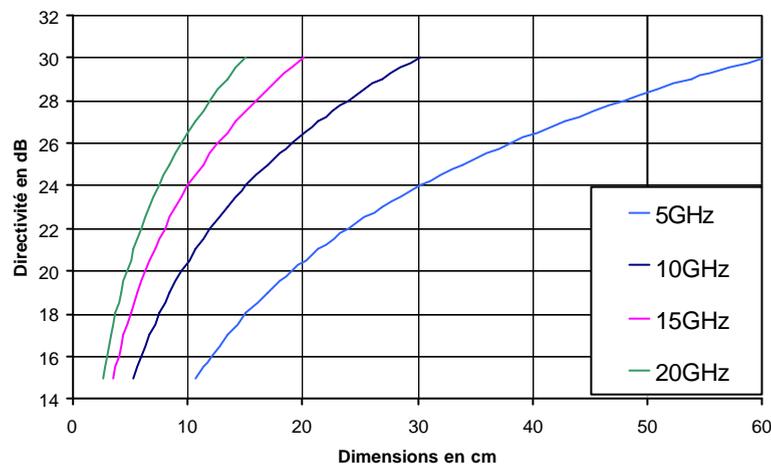
$$G = h * \frac{4pS}{I_0^2} \quad \text{avec } h \text{ le facteur de gain}$$

Il est difficile de favoriser à la fois le facteur de gain et le niveau des lobes

secondaires. En prenant compte le fait que la plupart des cahiers des charges spécifie un niveau des lobes secondaires maximum à -20dB.

Puisque la surface rayonnante équivaut à un disque de diamètre égal aux plaques de l'antenne, le rendement de surface de l'antenne à résonateur BIE se rapproche plutôt des 80% (facteur de gain=0,8). C'est un bon compromis entre les dimensions et le niveau des lobes secondaires. Nous chercherons donc pour nos antennes à optimiser les dimensions de nos structures par rapport à la fréquence de travail et le gain obtenu (*Figure I-8*).

Afin d'obtenir le meilleur rendement de surface pour nos antennes, il est nécessaire d'optimiser la surface en tenant compte du coefficient de qualité du pic de transmission du défaut.

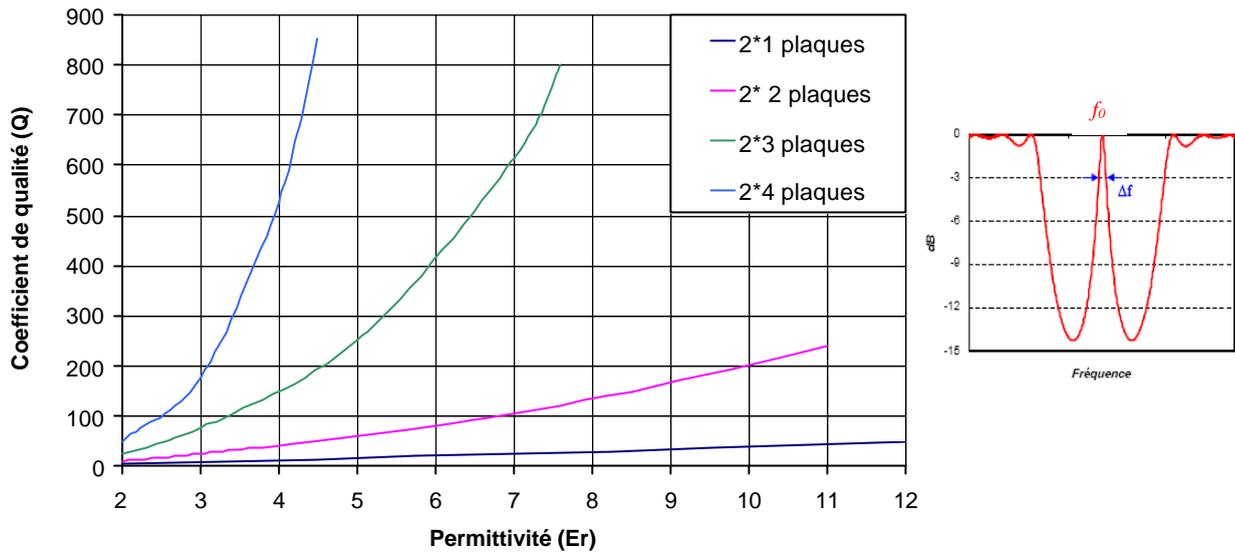


*Figure I-8 : Gain maximum par rapport aux dimensions de l'antenne à 5GHz, 10GHz, 15GHz et 20GHz.*

### b) Influence du coefficient de qualité du défaut :

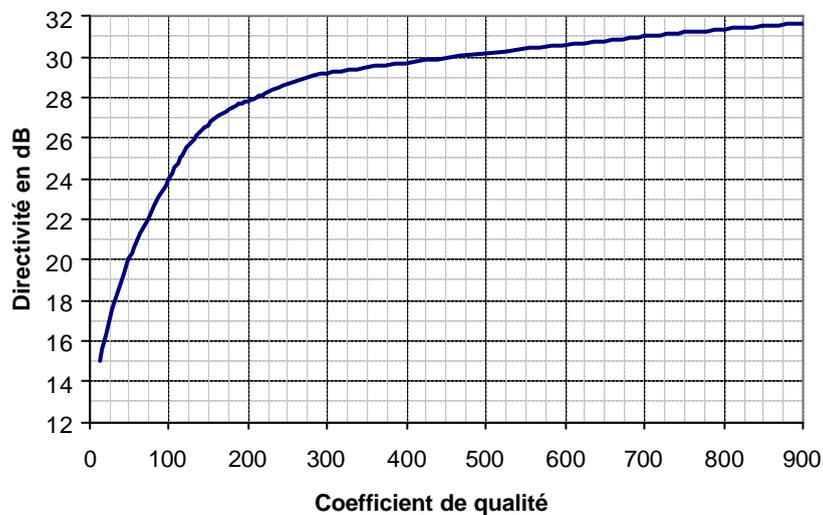
Le facteur de qualité de la cavité est défini par la formule suivante (où  $\Delta f$  est la largeur de bande à -3 dB) :  $Q = \frac{f_0}{\Delta f}$

Sur la *Figure I-9*, nous présentons une abaque représentant le coefficient de qualité en fonction de la permittivité pour différentes combinaisons de plaques.



**Figure I-9 :** Coefficient de qualité en fonction de la permittivité et du nombre de plaques.

Cette grandeur peut être rattachée au gain maximum d’une antenne à résonateur BIE associée. La **Figure I-10** tracée à partir des simulations menées au sein de notre équipe donne la directivité en fonction du facteur de qualité de la structure BIE.

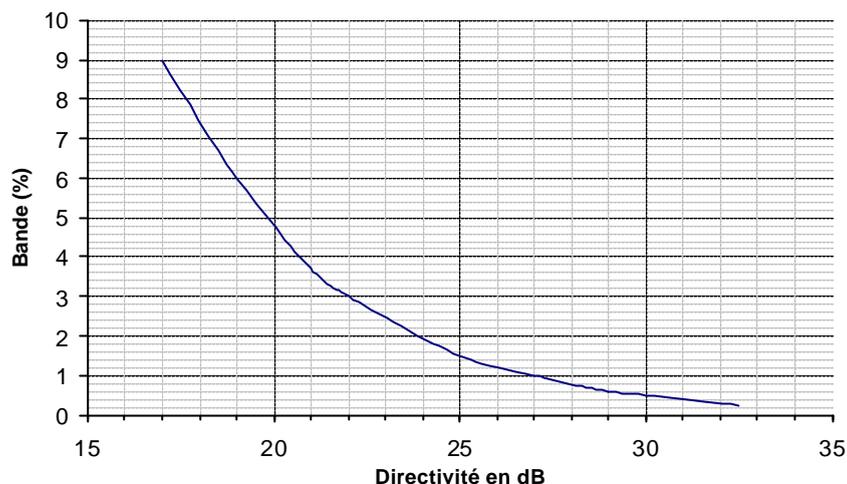


**Figure I-10 :** Gain en fonction du coefficient de qualité.

Sur la **Figure III** nous présentons la bande de gain à -3dB en fonction de la directivité. Naturellement, plus la directivité augmente, plus la bande diminue en conséquence.

Les antennes à résonateur BIE sont des antennes à faibles bandes car elles reposent sur le principe d’un résonateur placé à l’intérieur du défaut créé. Par exemple, pour un coefficient de qualité de 50, nous obtiendrons de l’antenne une directivité de 20dB associée à 5% de bande

de gain (*Figure I-11*).



*Figure I-11 : Bande de gain de l'antenne en fonction de la directivité.*

Ces résultats ont été obtenus pour des structures planaires excitées par patch sur un plan de masse. Ils ne tiennent pas compte des pertes diélectriques des matériaux, ni des pertes métalliques. La directivité proposée est une directivité maximum dans l'axe. Ces résultats ne tiennent pas compte non plus de l'adaptation de l'antenne.

L'évolution n'est pas linéaire mais propose plutôt une allure logarithmique par l'apparition d'un phénomène de saturation de la directivité vers 32dB. En effet, pour des valeurs de directivité plus importantes, il est réellement difficile d'imaginer la conception d'une antenne car le matériau sera encombrant pour obtenir un fort coefficient de qualité et la bande de fonctionnement sera extrêmement limitée.

En raison du nombre important de paramètres qui interviennent dans la conception des antennes BIE, il est nécessaire de prendre conscience de la sensibilité liée aux dimensions des matériaux employés. Si les caractéristiques électriques sont essentielles, les dimensions et notamment dans notre cas l'épaisseur des plaques le sont tout particulièrement. Les précisions lors de la conception ou de l'usinage des éléments et les incertitudes liées à la permittivité et aux pertes diélectriques à la fréquence de fonctionnement auront une influence sur les performances globale de l'antenne.

Nous pouvons envisager de considérer le produit entre le gain et la bande de fonctionnement de l'antenne. Celui-ci se calcule de la manière suivante :

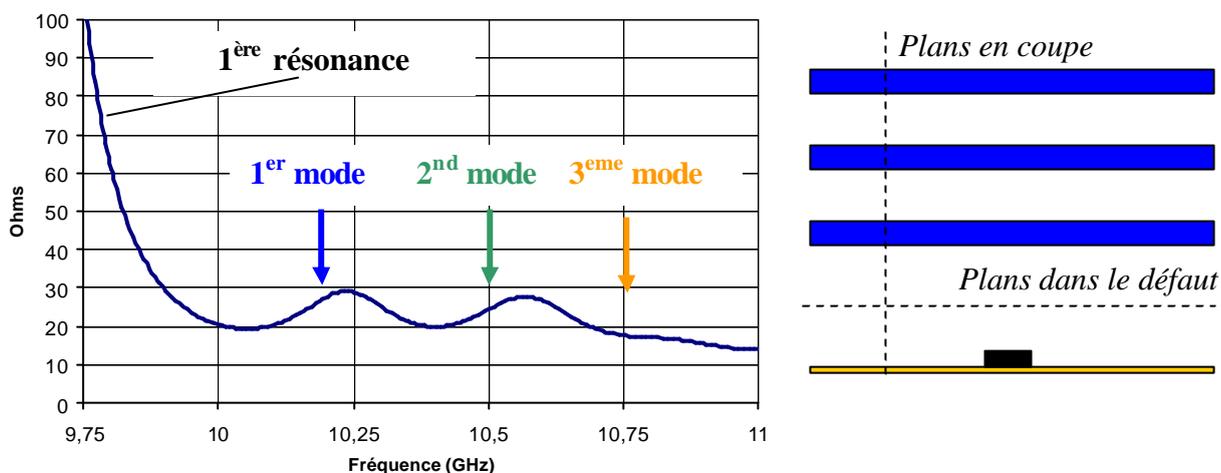
$$\text{Produit gain-bande} = \text{Gain}_{\text{linéaire}} * \text{Bande}(\%)$$

Pour une antenne optimisée en terme de bande de fonctionnement par rapport à son gain, nous observons un produit gain-bande d'environ 500.

## C. Etude électromagnétique :

### 1. Description des différentes résonances :

Nous identifions sur l'impédance d'entrée de l'antenne plusieurs résonances qui correspondent aux modes propagés à travers l'antenne (*Figure I-12*). Ces modes sont directement liés aux dimensions du défaut. Nous allons maintenant les identifier au moyen de cartographies dont les positions sont décrites ci-dessous.



*Figure I-12 : Partie réelle de l'impédance d'entrée et position des différentes résonances.*

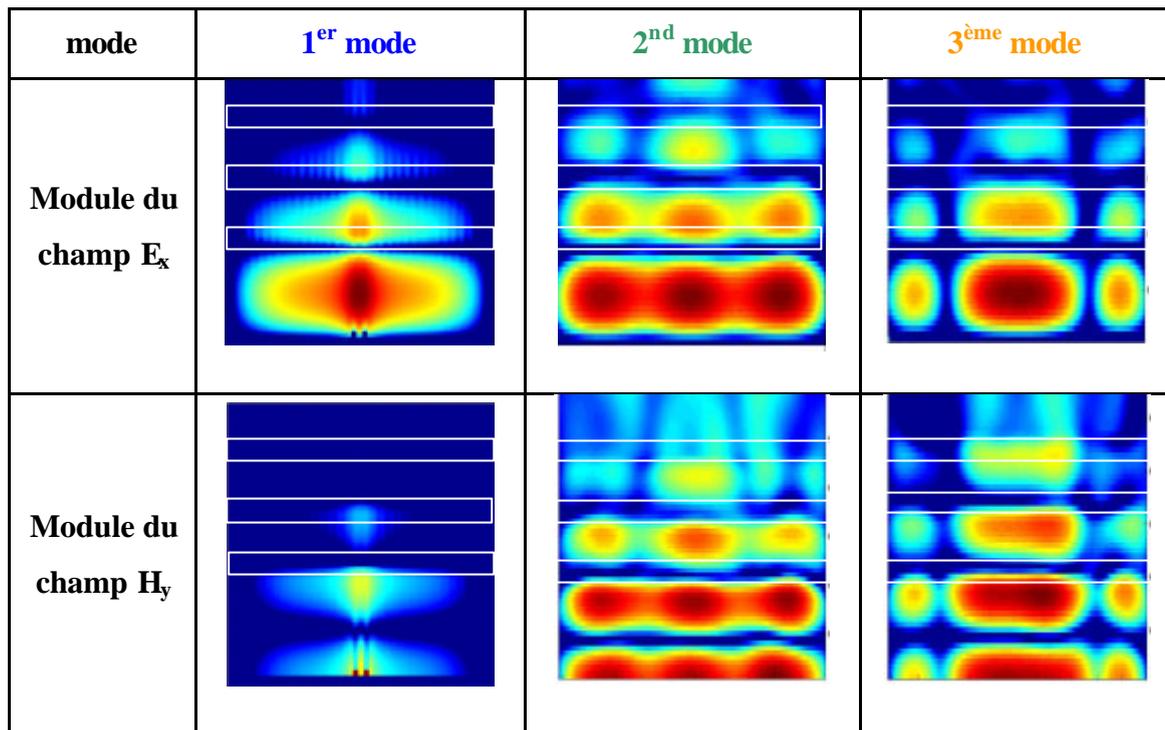
La structure BIE et son défaut permettent d'obtenir des diagrammes de rayonnement directifs en privilégiant des directions de propagation par ses propriétés de filtrage spatial. La forme de ses diagrammes dépend du mode de propagation distribué dans le défaut.

### 2. Etude des champs électromagnétiques à travers l'antenne :

#### a) Cartographies de champs à travers l'antenne :

Les cartographies des distributions des champs électriques et magnétiques relevées dans un plan vertical montrent la propagation de l'énergie de la cavité vers l'extérieur en traversant les plaques (*Figure I-13*). Elles laissent entrevoir des répartitions différentes puisque le champ électrique est maximum au centre de la cavité alors que le champ magnétique est maximum sur l'interface entre la première plaque et le défaut. Ceci confirme que ces deux types de champs doivent être relevés dans des plans distincts pour que leur

amplitude soit maximale.

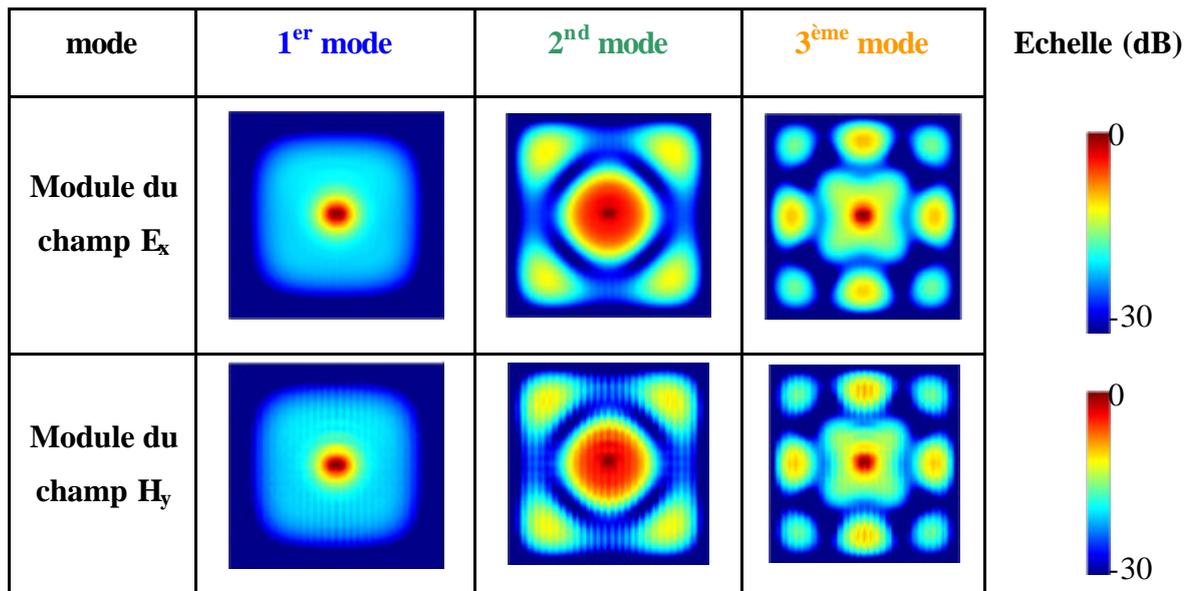


*Figure I-13 : Plans en coupe.*

Nous constatons que l'énergie est concentrée au centre de la cavité (entre le plan de masse et la première plaque diélectrique) et ne peut fuir que dans la direction perpendiculaire au plan de masse. Nous remarquons une condition de court-circuit électrique (CCE) à l'interface entre la cavité et la première plaque diélectrique. Il existe aussi des conditions de court-circuit magnétique à l'interface entre la première plaque et l'épaisseur d'air avant la seconde plaque.

#### **b) Cartographies de champs dans le défaut :**

La visualisation des modules des différentes composantes de champ prouve l'existence de composantes majoritaires des champs électriques (relevées au milieu du défaut) et magnétiques (relevées en dessous de la première plaque). Ainsi au premier mode, les composantes de champs  $E_x$  et  $H_y$  apparaissent prépondérantes et présentent un maximum de champs au centre. Puis elles décroissent progressivement vers le bord de l'antenne. L'évolution de ces mêmes cartographies aux fréquences des modes supérieurs (*Figure I-13* et *Figure I14*) confirme les dégradations des diagrammes de rayonnement étudiés dans le paragraphe suivant.



*Figure I-14 : Distributions des champs  $E_x$  et  $H_y$  dans des plans parallèles aux plaques entre le plan de masse et la première plaque.*

L'installation de ces modes supérieurs perturbe les répartitions de champs dans le défaut et en sortie de l'antenne. Ils dégradent les caractéristiques de rayonnement avec une forte poussée des lobes secondaires et donc une chute du gain dans le lobe principal. Ces modes supérieurs sont, entre autre, à l'origine de la faible bande de gain de l'antenne. En effet, ils font chuter considérablement le gain aux fréquences hautes du premier mode comme nous le verrons par la suite.

#### **D. Diagrammes de rayonnement et fonctionnement fréquentiel :**

##### **1. Diagrammes de rayonnement pour chaque mode :**

Les diagrammes de rayonnement sont affectés par les modes installés dans le défaut.

Les positions des modes supérieurs sont directement liées aux dimensions du défaut dans l'antenne. Sur la *Figure I-15*, nous avons un lobe principal pour le premier mode avec de très faibles lobes secondaires. En augmentant la fréquence, le niveau des lobes secondaires augmente jusqu'à atteindre celui du lobe principal. Cela a pour conséquence de faire baisser la directivité générale de l'antenne. Enfin, à l'apparition du troisième mode, nous nous retrouvons avec cinq lobes.

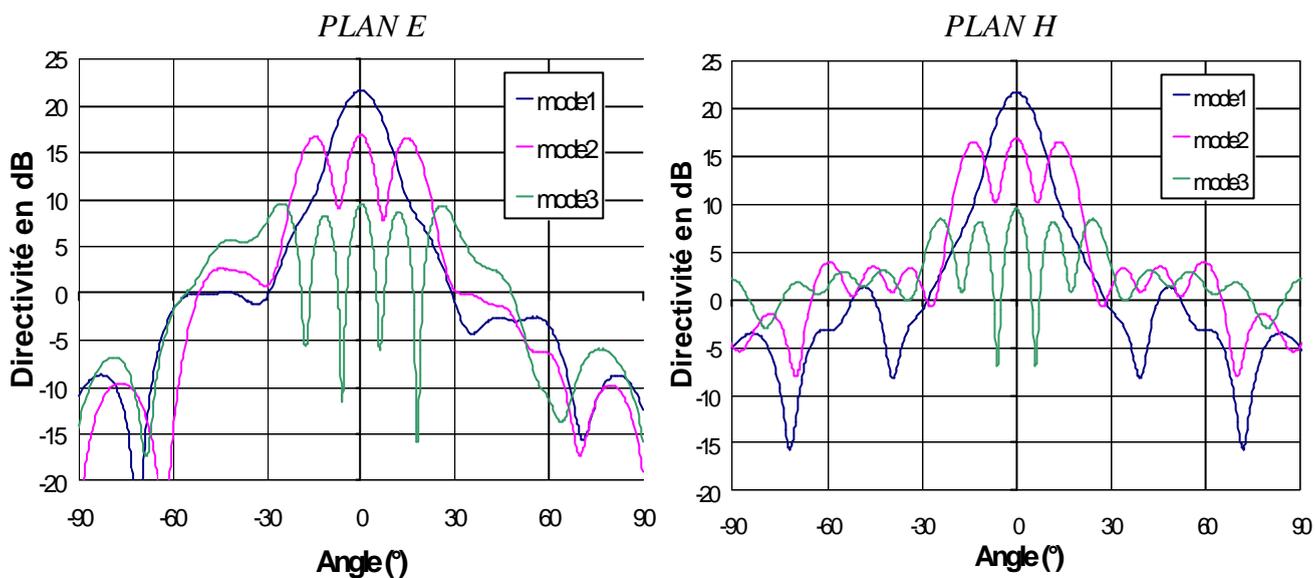


Figure I-15 : Diagrammes de rayonnement.

## 2. Bande de fonctionnement de l'antenne :

Nous cherchons dans ce dernier paragraphe à montrer l'évolution du gain sur une large bande de fréquence afin de prouver l'influence des différents modes sur la bande de gain de l'antenne (Figure I-16). Nous notons la bande de gain de l'antenne à partir de -3dB du maximum de la directivité. Les modes supérieurs ont comme inconvénient de limiter la bande de fonctionnement (bande de gain à -3dB) de l'antenne à résonateur BIE à défaut.

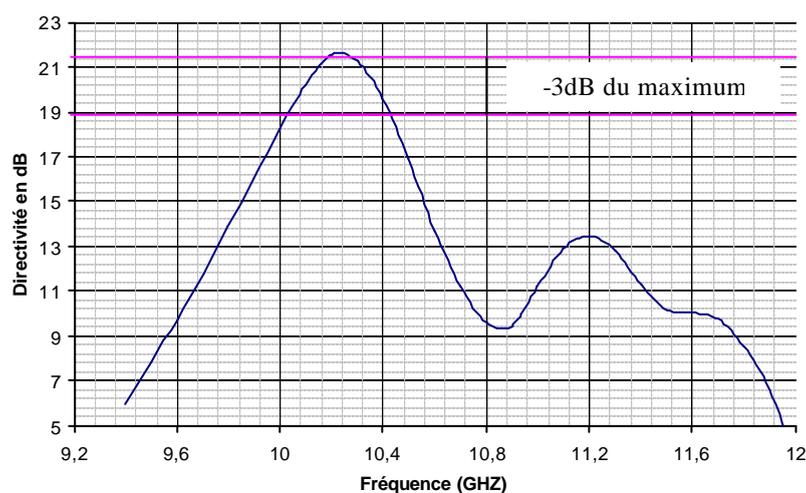


Figure I-16 : Directivité en fonction de la fréquence.

### **3. Bilan de l'antenne BIE à défaut :**

Nous récapitulons ci-dessous les performances de l'antenne à résonateur BIE.

#### **a) Les avantages :**

Cette antenne réalise des performances intéressantes en directivité tout en conservant un encombrement réduit en épaisseur si on la compare à des antennes possédant un réflecteur. Elle peut s'imposer face aux réseaux imprimés car les problèmes liés à la conception du réseau d'alimentation sont souvent pénalisants.

Les niveaux de polarisation croisée sont de l'ordre de -30dB et il est possible avec ce type d'antenne d'obtenir une double polarisation ou une polarisation circulaire avec des gains de la même grandeur. Un autre avantage concerne le niveau des lobes secondaires qui restent très faibles par rapport au lobe principal.

#### **b) Les inconvénients :**

La faible largeur de bande de fonctionnement pour des gains élevés demeure le principal défaut. Cette antenne est également difficile à adapter sur toute sa bande de fonctionnement et nous verrons par la suite qu'elle reste extrêmement sensible aux épaisseurs et aux dimensions de la structure BIE. Pour obtenir la directivité voulue, il est nécessaire de tenir compte du coefficient de qualité lié au défaut. Pour cela la permittivité, les pertes diélectriques et le nombre de plaques sont des paramètres essentiels pour le bon fonctionnement de l'antenne.

On peut noter une légère dissymétrie du diagramme dans le plan E liée à la position de la sonde d'alimentation de notre source.

## **II. CONCEPTION ET REALISATION D'UNE ANTENNE BIE 3D CUBIQUE :**

Après avoir utilisé des structures 1D diélectriques comme structures périodiques, nous nous intéressons maintenant aux structures 3D. Il s'agit de confirmer leurs utilisations dans le domaine des antennes et de vérifier la directivité de l'antenne en fonction de sa bande de gain.

Pour cela, nous utiliserons la structure cubique dans un premier temps, puis dans un second temps une autre structure appelée tas de bois possédant une géométrie différente sera proposée. Nous comparerons ces deux antennes sur les performances finales qui sont liées à leurs bandes interdites [90].

### **A. Antenne directive à base de structure BIE 3D cubique :**

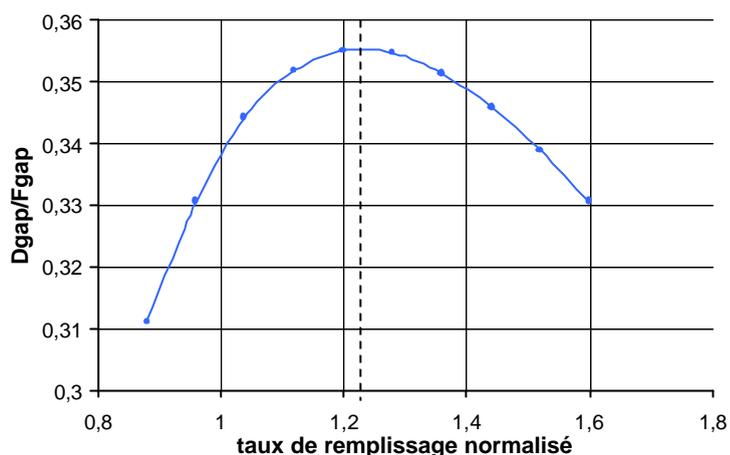
Après avoir étudié ce matériau 3D dans le deuxième chapitre, nous insérons un plan de masse et l'excitation de l'antenne sous la forme d'une antenne patch au centre du défaut. Désormais, nous n'utiliserons qu'une partie de la structure complète et le plan de masse nous servira de plan réflecteur.

Dans un premier temps, nous rappellerons les dimensions de l'antenne, puis ses performances en terme de directivité mais aussi d'adaptation et de bande de fonctionnement. Dans un second temps, nous étudierons la répartition des champs à travers l'antenne par des cartographies dans différents plans mais aussi à travers le flux du vecteur de Poynting. Enfin pour terminer cette partie, nous présenterons des résultats expérimentaux de l'antenne réalisée.

#### **1. Dimensions de l'antenne et de la structure périodique 3D :**

Pour que la structure soit réalisée, nous choisissons la permittivité de l'Alumine du CTTC qui est égale à 9 (rapport d'indice :  $n=3$ ). A partir de cette valeur, nous utilisons une section de barreaux proche de 2,5 mm afin de positionner la bande interdite autour de 12Ghz. En utilisant la **Figure II-1**, nous considérons un taux de remplissage de  $t=1,22 t_0$  c'est-à-dire très proche de 0,31. La distance séparant deux barreaux correspond à 5,5mm et la périodicité (p) est égale à 8mm. Nous choisissons une section carrée pour nos barreaux afin que

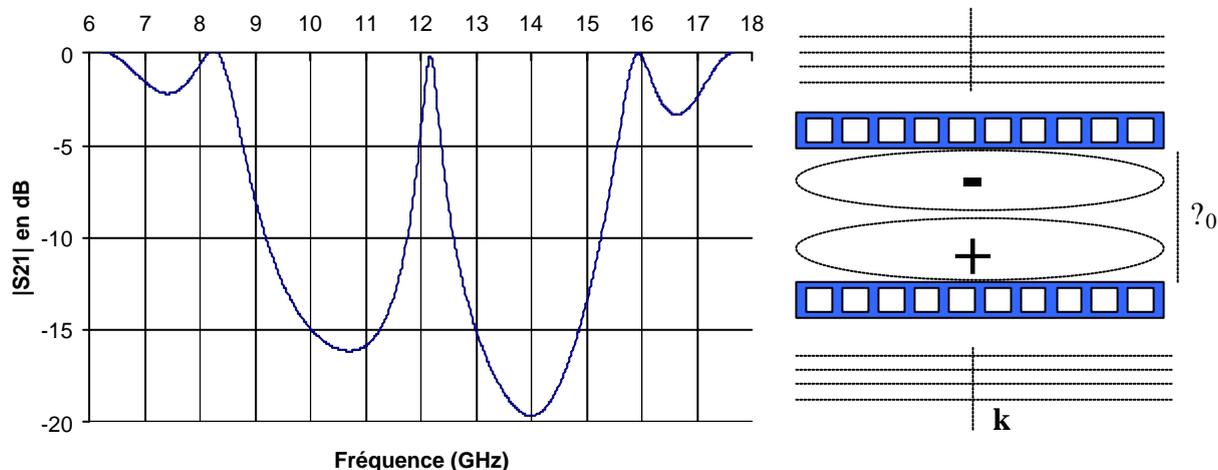
l'ensemble de la structure soit plus simple à définir et à réaliser.



**Figure II-1 :** Taux de remplissage pour un rapport d'indice égal à 3.

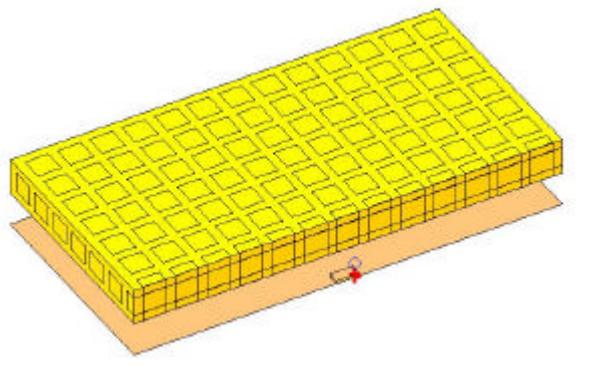
On présente le module du coefficient de transmission de la structure BIE 3D avec un défaut 1D sur la **Figure II-2**.

Une fois la géométrie du matériau 3D déterminée, on définit l'antenne par la demi-structure à laquelle on ajoute un plan de masse de la dimension de la structure. Il est positionné exactement au plan de symétrie de la structure avec son défaut.



**Figure II-2 :** Module du coefficient de transmission d'une structure cubique avec défaut et distribution du champ électrique dans ce matériau à la fréquence de 12,1GHz

Pour simuler l'antenne, nous avons choisi de modéliser un bloc de diélectrique percé de cubes d'air dans le but de représenter notre structure 3D. Nous limiterons dans ce cas le nombre d'éléments diélectriques à saisir lors de nos simulations à partir du code FDTD (**Figure II-3**).



**Figure II-3** : Figure de l'antenne BIE 3D cubique (avec symétrie).

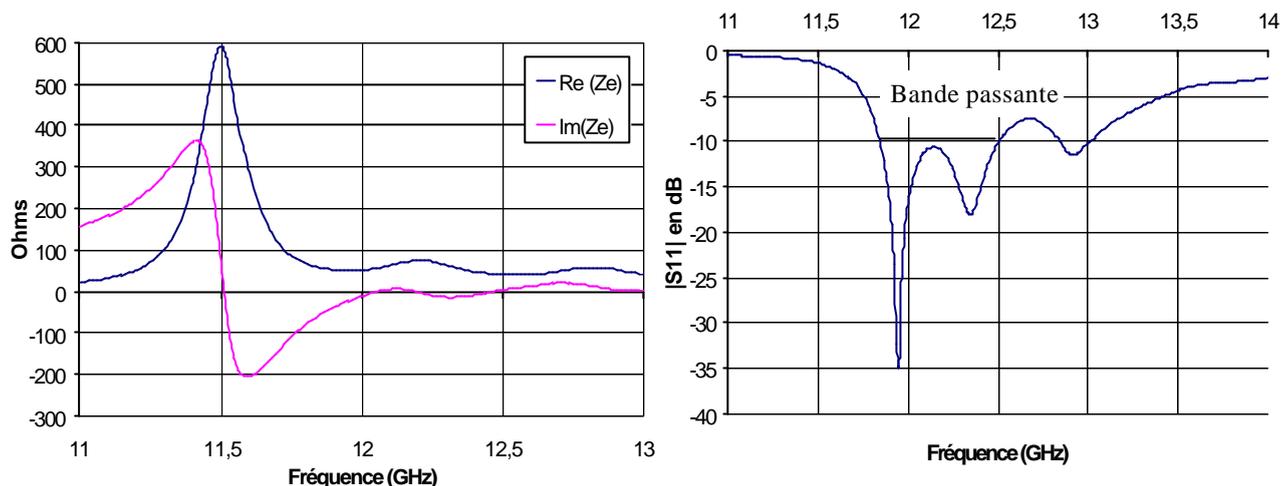
En ce qui concerne les dimensions latérales de l'antenne, elles ont été définies par le coefficient de qualité du pic de transmission égal à 43. Cette valeur permet d'estimer la directivité de l'antenne autour de 20dB. Le plan de masse simulé est de la même taille que la structure c'est-à-dire 93mm. Les dimensions du patch fixent sa résonance à 11,5GHz afin d'exciter convenablement la cavité ainsi créée entre la structure et le plan de masse. La position de la sonde entre le bord du patch et son centre n'a pas une très grande importance car l'impédance ramenée de la structure diélectrique est bien plus forte. La structure est donc à une hauteur de 13mm par rapport au plan de masse, ce qui correspond approximativement à  $\lambda_0/2$ .

## 2. Performances de l'antenne :

La première série de résultats concerne l'impédance d'entrée de l'antenne ainsi que son adaptation. Nous nous pencherons sur la directivité de l'antenne, la forme de son diagramme de rayonnement et sa bande de fonctionnement. Enfin, nous regarderons à partir de différentes cartographies de champs et du vecteur de Poynting la répartition des champs et de la puissance rayonnée par l'antenne.

### a) Adaptation de l'antenne :

L'impédance d'entrée de l'antenne BIE 3D présentée sur la **Figure II-4** fait apparaître plusieurs pics de résonance. On a cherché à adapter l'antenne dans son ensemble.



**Figure II-5** : Impédance d'entrée de l'antenne et module du coefficient de réflexion.

A 11,5GHz, nous avons la première résonance liée à l'antenne patch en présence de la structure BIE. Le fonctionnement de celui-ci est légèrement perturbé par l'existence du matériau, ce qui se traduit par un léger décalage de sa fréquence de résonance.

Il existe ensuite différentes résonances liées à la cavité ainsi créée du demi défaut constitué lors de l'étude précédente (12,2GHz et 12,8GHz). Nous avons le même fonctionnement que dans la partie précédente.

### b) Diagrammes de rayonnement :

La **Figure II-6** présente le diagramme de rayonnement de l'antenne à la fréquence de 12,15GHz correspondant au premier mode de la cavité. A cette fréquence, nous obtenons la directivité maximum de l'antenne égale à 20,3dB. Les diagrammes possèdent de très faibles lobes secondaires et on peut estimer que la taille de la structure est bien dimensionnée par rapport au potentiel résonant du matériau BIE 3D. Il n'existe que de faibles niveaux autour des angles  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ , il n'y a donc que très peu de fuites d'énergie en dehors de l'axe.

Le rayonnement parasite de la sonde coaxiale est peu présent mais se traduit plutôt par une très légère dissymétrie du plan E. En calculant la bande de gain de cette antenne, on retrouve globalement la même valeur autour de 4,5% pour des antennes utilisant des matériaux 1D. En calculant le rendement de surface de notre antenne à résonateur BIE 3D, nous obtenons une valeur proche de 80%

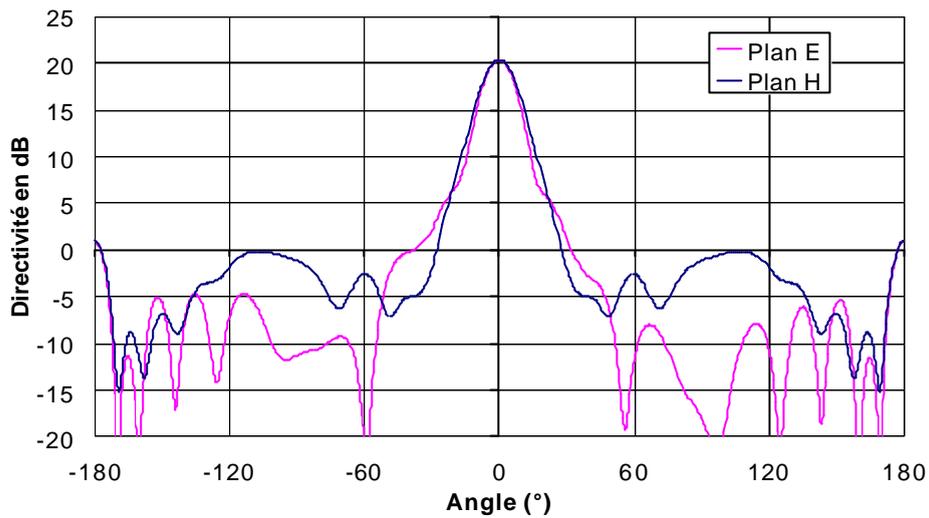


Figure II-6 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne à 12,15GHz.

### 3. Cartographies des champs et flux du vecteur de poynting :

Afin d'analyser le comportement électromagnétique de l'antenne à travers le matériau, nous choisissons de relever quelques cartographies ainsi que le vecteur de Poynting.

#### a) Répartition des champs à travers l'antenne :

Nous constatons que la répartition des distributions des champs dans la cavité est identique aux structures précédentes (Figure II-7).

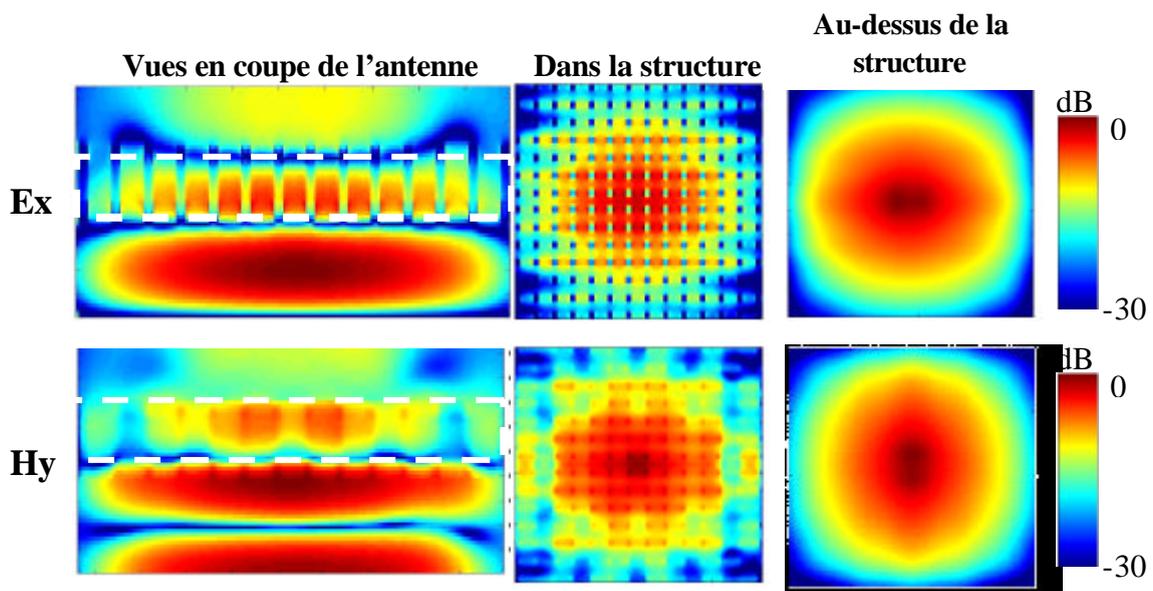


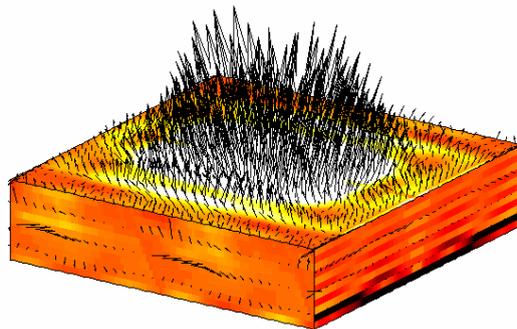
Figure II-7 : Répartition des distributions des champs dans l'antenne.

Nous présentons ci-dessous différentes cartographies liées à ces distributions dans différents plans. Ces dernières confirment que les composantes tangentielles des champs électriques et magnétiques sont en quadrature dans la direction de propagation (vues en coupe de l'antenne). Nous présentons en pointillés blancs la position de la structure 3D. Pour étudier la distribution du maximum de ces champs, il faut les relever dans différents plans (dans et au-dessus de la structure dans des plans parallèles à l'antenne).

La répartition du champ E tangentiel au dessus de l'antenne définit la surface rayonnante équivalente.

#### **b) Flux du vecteur de Poynting :**

Afin de comprendre le fonctionnement du système, nous représentons le vecteur de Poynting sortant du volume de calcul entourant l'antenne. La *Figure II-8* montre le vecteur de Poynting sur une représentation 3D en perspective.



*Figure II-8 : Flux du vecteur de Poynting.*

On constate que la majeure partie de la puissance rayonnée sort par la face supérieure du matériau BIE 3D et une faible partie de la puissance s'échappe des bords de la cavité. Cela nous permet de confirmer le bon rendement de surface de notre antenne.

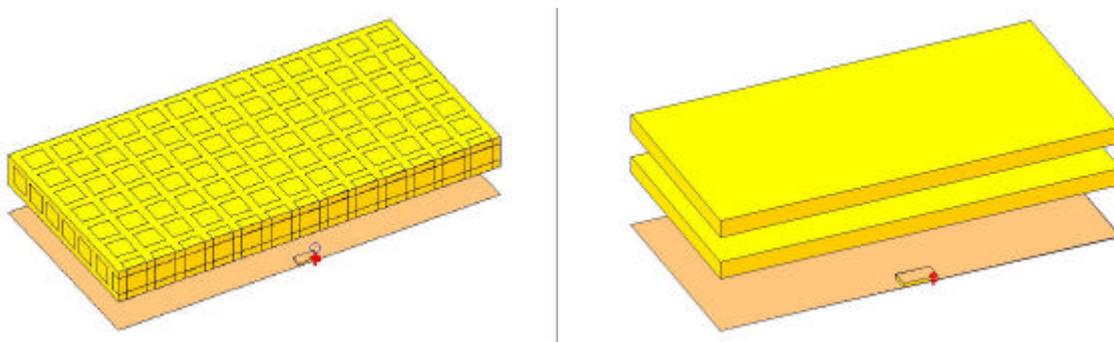
#### **4. Recherche d'une structure 1D présentant les mêmes performances en antenne :**

##### **a) Présentation des antennes étudiées :**

Nous cherchons à trouver une équivalence entre la structure cubique présentée dans la

partie précédente et une structure 1D afin d'obtenir le même coefficient de qualité et les mêmes performances en antenne.

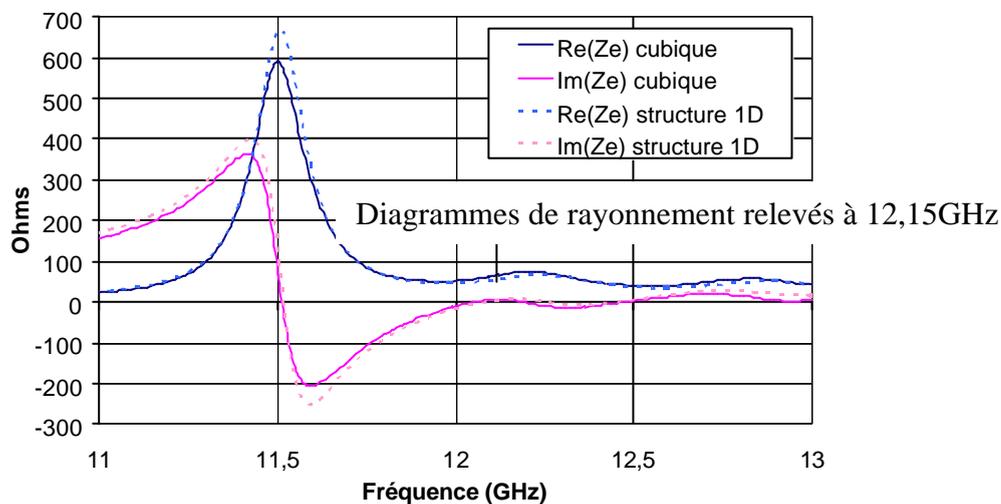
Nous avons choisi un système de deux plaques de permittivité 4,1 d'épaisseur 3,1mm écartées de 6,25mm. La dimension entre la structure diélectrique et le plan de masse est identique et égale à 13mm (*Figure II-9*).



*Figure II-9 : Les antennes comparées (figures avec symétrie).*

### b) Impédance d'entrée et diagrammes de rayonnement :

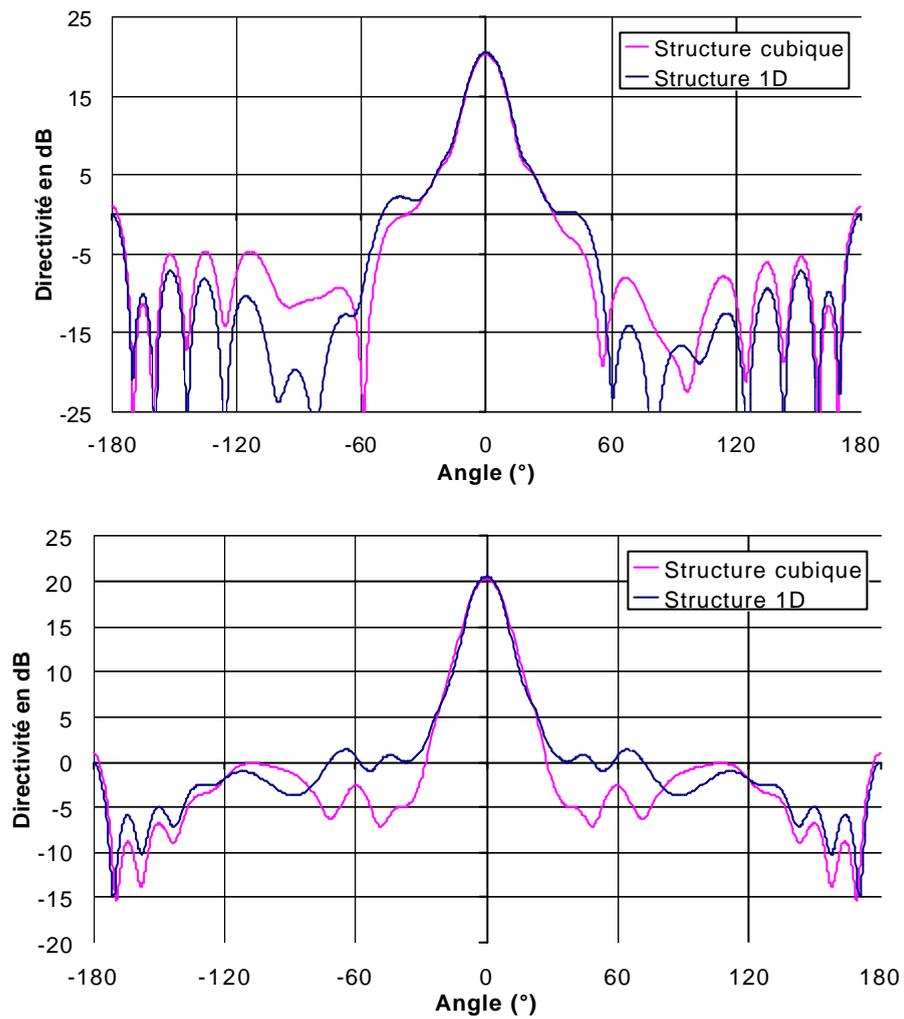
Les impédances d'entrées entre les deux antennes sont très proches et la position en fréquence des différentes résonances et leurs amplitudes correspondent sur la *Figure II-11*.



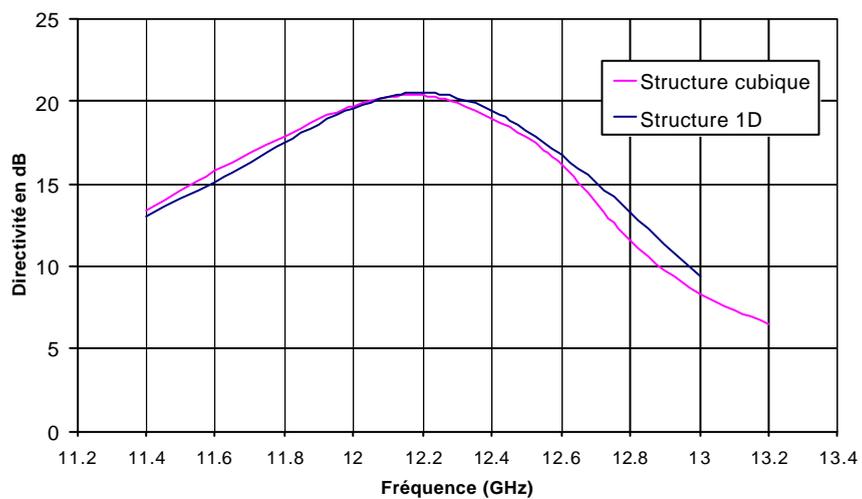
*Figure II-11 : Comparaison des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée.*

A partir des diagrammes de rayonnement dans les deux plans de l'antenne ( $f=0^\circ$  et  $f=90^\circ$ ), nous obtenons des résultats très proches. La directivité des deux antennes correspond à 20,3dB avec exactement la même bande de fonctionnement (4,3%). On peut dire alors que la structure cubique utilisée possède le même coefficient de réflexion et le même coefficient de

qualité qu'une structure 1D composée de deux plaques de permittivité 4,1 (*Figure II-10*).



*Figure II-10 : Comparaison des diagrammes de rayonnement dans le plan E (en haut) et le plan H (en bas) à 12,15GHz.*



*Figure II-10 : Directivité en fonction de la fréquence pour les deux types d'antennes.*

L'intérêt d'utiliser la structure cubique au lieu d'une structure 1D est le faible pourcentage de matière utilisée, ce qui permet de limiter l'influence des pertes diélectriques. Par contre, il faut prendre en compte le fait que nous n'utilisons pas la même permittivité du matériau. En effet, nous utilisons une permittivité plus forte que pour la structure 1D. Ce qui a pour conséquence de réduire la taille des barreaux et donc de diminuer le taux de remplissage. Il est donc difficile d'effectuer une comparaison pour prouver l'intérêt d'utiliser une structure par rapport à l'autre.

Par contre, la structure 3D est un bon compromis entre un système d'une plaque de très forte permittivité (autour de 22) ou le système de deux plaques de permittivité (4,1) pour obtenir le même coefficient de qualité. En terme de compacité, la hauteur de la structure cubique (10,5mm) est légèrement inférieure à l'utilisation de deux plaques de permittivité 4,1 (12,45mm).

L'utilisation d'une structure multi périodique permet d'obtenir un fonctionnement différent en terme de lobes secondaires sur cet exemple. La directivité ou la bande de fonctionnement de l'antenne reste comparable à une antenne utilisant une structure 1D. Nous pensions au départ que les particularités des structures 3D permettraient d'élargir la bande de fonctionnement de l'antenne en diminuant la poussée des lobes (autour de 30°) des modes supérieurs.

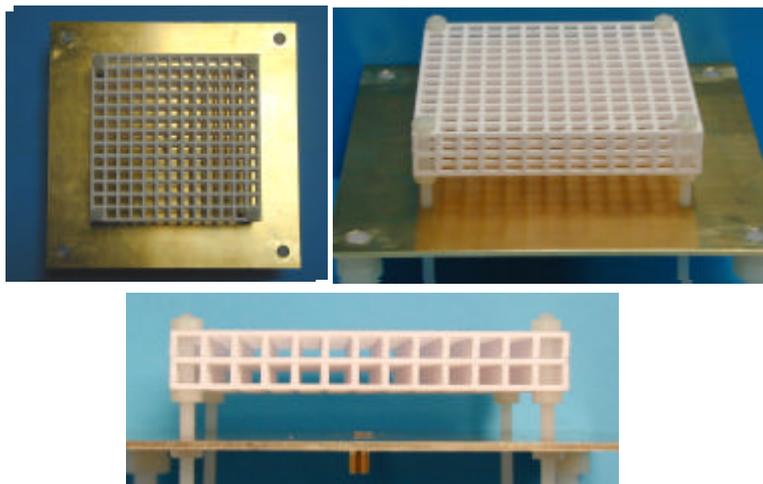
En effet, l'antenne fonctionne suivant une polarisation linéaire et seules certaines géométries parallèles au champ électrique de la structure sont visibles.

### **B. Conception d'antenne directive à base de structure BIE 3D cubique :**

Nous avons cherché à réaliser une antenne à partir d'une structure BIE 3D de forme cubique réalisée précédemment par le CTTC. La structure ainsi modélisée est le tout premier matériau périodique utilisable en antenne conçu par le prototypage rapide. De ce fait, les dimensions comme la précision des barreaux et la périodicité des motifs élémentaires ne sont pas très réguliers. La section des barreaux est plutôt rectangulaire que carrée. Pour des raisons de conception au départ, les dimensions de la structure n'ont pas fait l'objet d'une attention toute particulière, on a recherché plutôt la reproductibilité et la faisabilité de l'ensemble. Par la suite, il a été possible de régler l'antenne par les dimensions du défaut afin de garder une directivité satisfaisante dans l'axe.

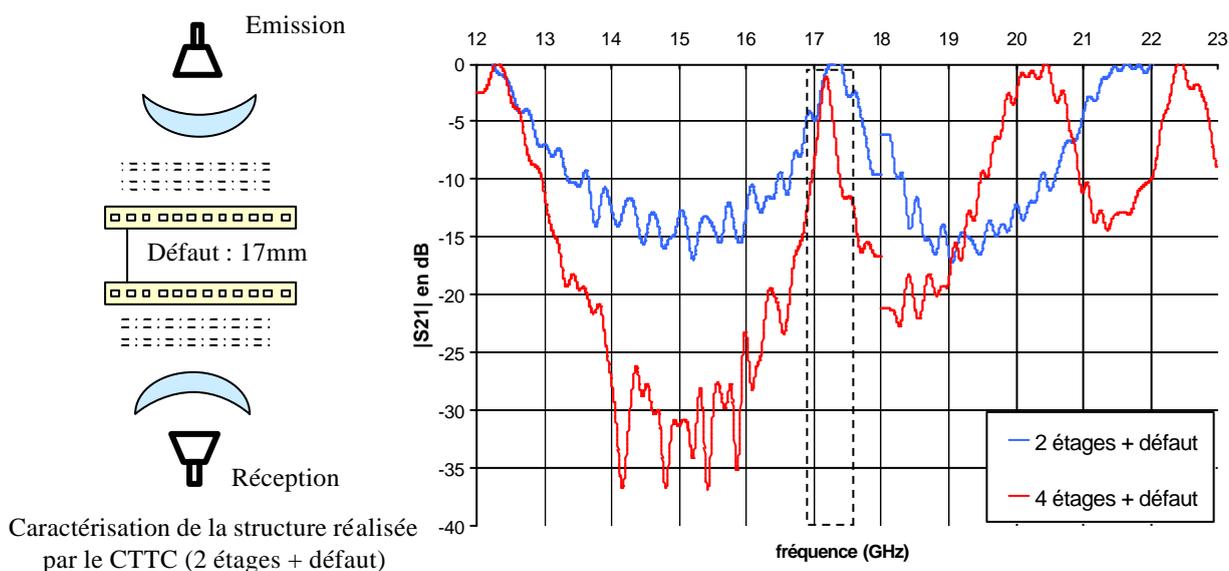
## 1. Description de l'antenne réalisée :

Afin d'adapter le coefficient de qualité aux dimensions de la structure et de son taux de remplissage, nous disposons de plusieurs niveaux de motifs élémentaires. A chaque fois que l'on ajoute un niveau nous augmentons ce coefficient de qualité. Les meilleures performances de l'antenne sont le cas où nous conservons deux niveaux de périodicité dans la direction de propagation au dessus du plan de masse (*Figure III-12*).



*Figure II-12 : Photographies de l'antenne réalisée.*

Le côté d'un barreau correspond en moyenne à 1,9mm, sa périodicité à 7,4mm et donc son taux de remplissage est égal à 0,256. La caractérisation de la structure cubique avec un défaut de périodicité est présentée ci-dessous (*Figure II-13*). Le coefficient du pic de transmission à 17,2GHz varie en fonction du nombre de niveau de périodicité (ou étage).

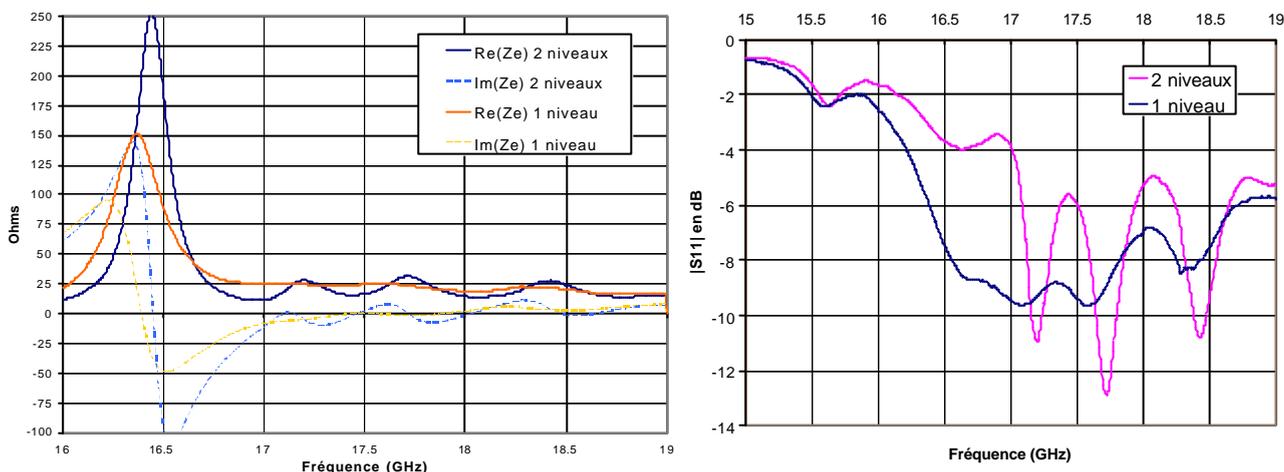


*Figure II-13 : Module du coefficient de transmission mesuré par le banc en espace libre.*

Les résultats des mesures de la caractérisation sont un peu chahutés car la structure est relativement petite et nous observons des phénomènes de bords.

## 2. Mesures de l'antenne :

La dimension entre le plan de masse et la structure correspond à 8,5mm pour un fonctionnement à 17,15GHz. Les dimensions de la structure sont de 95,5mm ce qui permet d'accepter un gain maximal de 24,8dB pour l'antenne à cette fréquence. Dans un premier temps, nous avons cherché à adapter notre antenne et nous y sommes parvenus globalement quel que soit le nombre de niveaux utilisés (annexe 7). Plus on ajoute de niveaux, plus le coefficient de qualité de notre matériau augmente et plus la partie réelle de l'antenne s'approche de 500 (*Figure II-14*).

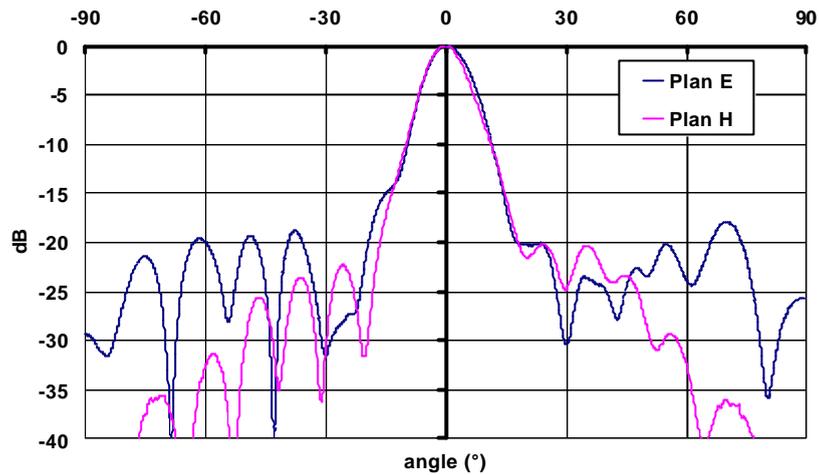


**Figure II-14 :** Mesure de l'impédance d'entrée et du module du coefficient de réflexion de l'antenne selon le nombre de niveaux.

Sur la *Figure II-15*, nous présentons les diagrammes des rayonnements mesurés.

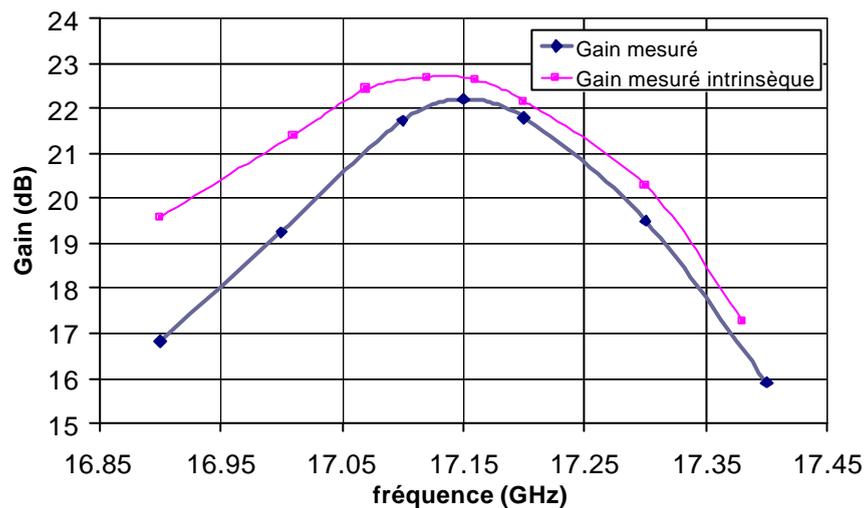
Nous choisissons de garder l'antenne avec deux niveaux de périodicité car elle présente un module du coefficient de réflexion acceptable et surtout elle permet de garder une bonne directivité par rapport au coefficient de qualité et ses dimensions.

Les diagrammes de rayonnement présentent un lobe directif dans l'axe et un gain de 22,2dB avec des lobes secondaires réjétés à plus de 18dB. La bande de fonctionnement est d'environ 310MHz soit 1,8% (*Figure II-16*). Si nous ne tenons pas compte de l'adaptation, nous obtenons un gain de 22,7dB à 17,12GHz.



*Figure II-15 : Diagrammes de rayonnement mesurés pour une structure à 2 niveaux à 17,15GHz.*

La bande de fonctionnement à -3dB correspond à 2,33%.



*Figure II-16 : Bande de fonctionnement de l'antenne mesurée.*

Dans le cas où nous n'utilisons qu'un seul étage de périodicité en hauteur, nous obtenons un gain mesuré de 17,5dB (à 16,6GHz). Pour comparaison, le patch seul possède un gain mesuré de 7,5dB.

### 3. Conclusion :

La structure cubique réalisée par le CTTC fut l'un des premiers prototypes réellement exploitable en antenne. Malheureusement, celle-ci possède des dimensions qui ne

correspondent pas aux dimensions voulues de l'antenne simulée au départ. En effet pour cette permittivité, il est nécessaire d'avoir un taux de remplissage proche de 0,31 pour utiliser une bande interdite large et symétrique. Par conséquent, nous nous retrouvons avec une antenne dont les performances sont largement en dessous de celles espérées. En effet, nous avons besoin de rajouter un niveau supplémentaire afin d'augmenter le coefficient de qualité et de compenser le taux de remplissage. Par contre, la position des modes de résonance créés par la rupture de la périodicité n'est pas trop perturbée en choisissant la fréquence autour de 17GHz. En modifiant la hauteur entre le plan de masse et la structure, le rayonnement se déforme et le niveau des lobes secondaires augmente largement. Pour élargir cette étude, nous avons cherché à modifier la structure BIE 3D pour voir et comprendre l'influence du matériau sur les performances de l'antenne. Pour cela nous utilisons une structure 3D appelée tas de bois dont la géométrie de la structure permettra de faciliter la conception par le prototypage rapide. En effet, les sections des barreaux de la structure sont plus importantes pour une position de la fréquence de la bande interdite identique. Nous commencerons par une étude succincte afin de caractériser sa bande interdite.

### **III. CONCEPTION ET REALISATION D'UNE ANTENNE BIE 3D TAS DE BOIS :**

Après avoir analysé le fonctionnement de la structure cubique en étudiant à la fois le matériau tridimensionnel dans le chapitre deux et la réalisation d'une antenne directive à base de cette structure, nous nous penchons maintenant sur une structure un peu plus complexe à étudier mais aussi plus performante. Nous présentons dans cette partie une structure tridimensionnelle appelée tas de bois, ou woodpile en anglais. Nous commençons par l'étude du matériau et le choix de ses différentes dimensions puis nous intégrerons ce matériau pour réaliser une antenne à résonateur BIE 3D tas de bois de la même façon [92].

Le CTTC a réalisé différentes structures ce qui nous a permis d'étudier par le banc en espace libre la position de sa bande interdite en fonction de sa géométrie. Quelques résultats ont déjà été présentés dans le troisième chapitre concernant la caractérisation expérimentale des structures périodiques.

#### **A. Modélisation de la structure BIE 3D tas de bois :**

Dans cette partie, nous étudions la géométrie de la structure tas de bois en identifiant la position de sa bande interdite en fréquence définie par les coefficients de transmission et de réflexion. Nous commencerons par comparer la bande interdite de la structure tas de bois avec une structure 2D en réseau triangulaire afin de mieux choisir les paramètres à faire évoluer dans cette partie. La structure tas de bois appartient à la famille des réseaux cubiques à faces centrées.

##### **1. Description et décomposition de la structure :**

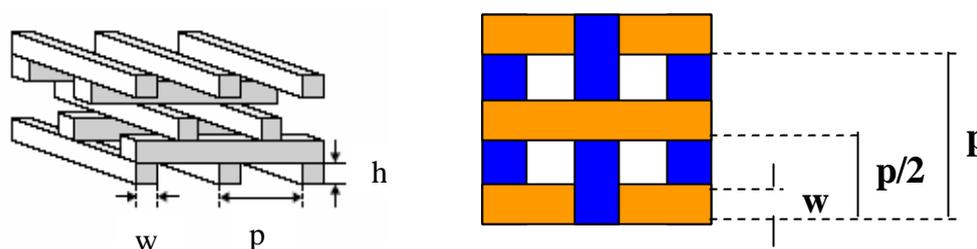
La structure tas de bois est composée de tiges de section carrée empilées les unes sur les autres respectant une géométrie particulière. En effet pour chaque seconde couche, on introduit un décalage d'une demi période afin que la tige se retrouve centrée au milieu des deux tiges du niveau précédent. Cette structure peut être décomposée en deux structures 2D respectant un réseau de type triangulaire. Comme les différentes tiges sont empilées les unes sur les autres, on peut déterminer à l'avance que cette structure ne respecte pas forcément la

polarisation de l'onde incidente.

**a) Bande interdite de la structure tas de bois :**

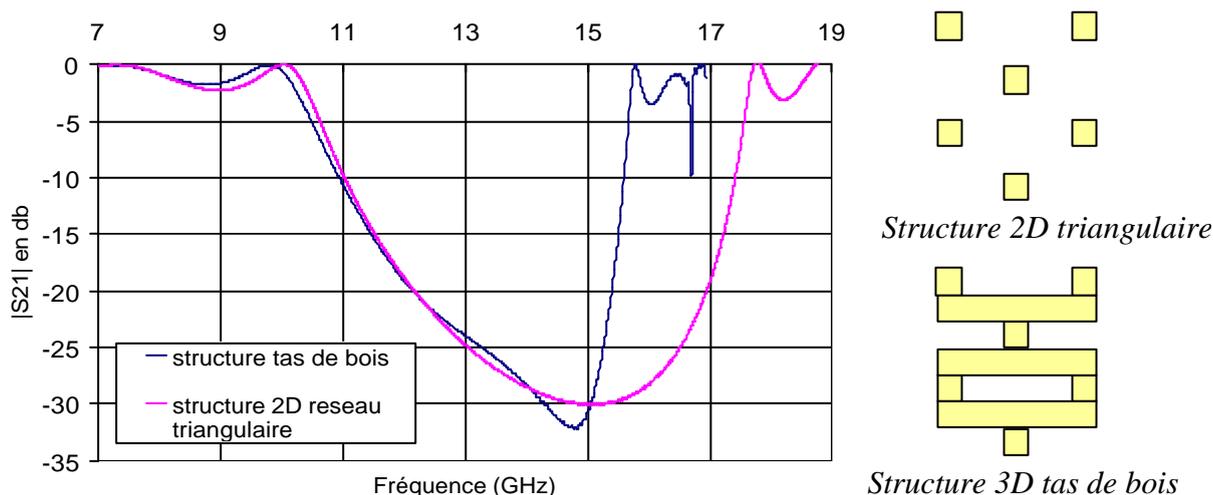
La structure tas de bois peut être dimensionnée par rapport à certains paramètres comme la section des barreaux ( $w$ ), la périodicité ( $p$ ) ce qui conduit à définir le taux de remplissage ( $t$ ) et la hauteur d'un barreau ( $h$ ).

D'une façon générale on choisit des barreaux à section carrée. La hauteur d'une maille élémentaire correspond à  $h=4w$  (*Figure III-1*).



*Figure III-1 : Géométrie de la structure tas de bois.*

Nous avons commencé cette étude en partant des dimensions d'une structure tas de bois définie par les travaux de E. OZBAY et K.M. HO [93]. La section des barreaux ( $w$ ) est égale à 3,2mm, la permittivité du matériau à 9, la périodicité ( $p$ ) correspond à 11,2mm. Par conséquent, le taux de remplissage ( $t$ ) est de 0,285.

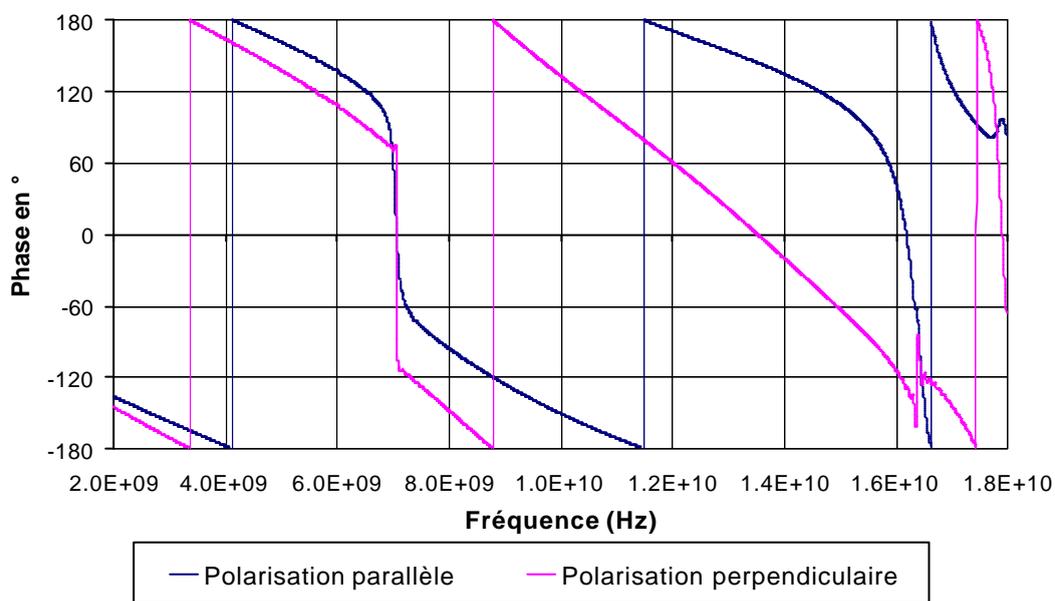


*Figure III-2 : Bande interdite de la structure tas de bois et d'une structure 2D avec un réseau triangulaire en incidence normale.*

Comme on peut le constater sur la *Figure III-2*, la bande interdite de la structure tas

de bois est plus étroite que la bande interdite de la structure 2D et sa forme est plus sélective. Nous retrouvons cette particularité dans le troisième chapitre consacré à la caractérisation par un banc en espace libre [94].

Contrairement à la structure cubique, la structure tas de bois n'est pas totalement insensible à la polarisation de l'onde. Nous cherchons ci-dessous à caractériser la structure sur la phase du coefficient de réflexion en incidence normale selon les deux polarisations possibles sur une structure tas de bois possédant un seul niveau de périodicité dans la direction de propagation (polarisation parallèle ou perpendiculaire). [95]

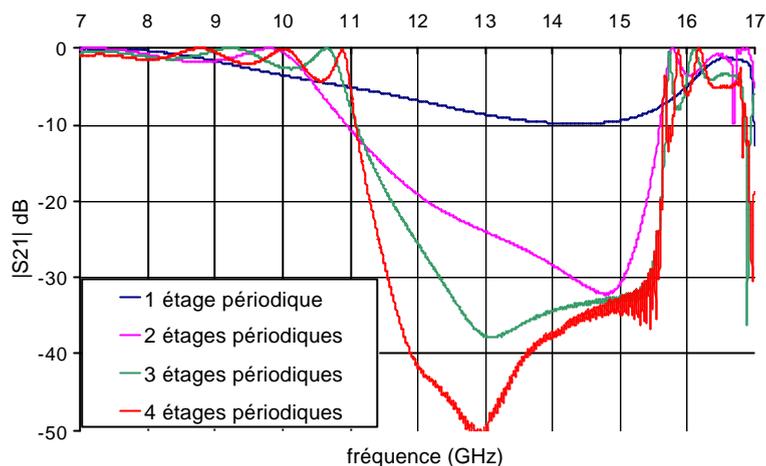


**Figure III-3** : Phase du coefficient de réflexion dans chaque polarisation en incidence normale.

Nous avons un changement de phase à la fréquence de 11,6GHz dans la polarisation parallèle et à 8,8GHz dans la polarisation perpendiculaire (**Figure III-3**). [96]

### b) Evolution du nombre de niveaux de la structure :

Nous avons voulu ici déterminer l'évolution de la bande interdite en fonction de la périodicité selon la direction de propagation de l'onde électromagnétique. Nous avons utilisé la méthode des ondes planes afin de déterminer le coefficient de transmission (**Figure III-4**).

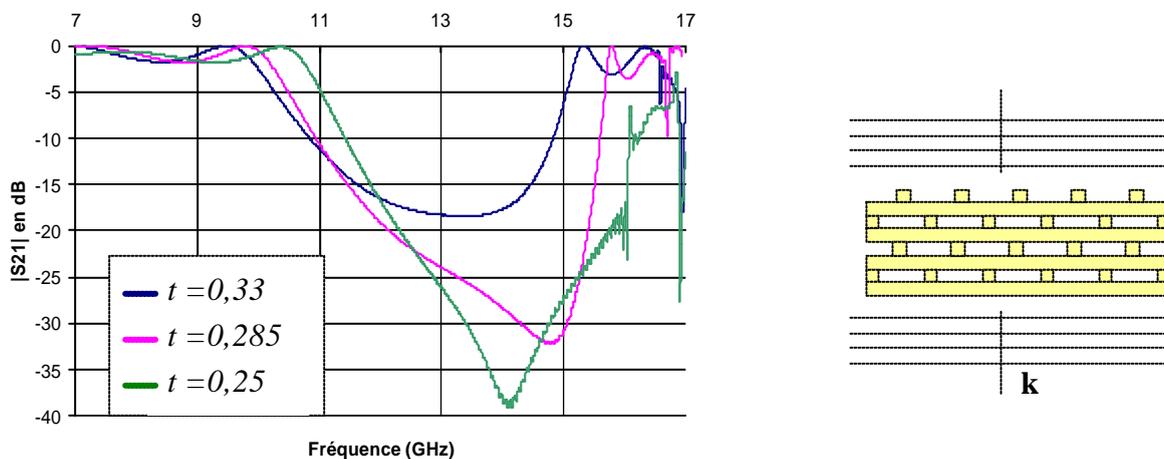


**Figure III-4 :** Evolution de la bande interdite en fonction du nombre de niveaux.

La bande interdite est de plus en plus profonde lorsque nous ajoutons des niveaux de périodicité mais elle reste toujours centrée autour de 13,5GHz. [97]

**c) Evolution du taux de remplissage :**

Comme on peut le voir sur la **Figure III-5**, le taux de remplissage modifie la forme de la bande interdite.



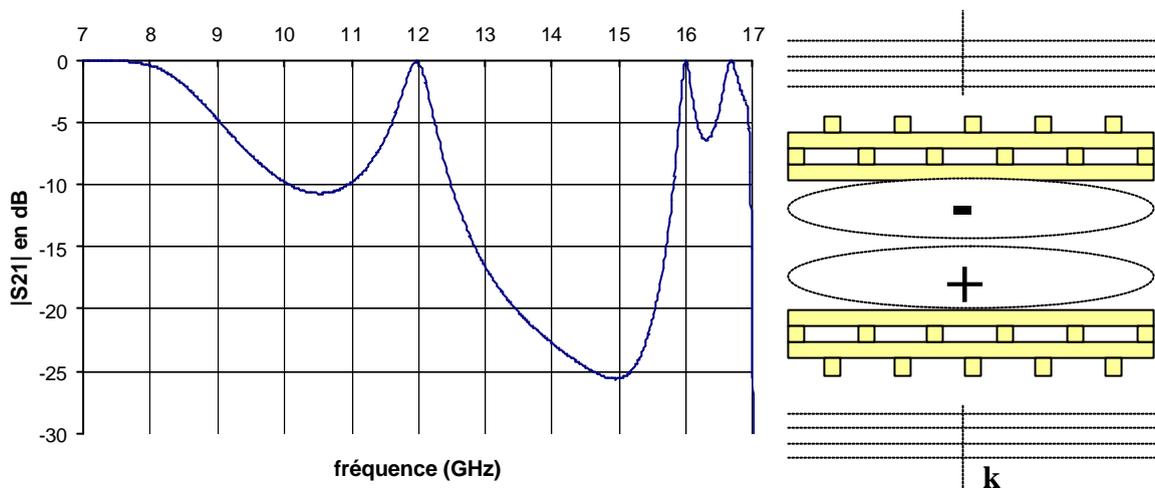
**Figure III-5 :** Evolution de la bande interdite en fonction du taux de remplissage.

Pour un taux de remplissage élevé nous avons une bande interdite classique tandis qu'avec un taux de remplissage faible la bande interdite est plus sélective à une fréquence donnée. Dans le troisième chapitre sur la caractérisation des matériaux périodiques, nous obtenons la même allure de bande interdite avec un taux de remplissage similaire ( $t = 0,25$ ) ce

qui permet de conforter ici nos résultats. Il faut noter qu'aucune structure simple précédemment étudiée n'offrait ce type de réponse. Cela aura des répercussions lors de l'étude de l'antenne comme on le verra par la suite.

## 2. Structure tas de bois avec défaut :

En rompant la périodicité du matériau dans la direction de propagation, une bande permise est ainsi créée à l'intérieur même de la bande interdite (*Figure III-6*).



*Figure III-6 : Module du coefficient de transmission d'une structure tas de bois avec défaut et distribution du champ électrique à travers le matériau en incidence normale.*

Les dimensions de la structure pour notre étude possèdent une section de barreaux de 3,2mm avec une périodicité de 8mm et un taux de remplissage de 0,285. Le matériau utilisé possède une permittivité de 9. La rupture de la périodicité qui correspond à l'écartement des deux structures tas de bois est égale à 24mm. Nous avons choisi une fréquence autour de 12GHz pour faire apparaître une bande permise car la phase du coefficient de réflexion est proche de  $180^\circ$  sur la *Figure III-3*. Etant donné que la structure 3D ne présente pas exactement une phase égale à  $180^\circ$  pour la fréquence de 12GHz, la fréquence du pic de transmission est légèrement décalée. Ce décalage dépend de la périodicité de la structure et de son taux de remplissage.

Au centre du défaut, un plan de masse peut être inséré et imposera la nullité des champs électriques qui lui sont tangents. Le coefficient de qualité du pic de transmission est égal à 36 (*Figure III-6*). Cette valeur est plus faible que le coefficient de qualité de la

structure cubique.

## **B. Conception de l'antenne BIE tas de bois :**

### **1. Antenne directive à partir de la structure BIE 3D tas de bois :**

Après avoir étudié le matériau tas de bois, nous insérons un plan de masse et l'excitation de l'antenne sous la forme d'une antenne patch au centre du défaut. A partir de maintenant, nous n'utiliserons qu'une partie de la structure complète et le plan de masse nous servira de plan réflecteur.

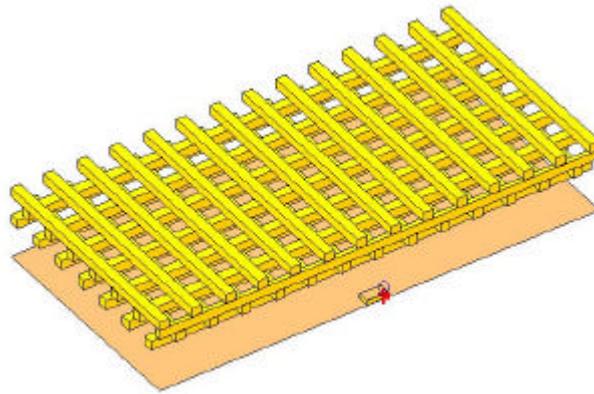
Dans un premier temps, nous rappellerons les dimensions de l'antenne, puis ses performances en terme de directivité mais aussi d'adaptation et de bande de fonctionnement. Nous regarderons l'influence de la forme de la bande interdite sur le gain afin d'optimiser notre antenne en fonction de la directivité et de sa bande de fonctionnement.

Dans un second temps, nous étudierons la répartition de la distribution des champs à travers l'antenne par des cartographies dans différents plans mais aussi à travers le flux du vecteur de Poynting. Enfin pour terminer cette partie, nous présenterons des résultats expérimentaux de l'antenne réalisée afin de valider la modélisation de cette structure 3D.

#### **a) Caractéristiques et dimensions de l'antenne tas de bois :**

La périodicité de la structure correspond à la structure étudiée dans la partie précédente. Les caractéristiques de la structure tas de bois sont attachées à la forme de sa bande interdite selon son taux de remplissage ou de la permittivité relative du matériau. La **Figure III-7** présente l'antenne étudiée.

Une fois la géométrie déterminée, on définit l'antenne par la demi structure à laquelle on ajoute un plan de masse de la dimension de la structure positionné exactement au plan de symétrie. Au point de vue des dimensions de l'antenne, elles ont été définies par le coefficient de qualité du pic de transmission égal à 36. Mais pour tenir compte du changement de celui-ci lié à la forme de la bande interdite, nous avons choisi de larges dimensions égales à 148,8mm. Le taux de matière d'une cellule élémentaire correspond à 29%, ce qui est légèrement supérieur à l'antenne cubique qui possède un taux de matière plutôt autour de 20%.



**Figure III-7 :** Figure de l'antenne BIE 3D tas de bois (avec symétrie).

Les dimensions du patch fixent sa résonance à 11,8GHz afin d'exciter convenablement la cavité ainsi créée entre la structure et le plan de masse. La structure est donc à une hauteur de 12mm par rapport au plan de masse ce qui correspond approximativement à  $\lambda_0/2$  (influence des dimensions finies de la structure).

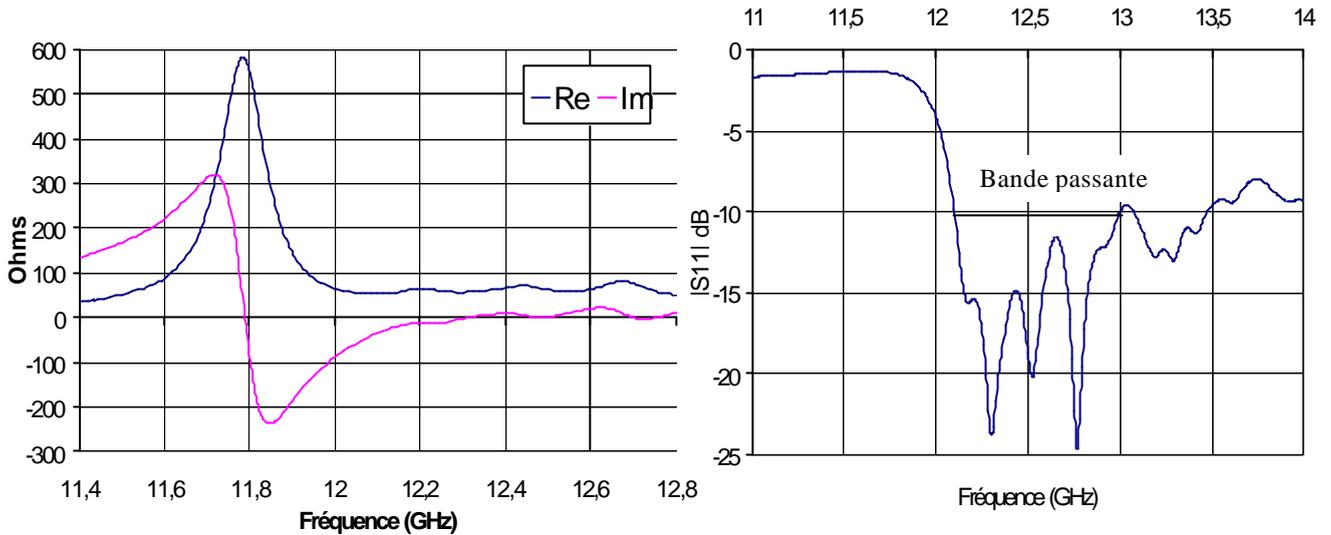
## 2. Performances de l'antenne :

La première série de résultats concerne l'impédance d'entrée de l'antenne ainsi que son adaptation. Nous nous pencherons sur la directivité de l'antenne, la forme de son diagramme de rayonnement et sa bande de gain en fonction du taux de remplissage ou de la permittivité du matériau. Enfin, nous analyserons la répartition des champs à travers la structure.

### a) Diagrammes de rayonnement et adaptation :

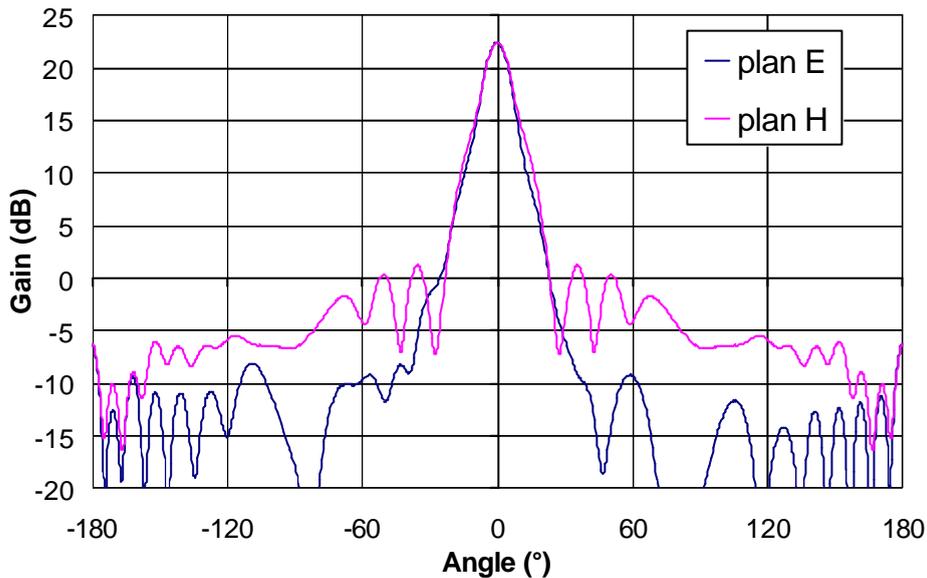
L'impédance d'entrée de l'antenne BIE 3D présentée sur la **Figure IV-8** fait apparaître plusieurs pics de résonance.

La résonance à 11,79GHz correspond au mode 10 de l'antenne patch en présence de la structure BIE. Il existe ensuite différentes résonances liées à la cavité ainsi créée du défaut constitué lors de l'étude précédente. Les fréquences 12,2GHz et 12,5GHz correspondent aux modes de la cavité BIE. En approchant suffisamment la résonance du patch vers la résonance du premier mode de la cavité cela permet d'exciter correctement celle-ci. On cherche à adapter l'antenne dans son ensemble (**Figure III-8**).



**Figure III-8 :** Impédance d'entrée de l'antenne tas de bois.

La **Figure III-9** présente le diagramme de rayonnement de l'antenne à la fréquence de 12,15GHz correspondant au premier mode de la cavité. A cette fréquence, nous obtenons la directivité maximum de l'antenne dans l'axe égale à 22,3dB.



**Figure III-9 :** Diagramme de rayonnement de l'antenne à 12,15GHz.

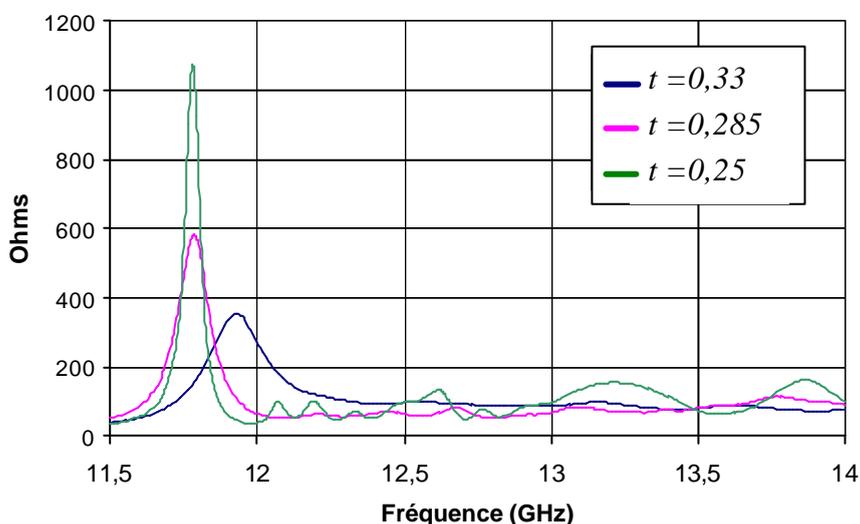
Les diagrammes possèdent de très faibles lobes secondaires. Il n'existe que de faibles niveaux autour des angles  $-90^\circ$  et  $90^\circ$ , il n'y a donc que très peu de fuites d'énergie en dehors de l'axe car la taille de la structure est capable d'accepter jusqu'à 24-25dB à cette fréquence. Le rayonnement parasite de la sonde coaxiale est peu présent mais se traduit plutôt par une très légère dissymétrie du plan E a  $-30^\circ$ .

En calculant la bande de fonctionnement de cette antenne, on retrouve une valeur de 2,5% légèrement inférieure à des antennes utilisant des matériaux 1D (2,7%). En calculant le rendement de surface de notre antenne à résonateur BIE 3D, nous obtenons une valeur proche de 52% car nous avons surdimensionné volontairement la surface du matériau pour accepter le gain de l'antenne et prévoir une partie du matériau destinée aux supports.

### b) Influences du taux de remplissage :

A partir de résultats précédents, il est intéressant de voir l'influence du taux de remplissage et donc de la forme de la bande interdite sur les impédances d'entrées et les diagrammes de rayonnement de l'antenne. Pour cela, nous choisissons trois taux de remplissage : 0,33 et 0,25 en conservant la valeur de 0,285. Nous constatons que l'impédance d'entrée augmente lorsque nous utilisons de faibles taux de remplissage. En effet pour ces valeurs-là, la bande interdite devient plus sélective et le coefficient de qualité du défaut augmente de façon significative.

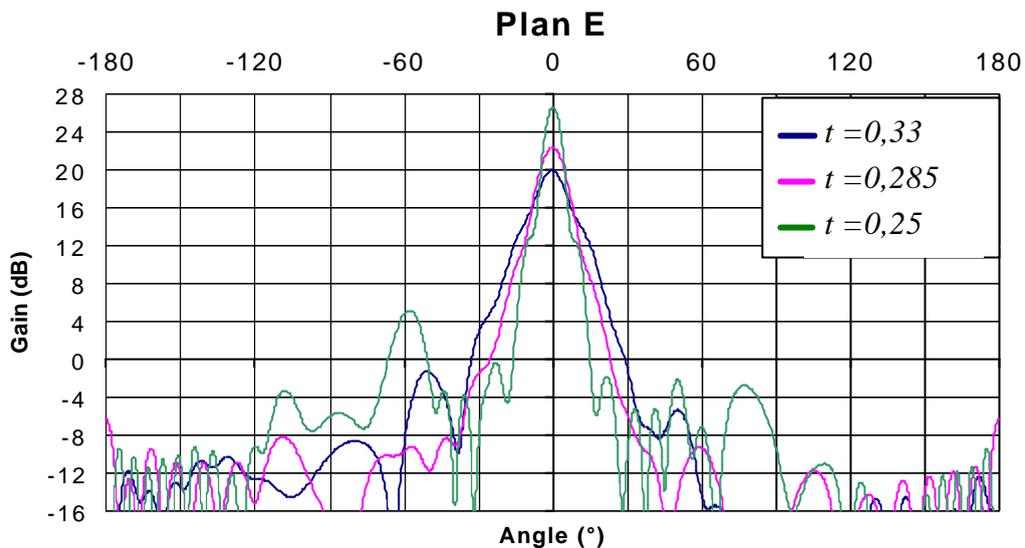
La fréquence de fonctionnement de l'antenne est modifiée car l'impédance présentée est différente selon le coefficient de qualité de la structure (*Figure III-10*).



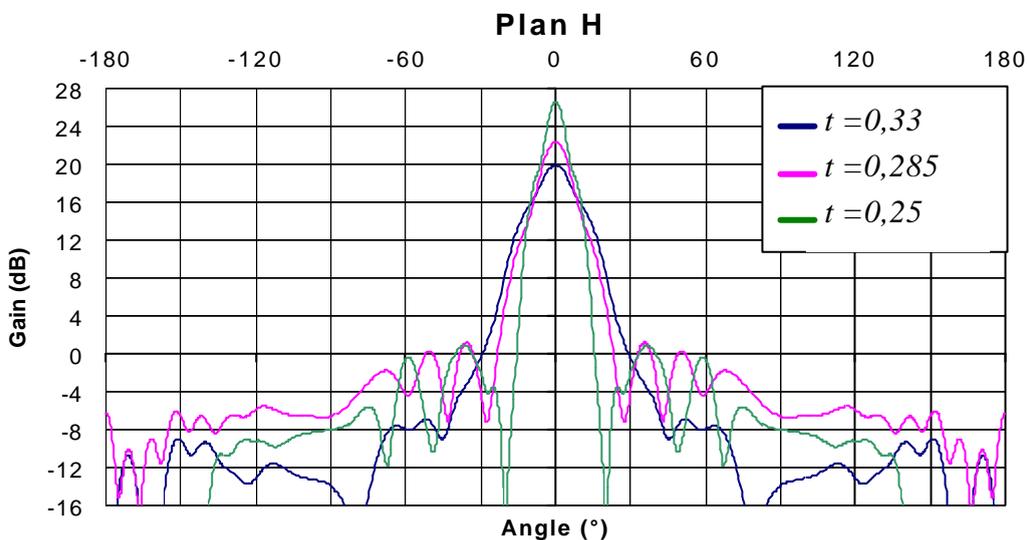
*Figure III-10 : Evolution des parties réelles de l'impédance d'entrée en fonction du taux de remplissage.*

Au niveau des diagrammes de rayonnement, la variation du taux de remplissage perturbe la directivité de notre antenne. Le gain de l'antenne augmente à mesure que l'on diminue notre taux de remplissage. En effet, nous avons vu que l'impédance d'entrée avait

fortement augmenté pour cette valeur. Par contre, nous avons observé une forte remontée des lobes secondaires pour le taux de remplissage égal à 0,25 car la surface de l'antenne ne suffit plus à contenir l'énergie dans le défaut. En augmentant la surface du matériau et celui du plan de masse, nous arrivons à diminuer les lobes secondaires (*Figure III-11 et Figure III-12*). Quant au produit gain-bande, nous avons des écarts significatifs sur les différents résultats tenant compte du taux de remplissage.



*Figure III-11 : Evolution du plan E selon le taux de remplissage.*



*Figure III-12 : Evolution du plan H selon le taux de remplissage.*

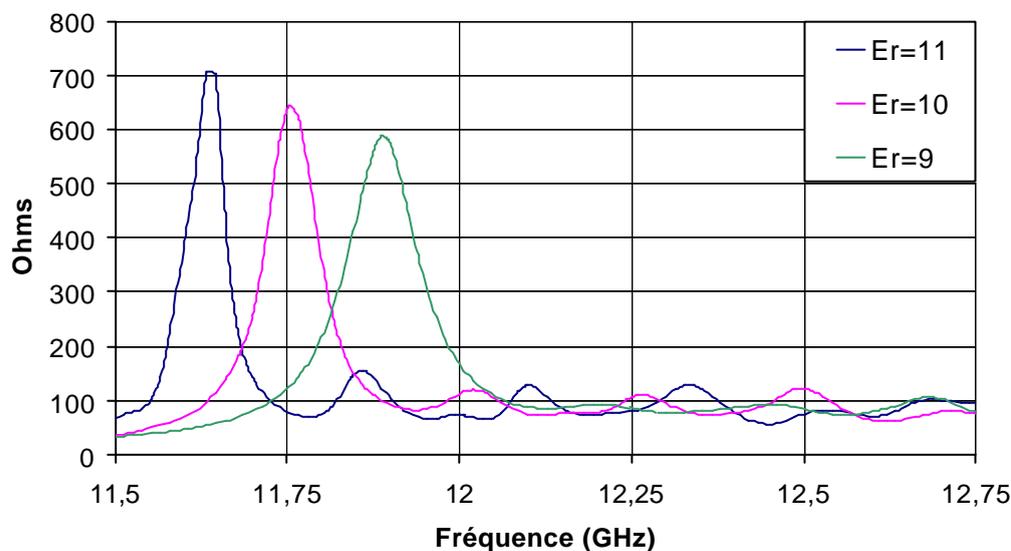
Nous récapitulons sur la *Figure III-13*, les différents résultats en fréquence, coefficient de qualité et gain en fonction de chaque taux de remplissage.

Taux de remplissage	Fréquence (GHz)	Q	Gain (dB)	Bande de fonctionnement
$t = 0,33$	12,4	10	19,67	3,8%
$t = 0,285$	12,15	30	22,3	2,5%
$t = 0,25$	12,06	72	26,6	1,8%

*Figure IV-13 : Tableau récapitulatif en fonction de la périodicité.*

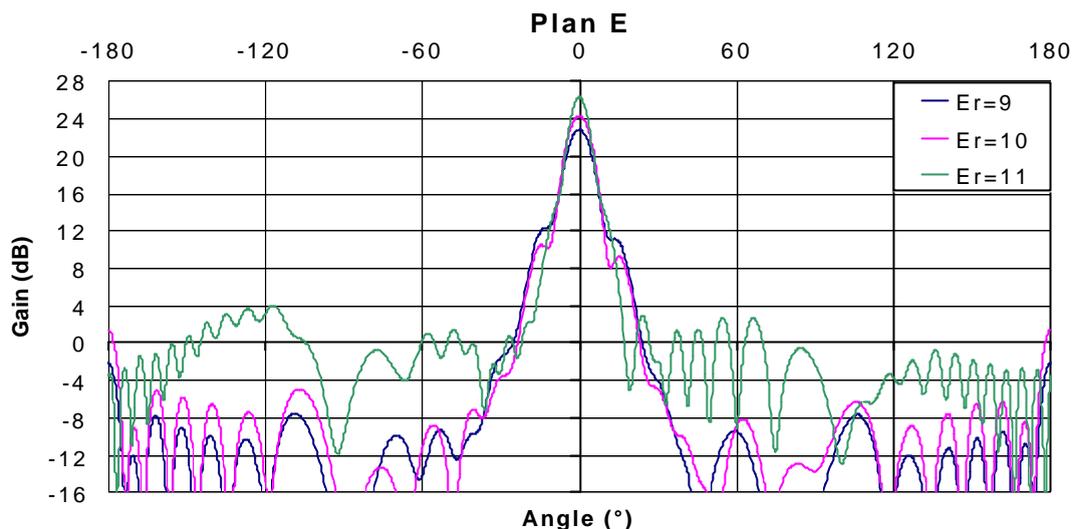
### c) Influences de la permittivité :

De la même manière que précédemment, nous avons choisi d'augmenter la permittivité du matériau afin d'élargir la bande interdite de la structure mais aussi de comprendre l'interaction du matériau avec l'antenne ainsi réalisée. Au point de vue de l'impédance d'entrée sur la *Figure III-14*, nous constatons qu'il existe beaucoup moins de perturbations sur les différents modes de résonance et une nette augmentation de l'impédance d'entrée lorsque la permittivité augmente, ce qui reste cohérent.

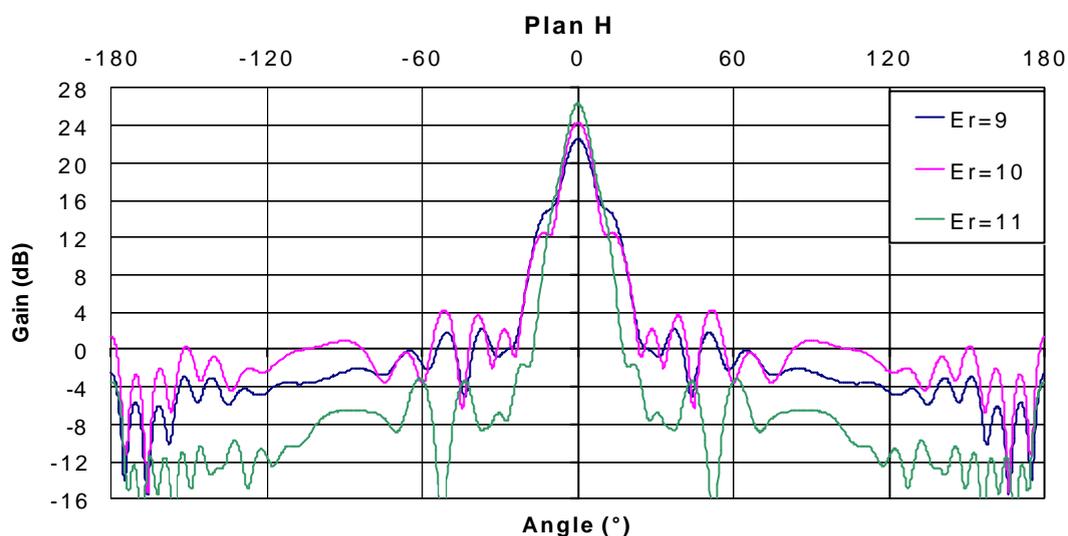


*Figure III-14 : Evolution des parties réelles de l'impédance d'entrée en fonction de la permittivité.*

En regardant les diagrammes de rayonnement pour chaque valeur de permittivité, nous constatons qu'ils ne sont que très légèrement perturbés (*Figure III-15* et *Figure III-16*). Par contre, la directivité de l'antenne augmente de manière significative par palier d'environ 2dB lorsque la permittivité augmente (*Figure III-17*).



**Figure III-15** Evolution du plan E selon la permittivité du matériau.



**Figure III-16** Evolution du plan H selon la permittivité du matériau.

Pour une permittivité de 10, nous obtenons une directivité et une bande de fonctionnement qui permet de se rapprocher du comportement des antennes utilisant des structures 1D. Nous avons dans ce cas-là une structure optimale dont les paramètres sont dimensionnés pour fonctionner à cette fréquence.

Si on effectue un parallèle avec les structures cubiques, nous obtenons un taux de remplissage normalisé égal à  $t/t_0 = 1,185$  dans le cas d'une permittivité égale à 10 et un taux de remplissage égale à 0,285. Cette valeur est inférieure au taux de remplissage normalisé de la structure cubique égale à 1,23 pour la même permittivité calculée dans le chapitre deux.

Permittivité	Fréquence (GHz)	Q	Gain (dB)	Bande de fonctionnement
$Er=9$	12,15	30	22,3	2,5%
$Er=10$	12	41	24,19	1,9%
$Er=11$	11,84	52	26,2	1,1%

Figure III-17 : Tableau récapitulatif en fonction de la permittivité.

**d) Evolution de la bande de gain :**

Afin de comparer véritablement ces différents fonctionnements, soit en modifiant le taux de remplissage (Figure III-18) soit en changeant la permittivité du matériau (Figure III-19), nous comparons les résultats obtenus avec la courbe du gain en fonction de la bande pour des structures 1D. La courbe en bleu permet de garder une référence et de déterminer le meilleur fonctionnement pour nos antennes à base de structures 3D.

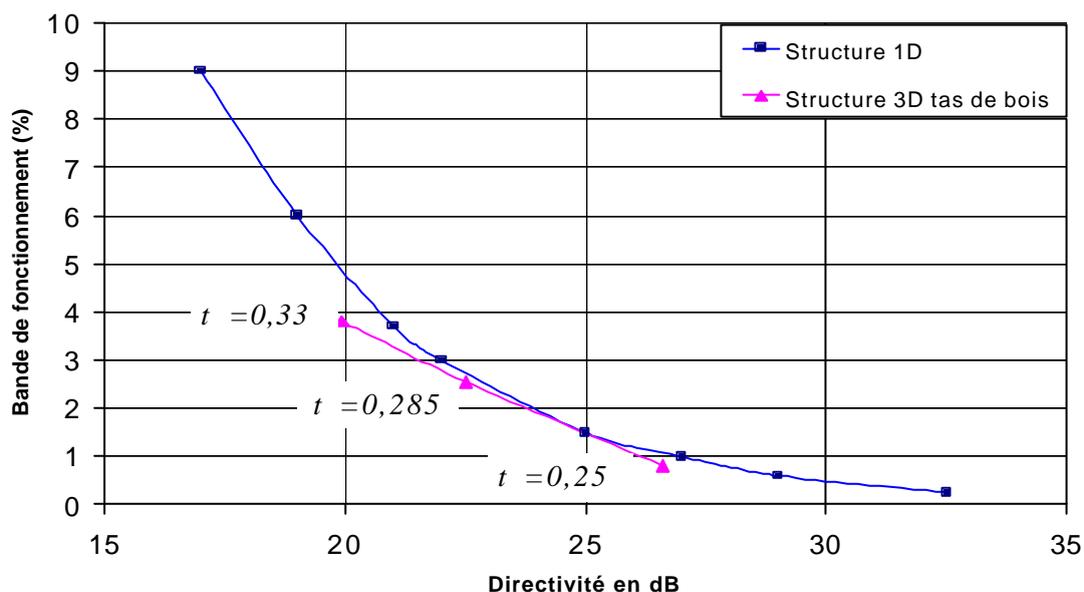
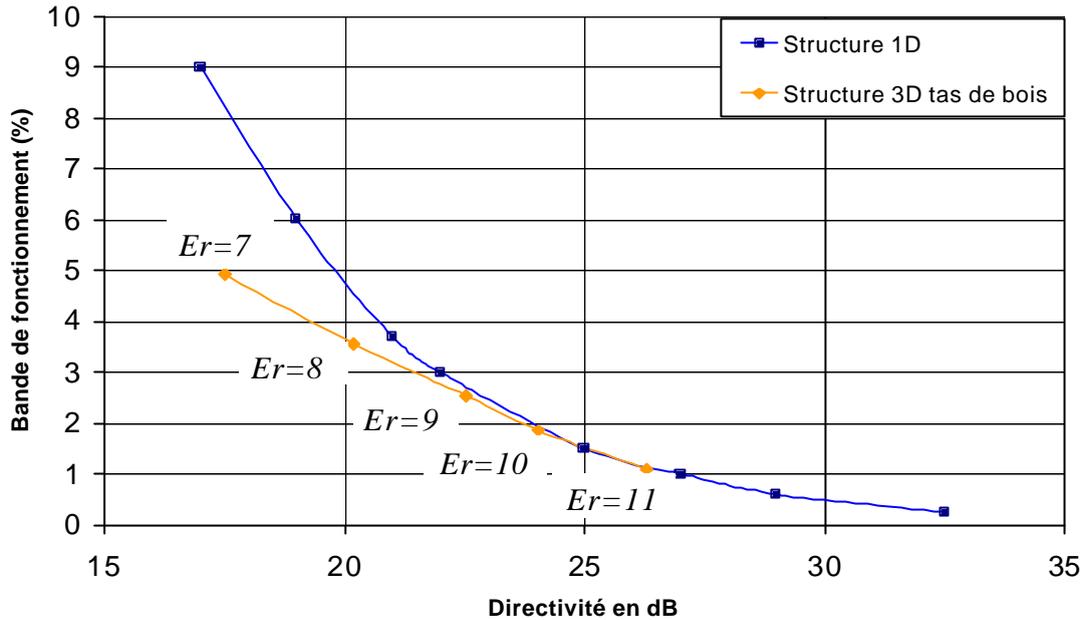


Figure III-18 : Evolution de la directivité par rapport à la bande de fonctionnement en fonction du taux de remplissage pour une permittivité égale à 9.

En effet dans le cas de la structure tas de bois, il existe un seul taux de remplissage pour chaque valeur de permittivité Ce qui permet d’avoir le meilleur produit gain-bande de l’antenne. Cela se traduit par une droite sur les Figure III-18 et Figure III-19. Nous avons un fonctionnement qui se rapproche des structures 1D pour le cas d’une permittivité de 9 avec un taux de remplissage se rapprochant de 0,27.



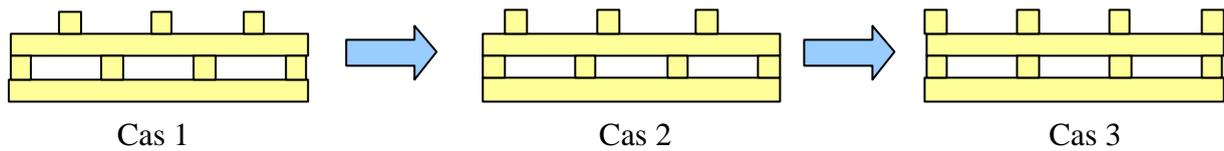
**Figure III-19 :** Evolution de la directivité par rapport à la bande de fonctionnement en fonction de la permittivité pour un taux de remplissage égal à 0,285.

Cette déduction permet de souligner les particularités de la structure tas de bois dont le taux de remplissage et la permittivité de la structure peuvent réellement modifier la bande interdite et les performances de l'antenne comme on a pu le voir dans les chapitres précédents.

### e) Influences de la géométrie du réseau :

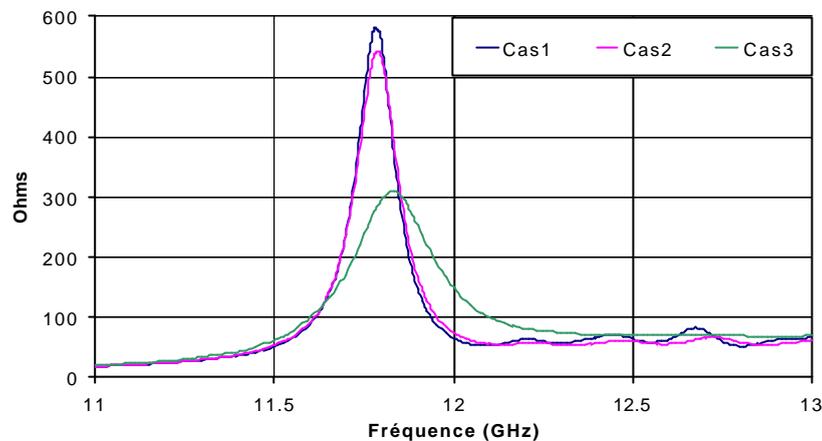
Nous cherchons à caractériser cette fois l'influence du réseau sur les performances de l'antenne étudiée précédemment. Comme nous l'avons vu, la géométrie du réseau a une influence sur la bande interdite. En effet, le passage d'un réseau cubique à un réseau de type cubique à face centrée permet de modifier la forme de la bande interdite et de changer considérablement le fonctionnement de l'antenne. Nous expliquons cela par le passage d'un réseau de type carré à un réseau de type triangulaire.

Nous simulons ci-dessous une antenne avec un matériau de type tas de bois mais en décalant les barreaux du second niveau pour que ceux-ci se retrouvent alignés aux premiers. Nous arriverons donc à un réseau carré empilé (**Figure III-20**).



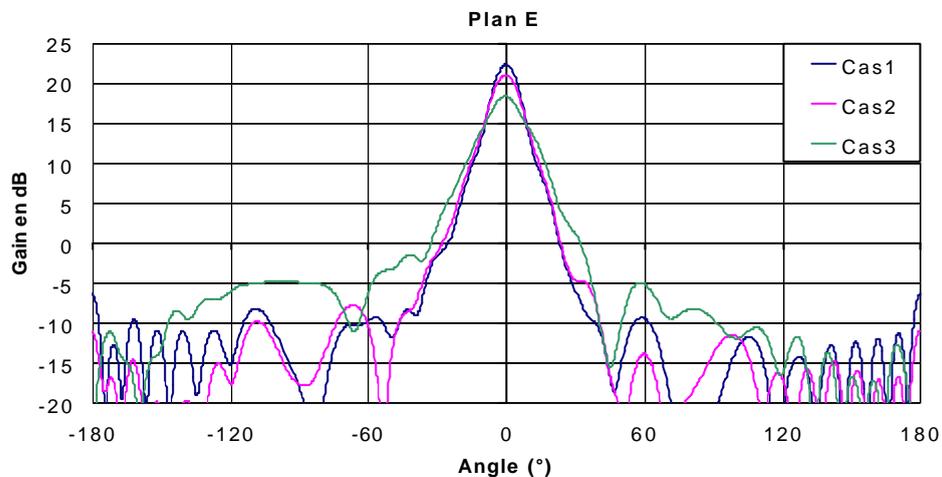
**Figure III-20 :** *Change de la géométrie du matériau.*

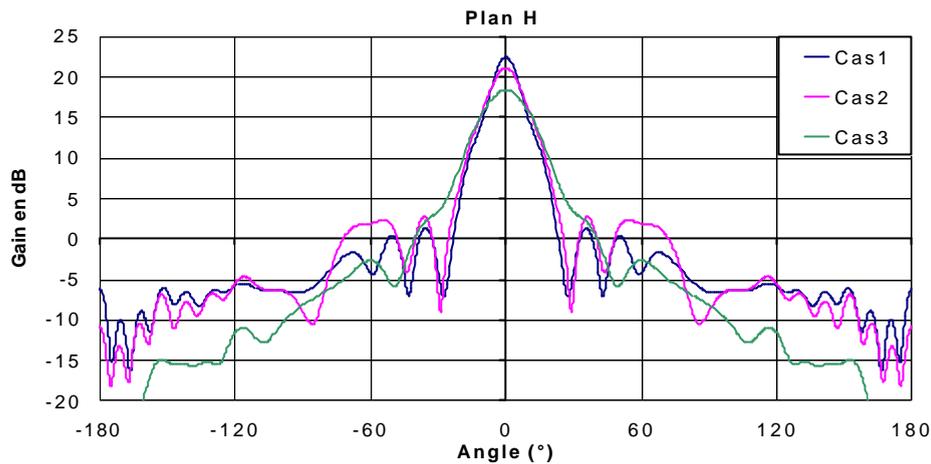
Par rapport aux résultats (**Figure III-21**, **Figure III-22**), nous constatons que la structure avec les barreaux alignés est beaucoup moins résonante, ce qui a pour conséquence de faire diminuer la directivité de l'antenne pour la fréquence de 12,15GHz qui reste la fréquence où nous avons le maximum de gain pour les trois configurations.



**Figure III-21 :** *Evolution de la partie réelle.*

Le produit gain-bande se détériore lorsque les barreaux sont trop décalés (de 425 pour la structure tas de bois à 400 pour le cas 2 pour finir à 280 avec les barreaux complètement alignés).





**Figure III-22 :** Evolution des diagrammes dans le plan E et le plan H.

Cela nous permet par la même occasion de connaître les limites de fonctionnement de l'antenne en fonction de la position des barreaux. En effet, une fois que la structure sera réalisée et assemblée pour former notre antenne, nous risquons de rencontrer certains problèmes liés aux imprécisions de la structure. Il est donc utile de connaître la sensibilité en terme de directivité, de bande de gain et de position en fréquence.

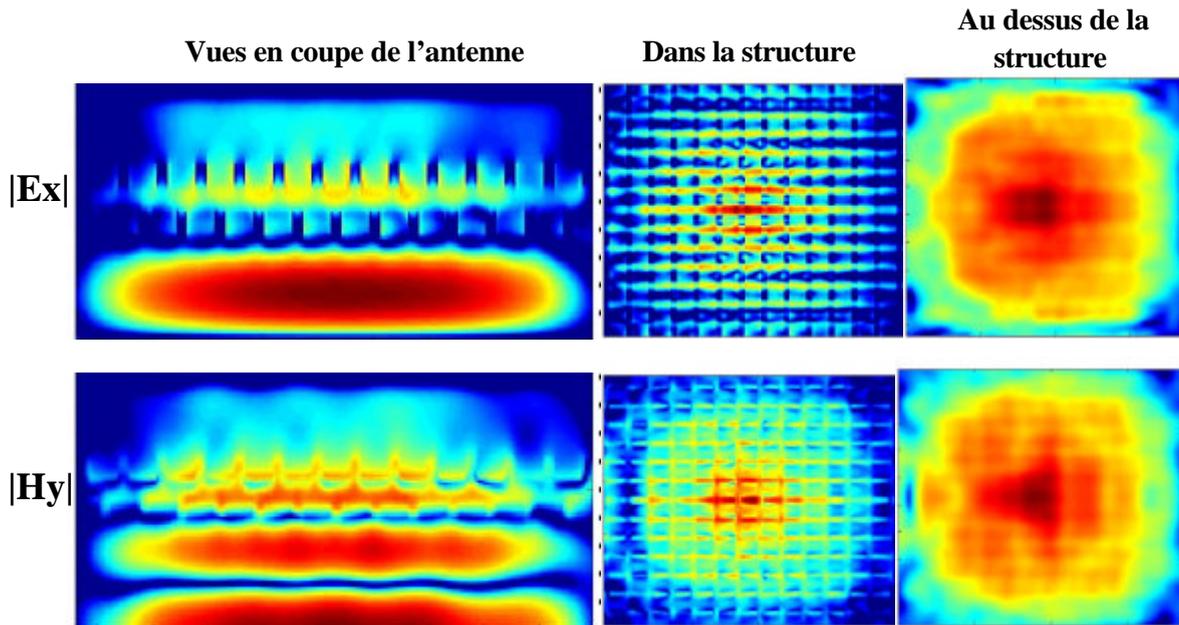
En effet, si nous comparons les résultats entre le cas1 qui correspond à la structure tas de bois et le cas2 avec des barreaux décalés de 2,4mm (soit 75%), nous avons une partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne qui très faiblement perturbée et une chute de la directivité de 1dB. On peut donc quantifier les pertes de la directivité autour de 4,5% pour un décalage d'environ 75%. Nous n'avons donc pas une réelle modification du fonctionnement de l'antenne mais plutôt une légère dégradation de la directivité et de sa bande de gain.

### 3. Cartographies des champs et flux du vecteur de poynting :

Nous présentons sur la **Figure III-23**, les cartographies des champs  $E_x$  et  $H_y$  en module dans différentes coupes. Nous avons tout d'abord une vue suivant la direction de propagation de l'antenne qui permet de visualiser l'installation du premier mode à l'intérieur du défaut.

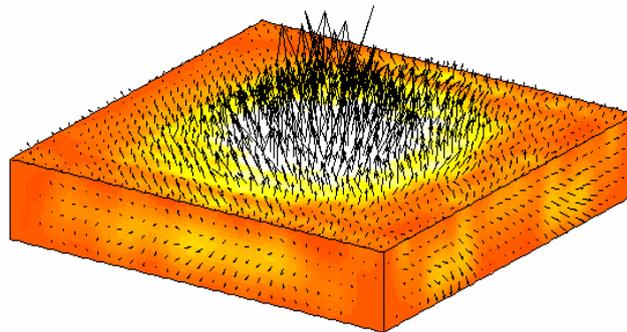
Enfin, nous nous intéressons à des coupes parallèles à l'antenne pour visualiser les champs dans la structure puis au-dessus de celle-ci. Nous avons une distribution des champs tout a fait cohérente à travers l'antenne.

La répartition du champ  $E$  tangentiel au dessus de l'antenne définit la surface rayonnante équivalente.



*Figure III-23 : Cartographies des distributions des champs.*

Le flux du vecteur de Poynting sur la *Figure III-24* permet de voir la répartition de l'énergie à travers une boîte représentant l'antenne. L'énergie est bien transmise principalement au dessus de l'antenne et les fuites sur les côtés sont moins représentées.



*Figure III-24 : Flux du vecteur de Poynting.*

La surface de la structure peut accepter une résonance plus importante mais nous nous servons de la surface non utilisée pour placer les supports sans perturber la répartition des champs à travers l'antenne.

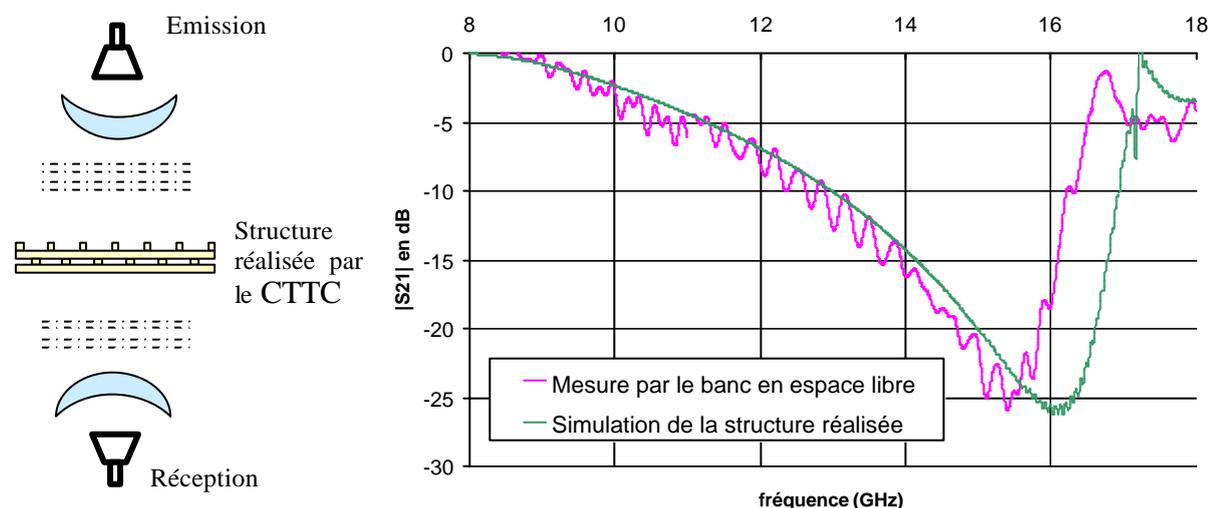
#### **4. Réalisation de l'antenne et résultats expérimentaux :**

Dans cette partie, nous présentons la réalisation de l'antenne avec ce matériau et les résultats expérimentaux.

### a) Conception de l'antenne :

A partir de la structure tas de bois du CTTC, nous cherchons à réaliser notre antenne. Les dimensions, comme la section des barreaux et la périodicité, ont légèrement évolué compte tenu des explications dans le troisième chapitre sur la conception de ce type de structure par prototypage rapide. En effet, la section des barreaux correspond maintenant à 3mm (au lieu de 3,2mm) et la périodicité à 11mm (au lieu de 11,2mm).

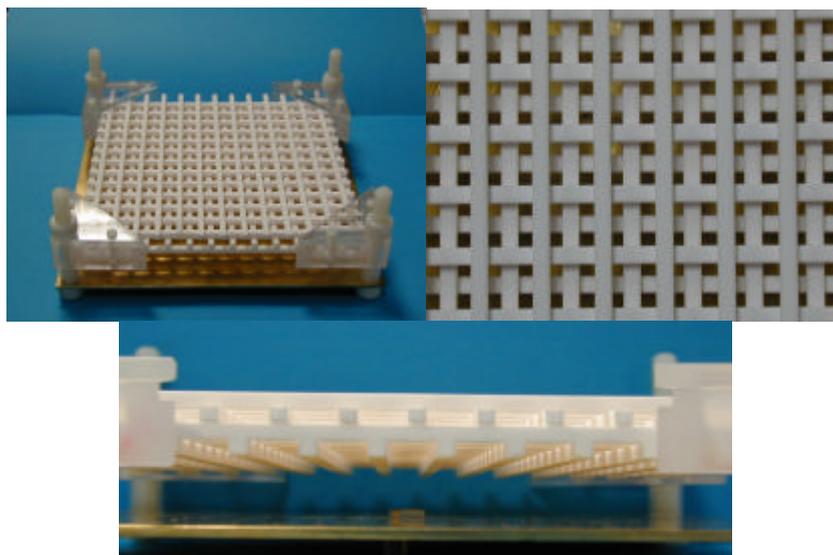
Nous présentons sur la **Figure III-25** la bande interdite mesurée par le banc en espace libre et par la simulation (par le module du coefficient de transmission) en tenant compte des nouvelles dimensions et de l'irrégularité de certaines dimensions. Elle a été légèrement décalée vers les hautes fréquences. Nous allons tenir compte de ces changements dans nos simulations pour réaliser notre antenne.



**Figure III-25 :** Caractérisation de la bande interdite de la structure tas de bois réalisée (1 étage périodique dans la direction de propagation) par le banc en espace libre focalisée.

La régularité des motifs périodiques est bien plus rigoureuse dans ce cas-là que pour la structure cubique précédente (**Figure III-7**). En effet, cette structure est plus simple à concevoir pour le CTTC selon leurs techniques de conception et elle fut la dernière à être réalisée.

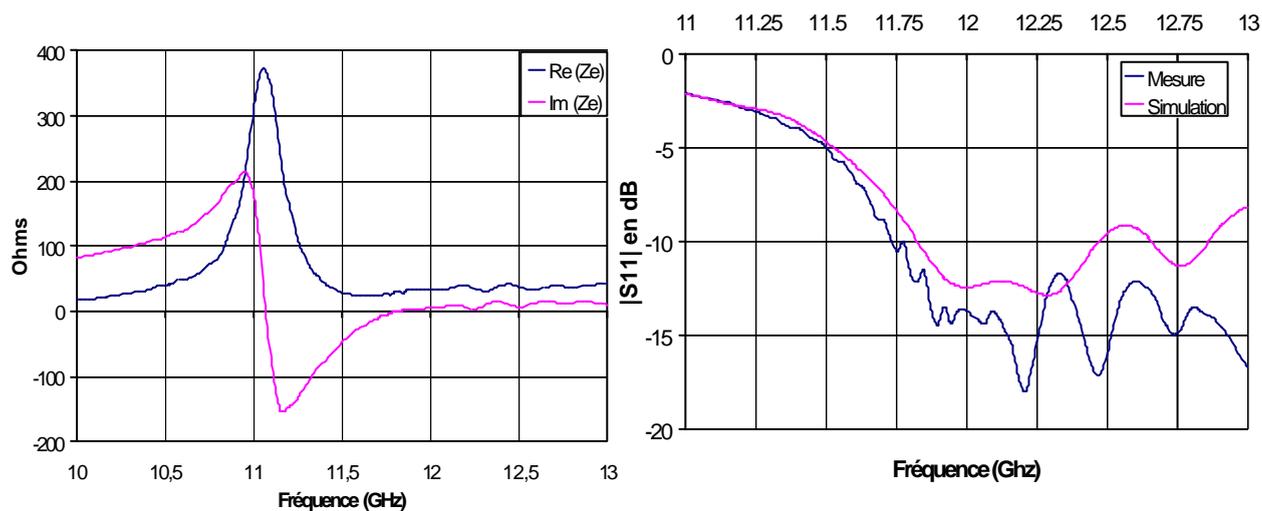
Il existe néanmoins quelques décalages dans la géométrie de la structure tas de bois. Les barreaux ne sont pas exactement au milieu des barreaux de l'étage précédent. Comme nous l'avons vu précédemment cela a une influence sur la directivité de l'antenne sans pour autant altérer son fonctionnement. De plus le décalage est minime et il ne représente qu'une erreur de positionnement que l'on tentera de quantifier sur la **Figure III-26**,



**Figure III-26 :** Photographies de l'antenne tas de bois.

**b) Mesures de l'antenne et comparaison avec les simulations :**

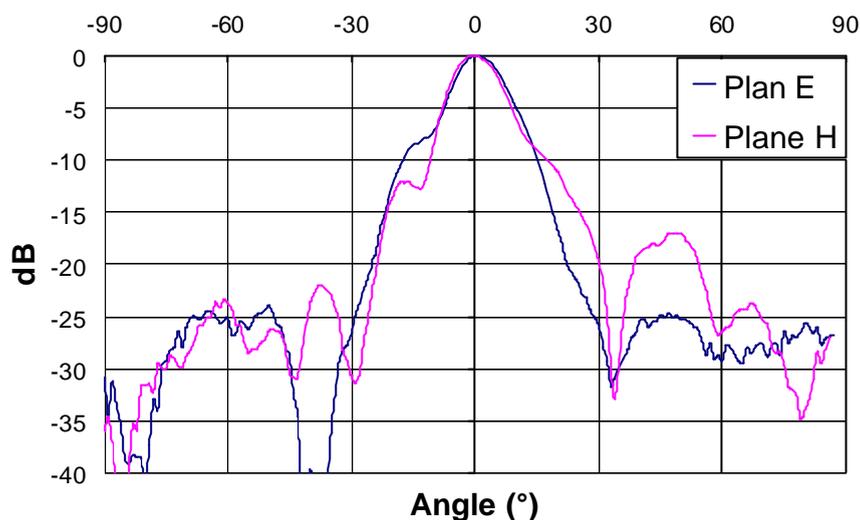
La première chose à mesurer pour une antenne qui a été réalisée, c'est la bonne adaptation de celle-ci (annexe 7). Nous avons dû modifier la taille du patch pour exciter correctement les modes de la cavité créés par le défaut (**Figure III-27**). Le module du coefficient de réflexion à 12GHz est à -14dB. La comparaison entre la simulation et l'expérimentation, sur le module du coefficient de réflexion de l'antenne, correspond grâce à la régularité des motifs de cette structure.



**Figure III-27 :** Impédance d'entrée mesurée de l'antenne. Comparaison du module du coefficient de réflexion mesuré et simulé de l'antenne.

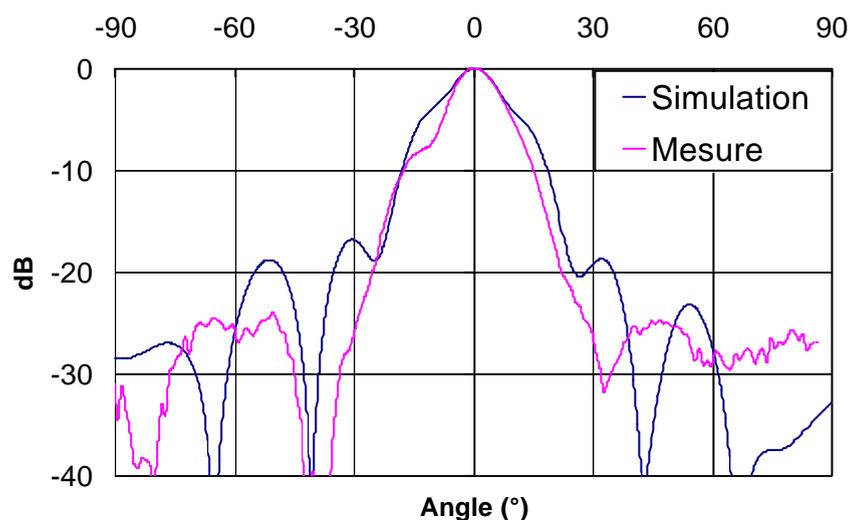
En effet, la structure réalisée par prototypage rapide possède une géométrie mieux définie et plus proche des dimensions souhaitées que dans le cas de la structure cubique. Néanmoins, nous avons simulé de nouveau la structure avec les dimensions réelles de l'antenne afin de comparer les résultats entre l'expérimentation et les nouvelles simulations.

Nous présentons sur la **Figure III-28** les résultats de mesure de l'antenne par son plan E et son plan H.

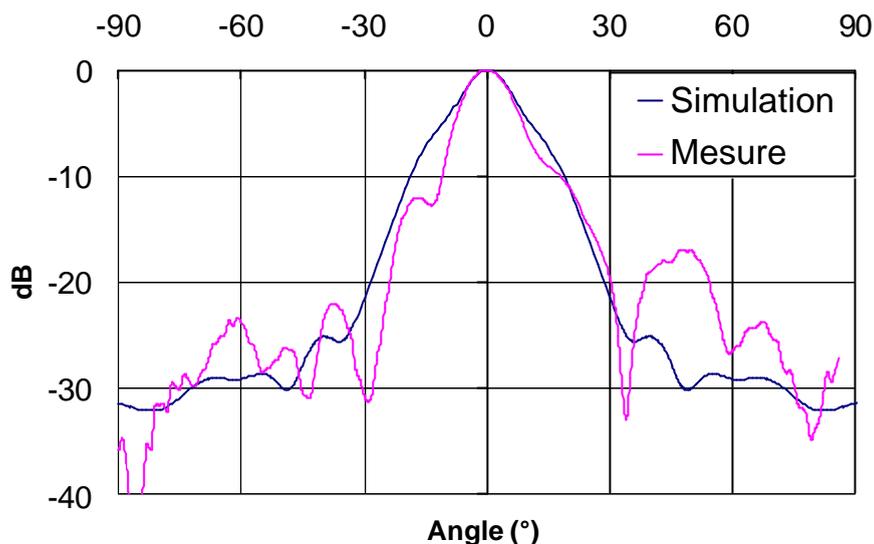


**Figure III-28** : Diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurée.

Nous obtenons un lobe dans l'axe avec un gain de 19,5dB à 11,8GHz. Les lobes secondaires dans le plan E sont relativement faibles et sont rejetés à 25dB du lobe principal. Pour le plan H, les lobes secondaires sont un peu élevés et sont à -17dB du lobe principal.



**Figure III-29** : Diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurée et de sa simulation dans le plan E.



**Figure III-30** : Diagrammes de rayonnement de l'antenne mesurée et de sa simulation dans le plan H.

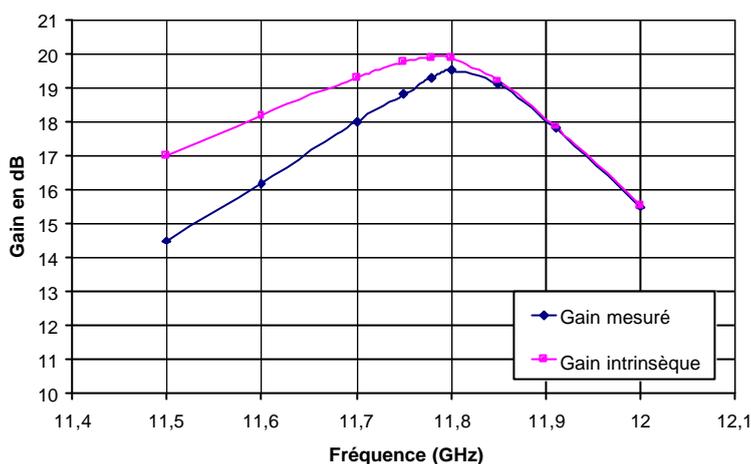
Etant donné les écarts sur la section des barreaux et donc sur la périodicité, nous avons une antenne avec des performances en terme de gain et de bande de fonctionnement légèrement moins bonnes. Toutefois, les comparaisons entre les mesures et les simulations qui tiennent compte des modifications de la structure, sont cohérentes et nous obtenons le même gain en considérant les pertes diélectriques du matériau proche de  $1.10^{-3}$  (**Figure III-29** **Figure III-30**).

L'ouverture angulaire à -3dB est exactement le même dans le plan E et le plan H en simulation et en mesure mais il existe quelques perturbations dans le lobe principal. Etant donné que la section des barreaux n'est plus de 3,2mm (pour un fonctionnement à 12GHz) mais de 3mm, la bande interdite et la position de la phase du coefficient de réflexion a été déplacée vers les hautes fréquences. Notre antenne ne fonctionne pas à la fréquence où l'on a la meilleure réflexion. Il faudrait raccourcir la distance entre le plan de masse et la structure afin de repositionner le pic de transmission au milieu de la bande interdite et surtout raccourcir les dimensions du patch afin d'exciter convenablement la résonance plus haut en fréquence.

La bande de fonctionnement sur la **Figure III-31** correspond à environ 3% soit 350MHz. En simulation, la bande de fonctionnement est légèrement supérieure à 4%. Nous expliquons cet écart en bande de gain par l'adaptation de l'antenne qui n'est pas parfaite sur toute la bande. Cela a pour conséquence de réduire la bande car nous perdons du gain par désadaptation. Sans tenir compte de l'adaptation de l'antenne, nous obtenons une bande de

fonctionnement autour de 3,65% pour un gain intrinsèque maximum de 19,95dB. Il ne faut pas oublier que les erreurs relatives aux mesures dans la base anéchoïque de l'IRCOM (annexe 7) est de l'ordre de +/- 0,5dB.

De plus, la géométrie de la structure tas de bois ne facilite pas la mise au point des fixations attachées aux supports et ces derniers peuvent éventuellement dégrader les performances de l'antenne.



**Figure III-31** : Bande de fonctionnement mesurée.

Nous sommes arrivés à caractériser le matériau tas de bois en l'utilisant dans une antenne à travers une étude en rayonnement et nous arrivons à des résultats en mesures et en simulations semblables. Il existe quelques écarts que l'on peut imputer à l'irrégularité de la structure comme des problèmes de délamination qui ont comme effet de fragiliser les couches exposées d'une centaine de microns qui se sont arrachées ici ou là provoquant une dégradation du rayonnement. De la même façon, nous avons cherché à simuler l'antenne la plus proche de la réalité mais nous avons été dans l'obligation de moyenner quelques dimensions afin d'alléger les temps de calcul.

## 5. Conclusion :

Nous constatons que les dimensions de la structure possèdent une influence très importante sur le comportement de l'antenne. Nous tenons à souligner que la géométrie de la structure tas de bois est une donnée importante car lorsque tous les barreaux sont alignés, nous avons une perte des performances de l'antenne.

Nous avons vu précédemment que la forme de la bande interdite dépend du taux de remplissage ou de la permittivité du matériau employé. Afin de comprendre l'influence de la forme de la bande interdite sur le rayonnement de l'antenne, nous avons fait varier indépendamment le taux de remplissage de la structure et la permittivité du matériau. Cela nous a permis d'identifier la directivité de l'antenne, la forme de ses diagrammes de rayonnement et sa bande de gain. Bien entendu cela permet aussi de visualiser le comportement et la position des différents modes sur la partie réelle de l'antenne.

Lorsque la bande interdite devient sélective, le coefficient de qualité du défaut augmente considérablement et cela permet d'obtenir une directivité importante. Par contre, pour une permittivité donnée nous avons un taux de remplissage permettant d'obtenir une directivité pour une bande de fonctionnement équivalente aux structures 1D.

Nous avons réalisé par prototypage rapide une structure tas de bois se rapprochant de la structure modélisée en simulation. Nous l'avons appliquée de la même manière que dans les études précédentes afin de réaliser une antenne. Celle-ci, bien qu'elle ne soit pas optimisée, donne des résultats cohérents et intéressants et nous l'avons comparée avec des simulations tenant compte des modifications ou des erreurs de retrait liées au frittage lors de la conception.

## **IV. MODELISATION D'ANTENNES RESONANTES BASEES SUR DES STRUCTURES BIE METALLIQUES :**

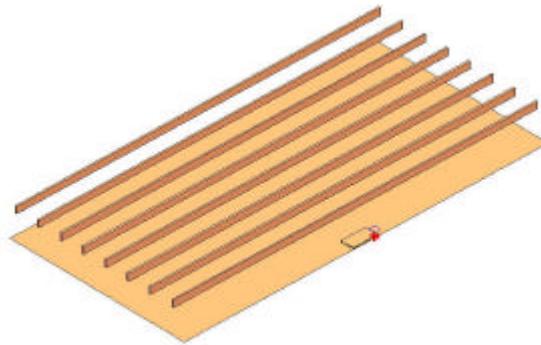
Au cours de l'étude précédente, nous avons utilisé des structures BIE diélectriques 1D ou 3D pour ce type d'antenne. Nous avons présenté leurs performances mais aussi leurs limites dans cette configuration. Dans cette partie, nous allons appliquer ces structures BIE métalliques pour la réalisation d'antennes directives [98] [99] [100] [101]. Dans un premier temps, nous décrirons des antennes avec des structures BIE composées de grilles unidimensionnelles (polarisations TE et TM) puis, nous les comparerons avec des antennes utilisant des structures diélectriques. Cette partie s'achèvera sur la réalisation d'une antenne BIE métallique en polarisation TE afin de valider nos résultats de simulation.

### **A. Antennes résonantes avec une structure BIE métallique :**

Ces antennes n'utilisent que des structures unidimensionnelles soit en polarisation TM (les grilles sont parallèles au champ E), soit en polarisation TE (les grilles sont perpendiculaires au champ E ; utilisation de la grille complémentaire). Nous regarderons l'influence d'autres paramètres comme la hauteur de la structure, le pas du réseau sur les performances globales de l'antenne. Nous présenterons pour caractériser l'antenne son impédance d'entrée, ses diagrammes de rayonnement sur le premier mode uniquement, mais aussi des cartographies des distributions des champs  $E_x$  et  $H_y$  en module et en phase à différents niveaux de l'antenne.

#### **1. Présentation de l'antenne étudiée :**

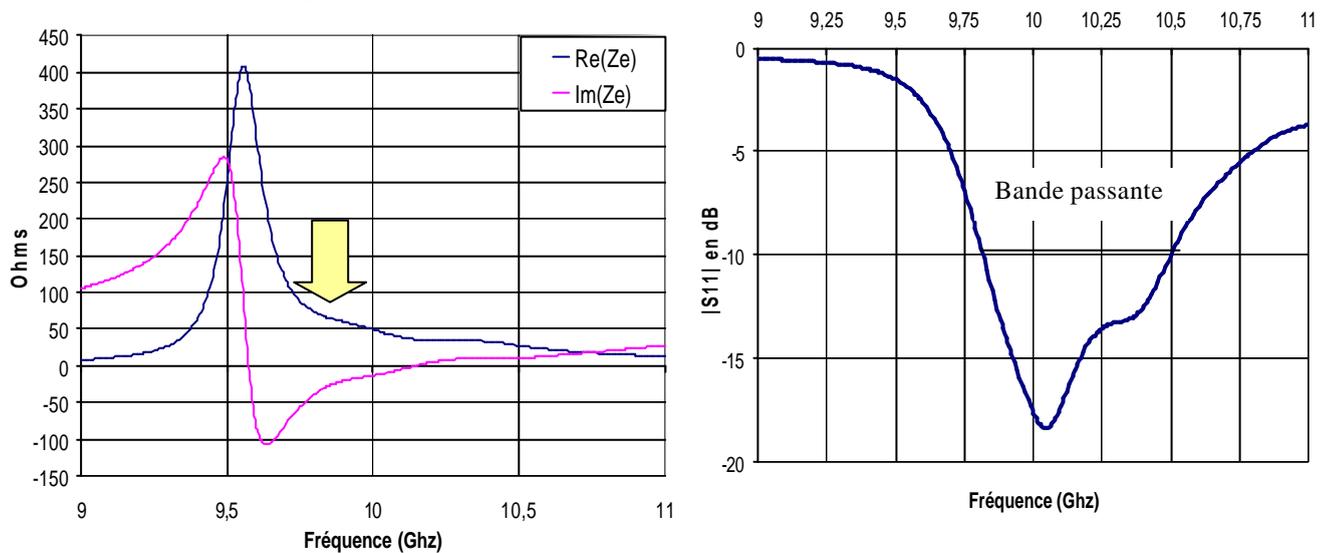
Le premier cas concerne une structure métallique en polarisation TM composée de 16 tiges de 0,7mm avec une périodicité de 8,4mm et d'une épaisseur des tiges de 1,2mm. La hauteur entre le plan de masse et la grille métallique est de 13,6mm. La longueur de la structure et du plan de masse correspond à 141,4mm (*Figure IV-1*). La directivité maximum théorique fixée par les dimensions de la structure à 10GHz est de 23,32dB. Dans notre cas, le rendement de surface de l'antenne n'est pas très bon (40%) car la résonance n'est pas assez forte pour se répartir dans tout le défaut.



Hauteur barreaux	Hauteur défaut	Taux de remplissage	Fréquence	Gain	Bande de gain
1,2mm	13,6mm	0,083	9,9Ghz	19,12 dB	5,9%

*Figure IV-1 : Antenne avec structure BIE métallique en polarisation TM (Figure avec symétrie).*

L'impédance d'entrée présente tout de même 50Ω à la fréquence de 9,9GHz, ce qui permet une bonne adaptation de l'antenne (*Figure IV-2*).

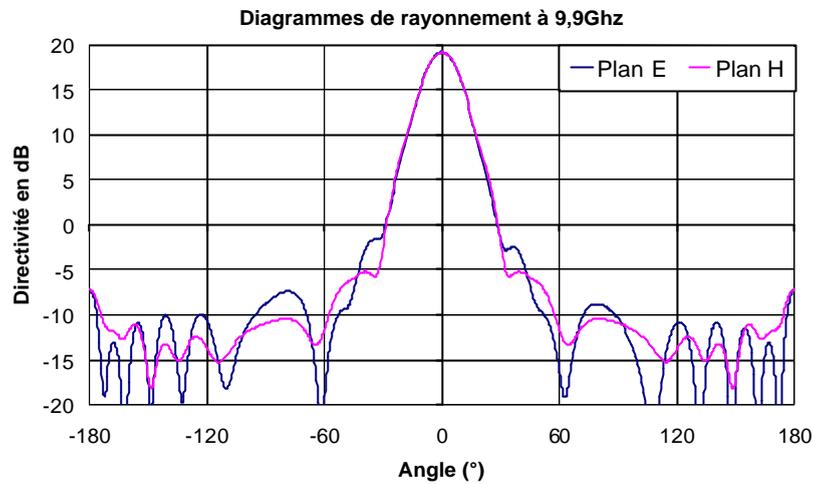


*Figure IV-2 : Impédance d'entrée de l'antenne.*

Le calcul de la fréquence de la cavité propre à la taille du défaut (13,6mm) correspond à une fréquence beaucoup plus élevée que la fréquence du fonctionnement de l'antenne ici à 10GHz. Pour calculer efficacement la fréquence de résonance du défaut, il faut prendre en compte la phase du coefficient de réflexion étudiée dans le deuxième chapitre de ce mémoire. Le rayonnement de ces antennes utilisant une grille unidimensionnelle est satisfaisant dans la mesure où nous obtenons un gain relativement élevé pour un très faible taux de remplissage

(19,12dB pour  $t = 0,083$ ) avec des lobes secondaires très bas par rapport au lobe principal.

Comme auparavant la bande de gain est toujours identique aux structures diélectriques 1D. Elle est égale à 5,9% pour un gain de 19,12dB (*Figure IV-3*).



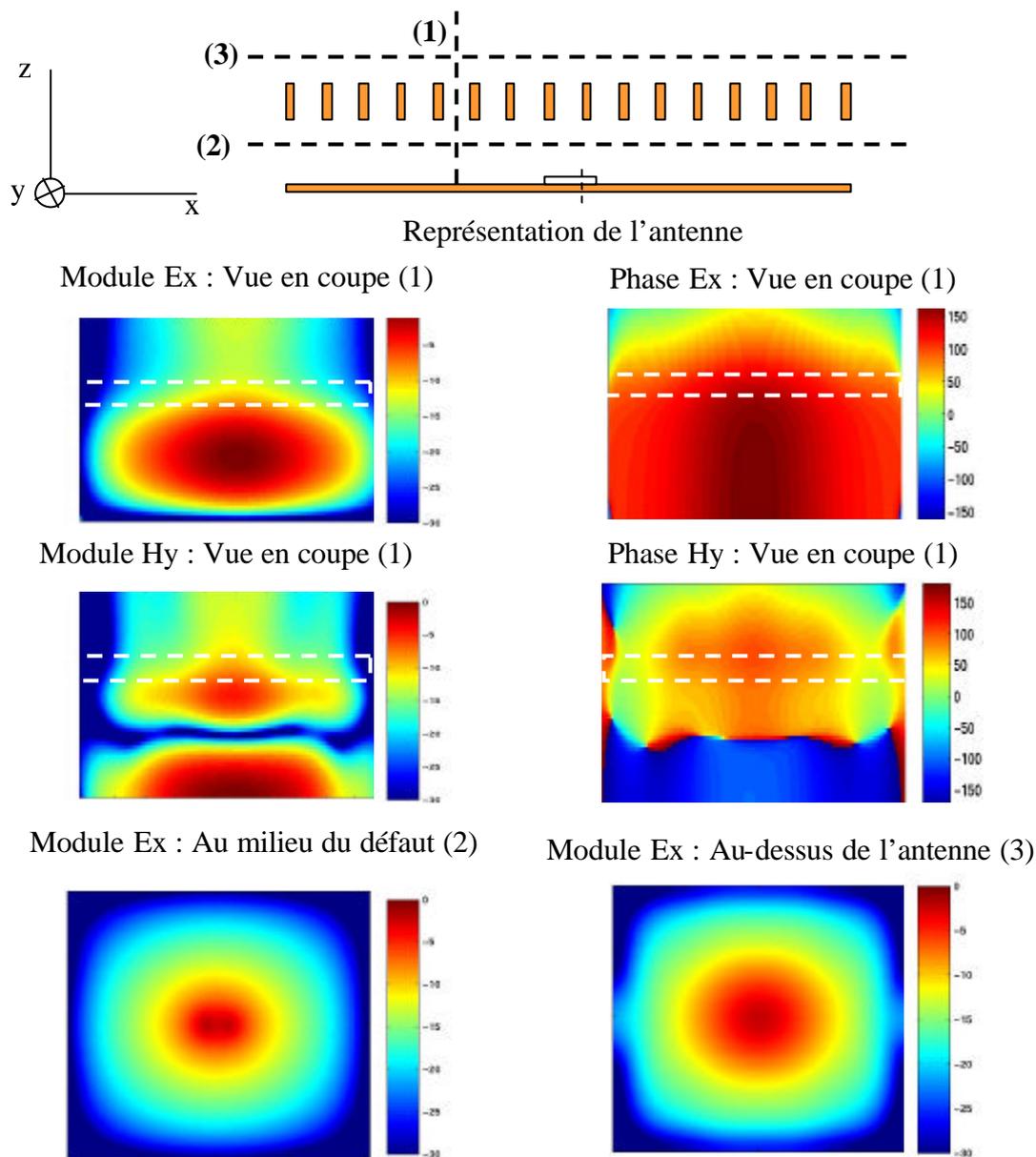
*Figure IV-3 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne.*

Le diagramme de rayonnement obtenu montre que le fonctionnement du filtrage spatial et fréquentiel de la structure métallique est identique aux structure diélectrique 1D. A 9,9Ghz, il n'existe qu'un lobe dans l'axe alors qu'à 10,3Ghz, nous obtenons trois lobes (mode supérieur). Ce fonctionnement est identique aux structures diélectriques décrites dans la partie précédente et c'est pour cela que nous n'y reviendrons pas.

#### a) Cartographies de champs :

Nous avons relevé ci-dessous des cartographies en module et en phase des distributions des champs  $E_x$  et  $H_y$  à 9,9Ghz (*Figure IV-4*) dans différents plans : une vue en coupe perpendiculaire à l'antenne, un plan au milieu du défaut et un plan au dessus de l'antenne, tous deux parallèles aux tiges métalliques de l'antenne.

L'énergie ne résonne pas totalement dans le défaut et par conséquent elle ne se limite pas uniquement entre le plan de masse et la grille. Plus les tiges seront éloignées les unes des autres, plus la résonance aura tendance à diminuer à l'intérieur du défaut et à s'échapper à travers les grilles. La fréquence de fonctionnement de l'antenne correspond plus à un défaut tenant compte au moins de l'épaisseur des tiges et du taux de remplissage. Cela est lié au caractère dispersif des grilles métalliques utilisées.

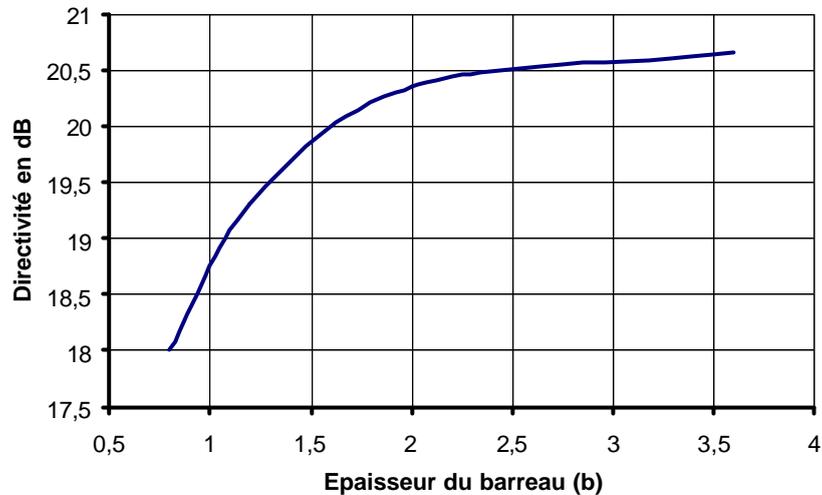


**Figure IV-4 :** Cartographies des champs  $E_x$  et  $H_y$  en module et en phase à 9,9GHz.

### b) Effet de l'épaisseur de la grille métallique :

En variant la hauteur de la structure, nous nous rendons compte que le coefficient de qualité du défaut augmente comme nous l'avons vu au deuxième chapitre. Par conséquent, la directivité de l'antenne s'élève. La **Figure IV-5** présente l'évolution de la directivité en fonction de l'épaisseur du barreau (b). L'évolution de la directivité par ce paramètre n'est pas négligeable car nous gagnons presque 2dB en passant d'une épaisseur de barreau de 1 à 2mm tout en conservant des diagrammes avec de faibles lobes secondaires. Nous relevons la

directivité maximale obtenue en modifiant l'épaisseur des barreaux. La bande de fréquence de fonctionnement de l'antenne n'est pas décalée. Elle correspond toujours à 9,9GHz.



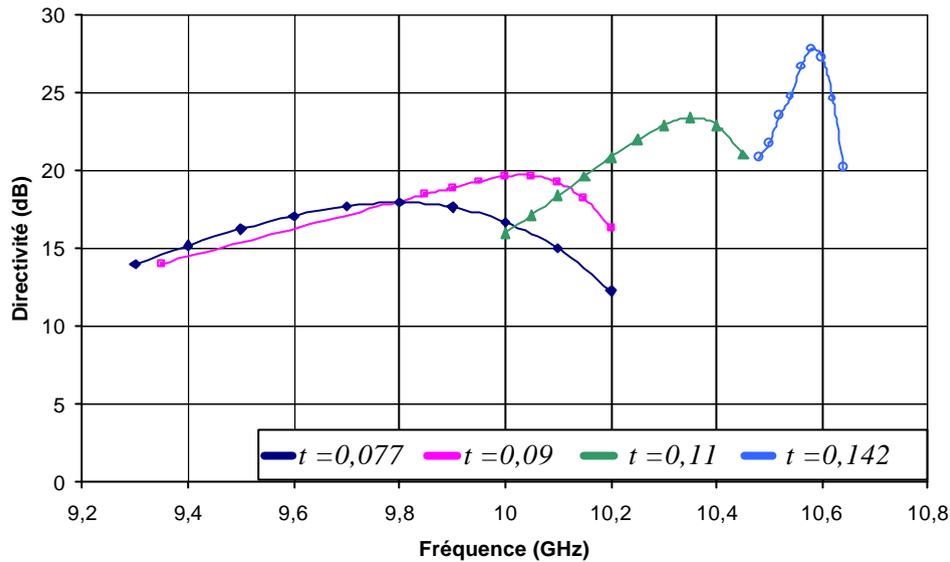
**Figure IV-5 :** Evolution de la directivité en fonction de l'épaisseur du barreau.

En revanche, à force d'augmenter la hauteur des barreaux (donc le coefficient de qualité), les dimensions de la structure ne suffisent plus à contenir l'énergie dans le défaut. Nous pouvons donc définir le rendement de surface maximum avec l'utilisation de cette grille en polarisation TM. Le rendement de surface maximum est environ de 56%, ce qui n'est pas très élevé. Comme nous avons pu le déterminer sur les cartographies représentant la distribution des champs, cela provient du caractère dispersif de la grille.

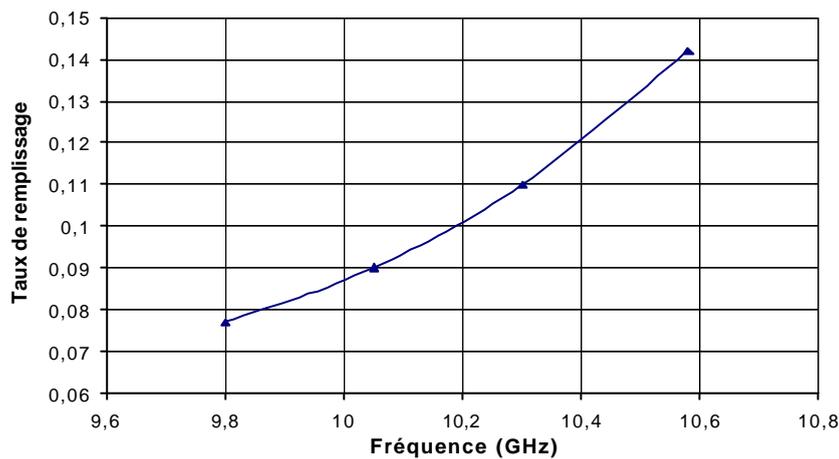
### c) Effet du taux de remplissage de la grille métallique :

Pour ne pas prendre en compte l'épaisseur de la grille métallique et éviter de trop fortes résonances, nous avons choisi de prendre dans les cas suivants une hauteur négligeable de 0,8mm. En augmentant le taux de remplissage ( $t$ ), nous augmentons significativement la directivité de l'antenne jusqu'à obtenir 28dB dans l'axe (**Figure IV-6**). Nous remarquons un décalage en fréquence car l'impédance d'entrée que nous présentons évolue selon le taux de remplissage de la grille.

Nous pouvons effectuer le parallèle avec une structure diélectrique 1D d'une certaine épaisseur et faire varier sa constante diélectrique. La fréquence de résonance de l'antenne tient compte du taux de remplissage de la grille (**Figure IV-7**).



**Figure IV-6 :** Evolution de la directivité en fonction de fréquence pour des taux de remplissage donnés.



**Figure IV-7 :** Evolution de la fréquence centrale de fonctionnement en fonction du taux de remplissage.

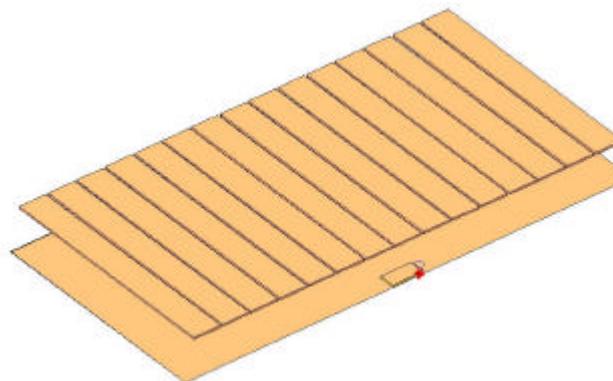
Plus la grille aura un taux de remplissage élevé, plus l'énergie sera confinée dans le défaut et résonnera à la fréquence induite par la taille de la cavité. Par conséquent, la directivité augmentera considérablement car déjà pour de faibles taux de remplissage, nous arrivons à des gains de l'ordre de 28dB. La bande de fonctionnement correspond aux mêmes valeurs que pour des structures diélectriques. Pour les deux derniers taux de remplissage, nous avons agrandi les dimensions de l'antenne afin de pouvoir contenir l'énergie dans le défaut et éviter les fuites sur les bords. Toutefois, nous remarquons que le rendement de surface de nos antennes avec une grille en polarisation TM n'est pas très bon dans ce cas précis (en général autour de 50%). Comme nous avons pu le voir avec les distributions des champs, l'énergie

n'est pas totalement confinée dans le défaut et nous avons des rendements de surface médiocre sauf éventuellement pour des taux de remplissage très élevés.

## 2. Antenne résonante avec une structure BIE métallique à défaut composée d'une grille en polarisation TE :

### a) Description de l'antenne :

Après avoir caractérisé des antennes avec une structure BIE métallique composée d'une grille en polarisation TM, intéressons-nous à présent à une structure métallique en polarisation TE composée de 15 lames de 7,7mm avec une périodicité de 8,4mm et une épaisseur de 0,8mm. La hauteur entre le plan de masse et la grille métallique est de 15,2mm. La taille de la structure et du plan de masse correspond à 141,4mm (*Figure IV-8*).



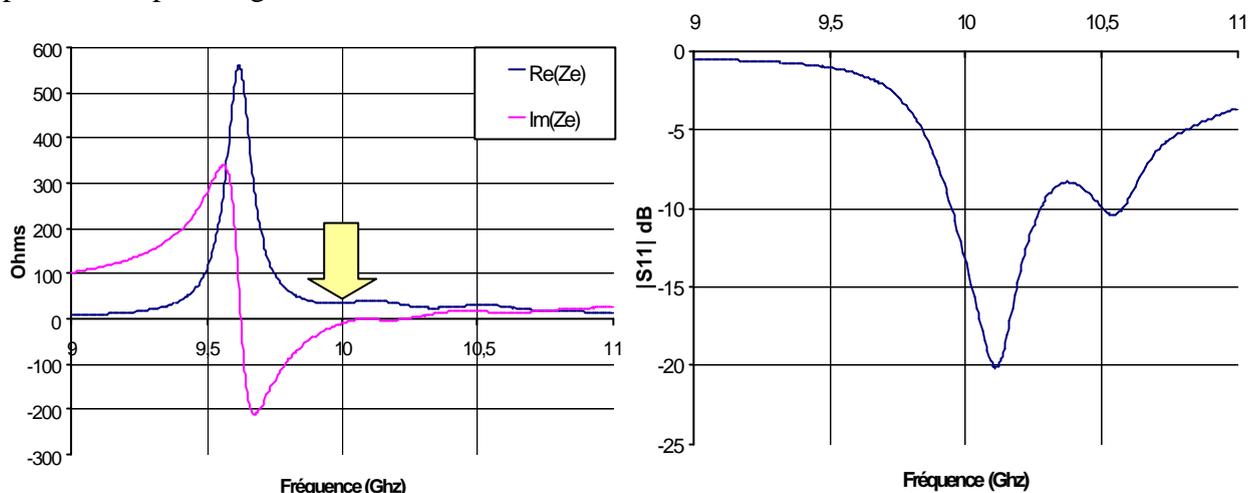
Hauteur des lames	Hauteur défaut	Taux de remplissage	Fréquence	Gain	Bande de gain
0,8mm	15,2mm	0,91	10Ghz	21,26 dB	4,4%

*Figure IV-8 : Antenne avec structure métallique en polarisation TE. Figure avec symétrie.*

Le gain maximum théorique fixé par les dimensions de la structure est de 23,32dB. Dans notre cas, le rendement de surface de l'antenne est bien meilleur (62%) car les lames métalliques de la grille en polarisation TE piègent mieux l'énergie dans le défaut entre le plan de masse et la grille métallique qui est bien plus dense que la grille en polarisation TM.

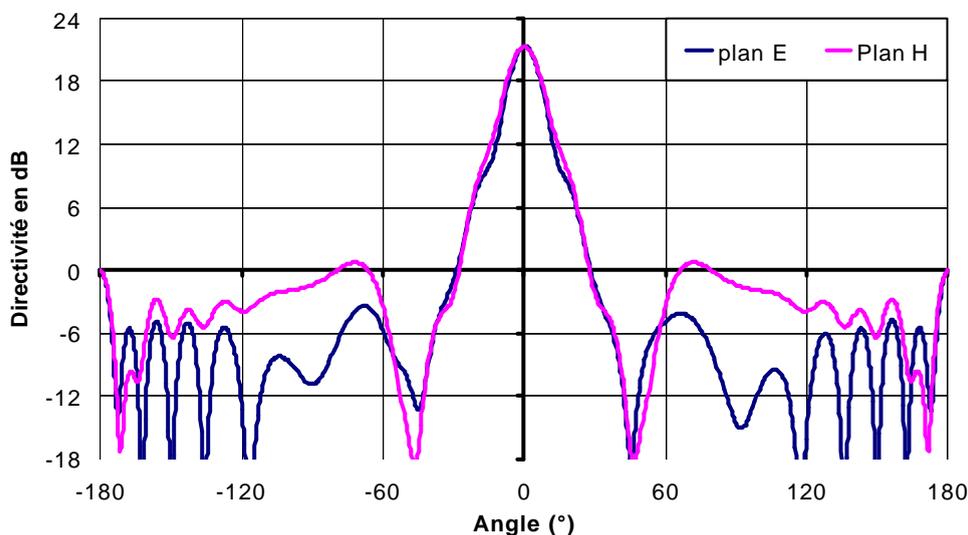
Cette fois, le calcul de la fréquence de la cavité propre au défaut est proche de la fréquence de résonance de l'antenne ici à 10Ghz (*Figure IV-9*). Comme dans la grille

précédente, la hauteur des lames permet d'augmenter la résonance mais de façon moins significative. L'écartement des lames et le taux de remplissage constituent l'essentiel des paramètres pour augmenter ou diminuer la résonance de cette antenne.



**Figure IV-9 :** Impédance d'entrée de l'antenne.

Le rayonnement de ces antennes utilisant une grille en polarisation TE est largement satisfaisant dans la mesure où nous avons augmenté la directivité de l'antenne (21,26dB pour un taux de remplissage égal à  $t = 0,91$ ) avec des lobes secondaires très bas par rapport au lobe principal (**Figure IV-10**).



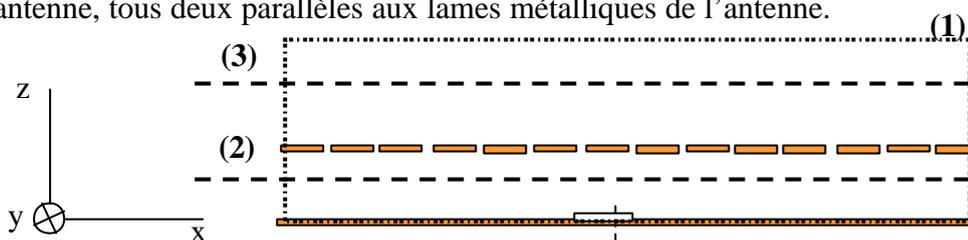
**Figure IV-10 :** Diagrammes de rayonnement à 10GHz.

Dans le plan H, nous remarquons une remontée des lobes secondaires à  $+70^\circ$  et  $-70^\circ$  qui provient de la diffraction sur les arrêtes des lames. Contrairement à l'antenne incluant la grille en polarisation TM, la bande de gain est plus élevée. Elle est égale à 4,4% pour un gain

de 21,26dB. Nous expliquerons plus loin l'origine de l'élargissement de la bande de fonctionnement

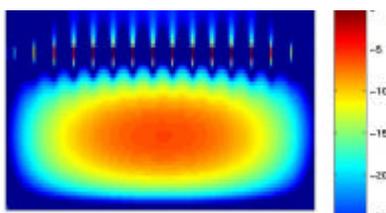
### b) Cartographies de champs :

Ci-dessous nous avons relevé des cartographies en module et en phase des distributions des champs  $E_x$  et  $H_y$  à 10Ghz (*Figure IV-11*) dans différents plans : une vue en coupe perpendiculaire à l'antenne, un plan au milieu du défaut et un plan au-dessus de l'antenne, tous deux parallèles aux lames métalliques de l'antenne.

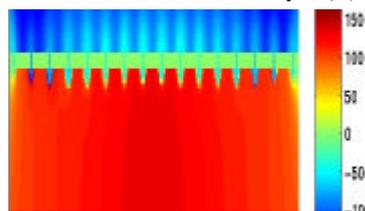


Représentation de l'antenne BIEM complémentaire

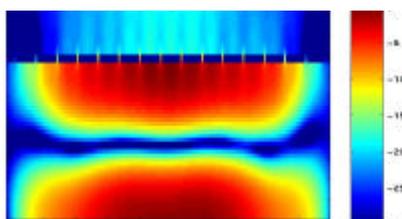
Module  $E_x$  : Vue en coupe (1)



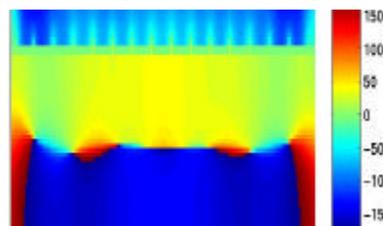
Phase  $E_x$  : Vue en coupe (1)



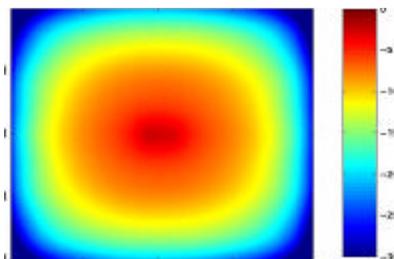
Module  $H_y$  : Vue en coupe (1)



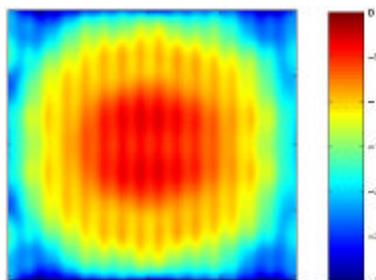
Phase  $H_y$  : Vue en coupe (1)



Module  $E_x$  : Au milieu du défaut (2)



Module  $E_x$  : Au-dessus de l'antenne (3)



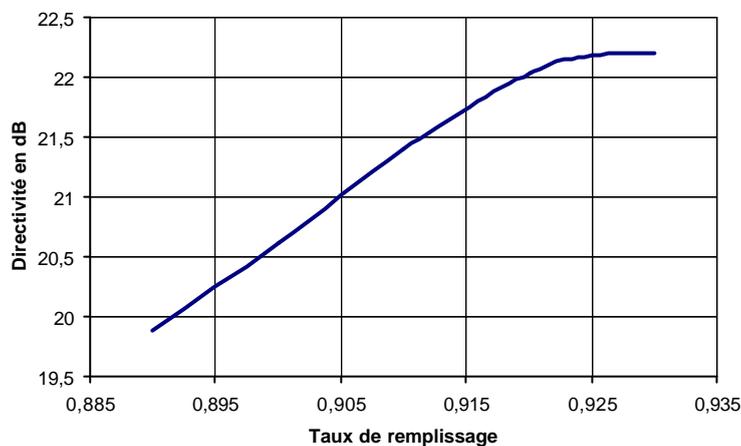
*Figure IV-11* : Cartographies des distributions des champs  $E_x$  et  $H_y$  à 10GHz.

L'énergie résonne totalement dans le défaut et se limite entre le plan de masse d'un

côté et la grille complémentaire de l'autre. La grille en polarisation TE peut-être assimilée à un réseau de fentes. Celle-ci fonctionne localement comme une boucle magnétique au niveau des intersections des lames. La diffraction engendrée par les fentes permet d'obtenir un lobe directif dans l'axe dans les diagrammes de rayonnement tout comme la grille en polarisation TM ou des structures 2D ou 3D diélectriques (la diffraction est moins forte).

**c) Effet du pas du réseau de la grille métallique :**

En diminuant la largeur des lames métalliques, nous introduisons plus de discontinuités avec les écartements des lames. Cela a pour conséquence de modifier les performances en diminuant la résonance et donc la directivité de l'antenne.



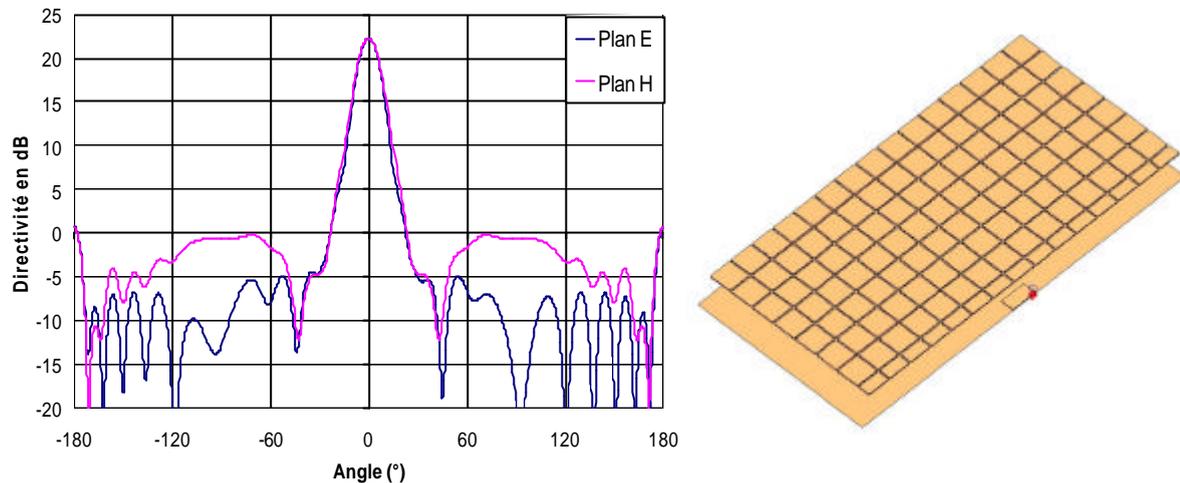
**Figure IV-12 :** Directivité de l'antenne en fonction du taux de remplissage.

Dans le cas du plus fort taux de remplissage ( $t = 0,93$ ), nous obtenons une directivité de 22,2dB, ce qui nous permet d'augmenter notre rendement de surface à 80% (**Figure IV-12**). Si on compare les deux types de grilles étudiées, la grille en polarisation TE est bien plus efficace que la grille en polarisation TM car la phase du coefficient de réflexion se rapproche de  $180^\circ$ . La distribution du champ  $E_x$  se limite entre le plan de masse et la grille métallique. Sa phase est constante à l'intérieur du défaut. Nous n'avons pas la même distribution des champs en utilisant la grille précédente.

**d) Perturbations dans le plan H :**

Nous pouvons émettre l'hypothèse qu'il existe des phénomènes de diffraction aux

bords de l'antenne dans le plan H par l'apparition de courants sur la surface inférieure des lames. Afin de limiter ces perturbations, nous choisissons d'utiliser une grille en polarisation TE bidimensionnelle car elle présente des discontinuités dans le plan H (*Figure IV-13*). L'utilisation de cette nouvelle structure métallique ne modifie pas les performances de l'antenne en terme de gain et de bande de fonctionnement.



**Figure IV-13 :** Diagrammes de rayonnement de la grille 2D en polarisation TE.

Nous passons donc d'une structure composée de lames métalliques à un système de plaques. Celui-ci a comme particularité de diminuer légèrement et d'arrondir les lobes à  $\pm 70^\circ$  dans le plan H. Cependant, il est plus difficile de le mettre en œuvre car il faut l'imprimer sur un substrat et étudier l'influence du diélectrique sur les performances globales de l'antenne.

### 3. Comparaison entre l'antenne avec une structure BIE métallique et des antennes utilisant des structures BIE planaires équivalentes :

#### a) Recherche du même coefficient de qualité :

Pour mieux se rendre compte de l'efficacité de ces structures périodiques métalliques, nous avons comparé différentes antennes à base de structures périodiques diélectriques 1D avec le même coefficient de qualité (*Figure IV-14*).

Pour cela, nous avons cherché plusieurs combinaisons de structures BIE ayant le même coefficient de qualité égal à 65 pour disposer d'une directivité d'environ 21,5dB.

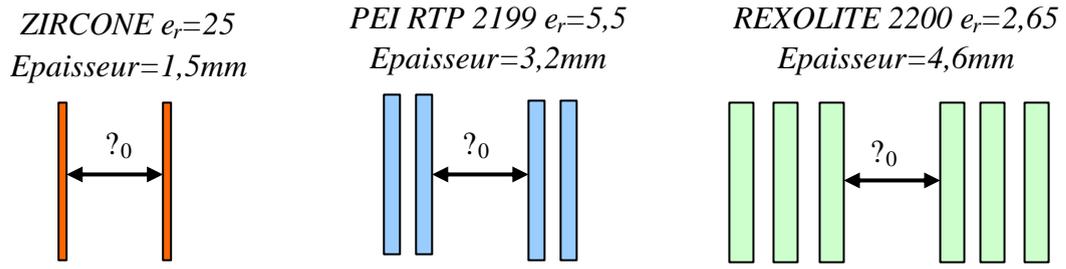


Figure IV-14 : Différentes structures 1D diélectriques équivalentes.

Nous avons un système de 2 plaques de permittivité forte ( $\epsilon_r=25$ ) comme par exemple la Zircon, de 4 plaques de permittivité moyenne autour de 5,5 puis enfin un système de 6 plaques de rexolite de permittivité faible autour de 2,65. Toutes les plaques ont une épaisseur de  $\lambda_g/4$  séparées d'une distance de  $\lambda_0/4$ . Un défaut de périodicité ( $\lambda_0=30,4\text{mm}$ ) est introduit pour créer un pic de transmission avec un facteur de qualité identique (Figure IV-15).

Après l'étude et la caractérisation des matériaux afin d'avoir le même facteur de qualité, nous appliquons ces structures pour réaliser nos antennes. Nous insérons un plan de masse au centre du défaut de chaque structure et notre source (antenne patch).

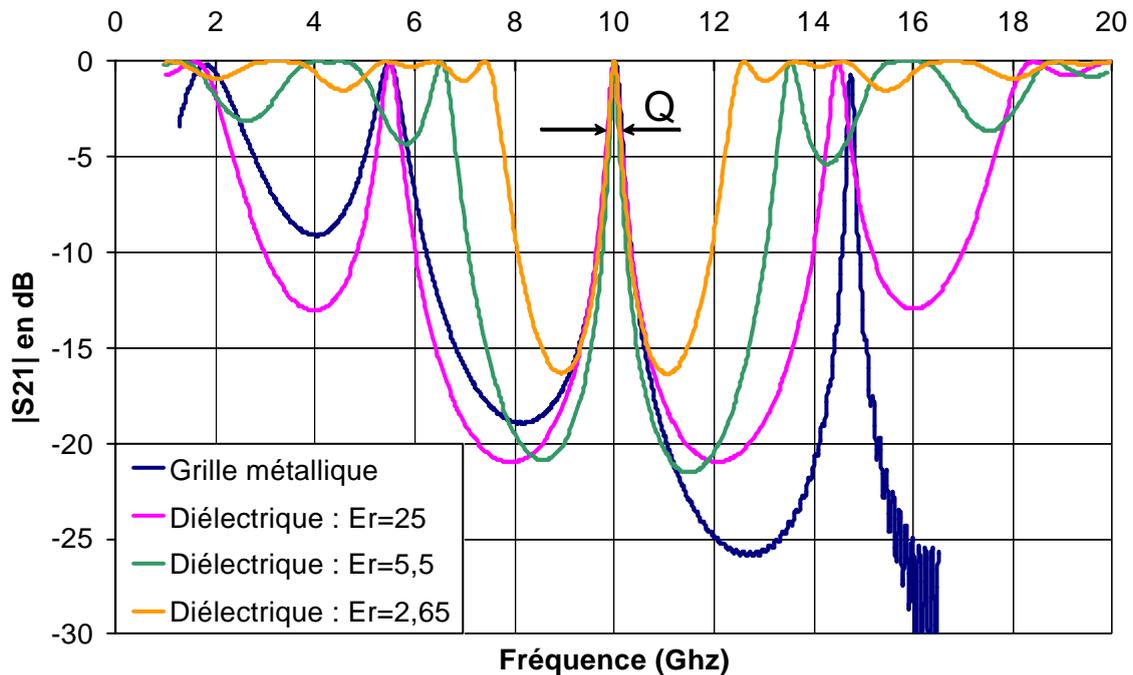
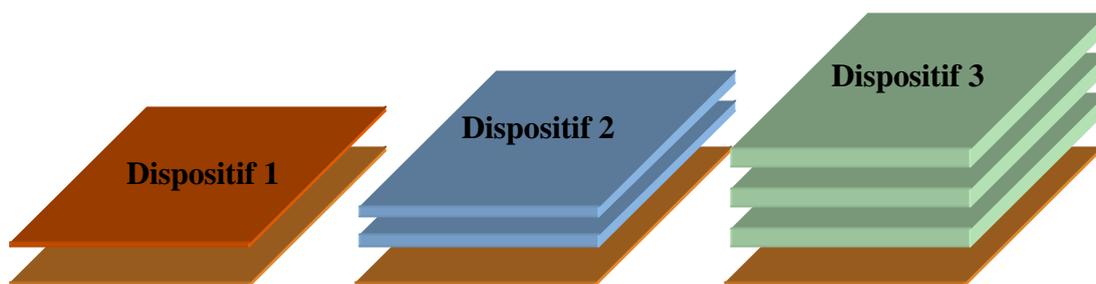


Figure IV-15 : Comparaison des bandes interdites et des facteurs de qualité des défauts.

Lorsque nous comparons les diagrammes de rayonnement (Figure IV-16) et le gain de chaque dispositif, nous constatons qu'ils ont la même allure et les mêmes amplitudes. Cela correspond donc à différentes solutions pour des performances identiques dans ce cas précis.



Représentation des différentes antennes BIE diélectriques 1D

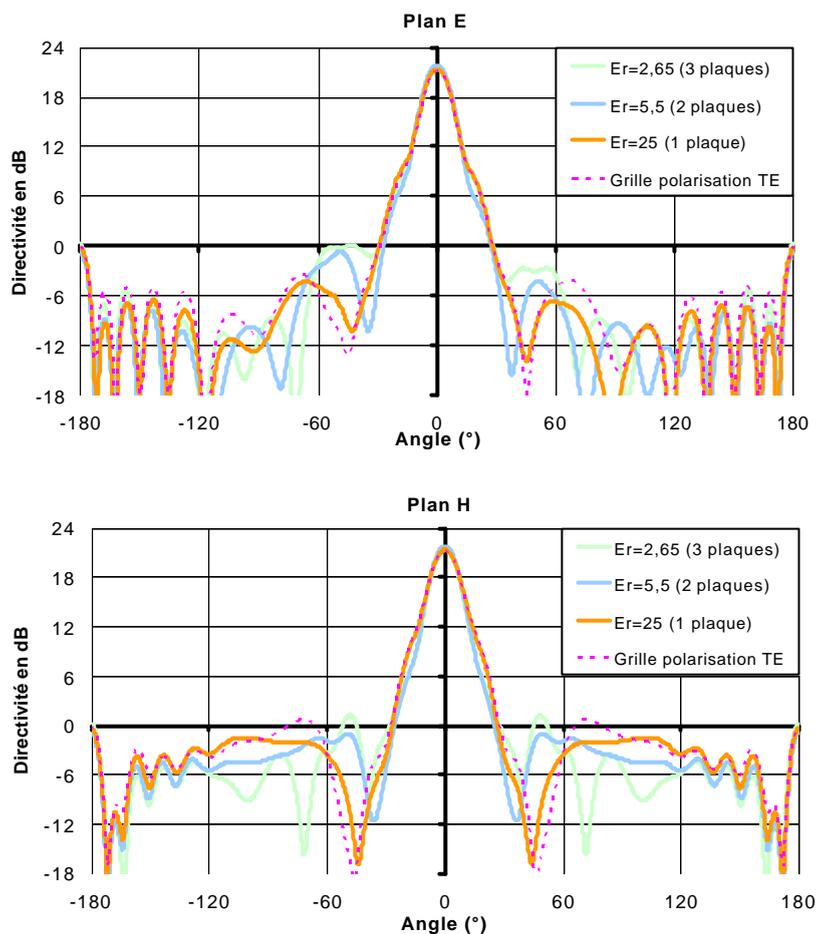


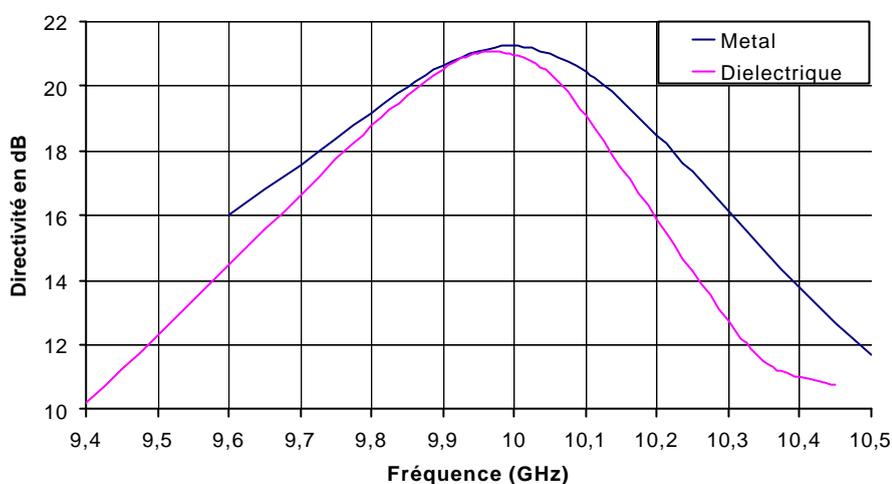
Figure IV-16 : Comparaison de différents diagrammes de rayonnement à 10GHz.

L'encombrement, la nature des matériaux, l'épaisseur et l'assemblage diffèrent pour chaque dispositif. La solution la moins coûteuse, la moins encombrante et la plus simple à réaliser est sans aucun doute l'antenne à base de grilles complémentaires métalliques d'une épaisseur de 0,8mm. La solution avec une plaque de forte permittivité est aussi attrayante mais ces matériaux comportent généralement des pertes diélectriques élevées sauf éventuellement dans l'utilisation de céramiques comme la Zircon (tand=2.10<sup>-3</sup>). Les autres solutions proposent des antennes au moins deux fois plus épaisses (30mm pour le dispositif n°2 et 44mm pour le dispositif n°3). De plus l'assemblage mécanique, la recherche des bons

matériaux et les pertes diélectriques associés aux nombres de plaques constituent d'autres inconvénients non négligeables pour le bon fonctionnement de nos antennes.

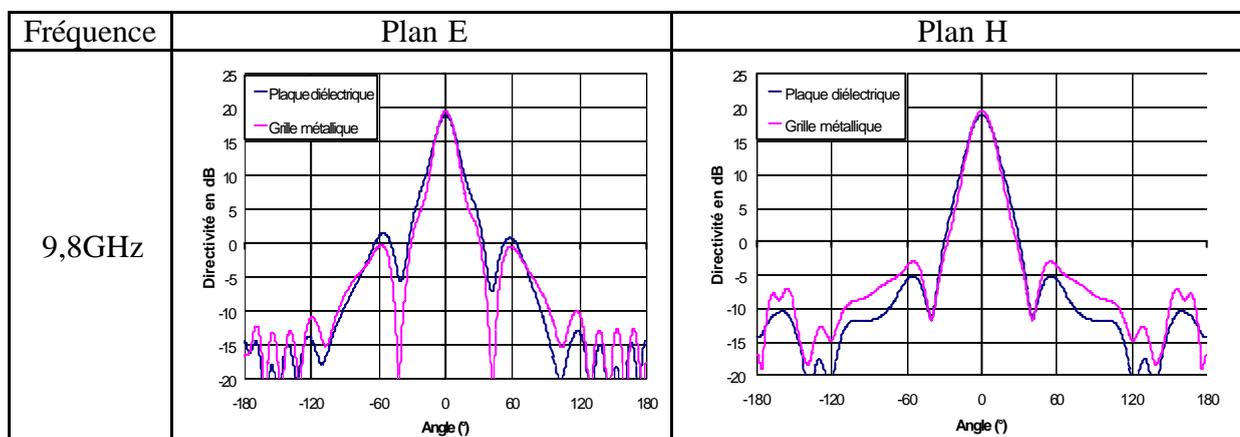
**b) Comparaison de la bande de fonctionnement :**

Comme nous pouvons le constater sur la *Figure IV-17*, la bande de gain de l'antenne utilisant une structure métallique en polarisation TE est plus élevée que pour des structures diélectriques. A la fréquence de fonctionnement la résonance à tendance à s'installer plus longtemps en fréquence. Nous passons globalement d'une bande de gain de 3,4% à 4,4%.



*Figure IV-17 : Comparaison de la bande de fonctionnement entre une antenne utilisant un matériau diélectrique et une structure métallique en polarisation TE.*

Nous visualisons sur la *Figure IV-18* les diagrammes de rayonnement en comparant les antennes utilisant soit une plaque diélectrique soit une grille métallique à différentes fréquences.



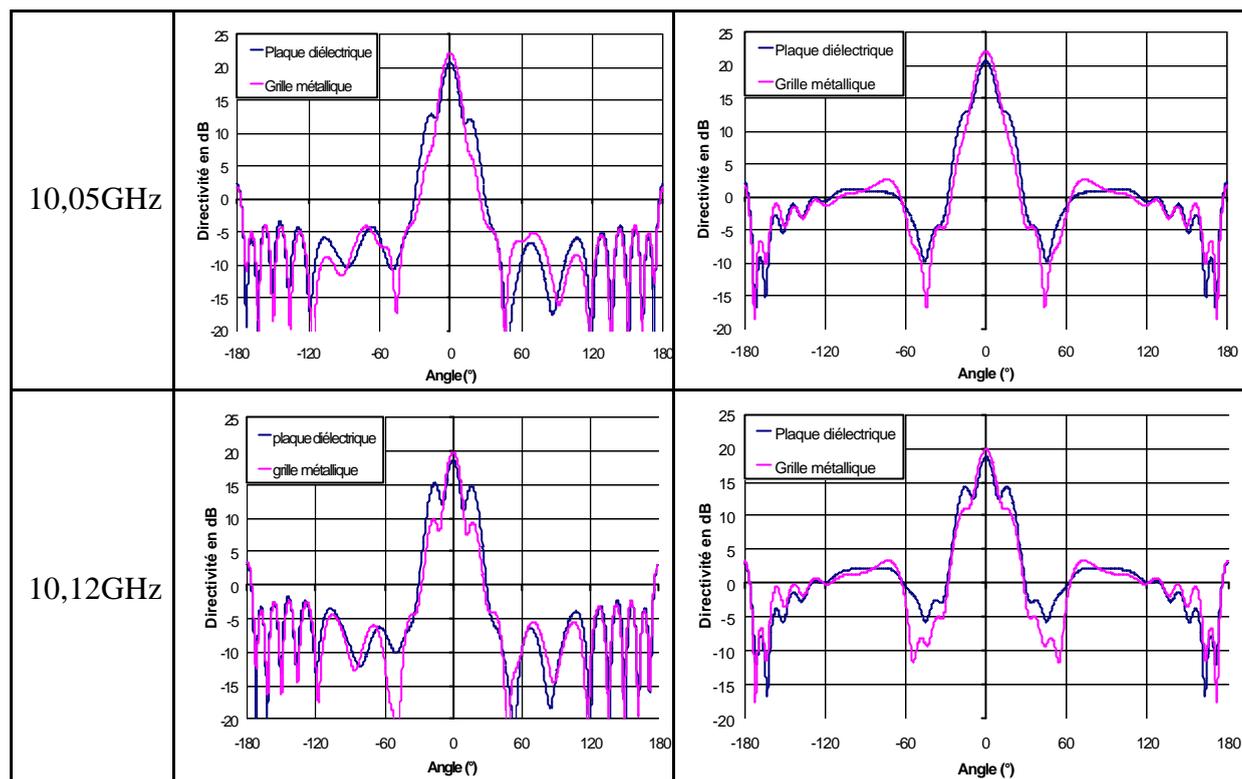


Figure IV-18 : Diagrammes de rayonnement à différentes fréquences.

Nous remarquons que les lobes secondaires à 10,12GHz, provoqués par le mode supérieur, sont moins élevés dans le cas de l'utilisation de la grille métallique. Cela permet de garder une directivité dans l'axe plus élevée et donc d'élargir la bande de fonctionnement. Pourtant la position de la résonance du mode supérieur sur la partie réelle de l'impédance d'entrée du mode supérieur reste inchangée en fréquence. Nous supposons dans ce cas précis que la structure métallique filtre éventuellement le rayonnement pour des incidences obliques ou que le mode supérieur est moins bien excité. Nous ne pouvons pas confirmer cette hypothèse car il faudrait étudier le coefficient de réflexion de la grille en incidence oblique.

D'autres voies de recherche sur les antennes dans notre laboratoire utilisant des grilles métalliques ont remarqué un élargissement de la bande de fonctionnement dans certain cas. De plus amples simulations sont nécessaires pour comprendre l'origine de cet élargissement.

**B. Réalisation d'une antenne résonante BIEM avec une grille unidimensionnelle métallique en polarisation TE :**

Ce paragraphe poursuit l'étude des antennes BIEM avec une grille métallique en

polarisation TE. Elle doit correspondre à un cahier des charges afin de savoir si une antenne basée sur une structure métallique peut présenter une alternative à une antenne BIE diélectrique composée par exemple de plaques.

Une première partie présente en détail le cahier des charges et les objectifs à atteindre. Nous passerons ensuite au choix et au dimensionnement de l'antenne et de sa grille métallique. Enfin, nous comparerons les résultats en simulation avec les résultats des mesures et nous en tirerons les conclusions et les améliorations à apporter au prototype.

## **1. Présentation du cahier des charges proposé par la société MDS :**

L'objectif est de présenter une antenne à résonateur BIE métallique dont les performances et les spécificités correspondent au cahier des charges suivant.

- Fréquence centrale autour de 12Ghz.
- Bande passante de 1Ghz soit environ 10% de la fréquence centrale.
- Polarisation linéaire (pour l'instant).
- Polarisation croisée inférieure à 20dB pour une variation de 10° autour de la normale.
- Gain de l'antenne autour de 20dB.
- Rendement de surface supérieur à 70%.
- Coût de l'antenne (prix des matériaux et assemblage de l'ensemble), solidité et compacité de l'antenne, épaisseur de l'antenne inférieure à 30mm.

## **2. Choix et dimensionnement de l'antenne :**

### **a) Choix de l'antenne à réaliser :**

La solution envisagée est une antenne à résonateur BIE métallique car elle permet avec un seul niveau de périodicité dans la direction de propagation de fixer le gain en modifiant le taux de remplissage de la grille sans dégrader la bande de gain de l'antenne. En utilisant un matériau BIE diélectrique, une solution est possible. Mais elle dispose de quelques handicaps comme le nombre de plaques ou l'utilisation de matériaux à fortes permittivités pour obtenir le gain voulu, l'épaisseur des structures donc de l'antenne, les difficultés d'assemblage et rigidité de l'ensemble et le manque de souplesse face aux

diélectriques disponibles en fonction de leurs permittivités et aussi des pertes associées.

L'utilisation d'une grille métallique permet l'utilisation d'une structure rigide, quasiment plate et très peu coûteuse tout en ayant les mêmes performances que son homologue diélectrique.

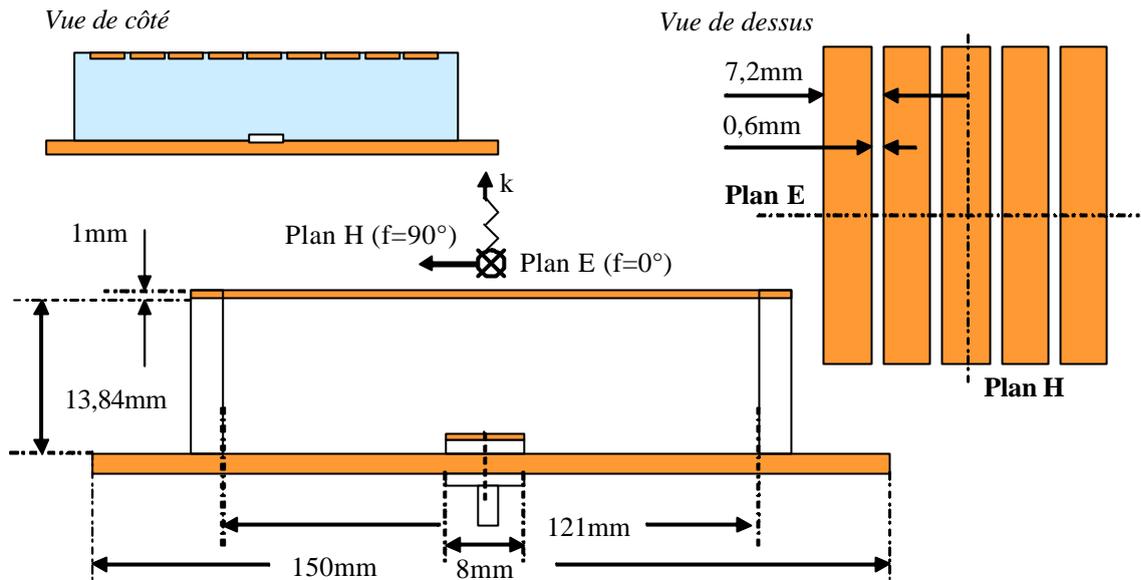
La solution envisagée de l'antenne BIEM et la réalisation du prototype peuvent être améliorées en utilisant des circuits imprimés ou un système de fils métalliques mais ce que nous recherchons ici est la validation des études menées dans les parties précédentes par des mesures expérimentales sur les dispositifs étudiés.

- **Points forts :** Antenne d'une épaisseur de 15mm  
Gain variable selon la périodicité des lames ici 20dB  
Coûts faibles et réalisation simplifiée
- **Points faibles :** Bande de gain relativement étroite (autour de 5%).  
Maintien des grilles au-dessus du plan de masse.  
L'utilisation d'un diélectrique dans le défaut perturbe le contraste d'indice et ajoute des pertes ce qui a pour conséquence de diminuer ostensiblement le gain.

Pour notre antenne, nous avons choisi des épaisseurs de lames de 1mm supportées de chaque côté par des supports en plexiglas. Au départ, nous pensions utiliser une mousse Rohacell très compacte de faible constante diélectrique. Malheureusement les pertes diélectriques de cette mousse sont beaucoup trop élevées à cette fréquence pour être totalement intégrées dans le défaut afin de mieux soutenir les lames au-dessus du plan de masse. Cette mousse est plutôt destinée à des antennes fonctionnant autour de 5Ghz. Il existe d'autres catégories de mousse Rohacell avec moins de pertes à la fréquence de 10Ghz mais elles sont plus chères, moins compactes et plus difficiles à usiner proprement.

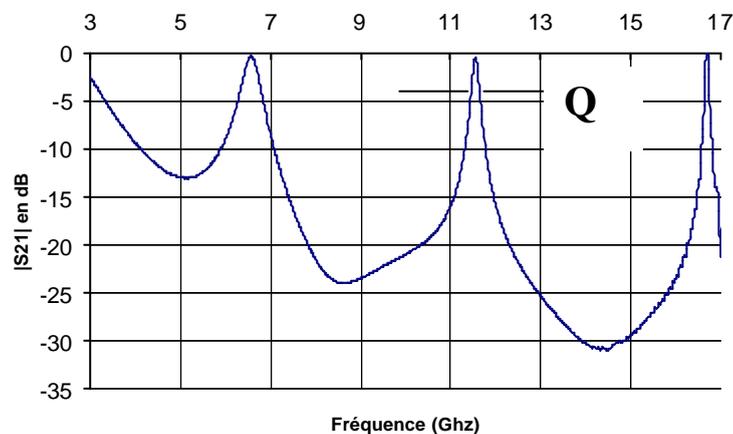
#### **b) Dimensions et performances de l'antenne :**

Pour réaliser simplement et efficacement l'antenne, deux supports en plexiglas maintiennent les lames métalliques au-dessus du plan de masse (*Figure IV-19*).



**Figure IV-19 :** Dimensions de l'antenne BIEM avec une grille métallique en polarisation TE.

La simulation de cette antenne nous donne de bonnes performances par rapport au cahier des charges. En effet, la hauteur de l'antenne ne dépasse pas 15mm, l'encombrement et le coût global respectent les conditions de départ. Nous obtenons un gain de 21,95dB (pour un coefficient de qualité (Q) égal à 75) à la fréquence de 11,5Ghz (**Figure IV-20** et **Figure IV-21**).



**Figure IV-20 :** Coefficient de qualité du pic de transmission en incidence normale.

Le rendement de surface de l'antenne a été optimisé pour atteindre les 79%. La bande de fonctionnement à -3dB est aux alentours de 4,6%.

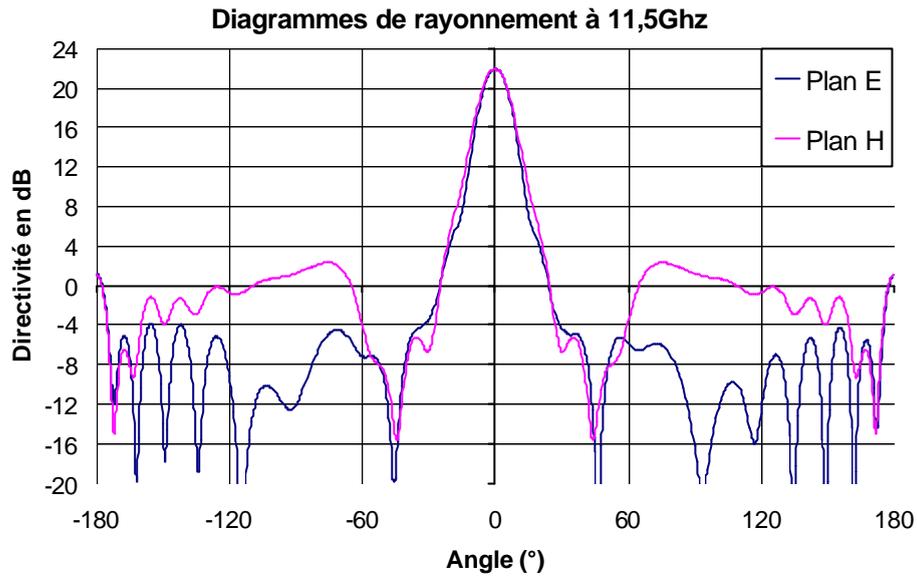


Figure IV-21 : Diagrammes de rayonnement à 11,5GHz.

La polarisation croisée sur la **Figure IV-22**, est présentée ci-dessous. Elle montre que  $E_f$  est inexistant et  $E_\theta$  reste inférieur à -18dB sur  $-90^\circ$  et  $+90^\circ$  et à -22dB sur  $-10^\circ$  et  $+10^\circ$ , ce qui est conforme au cahier des charges.

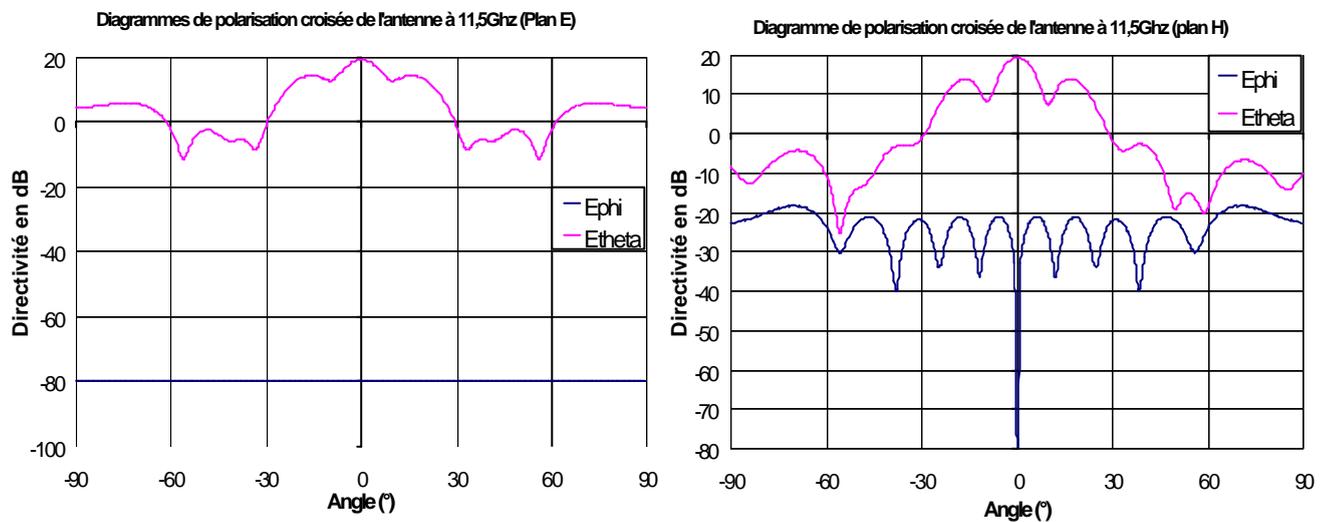
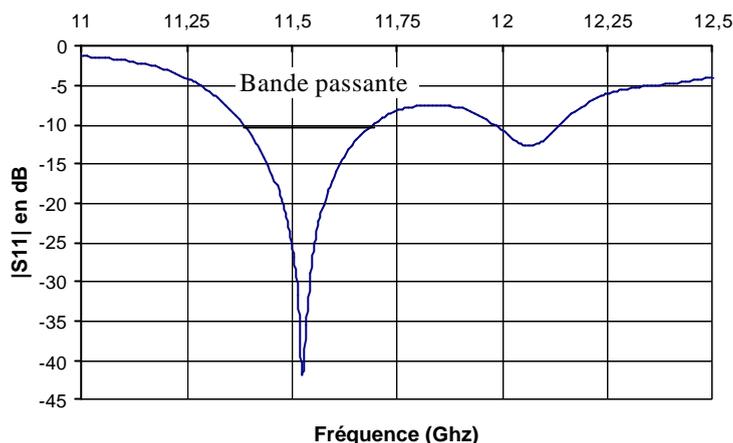


Figure V-22 : Polarisation croisée.

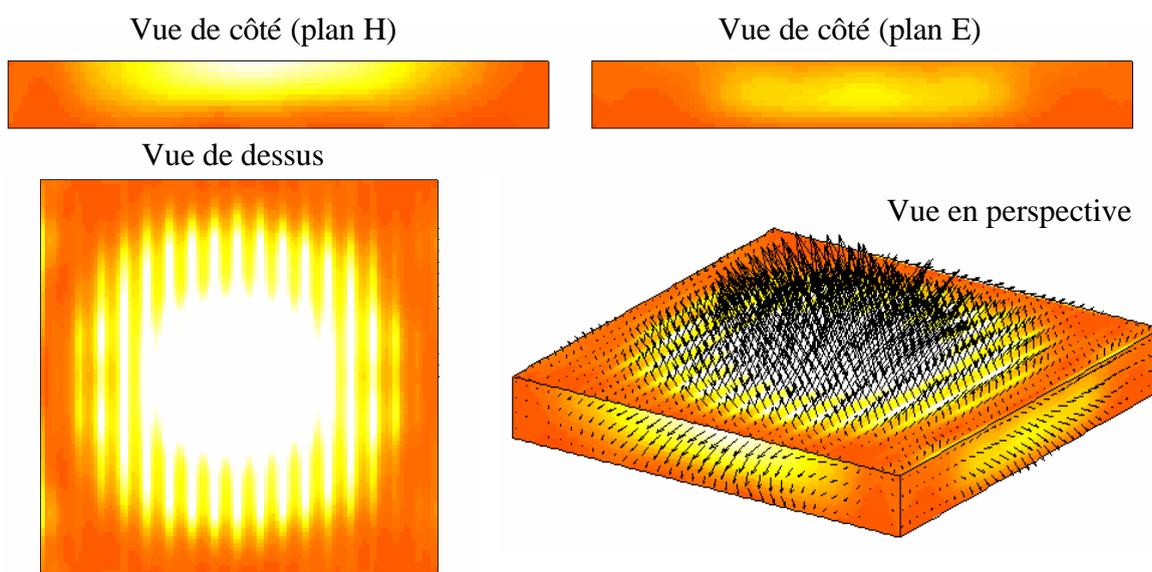
Pour l'adaptation de l'antenne, le module du coefficient de réflexion à -10dB correspond à la bande entre 11,37GHz et 11,7GHz (**Figure IV-23**).



**Figure IV-23 :** Module du coefficient de réflexion.

La **Figure IV-24** présente le flux du vecteur de Poynting de l'antenne. Les différentes vues montrent que le facteur de qualité est particulièrement adapté à la taille et au gain de l'antenne même si nous constatons des fuites d'énergie sur les côtés. L'échelle demeure assez restreinte pour visualiser les fuites dans le plan H. En effet, elles sont plus particulièrement fortes et partent du bout des lames. Cela vient de la diffraction par les arrêtes du courant parcourant les lames.

Au-dessus de l'antenne, l'énergie décroît du centre vers l'extérieur et sa distribution est de forme circulaire inscrite dans le carré formant l'antenne, ce qui laisse entrevoir un bon rendement de surface (79%).

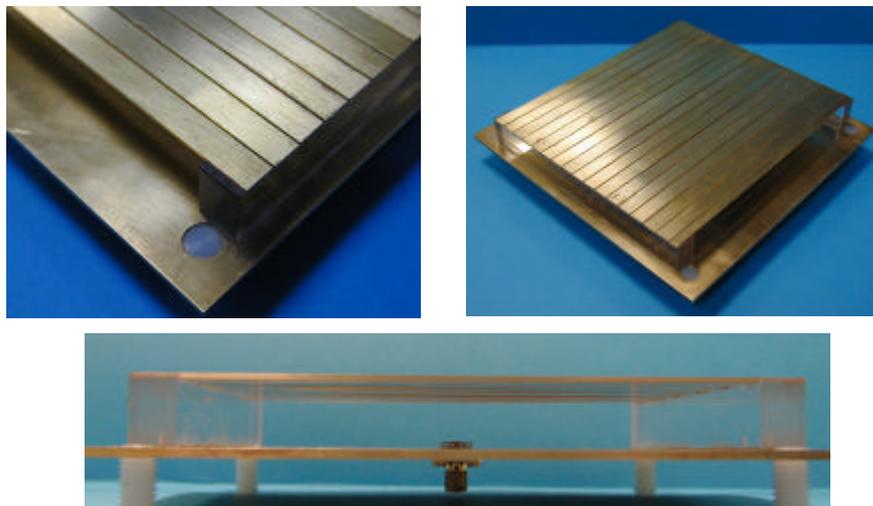


**Figure IV-24 :** Flux du vecteur de Poynting.

### 3. Comparaison des simulations et des mesures :

#### a) Réalisation de l'antenne :

Après réalisation du prototype, nous obtenons l'antenne suivante (*Figure IV-25*). La principale difficulté de réalisation fut la régularité du positionnement des 17 lames entre elles. Nous avons simulé l'antenne de nouveau en tenant compte des dimensions de l'antenne réalisée et des pertes diélectriques dans le substrat du patch (caractérisé par le banc de mesure à  $3,6.10^{-3}$  pour 10GHz).



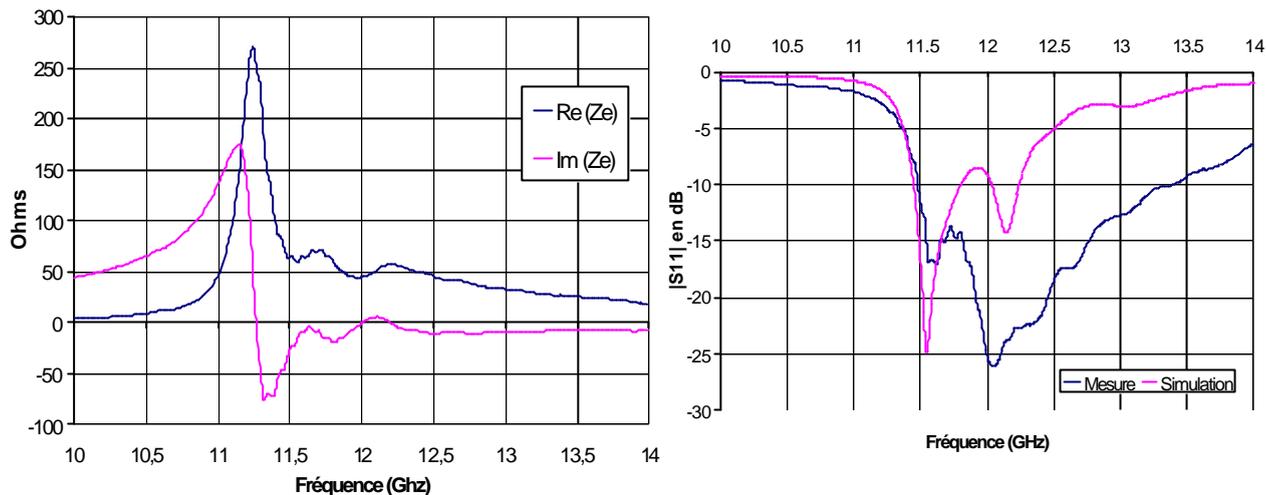
*Figure IV-25 : Photographies du prototype réalisé.*

#### b) Résultats de l'antenne réalisée :

En premier, nous présentons la bonne adaptation de notre antenne (annexe 7) sur la *Figure IV-26*. Les modes sur la partie réelle sont facilement identifiables et le fonctionnement de l'antenne va se situer autour de 11,6GHz.

Nous avons simulé de nouveau notre antenne en tenant compte des légères modifications liées à la grilles ou à l'antenne d'une façon générale. Nous avons aussi simulé les supports diélectriques tenant notre système de lames métalliques. Nous avons utilisé du Plexiglas dont la permittivité et les pertes ont été retrouvées par les mesures de caractérisation du banc en espace libre. Nous sommes plus bas en fréquence que nous souhaitions au départ car nous avons un léger fléchissement des lames ce qui a pour conséquence de modifier la

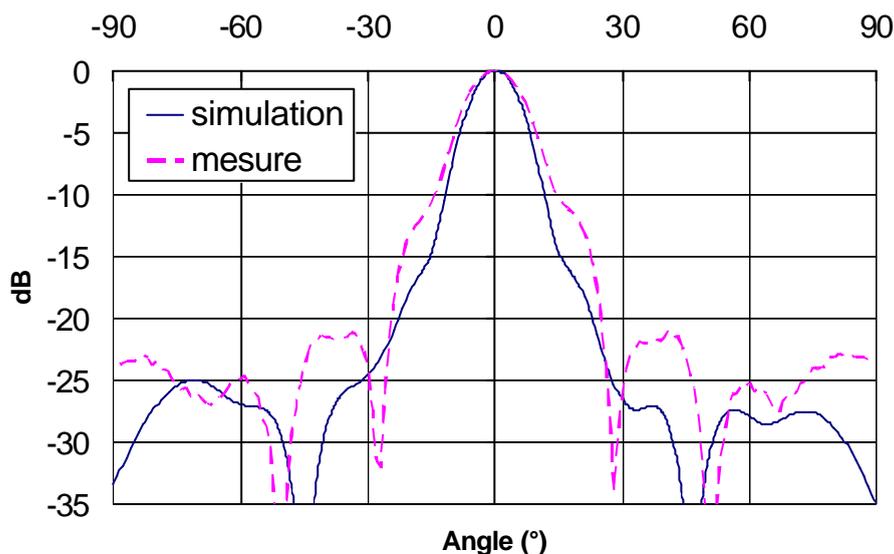
fréquence de fonctionnement.



**Figure IV-26 :** Parties réelle et imaginaire des mesures de l'antenne. Comparaison du module du coefficient de réflexion de l'antenne entre la simulation et la mesure.

Au début, nous souhaitons caractériser nos lames métalliques à travers notre banc de mesures mais pour des problèmes de supports et de fixations nous n'avons pas pu les effectuer.

Le module du coefficient de réflexion à cette fréquence est relativement bon puisque nous obtenons -14dB à 11,6GHz. En comparant les diagrammes de rayonnement entre les mesures et les simulations, nous retrouvons bien le fonctionnement directif souhaité sur la **Figure IV-27** pour le plan E et la **Figure IV-28** pour le plan H.



**Figure IV-27 :** Diagrammes de rayonnement du plan E (mesure et simulation) à 11,6GHz.

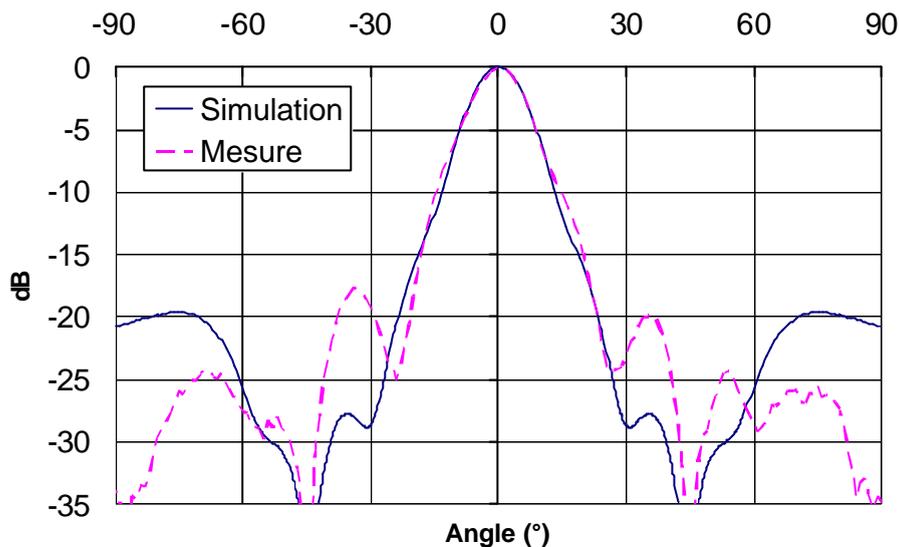


Figure IV-28 : Diagrammes de rayonnement du plan H (mesure et simulation) à 11,6GHz.

Quant au gain de l'antenne, nous obtenons 20,6dB à 11,6GHz en mesure contre 21,95dB lors des simulations. Nous avons donc perdu 1,3dB dont 0,3 par désadaptation de l'antenne.

En regardant tout particulièrement notre antenne et la structure métallique, nous remarquons quelques irrégularités quant au positionnement et l'écartement des lames. Etant donné le taux de remplissage de notre structure, notre période fixe la directivité de l'antenne. Il est donc compréhensible que dans ce cas le gain en soit affecté.

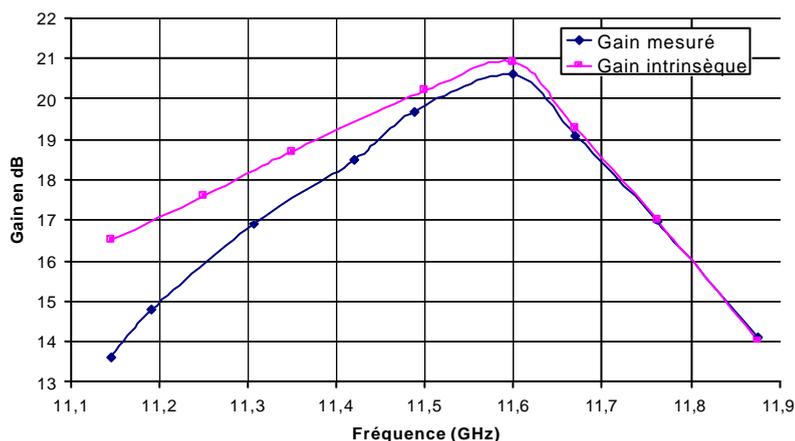


Figure IV-29 : Bande de fonctionnement mesurée de l'antenne.

Quant à la bande de fonctionnement, nous obtenons 3,2% au lieu de 4,6% en simulation. Cela est lié à l'adaptation de l'antenne sur sa bande de fonctionnement. Si nous ne tenons pas compte de l'adaptation de l'antenne et calculons le gain intrinsèque, nous avons

une bande de gain autour 3,7% de soit 430MHz (*Figure IV-29*).

Dans nos simulations, nous n'avons pas compris les pertes métalliques. Il est tout a fait possible que celle-ci soient à l'origine des baisses de performances de l'antenne. Etant donné que c'est le seul paramètre que nous n'avons pas pris en compte, nous estimons les pertes métalliques autour de 1dB. Il faut néanmoins modérer ce résultats car les erreurs liées aux mesures sont de l'ordre de +/- 0,5dB.

Comme le gain a chuté, le rendement de surface de notre antenne n'est plus de 79% mais de 60%. Toutes ces baisses de performances viennent de l'ajustement de l'ensemble qui demande une assez grande précision d'usinage et d'assemblage. Malheureusement nous ne sommes pas adaptés sur toute la bande de fonctionnement, ce qui a réduit notre bande de fonctionnement de l'antenne

#### **4. Conclusion sur l'antenne réalisée :**

L'antenne utilisant la structure métallique réalisée et présentée est une bonne alternative pour remplacer les plaques diélectriques. En effet, les performances sont identiques et nous obtenons une bande de gain plus grande.

Par contre, nous n'avons plus besoin de chercher des solutions entre le nombre de plaques et leurs permittivités pour fixer le coefficient de qualité voulu. Dans le cas de la structure métallique, il n'existe plus qu'un seul paramètre : le taux de remplissage des lames. La hauteur de l'antenne est globalement réduite à la dimension du demi défaut soit environ une demi longueur d'onde. Il existe une légère remontée des lobes secondaires dans le plan H qui reste éventuellement à corriger par une discontinuité en bord de structure comme l'utilisation de grilles bidimensionnelles. Nous allons maintenant chercher à optimiser numériquement notre antenne en modifiant sa géométrie pour tenter d'élargir plus encore sa bande de gain et son rendement de surface.

#### **C. Elargissement de la bande de gain de l'antenne :**

Nous proposons dans cette dernière partie de modifier la structure métallique en polarisation TE afin d'élargir la bande de fonctionnement de l'antenne. Cela va passer par un changement de la géométrie des lames métalliques. En effet comme nous l'avons vu précédemment, les différentes résonances sont créées par la structure BIE en fonction du

nombre d'éléments périodiques et de sa taille.

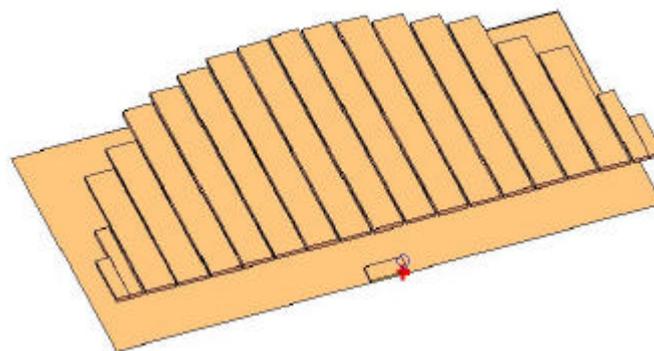
### 1. Présentation de l'antenne BIE métallique circulaire :

Le premier mode existant dans le défaut présente des composantes de champs  $E_x$  et  $H_y$  qui apparaissent prépondérantes et présentent un maximum de champs au centre. Celles-ci décroissent progressivement vers le bord de l'antenne. L'installation des modes supérieurs perturbe les répartitions de champs dans la cavité mais aussi au dessus de l'antenne, et ils dégradent les caractéristiques de rayonnement avec une forte poussée des lobes secondaires et donc une chute du gain dans le lobe principal.

Comme le premier mode se présente sous la forme d'une tâche ronde, nous allons supprimer les coins du matériau afin de ne présenter que la surface utile de l'antenne. Cela permet d'augmenter le rendement de surface du matériau vers les 100% au lieu de 80%.

Sur la **Figure IV-30**, nous présentons l'antenne simulée, nous avons supprimé les coins et le bord de la structure suit maintenant le contour d'un disque. Nous rappelons ici les différentes dimensions de l'antenne simulée :

- Le plan de masse et le diamètre de la structure : 121,2mm
- Ecartement des lames : 0,6mm      Périodicité : 7,2mm      Epaisseur des lames : 1mm
- Hauteur entre le plan de masse et les lames métalliques : 13,86mm
- Permittivité du substrat : 2,54      Dimensions du patch : 8,4mm (Hauteur : 1,2mm)

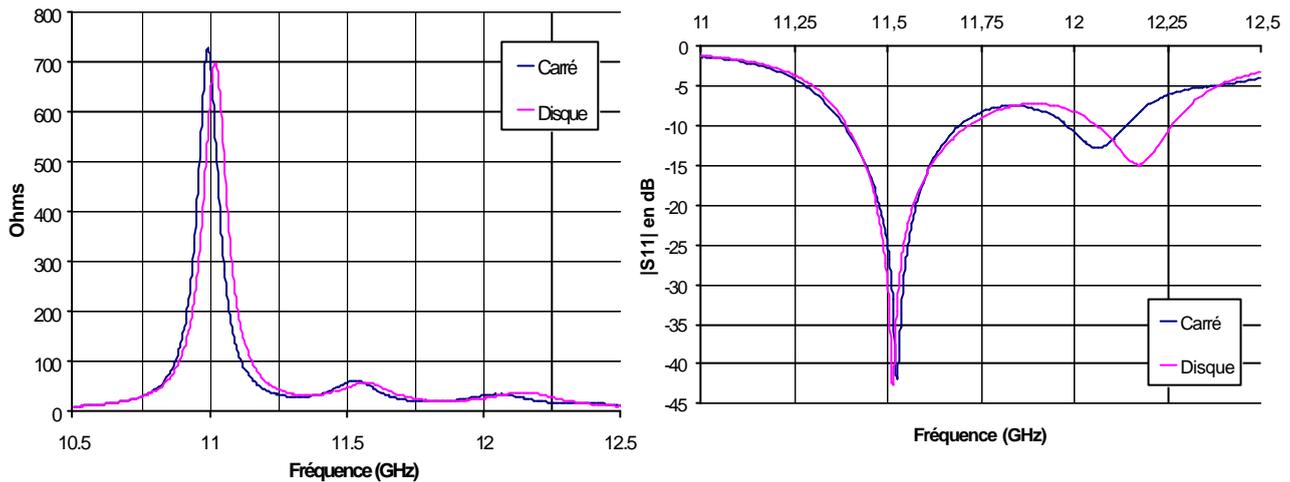


**Figure IV-30** : Antenne BIE avec structure métallique en polarisation TE de forme circulaire (Figure avec symétrie).

Le comportement de l'antenne n'a pas radicalement changé sur le premier mode mais le changement de la géométrie de la structure a permis d'éloigner le second mode vers les hautes fréquences comme nous allons le voir par la suite.

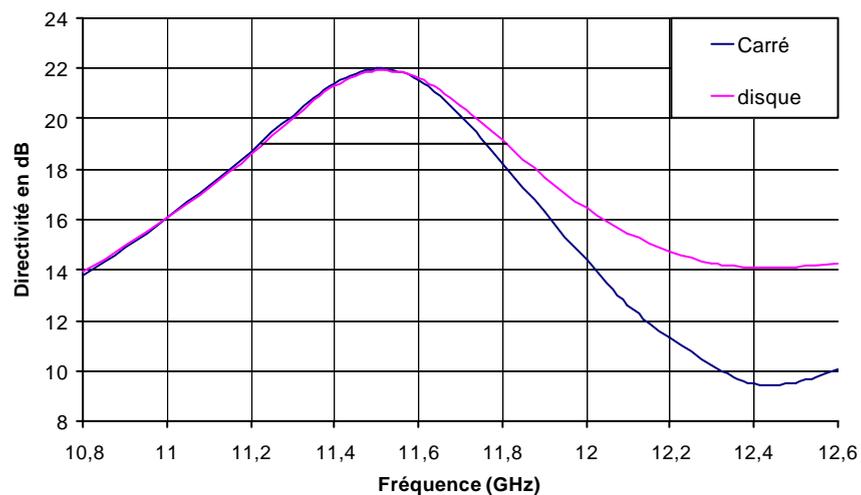
## 2. Comparaison des performances de l'antenne :

Nous présentons dans ce paragraphe les performances des antennes avec la structure métallique circulaire et la structure carrée par son impédance d'entrée, son adaptation, les diagrammes de rayonnement et le gain en fonction de la fréquence. Comme nous pouvons le voir sur la **Figure IV-31**, l'impédance d'entrée de l'antenne avec la structure métallique circulaire présente un décalage vers les hautes fréquences du second mode parasite.



**Figure IV-31** : Le module du coefficient de réflexion et la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne.

Nous rappelons que l'apparition de ce second mode est une des raisons de la limitation de la bande de gain pour ce type d'antenne (**Figure IV-32**).

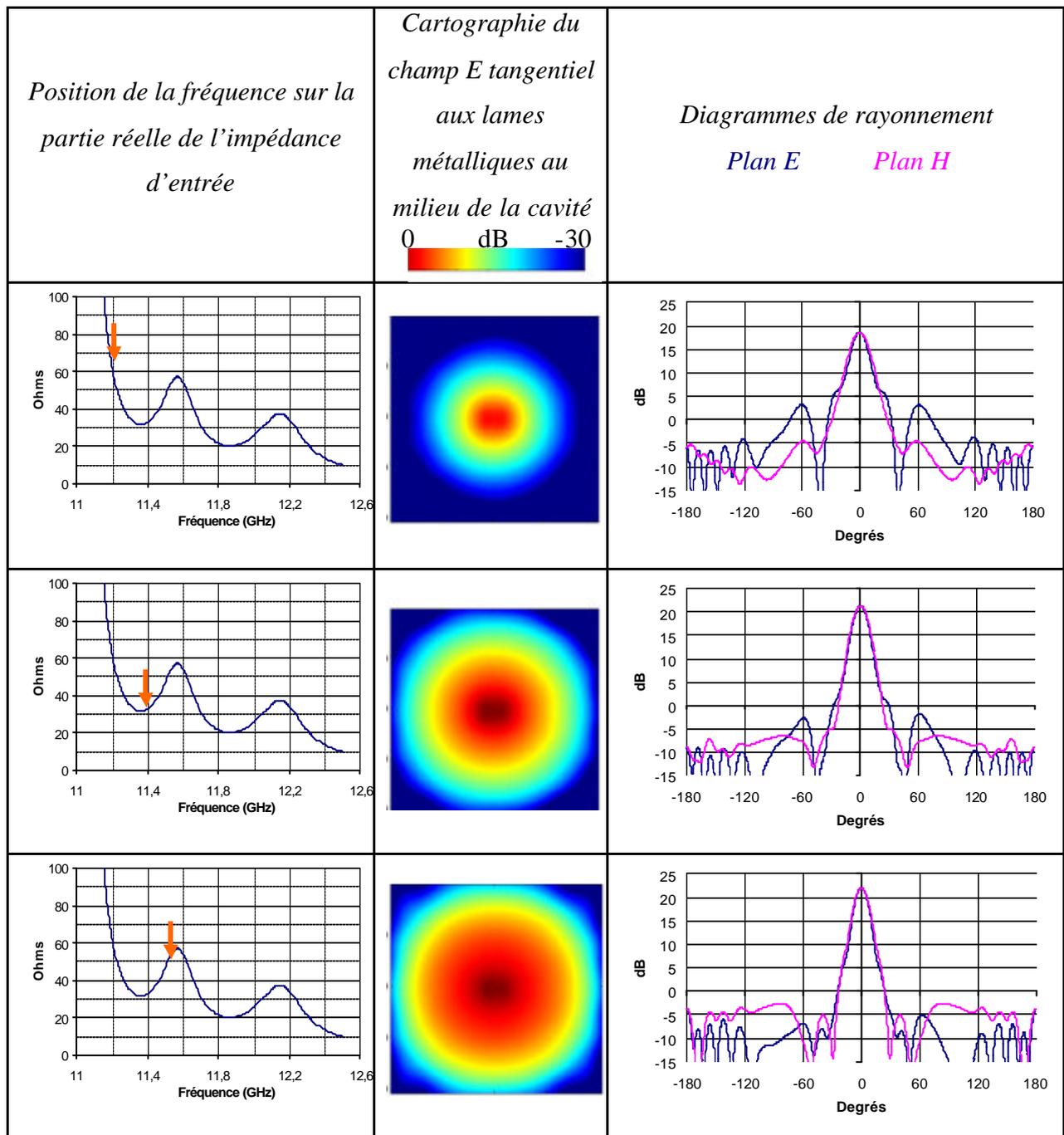


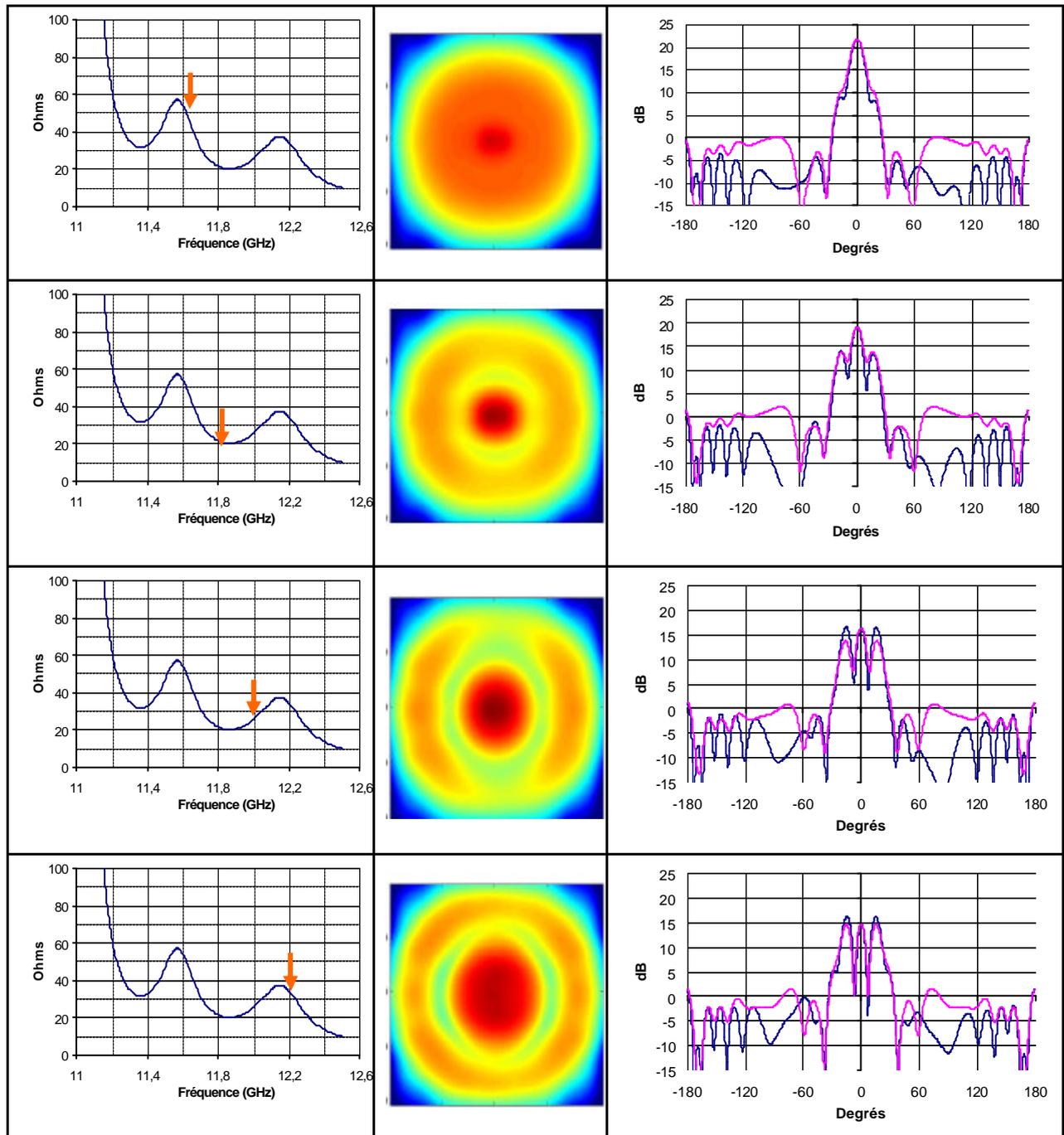
**Figure IV-32** : Directivité en fonction de la fréquence.

La bande de fonctionnement de l'antenne avec une grille en polarisation TE en forme

de disque est égale à 5,2% au lieu de 4,6% pour les structures métalliques de forme carrée.

Il est intéressant de voir la distribution du module du champ électrique à l'intérieur du défaut. En effet, le premier mode à 11,6GHz n'est pas perturbé par la géométrie de la structure mais le second mode à 12,1GHz lui ne possède plus la même distribution que pour la structure métallique carrée (*Figure IV-33*).





*Figure IV-33 : Distribution du module du champ électrique  $E_x$  à l'intérieur du défaut, diagrammes de rayonnement pour chaque fréquence répertoriée sur la partie réelle de l'impédance d'entrée.*

La diffraction des arêtes au bord de la structure métallique visible sur le plan H est beaucoup moins forte sur une structure de forme circulaire que sur la forme carrée. Nous avons donc du même coup réduit les lobes secondaires dans le plan H à la fréquence maximum de fonctionnement à 11,5GHz.

### **3. Conclusion :**

Nous avons présenté en fin de chapitre une technique permettant de modifier la distribution des champs électrique et magnétique à travers le défaut en modifiant la géométrie de la structure métallique. Cela nous a permis à la fois de réduire la surface de la structure périodique en ne gardant que la surface utile et d'atteindre un rendement de surface proche de 100%, mais aussi d'élargir la bande de fonctionnement de l'antenne en repoussant le mode supérieur vers les hautes fréquences.

Nous avons également pu mettre en évidence l'importance de la forme de l'antenne et plus particulièrement du matériau. L'augmentation de la bande est un objectif important pour l'antenne BIE à défaut. Même si on a montré que l'on pouvait augmenter la bande de fonctionnement en utilisant des structures métalliques en polarisation TE avec une forme circulaire, la bande de gain reste néanmoins faible. Il s'agit maintenant de continuer à déformer le matériau et trouver de nouvelles géométries permettant de repousser les modes supérieurs.

## **CONCLUSION :**

Ce chapitre montre comment utiliser les propriétés de filtrage fréquentiel et spatial d'une structure périodique diélectrique ou métallique afin de réaliser une antenne directive. Une antenne à résonateur BIE est conçue à partir d'une structure à défaut. Le matériau BIE et son défaut sont structurés de telle sorte que son coefficient de transmission laisse apparaître une bande permise au milieu de la bande interdite. Les performances de l'antenne en terme de produit gain-bande et de rendement de surface dépendent de la structure périodique utilisée. Le principal inconvénient de ce type d'antenne reste une bande de gain relativement faible et son principal avantage est la possibilité d'atteindre des directivités importantes (30dB) avec un encombrement réduit.

Afin de déterminer la directivité de l'antenne, il est nécessaire de se référer au coefficient de qualité du matériau BIE. Plus le coefficient de qualité sera élevé, plus la directivité sera importante. Pour des structures diélectriques, il convient de trouver un compromis entre la permittivité du matériau et le nombre d'éléments ou plaques. Comme l'antenne fonctionne sur le principe d'une ouverture rayonnante, il faut avoir une surface du matériau importante pour de fortes directivités. Nous déterminons et optimisons le rendement de surface de nos antennes à partir du gain voulu.

Pour des raisons de réalisation et d'encombrement, nous avons comparé le fonctionnement de l'antenne à résonateur BIE reposant sur un matériau diélectrique à une antenne fonctionnant sur le même principe et reposant sur différents matériaux métalliques. La différence entre la grille en polarisation TE et la grille en polarisation TE, dans les cas étudiés, concerne le rendement de surface. Ainsi, selon le type de grille utilisée, nous passons d'un rendement maximum de 50% à 80%, ce qui offre un avantage certain à la grille en polarisation TE tout en offrant une bande de gain plus élevée dans les cas étudiés.

Si nous comparons maintenant cette dernière grille à plusieurs jeux de plaques diélectriques pour obtenir le même coefficient de qualité, nous remarquons une certaine flexibilité car il existe un certain parallèle entre le taux de remplissage de notre grille et la permittivité des plaques diélectriques. Plus le taux de remplissage augmente, plus le gain de l'antenne croît. On peut estimer que la grille de l'antenne réalisée est équivalente à une plaque de zircone de permittivité d'environ 25. Nous signalons tout de même que cette équivalence est possible dans ce cas précis de l'étude. Il reste à généraliser ce genre d'étude

pour des fréquences et des taux de remplissage différents.

Comme nous le constatons dans ce chapitre le rôle du défaut est très important pour le bon fonctionnement de notre antenne. Il faut donc modifier ses propriétés pour espérer améliorer ou changer le fonctionnement de l'antenne en terme de rayonnement ou de gain. Le changement d'une structure périodique carrée en structure périodique circulaire a permis d'augmenter la bande de gain de l'antenne. Cet exemple permet d'imaginer de nouvelles géométries afin de modifier les performances de l'antenne selon un cahier des charges.

Pour conclure, il y a des avantages à introduire des structures périodiques en métal. Ensuite, les structures métalliques ont des dimensions plus petites que leurs homologues diélectriques équivalents pour les domaines millimétriques et sub-millimétriques. Nous avons montré que nous pouvons obtenir une forte directivité identique à celle des structures diélectriques avec comme atout supplémentaire d'utiliser un nombre de niveaux périodiques inférieur.



# CONCLUSION GENERALE



Les travaux présentés tout au long de ce manuscrit ont permis de concevoir des antennes directives en utilisant des matériaux différents de ceux utilisés dans notre laboratoire. En effet les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique possèdent des propriétés de contrôle de la propagation des ondes électromagnétiques et leurs utilisations dans le domaine des antennes sont particulièrement intéressantes afin de concevoir des antennes directives. Cette étude a été menée conjointement avec des partenaires industriels comme EPCOS et le CTTC qui ont apportés leurs soutiens et leurs techniques de conceptions afin de mettre au point ces structures un peu particulières.

**L'objectif de cette thèse** a été de développer de nouveaux matériaux diélectriques et métalliques possédant plusieurs dimensions de périodicité afin de remplacer les structures 1D actuellement utilisées pour concevoir ces antennes avec des gains élevés. C'est aussi un moyen de caractériser ces structures en les utilisant à travers une antenne. Pour cela il a fallu d'une part modéliser correctement ces structures par une caractérisation numérique en étudiant le comportement fréquentiel mais aussi spatial. Il a été nécessaire d'utiliser la méthode des ondes planes, des diagrammes de bandes et de l'espace réciproque et toutes les notions s'y reportant. Nous avons donc défini différentes structures 3D diélectriques mais aussi métalliques avec un comportement différent. Afin de contrôler la sensibilité de ces structures lors des futures conceptions, nous avons mis au point un banc de mesure en espace libre permettant la caractérisation des matériaux céramiques disponibles mais de la bande interdite et passante de ces structures périodiques. Les dernières études concernent leurs intégrations dans le domaine de des antennes et leurs apports dans les performances en terme de gain, de bande passante, de bande de gain et d'encombrement et de coût.

**Le premier chapitre** de ce mémoire a permis de mettre en évidence l'intérêt de ces matériaux et de les présenter en détail. Nous avons entrepris la description des différentes structures possibles et leurs origines. A partir de cette introduction, nous avons inséré une ou des ruptures de la périodicité afin de modifier le comportement fréquentiel mais aussi spatial. Cela a permis de faire le lien avec l'antenne à résonateur BIE 1D développé par Marc Thévenot et ses successeurs dans notre laboratoire il y a quelques années. Afin d'étudier correctement ces structures périodiques, nous avons entrepris de détailler les logiciels disponibles et sur lesquels nous avons apporté quelques améliorations. Pour terminer ce chapitre, nous avons présenté rapidement les moyens de caractérisation de nos antennes par des bases de mesures.

L'objectif du **deuxième chapitre** est de modéliser correctement les structures BIE diélectriques et métalliques 3D. Pour cela nous avons cherché à caractériser numériquement ces structures et voir l'évolution de leurs propriétés en fonction de leurs paramètres. Pour cela nous avons utilisé la méthode des ondes planes et les diagrammes de bandes pour caractériser ces structures dans le domaine fréquentiel. Pour obtenir le comportement spatial nous avons utilisé la méthode de l'espace réciproque et toutes les notions s'y rattachant afin de déterminer les directions de propagations privilégiées dans le matériau. Cela a été fait par un traitement numérique à partir des six composantes des champs électromagnétiques récupérées par des calculs à partir des différences finies (FDTD) qui permettent de revenir sur les diagrammes de rayonnement en réutilisant les valeurs des vecteurs d'ondes. Cette étude nous a permis de mieux connaître les matériaux étudiés pour leurs conceptions en antennes.

**Le troisième chapitre** est une approche plus expérimentale permettant de caractériser nos matériaux céramiques par un banc de mesure en espace libre au cours des 3ans de cette thèse. L'objectif est double, nous cherchons à connaître les matériaux utilisés récupérés chez nos différents fournisseurs comme EPCOS, le CTTC, FRIATEC et RADIALL mais aussi la position de la bande interdite en fréquence de matériaux périodiques. Cela nécessite à la fois une étude précise et large bande. Nous avons utilisé plusieurs paires d'antennes cornet avec une paire de lentilles permettant de collimater les ondes sur le matériau sous test. Il a bien sûr été utile d'utiliser un rail pour aligner les différentes parties émettrices, réceptrices et objet à tester. Les résultats obtenus dans différentes configurations et de calibrations donnent des résultats intéressants et sont en accord avec les simulations et permettent donc de valider notre banc de caractérisation sur une large bande de fonctionnement. Nous avons aussi introduit dans ce chapitre les techniques de conception pour réaliser des structures en céramiques 3D. Cette technique complètement originale développée par le CTTC permet de réaliser un objet couche par couche en utilisant une pâte céramique photosensible chargée par une résine. Le laser vient polymériser les zones et donc durcir la pièce voulue. Il est ensuite nécessaire de la nettoyer en retirant la pâte non polymérisée. Vient ensuite plusieurs phases de déliantage et de frittage avant d'obtenir la pièce finale. Ce genre d'outils est extrêmement rare et nécessite un savoir faire unique. Le prototypage rapide au CTTC à Limoges est le seul existant en Europe.

La présentation du fonctionnement en antenne de ces structures est l'objet du **chapitre**

**quatre.** Nous avons commencé par un récapitulatif de ce type d'antenne utilisant des structures BIE 1D. Nous avons changé le matériau afin de caractériser nos nouvelles structures en rayonnement.

Nous présentons l'utilisation des structures périodiques 3D céramiques développées par le prototypage rapide en antenne. Pour cela nous utilisons deux réseaux différents : le réseau cubique et le réseaux cubique à faces centrées sous la forme d'une structure appelée tas de bois. Nous avons cherché à optimiser ces antennes en modifiant certains paramètres de ces structures puis nous avons cherché à concevoir deux prototypes en utilisant les structures du CTTC et à les comparer avec les modèles numériques. La structure tas de bois a été plus étudiée dans ce chapitre en raison de la particularité de sa bande interdite. En effet celle-ci peut devenir plus sélective en fonction du taux de remplissage ou de la permittivité utilisée. Cette variation affecte les performances de l'antenne selon le choix de la modélisation de la structure.

Nous passons du fonctionnement avec des structures périodiques diélectriques à des structures périodiques sous la forme de grilles métalliques étudiées dans le chapitre deux. En effet nous pouvons effectuer un parallèle afin de conserver les performances de ces antennes tout en réduisant les coûts. En effet les structures métalliques apportent l'avantage d'être suffisamment rigide, de limiter les pertes qui peuvent être pénalisantes dans les diélectriques, des facilités d'usinage. En étudiant d'un peu plus près ces grilles métalliques, nous garderons la grille complémentaire car elle apporte des performances intéressantes et tout à fait comparables aux structures diélectriques. La directivité de l'antenne dépend surtout du taux de remplissage utilisé et la bande de gain est plus importante. Nous comparons une grille métallique complémentaire avec un système d'une plaque de Zircone, de deux plaques de PEI RTP 2199 et finalement de trois plaques de Rexolite 2200. Les performances sont similaires et permettent d'effectuer une équivalence entre ces différentes solutions. Nous terminons cette étude en optimisant la fréquence de fonctionnement de l'antenne en élargissant la bande de gain en utilisant une grille complémentaire sous la forme d'un disque. Cela permet de repousser le mode supérieur et d'élargir la bande.

**Les perspectives** concernant ces différentes études sont nombreuses et variées.

En effet, il est nécessaire d'étendre la caractérisation à partir des propriétés des structures périodiques afin de concevoir des abaques et affiner les études concernant l'espace réciproque dans le cas des structures métalliques. En effet celle-ci peuvent à certaines fréquences posséder une permittivité équivalente inférieure à 1 ce qui permet d'avoir une

onde possédant une vitesse de phase supérieure à la vitesse de la lumière.

Pour le banc de caractérisation, nous pouvons étendre son utilisation dans des cas particuliers comme en incidence oblique et ainsi caractériser la bande interdite totale de certaines structures. Il est nécessaire aussi d'étendre la caractérisation à d'autres matériaux et améliorer la calibration et les supports afin de limiter les erreurs de mesures et permettre de meilleurs résultats.

Quant aux antennes développées à partir de structures métalliques, il est nécessaire à la fois de compléter les équivalences afin de mieux comprendre l'influence de chaque dimension et d'améliorer leurs performances pour qu'elles deviennent une rivale des structures diélectriques avec de sérieux atouts qui ne restent plus à démontrer mais à confirmer. Pour les antennes basées sur des structures diélectriques 3D, il s'agit à mon avis de modifier leur emploi afin d'utiliser les différentes particularités comme par exemple insérer une de ces structures dans la cavité c'est à dire entre le plan de masse et la structure périodique. Il s'agirait cette fois de modifier le comportement de l'antenne en jouant sur le défaut et filtrer certaines directions de propagation.

Ces structures multi périodiques permettent des degrés de liberté pour réaliser nos antennes grâce à leur taux de remplissage. Même si le fonctionnement de l'antenne n'est pas très différent, nous avons dans certains cas des lobes secondaires un peu plus bas. Les structures 3D en céramiques permettent l'utilisation de moins de matière que l'utilisation de plaques diélectriques. Ceci permet de limiter l'influence des pertes diélectriques sur les performances de l'antenne.

On trouve un intérêt à ces structures lorsque l'on cherche à rayonner dans l'axe mais il est nécessaire d'étudier ces structures en fonction de leurs géométries si on cherche à dépointer le lobe de l'axe.

Les structures métalliques permettent d'envisager une accordabilité en fréquence en changeant les caractéristiques des grilles. Nous pouvons dans ce cas utiliser des diodes pour un pointage électronique. Pour les diélectriques, l'utilisation de matériaux ferroélectriques n'est pas une solution avantageuse.

Le point négatif de ces structure est la polarisation circulaire qui paraît moins évidente que pour des structures diélectriques planaires.

# ANNEXES

- **LA METHODE DES DIFFERENCES FINIES DANS LE DOMAINE TEMPOREL (FDTD)**
- **COMPLEMENT SUR LA METHODE DE L'ESPACE RECIPROQUE APPLIQUEE SUR DES STRUCTURES BIE 3D**
- **LES MATERIAUX DIELECTRIQUES**
- **LES TECHNIQUES DE MESURES DES PROPRIETES DIELECTRIQUES DES MATERIAUX**
- **RESULTATS DE CARACTERISATION AVEC UNE CALIBRATION LRL**
- **GENERALITES SUR LES ANTENNES ET DESCRIPTIONS DES ANTENNES PATCH**
- **MESURES D'ANTENNES**



## **Annexe 1 : La méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD)**

Nous présentons à la fois la méthode basée sur les différences finies mais aussi les quelques particularités concernant les spécifications des antennes simulées dans ce mémoire.

### **A. Présentation de la méthode FDTD :**

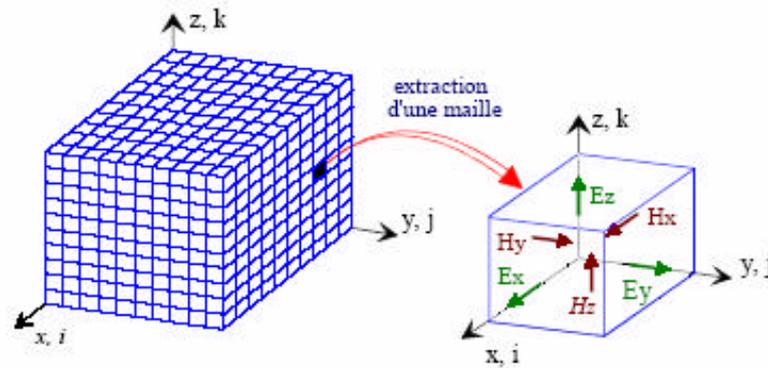
#### ***1- Introduction :***

L'étude d'aériens dans leur contexte requiert des méthodes de simulation rigoureuses. Par définition, ces antennes nécessitent un calcul théorique sur une large bande avec une grande précision. C'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser un outil développé au sein de l'équipe Electromagnétisme de l'IRCOM utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée **F.D.T.D.** pour Finite Difference in Time Domain. Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. La puissance de la méthode permet, en outre, la modélisation des sources d'excitation, la simulation de l'espace libre, le traitement de problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince, ...) et l'utilisation de divers types de matériaux (dispersifs, anisotropes, ...). Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne et son environnement proche.

Depuis les travaux de Yee en 1996, les différences finies dans le domaine temporel ont permis grâce aux développements des calculateurs de se développer et d'être l'un des outils numériques les plus utilisés pour l'analyse électromagnétique.

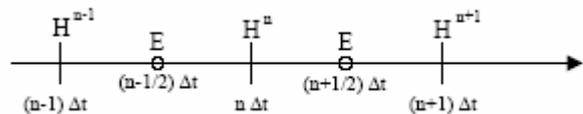
#### ***2- Descriptif :***

Le volume de calcul est décomposé en parallélépipèdes rectangles élémentaires (*Figure 1-1*) et chacune de ces mailles est caractérisée par les propriétés électromagnétiques de l'élément qu'elle discrétise comme la permittivité, la perméabilité et la conductivité. D'autres conditions particulières ont enrichi la méthode pour permettre de mieux simuler la réalité.



**Figure 1-1 :** Extraction d'une maille.

L'espace physique considéré est ainsi divisé en cellules élémentaires dans lesquelles les six composantes des champs électromagnétiques sont calculées. La discrétisation temporelle est effectuée avec des pas d'échantillonnage constants,  $\Delta t$ , comme représenté ci-dessous (**Figure 1-2**). Les champs magnétiques sont évalués à des instants multiples pairs du demi-pas  $\Delta t/2$  d'échantillonnage temporel et les champs électriques aux instants multiples impairs. Le choix de cette discrétisation spatio-temporelle est imposé par la nécessité de centrer les dérivées spatiales et temporelles.



**Figure 1-2 :** Discrétisation temporelle.

Pour être appliqué au cas spécifique des antennes, cet algorithme de calcul nécessite certaines extensions, comme la simulation de l'espace libre, le traitement des interfaces diélectriques, la modélisation des fils, ou encore le calcul du champ rayonné à l'infini. Ces différentes méthodes sont brièvement décrites dans les paragraphes suivants.

## **B. Méthodes FDTD appliquées aux spécifications des antennes :**

Pour être appliqué au cas spécifique des antennes, cette méthode de calcul nécessite certaines extensions, comme la simulation de l'espace libre, le traitement des interfaces diélectriques et des surfaces métalliques, la modélisation des fils, ou encore le calcul du champ rayonné à l'infini.

### ***1- Les couches absorbantes :***

Le volume de calcul utilisé par la méthode des différences finies comprend, en plus du maillage de l'antenne étudiée, la discrétisation de l'espace autour de cet objet. Cette dernière est assez délicate puisqu'elle doit simuler un espace libre, supposé infini. Or, la capacité de calcul étant nécessairement finie, un problème survient dans le calcul des champs situés à la limite du volume.

Pour résoudre ce problème de limite, il existe une méthode de calcul dite des « couches absorbantes », qui consiste à simuler l'espace infini par des couches placées aux limites de l'espace discrétisé, et atténuant les ondes réfléchies. Le principe théorique des couches **P.M.L.** est de traiter séparément les composantes des champs électriques et magnétiques dans la région absorbante, avec la possibilité d'y imposer des pertes différentes, pour chaque composante. Ces développements originaux ont permis de créer un milieu non physique, dont le coefficient de réflexion est indépendant de l'angle d'incidence et de la fréquence de l'onde à absorber. De ce fait, il n'est pas obligatoire de les placer loin de la structure pour faire une approximation de l'onde par une onde plane.

On peut, selon la configuration voulue, disposer les PML à quatre mailles en générale de la structure pour simuler l'espace libre infini ou alors faire rentrer les PML dans la structure afin de la rendre elle-même infinie. Cette dernière peut être efficace pour réduire le temps de calcul de certaines antennes à conditions de négliger certains paramètres peu influant ou justement comparer des prototypes à dimensions finies ou infinies.

### ***2- Techniques de modélisation :***

Chaque élément est divisé en cellules parallélépipédiques. Ainsi, l'objet de plus petite dimension fixe la taille du maillage. Dans le cas des réseaux d'antennes, la disparité des éléments (notamment entre les lignes et le patch, ou lors d'une excitation à fente) fait que les volumes de calcul croissent très rapidement.

Les **surfaces métalliques** sont obtenues en annulant les composantes tangentes du champ électrique (condition de court circuit parfait), la conductivité de ces plaques étant considérée comme infinie. Cette annulation sur les contours de la plaque métallique soulève une ambiguïté quant à ses limites exactes. Une étude paramétrique a montré qu'une plaque de longueur  $L$  modélisée par  $n$  cellules élémentaires de dimension  $\Delta$  sera égale à  $L = (n+0.75)\Delta$ .

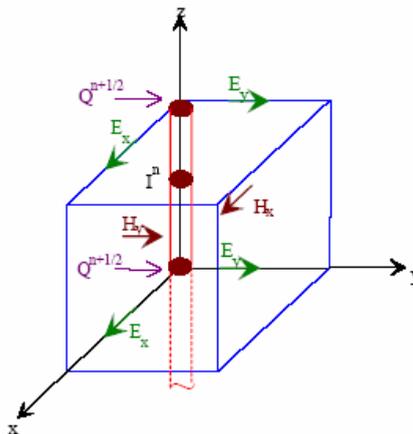
La difficulté associée à ce maillage non adaptatif est la représentation des dimensions réelles de chaque élément.

Les **interfaces diélectriques** séparant deux milieux linéaires, homogènes et isotropes posent problème lors de la discrétisation des équations de Maxwell. Mais on montre aisément que les composantes tangentielles du champ  $\vec{E}$  à l'interface du diélectrique sont considérées dans un milieu équivalent de permittivité relative correspondant à la moyenne des permittivités relatives des matériaux situés à l'interface.

### 3- Modélisations de fils minces :

Le besoin de traiter des fils fins au sein de grandes structures a conduit à l'élaboration d'un formalisme particulier des fils dû à Holland. Cette méthode permet de modéliser les fils sans devoir accroître de façon trop importante la résolution de discrétisation spatiale. En effet, ceux-ci ne sont pas maillés mais pris en compte grâce à deux grandeurs que sont le courant  $I$  et la charge linéique  $Q$  induits sur les fils. Ces grandeurs viennent s'ajouter aux six composantes de champs  $E$  et  $H$ .

Le fil est disposé le long d'une arête et les points de calcul des charges et des courants sont décalés d'un demi pas spatial et d'un demi pas temporel, de façon duale aux champs électrique et magnétique, comme le montre la **Figure 1-3**.



**Figure 1-3 :** Localisation de  $I$  et  $Q$  sur le fil.

### 4- Calcul du champ rayonné à l'infini :

L'étude en régime transitoire par la méthode des différences finies permet de

caractériser le comportement en champ proche des structures étudiées. Pour compléter l'approche temporelle en champ proche, une méthode dite mixte, temporelle et fréquentielle, a été développée. Elle associe aux différences finies en temporel une approche harmonique rigoureuse adaptée au calcul des champs lointains en fréquentiel, lesquels sont obtenus après une transformation de Fourier des courants temporels.

Cette méthode, basée sur le principe de Huygens, a été développée afin de calculer, à partir des sources électromagnétiques équivalentes, disposées sur une surface fictive entourant la structure rayonnante, les champs à grandes distances. Ceci s'effectue à l'aide des intégrales de rayonnement. Compte tenu des applications envisagées où la connaissance des champs lointains est principalement demandée à des fréquences aux intégrales temporelles de rayonnement qui nécessite une programmation plus complexe et coûteuse en place mémoire et en temps de calcul. Ces intégrales font intervenir les courants fréquentiels obtenus après transformation de Fourier des courants temporels calculés par la méthode des différences finies.

Cette technique est particulièrement puissante et rigoureuse car aucune hypothèse analytique n'est faite sur les intégrales de rayonnement en champ lointain. Il est alors possible d'étudier le rayonnement d'aériens à structure complexe et notamment d'antennes disposées sur des supports finis. Une extension du principe a été effectuée pour traiter des structures sur plan de masse infini.



## Annexe 2 : Complément sur la méthode de l'espace réciproque appliquée sur des structures 3D diélectriques et métalliques

### A. Méthode et algorithme :

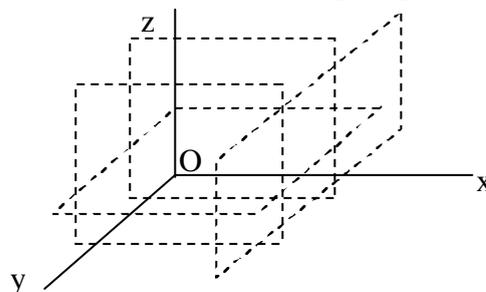
#### *1-Choix et objectif :*

Le but recherché est de pouvoir identifier dans l'espace réciproque en trois dimensions les directions privilégiées de propagation au sein de notre structure BIE. Pour cela, nous avons développé une méthode simple ne nécessitant pas de grosses ressources informatiques pour réaliser ce post traitement au calcul FDTD. La décision a été prise de simplifier le problème 3D par une succession d'approches 2D. Nous utilisons la méthode basée sur les différences finies afin de récupérer la distribution des champs par différents plans dans le matériau.

Dans un premier temps cela concernera les structures diélectriques, puis dans un second temps les structures métalliques.

#### *2- La méthode :*

L'analyse par l'espace des phases utilise des distributions des champs  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $E_z$ ,  $H_x$ ,  $H_y$  et  $H_z$ . Ces distributions sont à deux dimensions ; elles sont prélevées dans un ou plusieurs plans orthogonaux à chaque direction  $Ox$ ,  $Oy$  et  $Oz$  (**Figure 1**). Nous présentons dans cette annexe les résultats des 6 composantes orthogonalement à chaque direction. Chacune de ces distributions sont transposées dans l'espace des phases par transformées de Fourier spatiales 2D et le produit  $\vec{S}k = \vec{E}(k) \wedge \vec{H}(k)^*$  est calculé sur la figure pour les trois directions.



**Figure 1 :** les six composantes de champs électromagnétiques sont connues dans plusieurs plans orthogonaux.

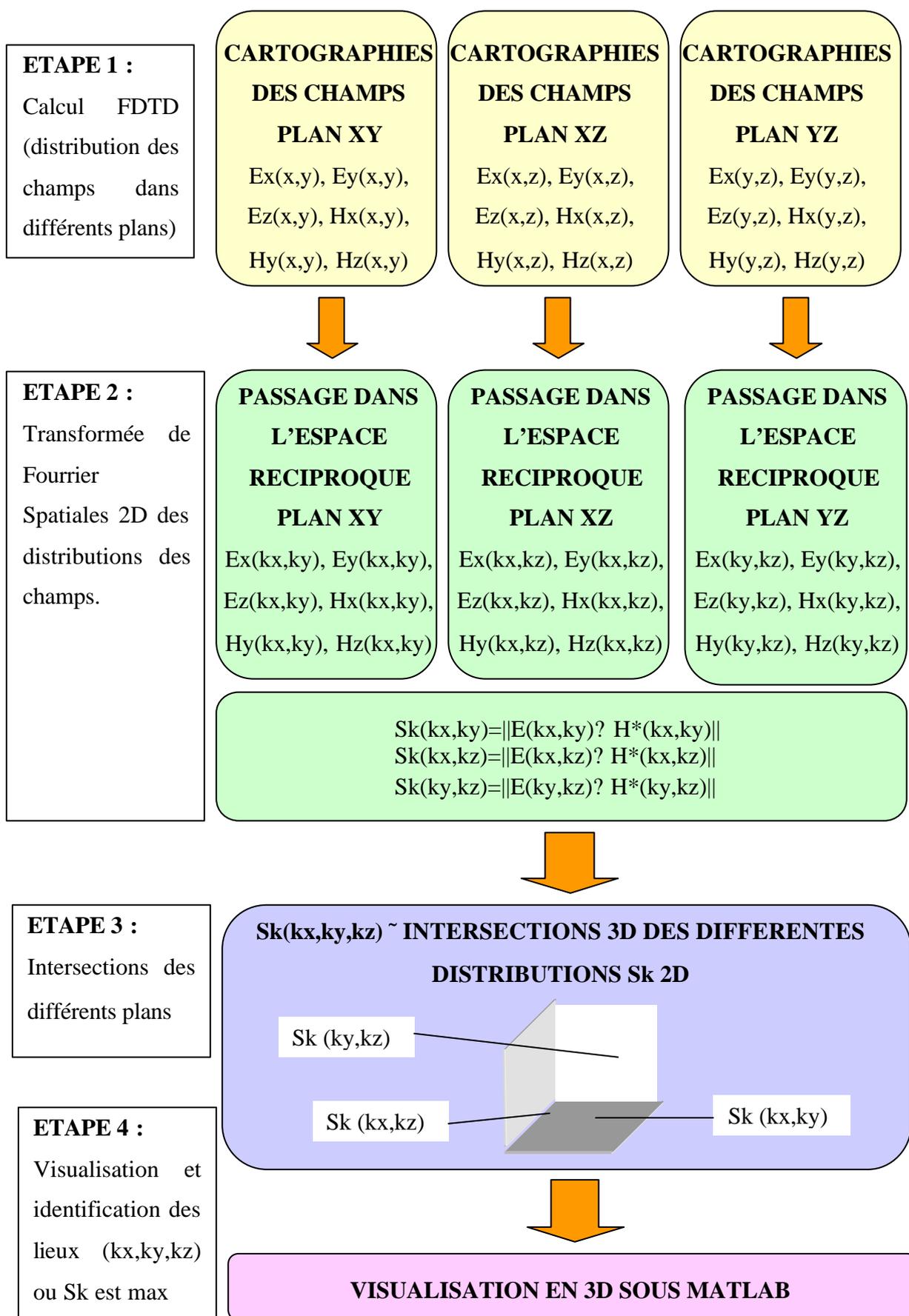


Figure 2 : Illustration des différentes étapes

Ces calculs fournissent trois distributions en deux dimensions dans l'espace des phases, respectivement :  $S_k(k_x, k_y)$ ,  $S_k(k_x, k_z)$  et  $S_k(k_y, k_z)$ .

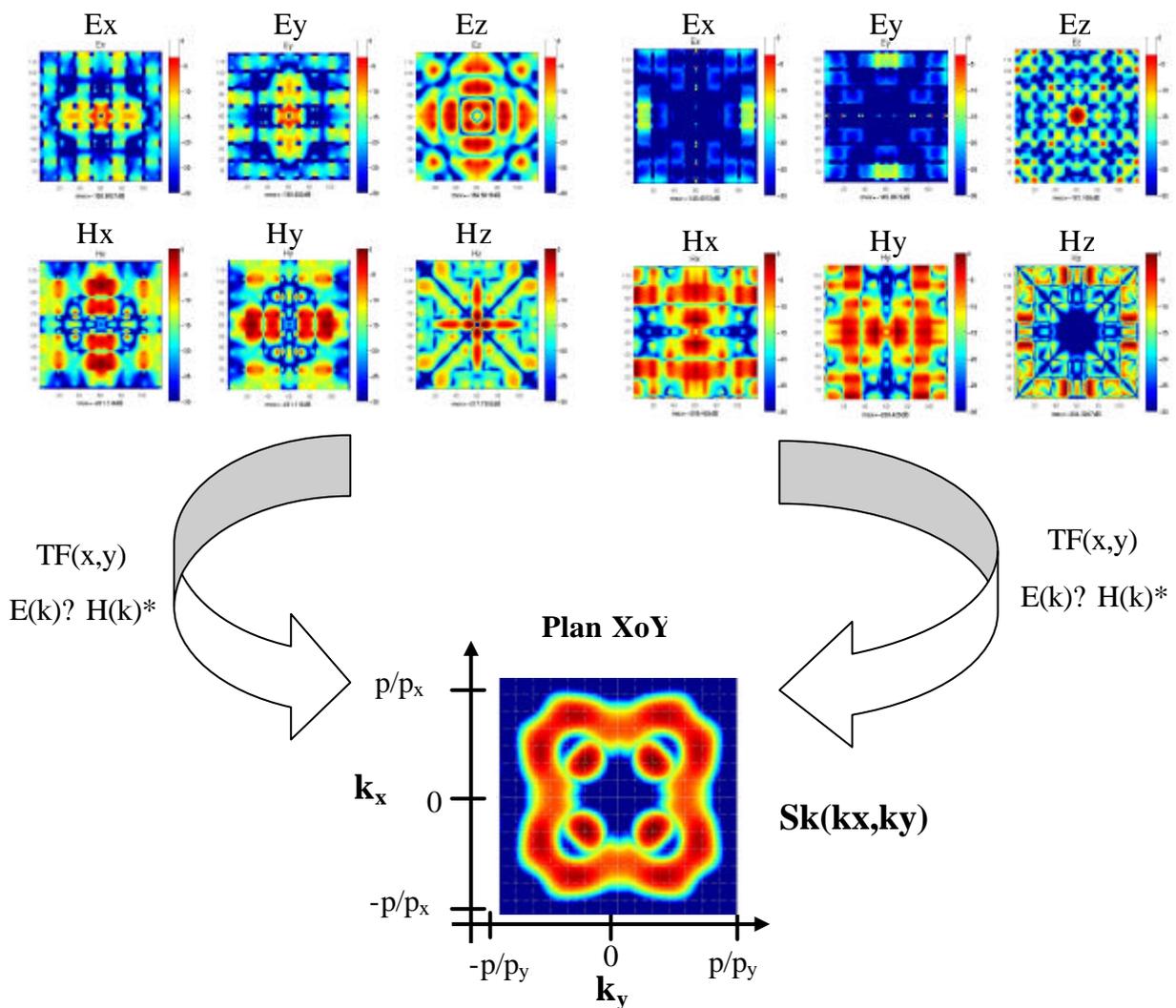
L'intersection de ces trois distributions fournit une bonne estimation de la grandeur  $S_k(k_x, k_y, k_z)$  qui informe sur les lieux où  $S_k$  est maximum dans l'espace des phases à trois dimensions (*Figure 2*).

### **B. Résultats sur la structure diélectrique 3D à 7,2GHz :**

#### **1- Plan XY :**

1<sup>ère</sup> série de cartographies près de la source

2nd série de cartographies près du bord de la structure



*Figure 3 : Distribution des champs et espace réciproque dans le plan XY.*

### 2- Plan XZ :

1<sup>ère</sup> série de cartographies près de la source

2nd série de cartographies près du bord de la structure

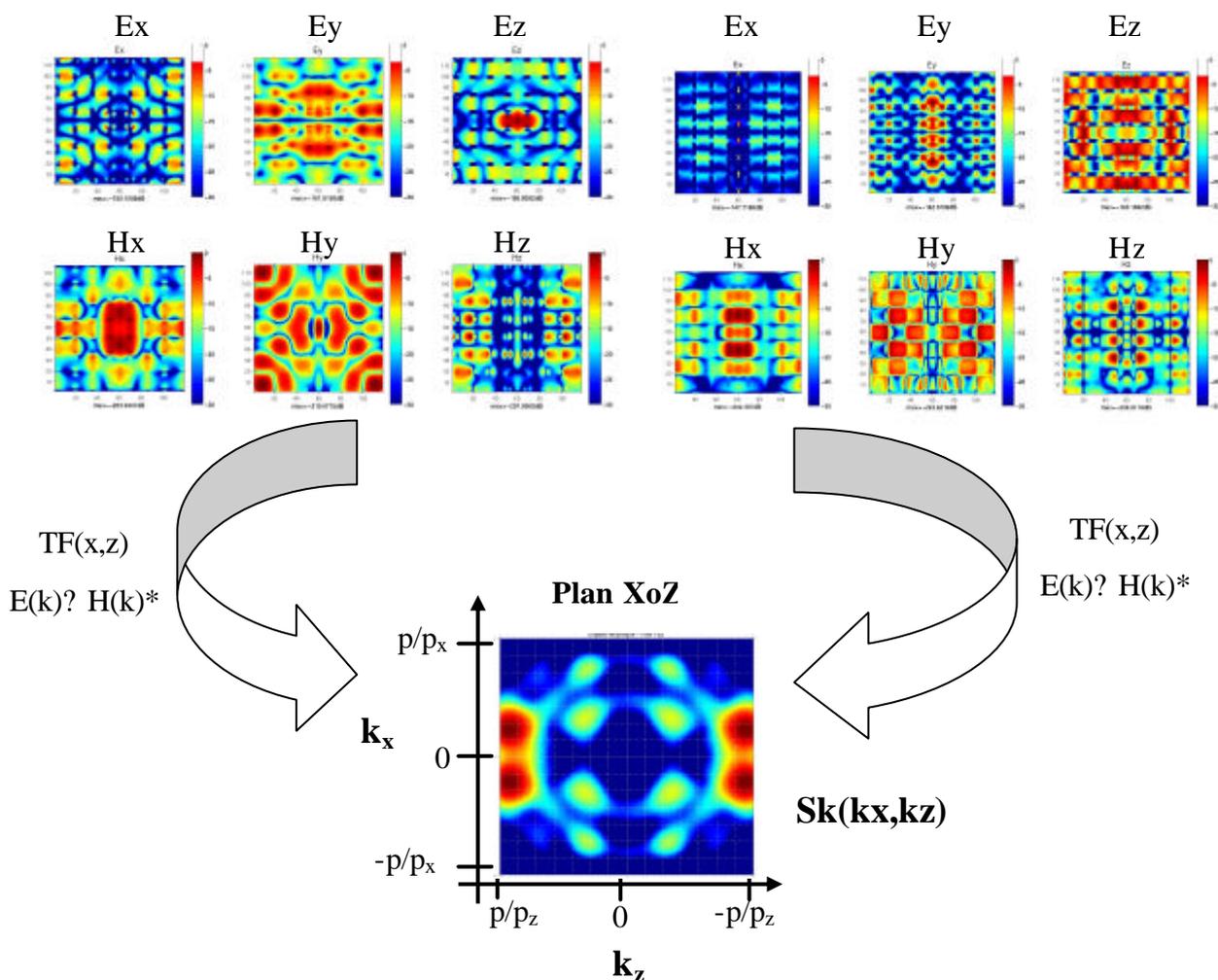
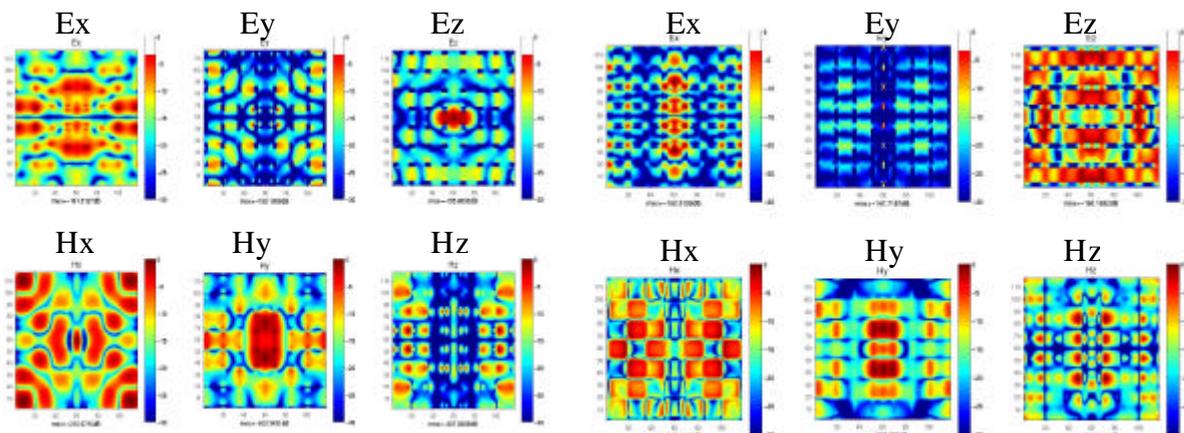


Figure 4 : Distribution des champs et espace réciproque dans le plan XZ.

### 3- Plan YZ :

1<sup>ère</sup> série de cartographies près de la source

2nd série de cartographies près du bord de la structure



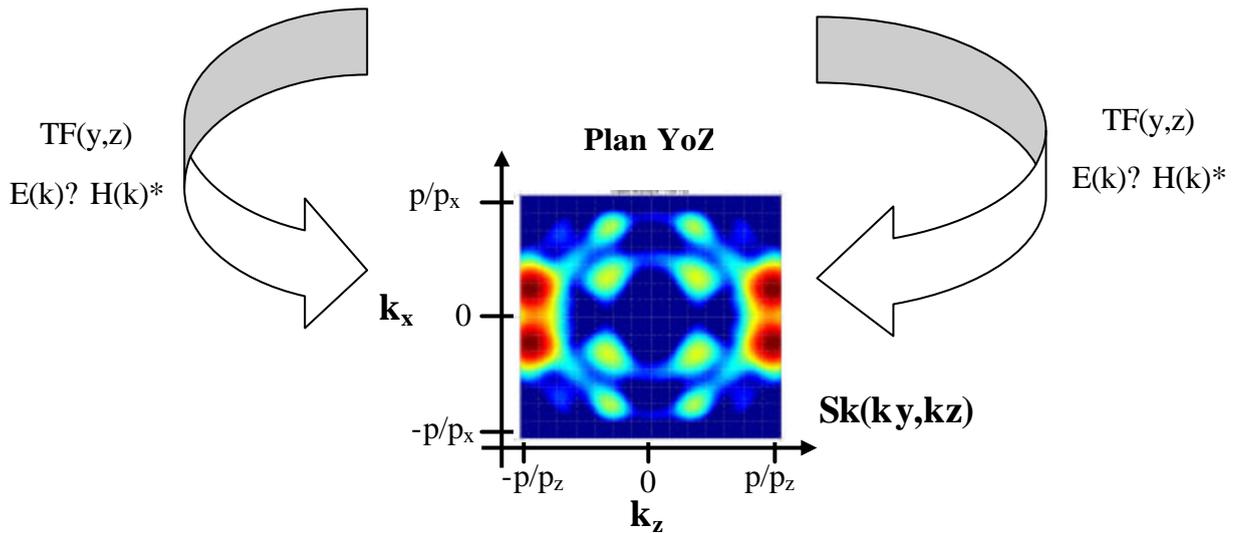


Figure 5 : Distribution des champs et espace réciproque dans le plan YZ.

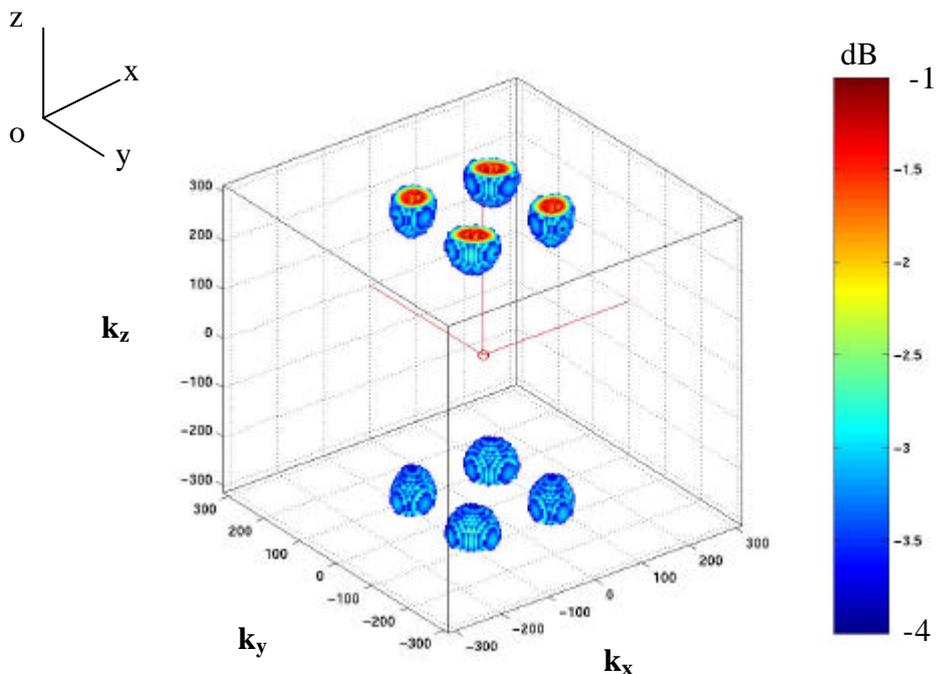


Figure 6 : Espace réciproque en 3D à partir des intersections 2D des maximum des différents plans.

### **C. Résultats sur la structure métallique 3D :**

#### **1- Plan XY :**

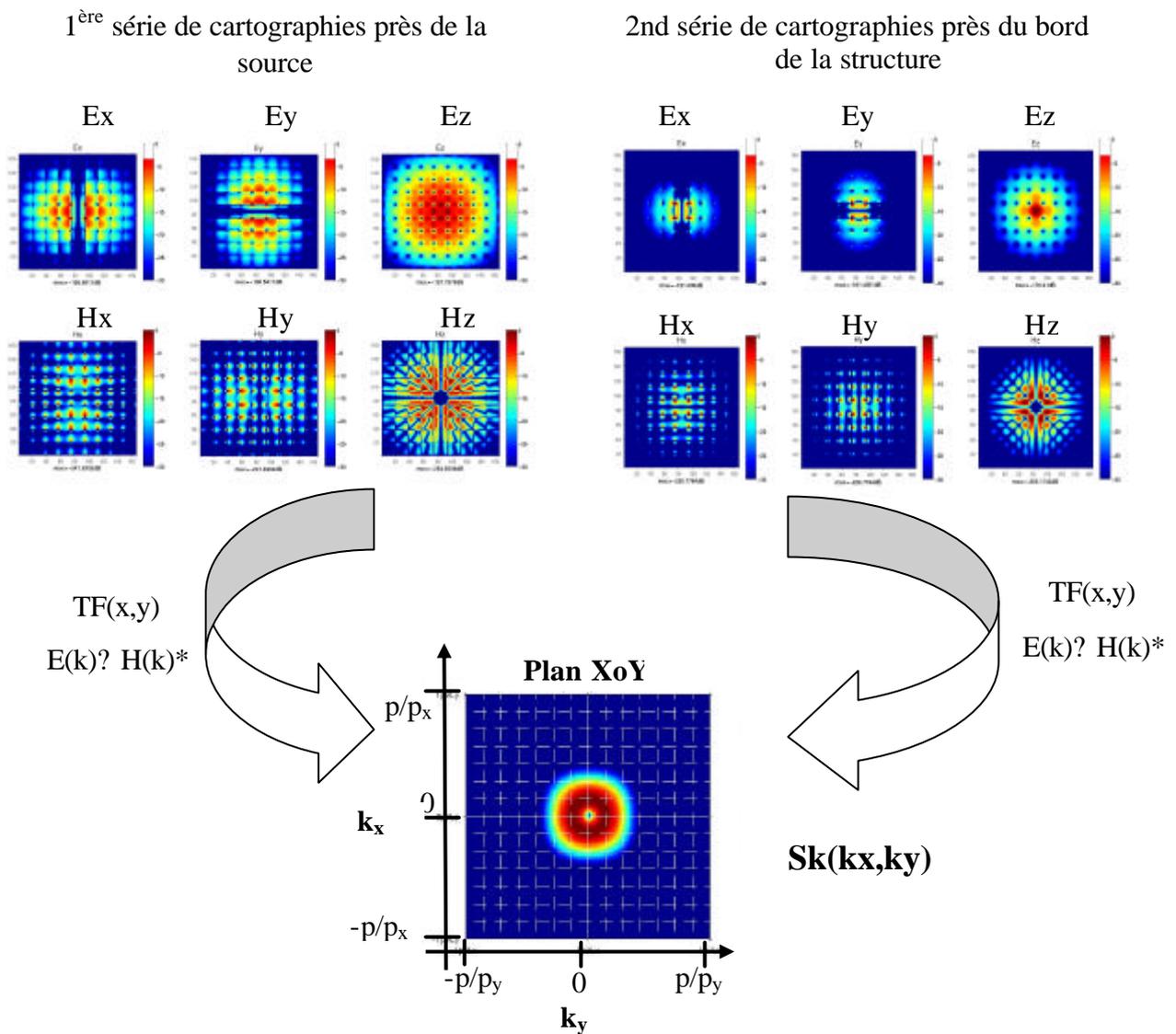
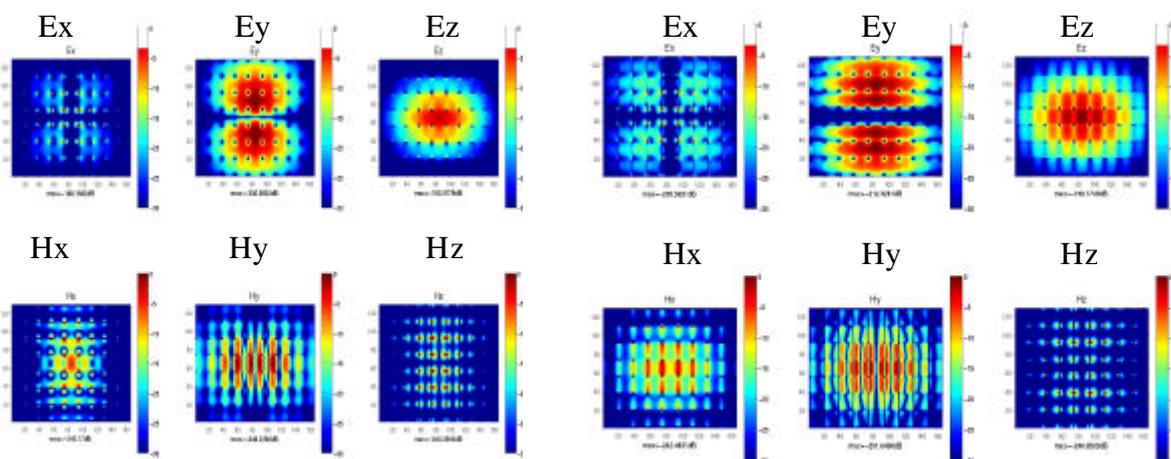


Figure 7 : Distribution des champs et espace réciproque dans le plan XY.

## 2- Plan XZ :

1<sup>ère</sup> série de cartographies près de la source

2nd série de cartographies près du bord de la structure



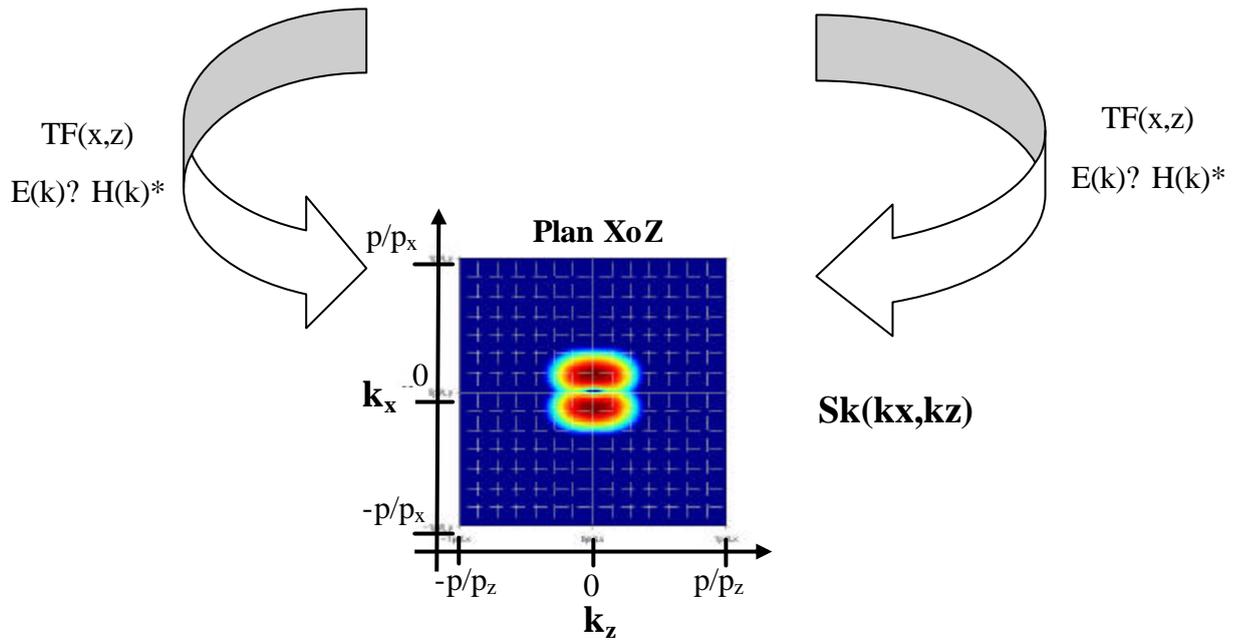
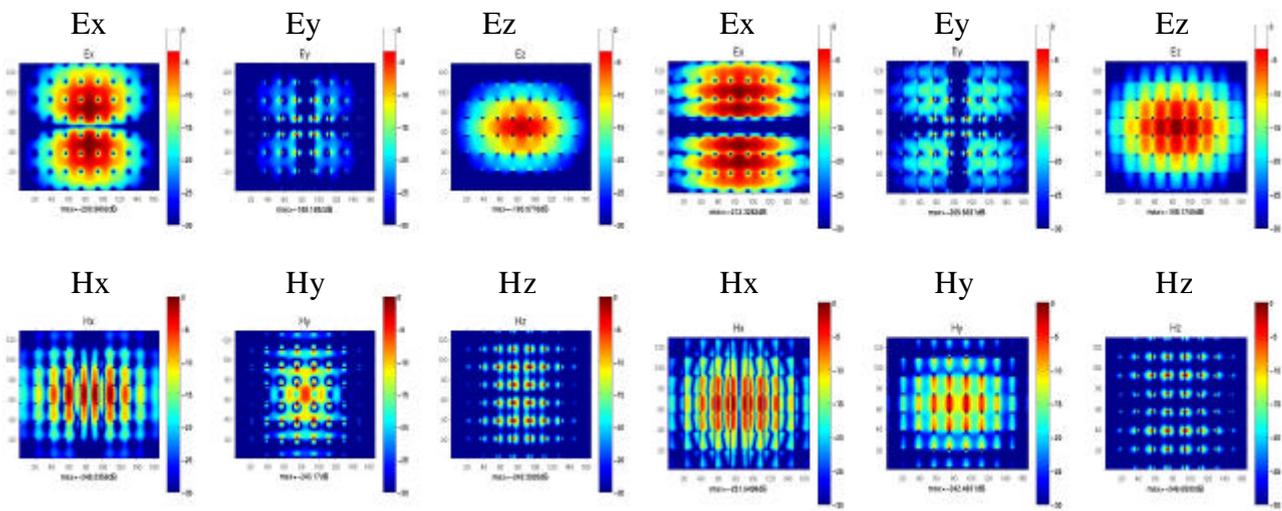


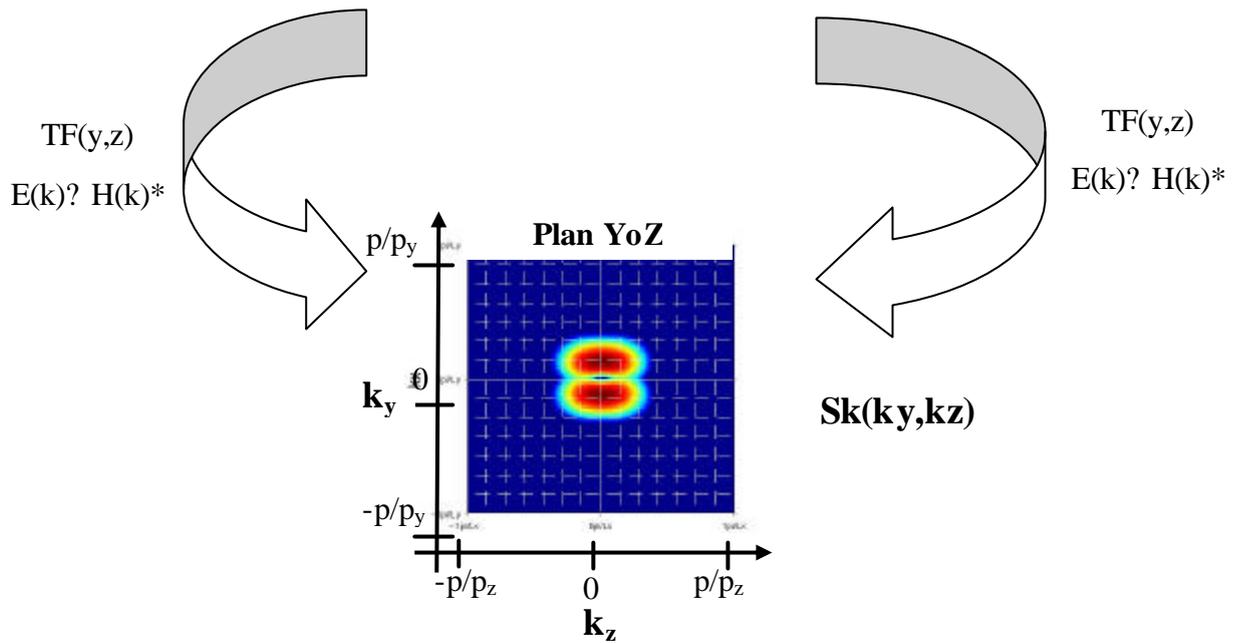
Figure 8 : Distribution des champs et espace réciproque dans le plan XZ.

### 2.3- Plan XY :

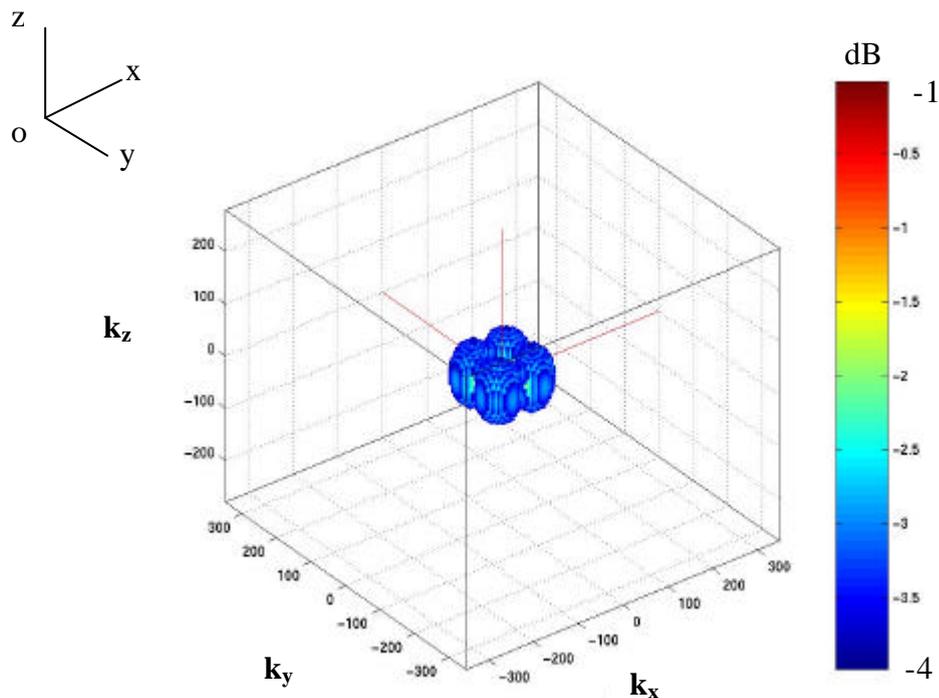
1<sup>ère</sup> série de cartographies près de la source

2nd série de cartographies près du bord de la structure





**Figure 9 :** Distribution des champs et espace réciproque dans le plan YZ.



**Figure 10 :** Espace réciproque en 3D à partir des intersections 2D des maximum des différents plans.

**Figure 2-1 :** Plan YZ – près du bord.

## **Annexe 3 : Les matériaux diélectriques**

Les matériaux diélectriques se divisent en différentes catégories :

- **Les matériaux céramiques**, couramment employés pour les circuits microrubans, dont le plus répandu est sans doute l'alumine ( $Al_2O_3$ ) avec une permittivité relative autour de 10. D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité, mais sont cassants et donc fragiles. Leurs permittivités sont pour la plupart élevées et ils présentent de faibles pertes ( $\tan \delta < 10^{-3}$ ). Cependant ils ne peuvent être fabriqués qu'en petites plaques de quelques centimètres à plus d'une dizaine de centimètres de côté et sont par conséquent utilisés pour des applications hyperfréquences et donc millimétriques.

- **Les matériaux semi-conducteurs** de type Arseniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si) permettent couramment la fabrication des circuits M.M.I.C.. La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, les destine à des applications dans le domaine millimétrique.

- **Les matériaux ferrimagnétiques** qui comprennent les substrats Ferrite et YIG. L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

- **Les matériaux synthétiques**, comme le polyéthylène, le polyester, le téflon, le polypropylène, etc. La plupart de ces matériaux possèdent d'excellentes propriétés électriques: une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ( $\tan \delta \approx 0,003$ ). A ceux-ci viennent s'ajouter aujourd'hui les mousses ROHACELL dont la permittivité relative est proche de l'air ( $\epsilon_r \sim 1$ ), cependant les pertes deviennent vite importantes lorsque l'on monte en fréquence ( $\tan \delta > 0,01$  à 26,5 GHz).

- **Les matériaux composites** proviennent d'un désir de combiner les qualités radioélectriques et mécaniques d'un substrat. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre de verre (cas du DUROÏD 5870, du TLC, ARLON 320) ou de la poudre de céramique (ARLON 340) les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage,

ajuster la permittivité. Des produits comme le DUROÏD sont couramment utilisés pour réaliser des antennes imprimées.

- **Les matériaux T.M.M.** (Thermoset Microwave Material), constitués de résines chargées de différents composants céramiques, génèrent une gamme de substrats TMM-3, TMM-4, TMM-6, TMM-10 de faibles pertes ( $\tan \delta < 0,0018$ ) pour des permittivités respectivement égales à 3,25 ; 4,5 ; 6,5 ; 9,8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

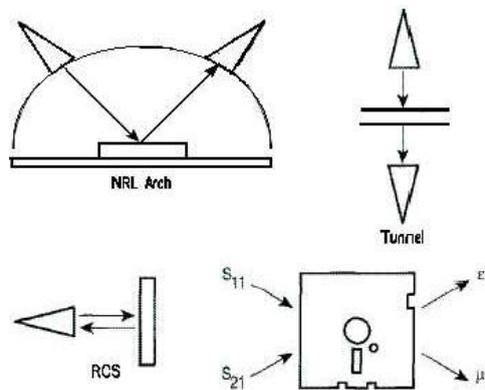
- **Les matériaux RO3000** sont de permittivité relative stable en température et en fréquence. Ils sont fabriqués par ajout de poudre céramique au Téflon et peuvent être utilisés à haute fréquence (> 30 GHz).

## **Annexe 4 : Les techniques de mesures des propriétés diélectriques des matériaux en espace libre**

### **A. Les mesures en espace libre :**

Il y a plusieurs techniques de mesures en espace libre (**Figure 1**) :

- les systèmes à antennes (Tunnel),
- les résonateurs ouverts (RCS),
- la spectrométrie avec une impulsion micro-onde transitoire cohérente (NRL Arch).



**Figure 1 : Techniques en espace libre.**

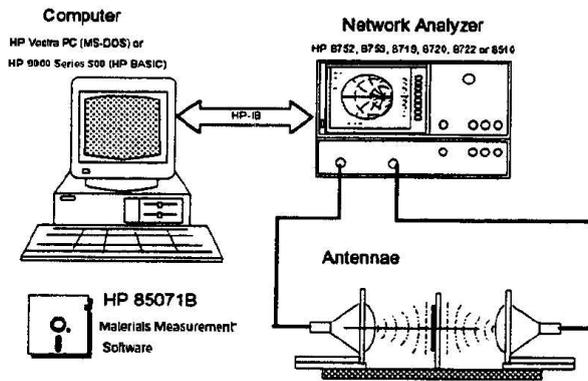
#### ***1- Les systèmes à antennes :***

Les méthodes en espace libre utilisent des antennes pour focaliser l'énergie micro-onde sur ou à travers la plaque de matériau sans besoin de test postérieur. Cette méthode est sans contact et peut être appliquée à des matériaux à tester sous hautes températures et sous environnement hostile. Les mêmes algorithmes que ceux utilisés pour les techniques de lignes de transmission peuvent être appliqués pour l'espace libre.

Les techniques en espace libre sont ce qu'il y a de mieux pour des échantillons larges et plats qui ne sont pas faciles à fixer ou qui doivent être testés sous hautes températures. C'est une technique sans contact qui est habituellement non destructive mais il faut tenir compte de la calibration qui s'effectue avec des standards de calibration sans connexion. La

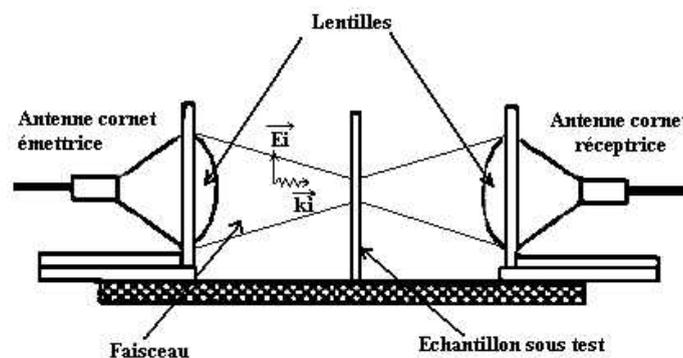
distance antenne-échantillon doit être maîtrisée très précisément. La calibration souvent utilisée est une variante de TRL (Through Reflect Line) qui consiste à calibrer sans échantillon et avec un plan réflecteur (plaque métallique).

Un système de mesure en espace libre (*Figure 2*) comprend typiquement un analyseur vectoriel de réseaux, le dispositif à antennes, un ordinateur externe et le logiciel associé.



*Figure 2 : Banc en espace libre.*

Prenons l'exemple d'un banc focalisé (type tunnel), les éléments d'un tel dispositif sont représentés sur la *Figure 3*. Les fréquences de mesures du banc varient en fonction de l'association lentilles-cornets. Plus on monte en fréquence, plus les cornets sont petits. A la sortie des cornets, deux lentilles focalisantes sont disposées pour concentrer l'énergie sur une portion du matériau. Un échantillon diélectrique est inséré perpendiculairement à la direction de propagation et les 4 paramètres  $S_{ij}$  sont mesurés. La caractérisation consiste simplement à extraire la permittivité complexe de l'échantillon à partir du coefficient de transmission mesuré ( $S_{21}$ ), ceci en connaissant l'épaisseur.



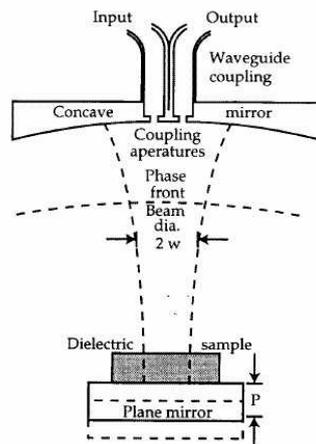
*Figure 3 : Banc focalisé.*

Ce banc en espace libre est un banc dit «Quasi-Optique » puisqu'il émet l'hypothèse de la propagation d'un faisceau gaussien. Les antennes ont été conçues de façon à vérifier cette hypothèse.

## 2- Résonateurs ouverts :

Ils sont utilisés pour mesurer des matériaux à faibles pertes sur la gamme millimétrique. Les résonateurs ouverts, comme le résonateur Fabry-Pérot décrit en **Figure 10**, se composent de deux miroirs séparés avec des ouvertures couplées.

Les deux miroirs sont concaves dans ce montage, néanmoins, il existe des montages semi-focaux où un miroir est plan et l'autre est concave. Les résonateurs Fabry-Pérot ont un facteur de qualité élevé et sont utiles pour des mesures sur des matériaux fins à faibles pertes. La permittivité est obtenue à partir de la mesure des différents angles d'incidence.



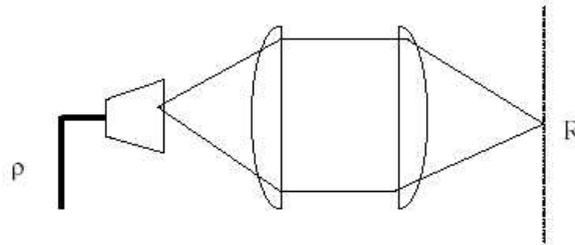
**Figure 3-10** : Résonateur Fabry-Pérot

### 2.1- La spectrométrie avec une impulsion micro-onde transitoire cohérente :

Cette technique permet de mesurer avec succès des matériaux fins en utilisant des impulsions transitoires grâce à des antennes optoélectroniquement pulsées. C'est une technique cohérente de spectroscopie d'ondes transitoires. Dans cette méthode, l'amortissement de l'impulsion laser se heurtant à l'échantillon est utilisé pour déterminer la permittivité. Les échantillons doivent être plus larges que dans la technique Tunnel. Cette technique est relativement large bande et peut être utilisée pour la gamme 10-100 GHz.

### 2.2- Une autre méthode : la Technique Inverse :

Il existe encore une autre méthode, «la Technique Inverse », cette fois-ci dédiée aux diélectriques inhomogènes (**Figure 11**). Elle est de type RCS. Elle permet de mesurer l'épaisseur et la permittivité en utilisant la réflexion d'une onde plane sur le matériau testé.



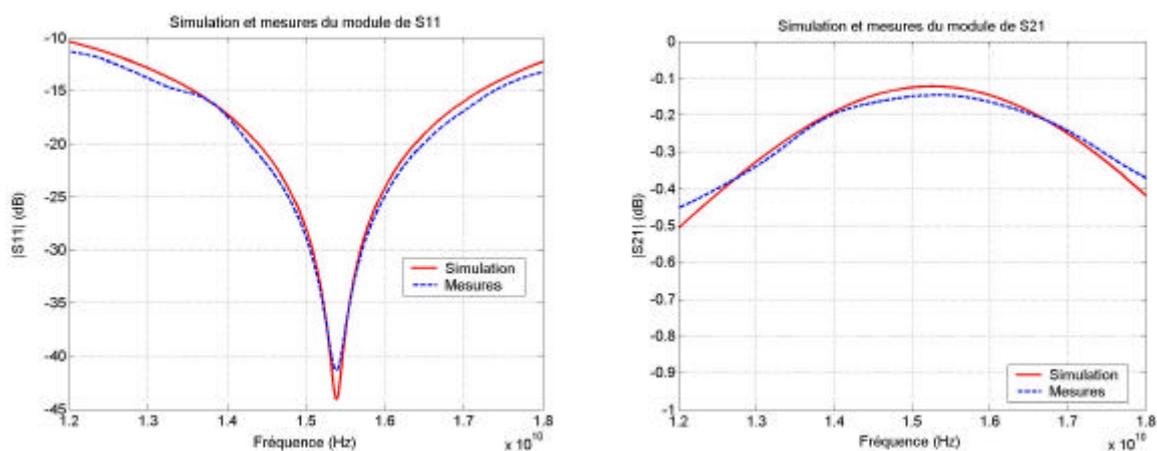
**Figure 11** : Technique inverse - positionnement du système afin d'avoir un coefficient de réflexion infinitésimal sur la plaque à tester.

Cette technique permet d'estimer l'épaisseur des couches de manière non-destructive. Elle s'applique aux diélectriques sur un plan réflecteur métallique et aux diélectriques inhomogènes. Une fois le système focalisé calibré, les mesures de coefficients de réflexion peuvent être menées. La technique inverse détermine alors l'épaisseur de couche et la permittivité du diélectrique.

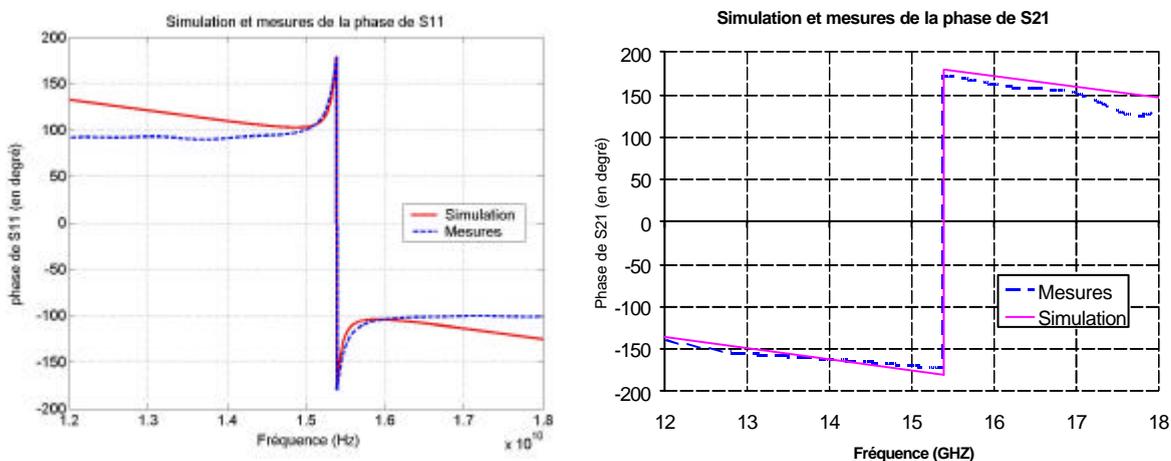
## Annexe 5 : Résultats de caractérisation avec une calibration LRL :

Nous présentons en annexe la caractérisation d'une plaque en plexiglas de 6mm en utilisant une calibration en LRL qui permet de référencer la position de la plaque à tester dans le banc de mesure. En effet nous utilisons une large plaque métallique dans la calibration. Celle-ci doit être de la même épaisseur que le matériau à caractériser. Dans notre cas nous utilisons deux plaques métalliques espacées de 6mm, épaisseur de plaques comprises.

Les résultats obtenus sont concluants (*Figure 1* et *Figure 2*) car nous obtenons des résultats cohérents. La permittivité correspond à 2,64 (pour la même plaque nous trouvons 2,67 en transmission) et la tangente de pertes est égale à 0,008. Cette calibration est plus rigoureuse car on s'appuie sur 2 ou 4 paramètres S en module et en phase. Par contre elle est plus longue à mettre en œuvre et elle reste très sensible aux différentes phases de la calibration.



*Figure 1 : Module du coefficient de transmission (à droite) et de réflexion (à gauche).*



*Figure 2 : Phase du coefficient de transmission (à droite) et de réflexion (à gauche).*



## **Annexe 6 : Généralités sur les antennes et descriptions des antennes imprimées**

### **A. Généralité sur les antennes :**

Une antenne est un transducteur entre un milieu de propagation et une liaison de transmission connectée au système avec lequel elle fonctionne. En effet, une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Par conséquent, une antenne est un dispositif permettant de recevoir et d'émettre les ondes radioélectriques, donc de transformer l'énergie guidée en énergie rayonnée et vice versa. Aussi, ce dispositif est en général réciproque. S'il est utilisé pour transmettre l'énergie électromagnétique d'une source radioélectrique vers le milieu de propagation, on l'appelle antenne d'émission. S'il est utilisé en sens inverse, on l'appelle antenne de réception.

Ses principaux rôles sont :

- permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation,
- assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées
- transmettre le plus fidèlement possible une information

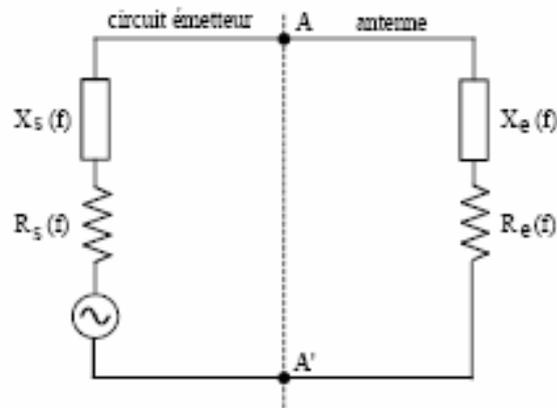
De façon générale, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Ces paramètres peuvent être classés en deux grands groupes. Le premier caractérise l'antenne considérée en tant qu'élément de circuit électrique et le deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne. La plupart de ces caractéristiques sont définies à partir de la notion de puissance (absorbée ou rayonnée).

### **1. Caractéristiques électriques :**

Ces paramètres sont liés à la définition électrique de l'antenne au sein du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et, ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système

radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation mais nous ne définirons que les trois principaux : l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire, présentés par l'antenne dans le plan de référence choisi.

En émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'aérien peut être représenté par un dipôle d'impédance d'entrée complexe :  $Z_e(f) = R_e(f) + j X_e(f)$ , "chargeant" la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance interne :  $Z_s(f) = R_s(f) + j X_s(f)$  sur la *Figure 1*.



*Figure 1 : Schéma équivalent du dispositif à l'émission.*

La partie réelle de l'impédance d'entrée  $R_e(f)$  caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, hystérésis diélectrique, etc.). La partie imaginaire  $X_e(f)$ , d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion (en tension ou champ) : ?

Le coefficient ? est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique :

$$\Gamma = \frac{Z_e - R_0}{Z_e + R_0}$$

Avec  $R_0$  : Impédance de normalisation (égale à 50 ? en technologie microonde).

Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est réalisée idéalement pour  $\Gamma = 0$  (absence d'onde réfléchi).



La quantité à représenter étant vectorielle, chacune des intensités des composantes de champ électrique est typiquement montrée en fonction de la direction considérée. A titre d'exemple, supposons qu'une antenne soit polarisée verticalement avec un lobe de rayonnement principal dans la direction Ox, comme montré sur la **Figure A2** (à droite).

Sur cette figure, le plan xOy est le plan horizontal. Deux plans de coupe sont suffisants pour caractériser le rayonnement. Dans le plan xOy ( $\theta = 90^\circ$ ), la composante verticale  $E_\theta$  du champ électrique est tracé en fonction de l'angle d'azimut  $\phi$ . Ce diagramme est généralement appelé diagramme du plan H et peut se désigner par  $E_\theta(\theta = 90^\circ, \phi)$ . Dans le plan xOz ( $\theta = 0^\circ$ ), la composante  $E_\theta$  de champ électrique est mesurée en fonction de l'angle polaire  $\theta$ . Ce diagramme est classiquement appelé diagramme du plan E et peut se désigner par  $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$ . Ces diagrammes coupant le lobe principal de rayonnement en deux plans perpendiculaires entre eux, ils fournissent suffisamment d'informations pour caractériser complètement le rayonnement.

Si l'antenne est polarisée horizontalement, avec un lobe principal de rayonnement dans la direction Ox, les diagrammes sont évalués en fonction des angles  $\theta$  et  $\phi$  dans les mêmes plans que pour l'antenne à polarisation verticale, mais où la composante de champ considérée est désormais la composante selon  $\theta$  (horizontale). Les diagrammes significatifs sont alors identifiés par  $E_\theta(\theta = 90^\circ, \phi)$  et par  $E_\theta(\theta, \phi = 0^\circ)$ . Cependant, dans le cas le plus général, les antennes présentent rarement une seule polarisation de champ. Si bien que pour l'antenne à lobe principal orienté selon l'axe Ox, l'observation des deux polarisations nécessite d'évaluer chacune des composantes de champ dans les deux plans.

Les diagrammes de rayonnement en champ ou en puissance sont classiquement tracés en valeur absolue ou relative. Ils sont également présentés sous forme de rapport exprimé en décibels et normalisé, soit par rapport à l'intensité maximale du champ dans une direction donnée, soit par rapport à un niveau de référence. Ce type de présentation est particulièrement usité car adapté au tracé de courbes présentant des variations de grandes amplitudes, comme c'est le cas des champs électromagnétiques issus d'antenne.

Parmi les différentes formes de diagramme, le rayonnement isotrope apparaît singulier et est souvent pris comme référence pour caractériser les autres diagrammes. Un rayonnement

isotrope présente une densité de puissance par unité d'angle solide, appelée aussi intensité de rayonnement, égale quelle que soit la direction considérée.

Le diagramme de rayonnement d'une antenne s'obtient à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

Le gain d'une antenne est une mesure importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

### 3. Quelques définitions :

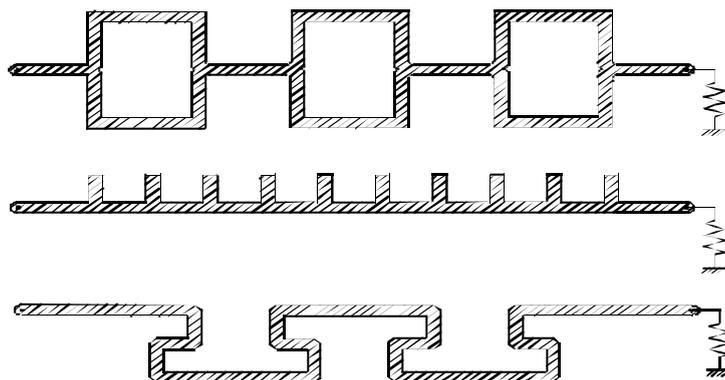
- Diagrammes de rayonnement : Cela permet de caractériser une antenne à partir de la puissance rayonnée dans l'espace à grande distance. Ils sont généralement représentés dans un des deux plans de référence. La représentation de la puissance est souvent exprimée en dB.
- Gain : Le gain est un rapport entre deux valeurs de puissance. Nous classons le gain en en trois types possibles : le gain réalisé, le gain intrinsèque et la directivité. La différence dépend de la puissance prise en référence.
  - Gain réalisé : La puissance de référence est ici la puissance totale délivrée par le générateur qui alimente la structure.
  - Gain intrinsèque : La puissance de référence est ici la puissance totale acceptée par la structure.
  - Directivité : La puissance de référence est ici la puissance totale rayonnée par la structure. La directivité correspond à une normalisation du gain par rapport à son maximum.
- Angle d'ouverture : C'est une notion qui permet d'apprécier le gain d'une antenne à partir de ses diagrammes de rayonnement. Il s'agit de la largeur du lobe principal du diagramme de rayonnement d'une antenne dans un plan de référence donné. Cette ouverture est mesurée à -3dB du maximum de rayonnement et s'exprime en degrés.
- Ouverture rayonnante : L'ouverture rayonnante est la taille de la surface rayonnante d'une antenne.
- Dynamique : C'est l'écart qui existe en dB entre le niveau du lobe principal et celui

des lobes secondaire.

### **B. Catégories d'antennes imprimées :**

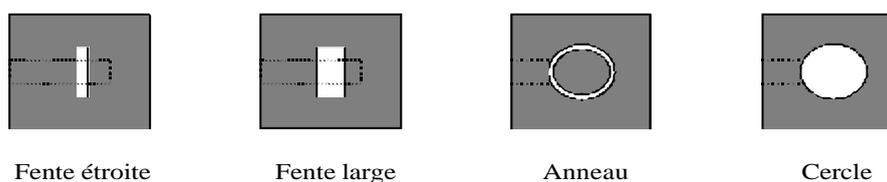
Les antennes imprimées peuvent être classées en trois catégories principalement liées à leur mécanisme de fonctionnement :

□ Les antennes à ondes progressives : l'élément rayonnant est un ruban conducteur sur lequel la répartition du courant est due à la propagation d'une onde électromagnétique le long de la structure. De l'ordre de quelques longueurs d'onde, l'extrémité est fermée sur une charge adaptée (*figure 1*) évitant tout phénomène d'ondes stationnaires en supprimant quasiment les réflexions à l'extrémité de l'antenne. Ces antennes fonctionnent dans des bandes passantes plus larges que celles des antennes résonantes. Par contre, leur lobe de rayonnement varie en fonction de la fréquence.



**Figure 1 : Antennes à ondes progressives**

□ Les fentes rayonnantes dont l'ouverture généralement rectangulaire ou circulaire est pratiquée dans un plan conducteur et alimenté par une ligne microruban (*figure 2*).

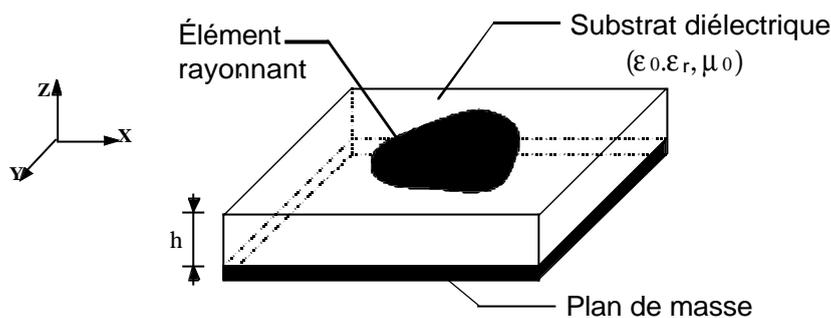


**Figure 2 : Antennes à fentes**

□ Les antennes plaques résonantes, retenues pour nos études.

## 1. Description des antennes plaquées :

Dans sa structure de base, une antenne plaque (*Figure 4*) est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur en hyperfréquence et 9  $\mu\text{m}$  en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.



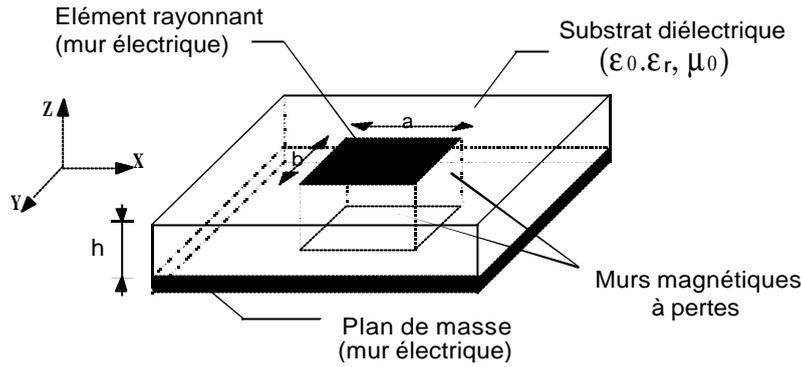
*Figure 4 : Présentation d'une antenne plaque*

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées, de dimensions réduites (de l'ordre de  $\lambda/2$  à  $\lambda$ ), sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

Le substrat diélectrique de faible épaisseur ( $h \ll \lambda$ ) sert de support à l'antenne, mais surtout influence directement sur ses performances. On préférera des matériaux de faible permittivité ( $\epsilon_r < 3$ ), évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité, et de faibles pertes diélectriques ( $\tan \delta \leq 2 \cdot 10^{-3}$ ) favorisant un meilleur rendement de l'aérien. De plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes plaques comportent souvent un "radôme".

## 2. Fonctionnement des antennes plaquées :

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par deux "murs magnétiques" transversaux à pertes (*figure 5*).



**Figure 5 : Modèle de la cavité à fuite**

Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type  $TM_{mnp}$  (selon la direction  $z$ ) avec  $p = 0$ , pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement.

Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance  $f_{mn}$  et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension  $(a,b)$  :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{\text{eff}}}\right)^2}$$

$$\text{où } \epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\alpha(u)\beta(\epsilon_r)}$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[ \ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[ 1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3 \right]$$

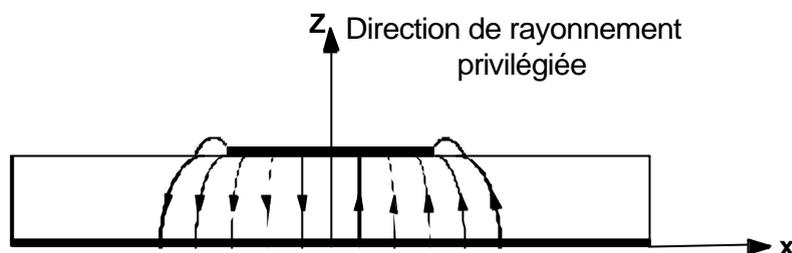
$$\beta(\epsilon_r) = 0,564 \left( \frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053}$$

$$u = \frac{w}{h} \quad (\text{avec } w = a \text{ ou } b)$$

$$a_{\text{eff}} = a + \frac{h}{2}$$

$$b_{\text{eff}} = b + \frac{h}{2}$$

Les pertes dans les parois transversales traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Le phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des bords de l'élément rayonnant (*Figure 6*).



*Figure 6 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale).*

Ainsi, le fonctionnement des antennes imprimées plaques et certaines de leurs caractéristiques comme le gain, l'efficacité, la bande passante, peuvent être expliquées simplement par le modèle de la cavité à fuite. Toutefois une telle approche ne permet pas de prendre en compte l'influence des ondes de surface et du circuit d'alimentation sur le comportement de l'antenne.

### 3. Alimentation des antennes plaquées :

Les différentes méthodes d'alimentation des antennes plaquées peuvent être regroupées en deux grandes catégories (*Figure 7*) : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale). : les **alimentations par contact** (par sonde ou ligne microruban) et les **alimentations par proximité** (couplage électromagnétique par ligne ou fente). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne : les avantages et les inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés.

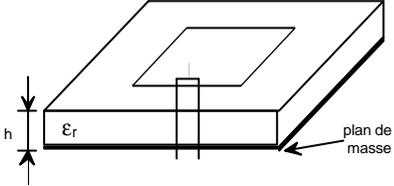
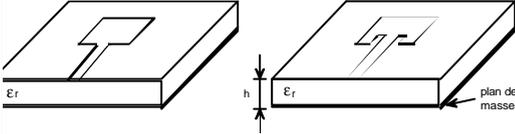
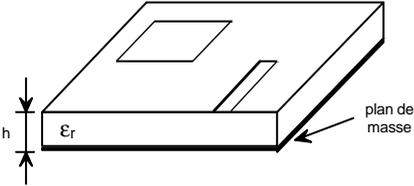
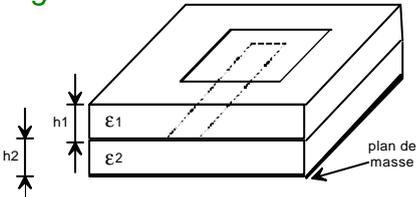
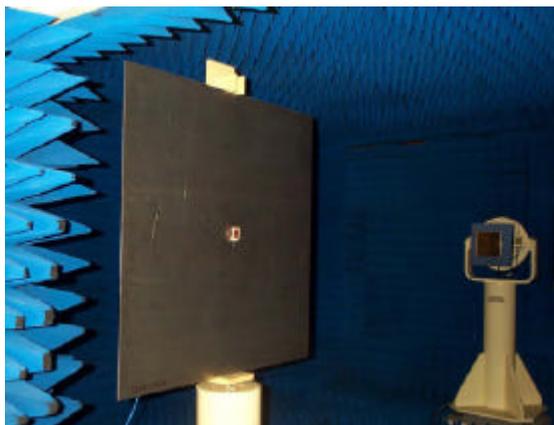
Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p><b><u>Alimentation par contact</u></b></p> <p><i>Sonde coaxiale</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- pas de pertes par rayonnement de ligne</li> <li>- sélection possible d'un mode privilégié</li> <li>- obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde</li> <li>- prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur</li> <li>- technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire</li> <li>- partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte</li> <li>- technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique</li> <li>- rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité</li> </ul>
<p><i>Ligne microruban</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation</li> <li>- adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien</li> <li>- rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique</li> <li>- structure figée après gravure</li> </ul>
<p><b><u>Alimentations par proximité</u></b></p> <p><i>Ligne microruban en circuit ouvert</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique</li> <li>- structure figée après gravure</li> <li>- paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne</li> </ul>
<p><i>Ligne microruban en sandwich</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens</li> <li>- bande passante plus large par augmentation de la hauteur (<math>h1 + h2 &gt; h1</math>)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- deux couches de substrat requises</li> <li>- difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur</li> </ul>

Figure 7 : Les différentes méthodes d'alimentation des antennes plaques.

## **Annexe 7 : Mesures d'antennes**

### **A. La base de mesure de l'IRCOM :**

La plupart des réalisations de cette étude ont été caractérisées sur la base de mesure d'antennes de l'IRCOM (chambre anéchoïque) (*Figure 1*).



*Figure 1 : Base de mesure de l'IRCOM.*

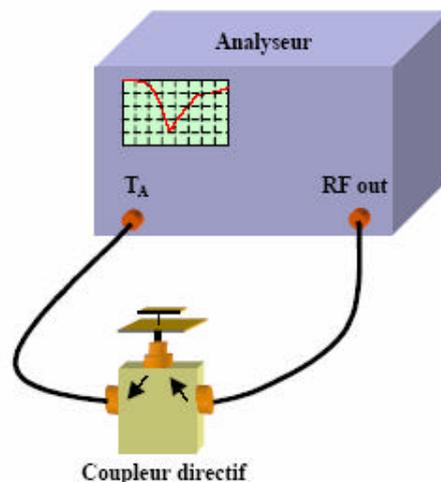
Cette chambre est dite anéchoïque (ou anéchoïde) car elle est pourvue, sur toute sa surface interne, d'absorbants permettant d'y simuler l'espace libre. En effet, les mesures de rayonnement d'antenne sont des opérations délicates qui doivent s'effectuer dans des zones dépourvues de toutes perturbations électromagnétiques. La chambre anéchoïde de l'IRCOM est une pièce rectangulaire de 6 m de longueur sur 4,8 m de largeur et de hauteur 2,8 m. Ceci permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans le domaine de fréquences supérieures à 1 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquence 0,01 à 40 GHz.

### **B. Mesures en adaptation :**

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence :  $S_{11}(f)$ . Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde

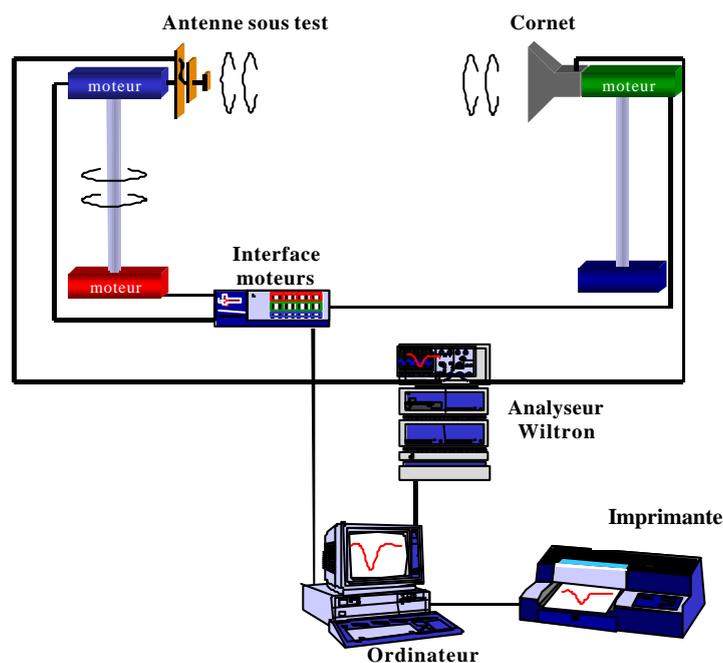
réfléchi étant redirigé vers une entrée de ce même analyseur (*Figure 2*). La comparaison de cette onde réfléchi avec l'onde émise permet de déterminer le  $S_{11}(f)$  dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne.



*Figure 2 : Dispositif de mesure du coefficient de réflexion.*

### C. Mesures en rayonnement :

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté en *Figure 3*.



*Figure 3 : Schéma de principe du banc de mesure en rayonnement.*

A chaque extrémité de la chambre sont disposés deux piédestaux. Sur l'un est placé l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixé l'antenne de référence. Nous disposons de deux antennes de référence : l'une à polarisation linéaire est un cornet à une entrée fonctionnant pour les fréquences de 1 à 12 GHz, l'autre à polarisation circulaire est également un cornet mais à deux entrées orthogonales déphasées de 90°. Dans les deux cas, cette antenne possède une liberté de rotation de 360° autour de l'axe reliant les antennes afin de pouvoir mesurer les différentes polarisations du champ émis par l'antenne sous test. L'antenne sous test est elle placée sur un piédestal permettant une rotation de 360° autour de son axe (axe vertical). La disposition de cette antenne par rapport à l'antenne de référence permet de choisir le plan de coupe correspondant à la mesure. La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de référence alors que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée. Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats. Le gain de l'antenne est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation  $\alpha$  de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left( \frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho$$

d'où :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2$$

avec  $G_r$  : le gain réalisé de l'antenne sous test dans le direction du cornet,

$G_{rc}$  : le gain réalisé du cornet dans son axe,

$R$  : la distance entre l'antenne sous test et le cornet,

$\lambda$  : la longueur d'onde de fonctionnement de l'air,

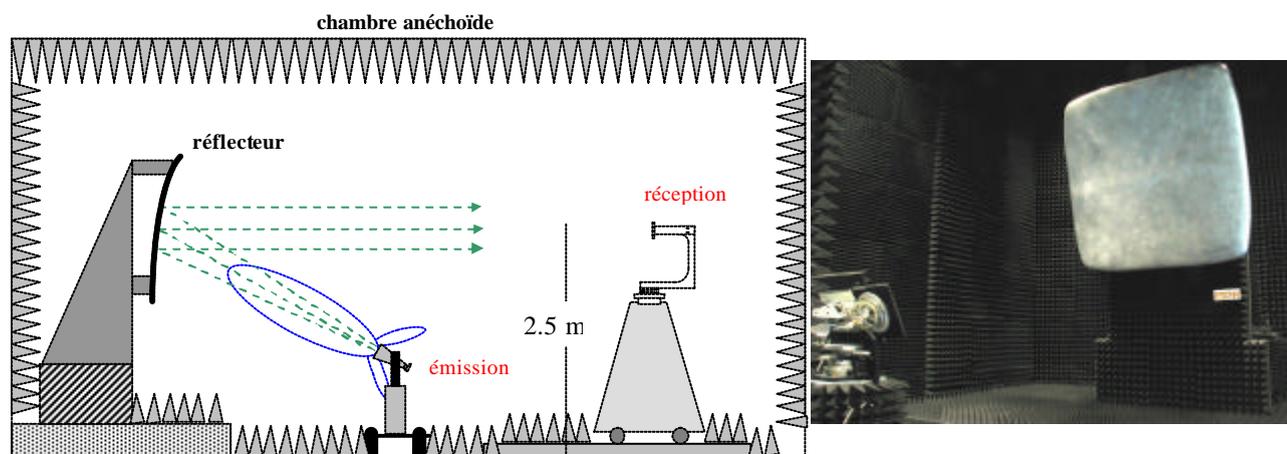
$\rho$  : le rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de  $\alpha$  fournit directement la valeur de  $G_r$ .

### **D. La base du CREAPE :**

Cette base permet la mesure en champ proche de tout type d'antenne, à petits ou grands diamètres selon le gain, dans un local réduit, pour une bande de fonctionnement allant de 10 à 50 GHz. Elle sera donc adaptée à la mesure des antennes dans le domaine millimétrique.

La fonction d'une base compacte de mesure d'antennes est de reproduire la condition de champ lointain à une distance relativement faible. Une onde sphérique provenant de la source est transformée en onde plane après réflexion sur le réflecteur. Elle est ensuite dirigée vers l'antenne sous test. Cependant, cette onde doit respecter des critères de planéité, c'est à dire présenter des variations maximales de  $\pm 0.5\text{dB}$  en amplitude et  $\pm 5^\circ$  en phase, devenu standard universel depuis la mise en place des premières bases. Pour cela, les caractéristiques du réflecteur doivent être extrêmement précises. Le volume où ces critères sont vérifiés est appelé zone tranquille. La solution technique la plus simple utilise une parabole à source décalée, avec un plan d'offset en position verticale (*figure 4*).



**Figure 4 : Base compacte du C.R.E.A.P.E.**

Le principe des mesures de l'adaptation, des diagrammes de rayonnement et du gain sont identiques à ceux de la première base de mesure.

# BIBLIOGRAPHIE



## **BIBLIOGRAPHIE**

### **CHAPITRE 1**

[1] **E. YABLONOVITCH**

*"Photonic Band-Gap crystals"*

Phys.: Condens. Matter 5, No 16, April 1993, pp. 2443-2460

[2] **E. YABLONOVITCH**

*"Photonic Band-Gap structure"*

J. Opt. Society Vol 10, p.283-293, Fev 1993

[3] **E. YABLONOVITCH**

*"Photonic crystals semi conductors of light"*

Scientific American

[4] **A. POLMAN, P. WITZIUS**

*"Materials science aspects of photonic crystals"*

Guest editors MRS bulletin August 2001

[5] **M.PLIHAL, A.A MARADUDIN**

*"Photonic band structure of two dimensional systems: the triangular lattice"*

Phys .Rev B / vol 44 1991 – pp 8565

[6] **G.S SMITH, M.P KESLER, J.G MALONEY**

*"Dipole antennas used with all dielectric photonic band gap reflector: gain, field, patterns and input impedance crystals"*

M.O.T.L / Vol 21, N°3, May 5 1999 – pp191-196

[7] **M.M SIGALAS, R.BISWAS , Q.LI ,D.CROUCH, W. LEUNG, R . JACKOBSSWOODBURY, B.LOUGH, S.NIELSEN , S. McCALAMONT, G. TUTTLE, K.M. HO**

*"Dipole antennas on photonic band gap crystals- Experiment and simulation "*

M.O.T.L / Vol 15, N°3, June 20 1997 – pp153-158

[8] **G. KIRIAKIDIS, N. KATSARAKIS**

*"Fabrication of 2-D and 3-D PBG crystals inthe GHz and THz regions"*

Mater. Phys. Mech (2000)

[9] **M. M. SIGALAS, C. T. CHAN, K. M. HO and C. M. SOUKOULIS**

*"Metallic photonic band-gap materials"*

Appl. Phys letters (1995)

[10] **M. THÉVENOT, A. REINEIX, B. JECKO**

*"F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure"*

1999 IOP Publishing Ltd

[11] **M. S. DENIS**

*"Contribution à l'étude des matériaux à bandes interdites photoniques. Applications dans le domaines des antennes imprimées"*

Thèse de doctorat- n°40-1998- Université de Limoges- 1998

[12] **O. VANBESIEN, J. DANGLLOT, J. CARBONELL, M. FERNANDEZ et D. LIPPENS**

*"Matériaux à gap de photons"*

Congrès JCMM - Le Touquet 2001

- [13] **G. POLASNE, L. DESCLOS, M. MADIHIAN, J. LENORMAND, Ph. GESLIN**  
“*Etude paramétrique des matériaux à bande interdite photonique métallique (BIPM)*”  
Congrès JCMM - Le Touquet 2001
- [14] **P. LEVEQUE**  
“*Diffraction d’ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes*”  
Thèse de doctorat – n°14-94 – Université de Limoges, Février 1994
- [15] **M. THÉVENOT, A. REINEIX, B. JECKO**  
“*F.D.T.D. to analyze complex PBG structures in the reciprocal space*”  
Microwave and Optical Technology Letters Vol. 21 N°1 April 5 1999
- [16] **H. S. SÖZÜER, J. W. HAUS**  
“*Photonic bands : simple cubic lattice*”  
J. Opt. Soc. Am Feb.1993
- [17] **P.R VILLENEUVE, M.PICHE**  
“*Photonic band gap in two dimensional square lattice: Square and circular rods*”  
Phys .Rev B / vol 46 1992 – pp 4673
- [18] **D.CASSAGNE, C.JOUANIN, D.BERTHO**  
“*Hexagonal photonic band gap structures*”  
Phys .Rev B / vol 53 1996 – pp 7134
- [19] **H. S. SÖZÜER, J. W. HAUS**  
“*Photonic bands : simple cubic lattice*”  
J. Opt. Soc. Am Feb.1993
- [20] **E. R. BROWN, C. D. PARKER, E. YABLONOVITCH**  
« *Radiation properties of a planar antenna on a photonic-crystal substrate* »  
J. Opt. Soc. Am. B., vol. 10, No 2, February 1993.
- [21] **H-Y. D. YANG , N. G. ALEXOPOULOS, E. YABLONOVITCH**  
“*Photonic Bandgap Materials for High-Gain Printed Circuit Antennas*”  
IEEE Trans. on Antennas and Prop., vol. 45, No 1, January 1997.
- [22] **I. RUMSEY, M. PIKET-MAY, P. KEITH KELLY**  
« *Photonic Bandgap Structures Used as filters in Microstrip Circuits* »  
IEEE Microwave and Guided Wave Letter, vol. 8, No 10, October 1998.
- [23] **C. A. KYRIAZIDOU, H. F. CONTOPPANAGOS, W. M. MERILL, N. G. ALEXOPOULOS**  
“*Artificial versus Natural Crystals: Effective Wave Impedance of Printed Photonic Bandgap Materials*”,  
IEEE Trans. on Antennas and Prop., vol. 48, No 1, January 2000.
- [24] **B. LENOIR, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, P. GUILLON**  
« *Finite element method for rigorous design of microwave bandpass filter device using periodic metallic lattice* »  
29<sup>th</sup> European Microwave Conference, Munich 1999.
- [25] **M. KOSHIBA, Y. TSUJI, S. SASAKI**  
« *High-Performance Absorbing Boundary Conditions for Photonic Crystal Waveguide Simulations* »  
IEEE Microwave and wireless components letters, vol. 11, No 4, April 2001.

- [26] **VANBESIEN, DANGLLOT, LIPPENS**  
*"Structures guide d'onde actives par ingénierie de BIP"*  
Congrès JNM Arcachon 2001
- [27] **O. VANBESIEN, J. DANGLLOT, D. LIPPENS**  
« *a smart K-band resonant switch based on photonic band gap engineering* »  
29th EuMC, Munich 1999.
- [28] **M. THEVENOT**  
*"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à BIP. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes."*  
Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 1999
- [29] **M.M SIGALAS, R.BISWAS , Q.LI ,D.CROUCH, W. LEUNG, R . JACKOSWOODBURY, B.LOUGH, S.NIELSEN , S. McCALAMONT, G. TUTTLE, K.M. HO**  
*"Dipole antennas on photonic band gap crystals- Experiment and simulation "*  
M.O.T.L / Vol 15, N°3, June 20 1997 – pp153-158
- [30] **E. R. BROWN, O. B. McMAHON, C. D. PARKER**  
*"Photonic crystal antenna substrates"*  
Lincoln laboratory journal 1998
- [31] **S. COLLARDEY and al**  
*"Metallic Photonic Band Gap Propagation Modes characterization"*  
Microwave and optical technology letters
- [32] **M. THEVENOT**  
*"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à BIP. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes."*  
Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 1999
- [33] **M. THEVENOT, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"A dielectric photonic parabolic reflector"*  
Microwave and optical Tech. Letters ,Vol.21, N°6, June 20 1999, pp. 411- 414
- [34] **M. THEVENOT, C. CHEYPE, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"Directive Photonic Band Gap Antenna"*  
IEEE Transactions on Microwaves Theory and Tech. Vol 47 Nov 99
- [35] **C. SERIER, C. CHEYPE, R. CHANTALAT, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"1-D Photonic Band Gap resonator"*  
Microwaves and Optical Technology Letters vol 29 june 2001
- [36] **C.CHEYPE, C. SERIER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"An electromagnetic bandgap resonator antenna"*  
IEEE Trans on Antennas and Propagation, Sept 2002, Vol. 50, N°9, pp -1285
- [37] **C. CHEYPE**  
*"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes"*  
Thèse de doctorat- n°34-2001- Université de Limoges- 2001

[38] **R. CHANTALAT**

*"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire pour l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multi sources"*

Thèse de doctorat- n°36-2003- Université de Limoges- 2003

[39] **L. LEGER**

*"Nouveaux développement autour des potentialités de l'antenne BIE planaire"*

Thèse de doctorat- n°27-2004- Université de Limoges- 2004

[40] **C. SERIER**

*"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"*

Thèse de doctorat- n°57-2002- Université de Limoges- 2002

[41] **L. FREYTAG**

*"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunication sans fil"*

Thèse de doctorat- n°29-2004- Université de Limoges- 2004

[42] **E. RODES, T. JAFFRE, M. DIBLANC, M. THEVENOT, B. JECKO**

*"Design of a bidirectionnal directive antenna using a metallic EBG structure"*

JINA 2004 – 13<sup>th</sup> International Symposium on Antennas 8-10 November 2004, Palais des congrès – session 2 n°2

[43] **S. ENOCH, G. TAYEB, P. SABOUROUX, N. GUERIN et P. VINCENT**

*"A metamaterial for directive emission"*

Physical Review Letters, Volume 89, Novembre 2002.

[44] **N. GUERIN, S. ENOCH, G. TAYEB, P. SABOUROUX, et P. VINCENT**

*« Étude et réalisation d'antennes directives compactes »*

8èmes Journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux, La Rochelle (France), 2004.

## CHAPITRE 2

[45] **B. GRALAK, S. ENOCH, G. TAYEB**

*"Anomalous refractive properties of photonic crystals"*

[46] **M. THEVENOT**

*"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à BIP. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes."*

Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 1999

[47] **P. POILASNE**

*"Antennes et matériaux à bande interdite photonique (BIP)"*

Thèse de doctorat n°2194 – Université de Rennes 1 - 1999

[48] **H. S. SÖZÜER, J. W. HAUS**

*"Photonic bands : simple cubic lattice"*

J. Opt. Soc. Am Feb.1993

[49] **M. THÉVENOT, A. REINEIX, B. JECKO**

*"F.D.T.D. to analyze complex PBG structures in the reciprocal space"*

Microwave and Optical Technology Letters Vol. 21 N°1 April 5 1999

[50] **L. MERCIER**

*"Etude des cristaux photoniques à défaut pour la conception de substrats d'antenne imprimée."*

Rapport de DEA - Université de Limoges- 2002

[51] **J. DROUET**

*"Nouvelles techniques pour étudier les modes de fonctionnement de l'antenne BIP résonante à défaut."*

Rapport de DEA- Université de Limoges- 2004

[52] **GDR (Groupe De Recherche) sur les matériaux BIE aux antennes**

Le 5 Juin 2003

[53] **M. M. SIGALAS, C. T. CHAN, K. M. HO and C. M. SOUKOULIS**

*"Metallic photonic band-gap materials"*

Appl. Phys letters (1995)

[54] **G. POLASNE, L. DESCLOS, M. MADIHIAN, J. LENORMAND, Ph. GESLIN**

*"Etude paramétrique des matériaux à bande interdite photonique métallique (BIPM)"*

Congrès JCMM - Le Touquet 2001

[55] **O. VANBESIEN, J. DANGLLOT, J. CARBONELL, M. FERNANDEZ et D. LIPPENS**

*"Matériaux à gap de photons"*

Congrès JCMM - Le Touquet 2001

[56] **S. COLLARDEY, G. POLASNE, A.C. TAROT, P. POULINGUEN, C. TERRET, K. MAHDJOUBI**

*"Metallic photonic bandgap propagation mode characterization"*

MOTL, vol28 n°6 March 20 2001

### CHAPITRE 3

[57] **O. TANTO, P. BLONDY, D. CROS, H. JALLAGEAS, P. GUILLON**

«*Caractérisation hyperfréquences de matériaux*»

[58] **A. JULIEN, P. GUILLON**

«*Complex permittivity and permeability measurement of flat samples*»

ISRAMT 1991, August 18-21, Reno, 1991.

[59] **B.W. HAKKI, P.D. COLEMAN**

«*A dielectric resonator method of measuring inductive capacities in the millimeter range*»

IEEE Transactions on microwave Theory and Technique, vol. MTT-8, July 1960.

[60] **B. VILLEFORCEIX**

«*Etude et réalisation d'un banc de mesure à résonateur ouvert pour la caractérisation de matériaux diélectriques en ondes millimétriques*»

Thèse de Doctorat présentée à l'UFR des Sciences de Limoges en mai 1991.

[61] **B. CHEVALIER**

«*Caractérisation microonde de matériaux composites en hautes températures par la méthode du guide rayonnant*»

Thèse de Doctorat présentée à l'UFR des Sciences de Limoges en décembre 1991.

[62] **F. LEGRAND, P. GAUTIER**

«*Caractérisation de matériaux en champ libre et en incidence rasante*»

JCMM 92, Journée d'étude, Octobre 1992.

[63] **F. GOY**

«*Caractérisation de diélectriques dans l'intervalle [17-700] GHz*»

JCMM 92, Journée d'étude, Octobre 1992.

[64] **A. PEDEN, D. BOURREAU**

«*Mesures en espace libre sans filtrage temporel : caractérisation large bande de matériaux en bande Ka et W*»

JNM 2001.

[65] **M. LEDIEU, X. LANSIAUX, O. ACHER, JC. BOLOMEY**

«*Modélisation d'une instrumentation de mesure de champ proche pour le contrôle nondestructif hyperfréquence*»

JCMM 2004

[66] **N. TENTILLET, B. SPLINGART, P. ROPA., C. LEGRAND**

«*Méthode de caractérisation diélectrique sans calibrage. Application à la caractérisation des liquides*»

[67] **D. LEMAIRE**

«*Contribution à la caractérisation de matériaux à l'aide d'un banc de mesure focalisé.*»

Thèse de doctorat- n°18-1996- Université de Limoges- 1996

JCMM 2004

[68] **Y. BOQUET**

«*Les céramiques techniques, un avenir industriel*»

Ouvrage réalisé par Madame Ying Boquet avec la collaboration effective des enseignants et chercheurs du Laboratoire de Céramiques Nouvelles et de l'ENSCI.

[69] **G. KIRIAKIDIS, N. KATSARAKIS**

«*Fabrication of 2-D and 3-D PBG crystals in the GHz and THz regions*»

Mater. Phys. Mech. (2000).

[70] **S. ROWSON, A. TCHELNOKOV, J.M. LOURTIOZ, L. DUVILLARET, J.L. COUTAZ**

«*Caractérisation terahertz d'un cristal photonique 3D obtenu par usinage mécanique*»

Mater. Phys. Mech. (2000).

[71] **M.C. WANKE, O. LEHANN, K. MULLER, W. QINGZHE, M. STUKE**

«*Laser rapid prototyping of photonic bandgap microstructures*»

American Assoc. Adv. Sci. Feb 1997.

[72] **Y. CHEN, D. BARTZOS, Y. LU, E. NIVER, M.E. PILLEUX, M. ALLAHVERDI, S.C. DANFORTH, A. SAFARI**

«*Simulation, fabrication and characterisation of 3-D PBG structure*»

American Assoc. Adv. Sci. Feb 1997.

[73] **V. BERGER**

«*Photonic crystals and photonic structures*»

Lab. Central de Recherches, Thomson CSF Orsay Paris.

[74] **A. NOUVIER**

«*Etude et réalisation de structures BIP 1D à base de matériaux céramiques. Mise en place d'un banc de caractérisation*»

Rapport de stage de 2<sup>ème</sup> année de l'ENSIL.

[75] **V. VIGNERAS, H. ROUSSEL, J.P. PARNEIX, W. TABBARA**

«*Modélisation et mesure de la réponse électromagnétique de structures BIP 2D*»

JNM 2001.

[76] **M. S. DENIS**

«*Contribution à l'étude des matériaux à bandes interdites photoniques. Applications dans le domaines des antennes imprimées*»

Thèse de doctorat- n°40-1998- Université de Limoges- 1998

[77] **L. OYHENART, T. OLINGA, V. VIGNERAS, F. DEMONTOUX, J.P. PARNEIX**

«*Les cristaux photoniques 3D à base de polymères conducteurs*»

JCMM 2004

## CHAPITRE 4

[78] **V. BERGER**

*"Photonic crystals and photonic structures"*

Current Opinion in Solid State and Materials Science 4 (1999) 209-216.

[79] **Peter De Maagt**

*"Photonic Bandgap Antennas and Components for microwave and (Sub)millimetre wave Applications"*

JINA 2002

[80] **M. THEVENOT**

*"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à BIP. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes."*

Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 1999

[81] **M. S. DENIS**

*"Contribution à l'étude des matériaux à bandes interdites photoniques. Applications dans le domaines des antennes imprimées"*

Thèse de doctorat- n°40-1998- Université de Limoges- 1998

[82] **C. CHEYPE**

*"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes"*

Thèse de doctorat- n°34-2001- Université de Limoges- 2001

[83] **C. SERIER**

*"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"*

Thèse de doctorat- n°57-2002- Université de Limoges- 2002

[84] **R. CHANTALAT**

*"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire pour l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multi sources"*

Thèse de doctorat- n°36-2003- Université de Limoges- 2003

[85] **L. LEGER**

*"Nouveaux développement autour des potentialités de l'antenne BIE planaire"*

Thèse de doctorat- n°27-2004- Université de Limoges- 2004

[86] **L. FREYTAG**

*"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes pour station de base des réseaux de télécommunication sans fil"*

Thèse de doctorat- n°29-2004- Université de Limoges- 2004

[87] **M. THEVENOT, C. CHEYPE, A. REINEIX, B. JECKO**

*"Directive Photonic Band Gap Antenna"*

IEEE Transactions on microwaves Theory and Tech. Vol 47 Nov 99

[88] **C.CHEYPE, C. SERIER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO**

*"An electromagnetic bandgap resonator antenna"*

IEEE Trans on Antennas and propagation, Sept 2002, Vol. 50, N°9, pp -1285

[89] **C. SERIER, C. CHEYPE, R. CHANTALAT, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO**

*"1-D Photonic Band Gap resonator"*

Microwaves and Optical Technology Letters vol 29 june 2001

[90] **R. BISWAS, M.M. SIGALAS and K-M. HO**

*"Three dimensional photonic band gaps in modified simple cubic lattices"*

Physical review B, volume 65, 205121.

[91] **I. EDERRA URZAINQUI**

*"Electromagnetic Band Gap Technology for Millimetre Wave Application"*

Thesis - Universidad Pública de Navarra – Sept 2004.

[92] **M.M SIGALAS, R. BISWAS, Q.LI, D.CROUCH, W. LEUNG, R. JACKOBSSWOODBURY, B.LOUGH, S.NIELSEN, S. McCALAMONT, G. TUTTLE, K.M. HO**

*"Dipole antennas on photonic band gap crystals- Experiment and simulation "*

M.O.T.L / Vol 15, N°3, June 20 1997 – pp153-158

[93] **E. OZBAY, B. TEMELKURAN, M. BAYINDIR, R. BISWAS, M.M. SIGALAS, G. TUTTLE, K.M. HO**

*"Photonic crystal based resonant antenna with a very high directivity "*

Journal of Applied Physics -- January 1, 2000 -- Volume 87, Issue 1, pp. 603-605

[94] **S. ROWSON, A. TCHELNOKOV, J-M LOURTIOZ, L. DUVILLARET, J-L. COUTAZ**

*"Caractérisation terahertz d'un cristal photonique 3D obtenu par usinage mécanique "*

JCMM Le Touquet: 13-14-15 Mai 1998

[95] **B. GRALAK, M. De DOOD, G. TAYEB, S. ENOCH, D. MAYSTRE**

*"Theoretical study of photonic band gaps in woodpile crystals "*

Physical review E67, 066607 (2003)

[96] **. GRALAK, G. TAYEB, S. ENOCH**

*"From scattering or impedance matrices to bloch modes of photonic crystals"*

J. Opt. Soc. Am. A, Vol.19, N°8, August 2002.

[97] **E. ÖZBAY**

*"Layer-by-layer photonic crystals from microwave to far-infrared frequencies"*

J. Opt. Soc. Am. A, Vol.13, N°9, September 1996.

[98] **S. ENOCH, G. TAYEB, P. SABOUROUX, N. GUERIN et P. VINCENT**

*"A metamaterial for directive emission"*

Physical Review Letters, Volume 89, Novembre 2002.

[99] **N. GUERIN, S. ENOCH, G. TAYEB, P. SABOUROUX, et P. VINCENT**

*« Étude et réalisation d'antennes directives compactes »*

8èmes Journées de Caractérisation Micro-ondes et Matériaux, La Rochelle (France), 2004.

[100] **G.S SMITH, M.P KESLER, J.G MALONEY**

*"Dipole antennas used with all dielectric photonic band gap reflector: gain, field, patterns and input impedance crystals"*

M.O.T.L / Vol 21, N°3, May 5 1999 – pp191-196

[101] **S.HE, M.POPOV, M.QIU, Z.LIAO, C.SIMOVSKI**

*"Explicit formulas for obtaining the radiation characteristics of an antenna based on a three dimensional metallic photonic bandgap structure."*

MOTL, June 2001, Vol. 29, N°6, pp – 376

<b>LISTE DES TRAVAUX</b>
--------------------------

**Communications internationales :**

**T. JAFFRE, L. LEGER, B. JECKO, J. CLAUS, C. CHAPUT**

« Fabrication of 3-D Alumina Photonic Bandgap Structures by Laser Rapid Prototyping. Application to the design of three dimensional photonic crystal resonator antenna »

IEEE ICECOM 2003 – 17<sup>th</sup> International Conference on Applied Electromagnetics and Communications -1 – 3 October 2003 – DUBROVNIK – CROATIA – pp. 255-258

**T. JAFFRE, L. LEGER, B. JECKO, J. CLAUS, C. CHAPUT**

« Laser Rapid Prototyping of 3-D Alumina Photonic Bandgap Structures. Application to the design of Directive Antennas »

ICMAT 2003 (International Conference on Materials for Advanced Technologies 2003). SINGAPORE – 7-12 Decembre 2003 Suntec Singapore International Convention and Exhibition. Session F9-5 – pp. 178-181.

**T. JAFFRE, E. RODES, M. DIBLANC, B. JECKO**

« High Frequency Antennas Based on Metallic Electromagnetic BandGap. Comparison with equivalent dielectric structures. »

JINA 2004 – 13<sup>th</sup> International Symposium on Antennas 8-10 November 2004, Palais des congrès – session 2 n°7

**E. RODES, T. JAFFRE, M. DIBLANC, M. THEVENOT, B. JECKO**

« Design of a bidirectionnal directive antenna using a metallic EBG structure »

JINA 2004 – 13<sup>th</sup> International Symposium on Antennas 8-10 November 2004, Palais des congrès – session 2 n°2

**Communications nationales :**

**T. JAFFRE, B. JECKO, J. CLAUS, C. CHAPUT**

« Conception et caractérisation de matériaux céramiques à bande interdite photonique 3D »

13<sup>ème</sup> Journées Nationales Microondes – 21-23 mai 2003 – LILLE – France – pp. 396-397 – 4B1-3.

**T. JAFFRE, B. JECKO, J. CLAUS, C. CHAPUT**

« Modélisation de structures périodiques 3D pour réaliser des antennes directives »

8<sup>ème</sup> Journées de Caractérisation Microondes et Matériaux – Poster – JCMM 2004 – 31 mars – 2 avril 2004 – LA ROCHELLE – P4



**Résumé :**

Les matériaux à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) 3D diélectriques ou métalliques présentent des propriétés de filtrages fréquentiels et spatiaux très intéressantes. La principale difficulté dans ce domaine reste leur conception. La technique du prototypage rapide offre une solution en réalisant des structures céramiques couche par couche à partir d'une pâte photo polymérisable par radiation UV. Une fois frittée, la céramique possède les mêmes propriétés que celles obtenues par des techniques de réalisation plus traditionnelles. Ce mémoire est consacré à la caractérisation de ces structures à partir de leurs propriétés électromagnétiques. Un banc de mesure en espace libre permet d'identifier la bande interdite des structures réalisées. L'objectif de ce travail est d'utiliser les structures ainsi caractérisées pour réaliser des antennes BIE. Le filtrage spatial et fréquentiel permet le contrôle des directions privilégiées du rayonnement et de la directivité de l'antenne.

---

**CHARACTERIZATION OF MULTI PERIODICAL  
ELECTROMAGNETIC BANDGAP MATERIALS AND THEIR  
APPLICATIONS TO DESIGN ANTENNAS**

**Abstract :**

3-D dielectric or metallic Electromagnetic BandGap (EBG) materials allow interesting properties in spatial and frequency filtering. One of the most difficult things in this domain is to realize it. The rapid prototyping offers a solution. A part is built layer by layer. An UV laser comes to polymerize a paste composed of ceramic and photosensitive resin. The ceramic, after sintering, has the same properties than those obtained through traditional manufacturing processes.

The purpose of this report is to characterize this kind of materials by using their own electromagnetic properties. A bench of measurement in free space is used to identify the bandgap over a large frequency range of the manufactured structures. EBG antennas are realized from the manufactured and characterized 3-D electromagnetic bandgap materials. The filtering of the spatial and frequency wave obtained with those materials allows controlling the radiation directions and the directivity of the antenna.

---

**Disciplines :** « Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique »

---

**Mots clés :**

Bande Interdite Electromagnétique (BIE)  
Matériaux périodiques diélectriques et métalliques 3D  
Vecteur d'onde et espace réciproque  
Réalisation de matériau BIE 3D en céramique par prototypage rapide  
Banc de caractérisation en espace libre  
Conception d'antennes BIE à partir des structures étudiées

---

**Adresse du laboratoire :** IRCOM, Equipe CREAPE, Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 LIMOGES Cedex