

# UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTÉ des SCIENCES et TECHNIQUES

Année : 2007

Thèse N° [38-2007]

## Thèse

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES**

**Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique**

**Spécialité : Télécommunications**

Présentée et soutenue par

**Julien DROUET**

le 09/10/2007

**Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la  
conception des antennes à résonateur BIE multi sources**

**Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE et Monsieur Marc THEVENOT**

### JURY :

<b>Jean-Yves DAUVIGNAC</b>	<i>Professeur à l'Université de Nice</i>	<i>Rapporteur</i>
<b>Ronan SAULEAU</b>	<i>Maître de conférences, HDR à l'Université de Rennes I</i>	<i>Rapporteur</i>
<b>Dominique BAILLARGEAT</b>	<i>Professeur à l'Université de Limoges</i>	<i>Président, Examineur</i>
<b>Thierry MONEDIERE</b>	<i>Professeur à l'Université de Limoges</i>	<i>Examineur</i>
<b>Marc THEVENOT</b>	<i>Chargé de recherches CNRS</i>	<i>Examineur</i>
<b>Olivier MAAS</b>	<i>Ingénieur Expert Antennes THALES AIR SYSTEMS</i>	<i>Examineur</i>
<b>Bernard JECKO</b>	<i>Professeur à l'Université de Limoges</i>	<i>Invité</i>
<b>François MAGNE</b>	<i>Président de BLUWAN</i>	<i>Invité</i>



*A Marylène et à mes parents,*



## REMERCIEMENTS

*Cette thèse a bénéficié d'un financement de la Région Limousin.*

*Ce travail de thèse a été effectué dans le laboratoire XLIM de Limoges au sein du département Ondes et Systèmes Associés (OSA). Je remercie Monsieur le Professeur Dominique CROS, directeur du laboratoire.*

*Je remercie Monsieur le Professeur Bernard JECKO de l'Université de Limoges, responsable du département OSA, pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche pendant ces trois années de thèse.*

*Je remercie ensuite Monsieur le Professeur Thierry MONEDIERE, pour avoir accepté de diriger cette thèse.*

*J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Marc THEVENOT, chargé de recherche CNRS. Les conseils qu'il m'a prodigués et ces nombreux encouragements furent très précieux pour l'accomplissement de ces travaux. Il n'a jamais compté le temps qu'il m'a accordé.*

*Je suis très reconnaissant à Monsieur Dominique BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse. Je remercie également Monsieur Ronan SAULEAU, Maître de conférences au laboratoire IETR de Rennes, et Monsieur Jean-Yves DAUVIGNAC, Professeur à l'Université de Nice, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ces travaux en acceptant de rapporter sur ce mémoire.*

*Je tiens également à remercier Monsieur Olivier MASS, Ingénieur Expert Antennes à THALES AIR SYSTEMS, et Monsieur François MAGNE, Président de BLUWAN, qui me font l'honneur de participer à ce jury.*

*Je remercie ensuite naturellement les autres personnes qui ont contribué à l'accomplissement de cette thèse. Tout d'abord en terme d'échanges scientifiques (enfin,... pas seulement), je*

*tiens à remercier vivement un collègue devenu un ami : Régis CHANTALAT. Au niveau technique, je remercie Eric ARNAUD, Ingénieur d'étude CNRS et nouvellement thésard, qui a pris en charge une partie des relations avec les fournisseurs et a réalisé les mesures des prototypes. Je remercie également Patricia LEROY pour sa grande disponibilité et sa bonne humeur.*

*Ensuite, je remercie tous les collègues du département OSA : Manu, Majed, Nico, Emilien, Seb (grand formateur Latex), Adil, Agnès, Charles, Oussama, Cyrille, Lina, Cyril, David, Hassan CF, Elisa, Mohamad, et tous les autres que j'ai pu oublier.*

*Je voudrais ensuite remercier tous mes meilleurs amis : Bachou, La Meuh, Yoshi, Nicos, Tieu, Céline, Manu4.*

*Je remercie ensuite mes parents, mon frère et bien sur Marylène qui partage ma vie depuis 7 ans.*





---

---

# *Table des matières*

---

<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE</b>	<b>7</b>
<b>I ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES À RÉSONATEUR BIE PLANAIRE</b>	<b>11</b>
I.1 INTRODUCTION . . . . .	13
I.2 LES ANTENNES DIRECTIVES . . . . .	14
I.2.1 Les différents types d'antennes . . . . .	14
I.2.2 Propriétés des antennes directives . . . . .	16
I.2.3 Différents types d'antennes directives . . . . .	19
I.3 ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES BIE ET LEUR DOMAINE D'APPLICATION	25
I.3.1 Les matériaux à bande interdite électromagnétique . . . . .	25
I.3.2 Historique des antennes BIE . . . . .	27
I.4 PRÉSENTATION DU SUJET DE THÈSE . . . . .	44
<b>II ETAT DE L'ART SUR LES MÉTHODES DE CONCEPTION DES ANTENNES À RÉSONATEUR BIE PLANAIRE, DÉVELOPPEMENT D'UN OUTIL SEMI-ANALYTIQUE</b>	<b>49</b>
II.1 INTRODUCTION . . . . .	51
II.2 THÉORIES UTILISÉES POUR INTERPRÉTER LE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES BIE . . . . .	53
II.2.1 La méthode quasi-optique : l'antenne à cavité Fabry-Pérot . . . . .	53
II.2.2 La théorie des antennes à ondes de fuites . . . . .	57
II.2.3 La méthode des matériaux BIE à défaut . . . . .	62

II.3	ORIGINALITÉ DE LA MÉTHODE PROPOSÉE : UNIFICATION DES APPROCHES .	68
II.3.1	Mise en évidence des points de complémentarité entre les trois méthodes	68
II.3.2	Analogie entre le mode d'onde de fuite rayonné et le mode BIE à défaut	72
II.3.3	Expression de la condition de résonance . . . . .	77
II.3.4	Conclusion et évolutions nécessaires . . . . .	81
II.4	LA MÉTHODE ANALYTIQUE DU FILTRE SPATIAL DÉVELOPPÉE AU COURS DE MES TRAVAUX DE THÈSE . . . . .	82
II.4.1	Le code semi-analytique . . . . .	82
II.4.2	1 <sup>ère</sup> étape : caractéristiques du miroir BIE . . . . .	82
II.4.3	2 <sup>ème</sup> étape : calcul de la sélectivité spatiale du filtre BIE . . . . .	88
II.4.4	3 <sup>ème</sup> étape : couplage du filtre BIE et de la source d'excitation . . . . .	92
II.4.5	4 <sup>ème</sup> étape : étude du dimensionnement latéral de l'antenne par l'ap- proche analytique . . . . .	94
II.5	VALIDATION DE LA MÉTHODE PAR COMPARAISON À DES LOGICIEL TYPE FULLWAVE 3D . . . . .	102
II.5.1	Antenne BIE excitée par un dipôle hertzien et réalisant un dépointage - Validation par un outil FDTD développé à XLIM . . . . .	102
II.5.2	Validation par CST Microwave Studio . . . . .	105
II.6	COMPLÉMENT : EXTENSION DU PRINCIPE ANALYTIQUE À UN DISPOSITIF MULTI SOURCES . . . . .	115
II.7	CONCLUSION . . . . .	117
<b>III VERS LA CONCEPTION COMBINÉE D'UN RÉSONATEUR BIE ET DE SON DISPO- SITIF D'EXCITATION</b>		<b>119</b>
III.1	INTRODUCTION . . . . .	121
III.2	MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION . . . . .	121
III.2.1	Considération du cahier des charges . . . . .	121
III.2.2	Choix de la solution technique utilisant un résonateur BIE et son excitation	122
III.2.3	Evaluations préalables des performances de l'antenne BIE par la dé- marche analytique . . . . .	124
III.3	INFLUENCE DU RÉSONATEUR BIE SUR LES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS CONSTITUANT LA SOURCE . . . . .	138

III.3.1	Influence sur les lignes microruban . . . . .	138
III.3.2	Influence sur les patches . . . . .	140
III.3.3	Conclusions sur l'influence du résonateur sur les différents éléments constituant la source d'excitation . . . . .	142
III.4	ILLUSTRATION DE LA MÉTHODE POUR LA CONCEPTION ET LA RÉALISA- TION D'UN DISPOSITIF DE LABORATOIRE . . . . .	143
III.4.1	Etude théorique des performances potentielles . . . . .	143
III.4.2	Conception du dispositif d'excitation . . . . .	147
III.4.3	Mesures du prototype . . . . .	150
III.4.4	Détermination des problèmes . . . . .	154
III.5	CONCLUSION . . . . .	159
<b>IV</b>	<b>CONCEPTION D'UNE ANTENNE MULTI SOURCES TRÈS GRAND GAIN POUR L'AP- PLICATION LMDS</b>	<b>161</b>
IV.1	INTRODUCTION . . . . .	163
IV.2	RECHERCHE D'UNE STRUCTURE BIE ET D'UN DISPOSITIF D'EXCITATION ADAPTÉ À CETTE APPLICATION . . . . .	164
IV.2.1	Détermination du couple résonateur BIE / réseau de sources . . . . .	164
IV.2.2	Détail des performances attendues avec la structure BIE retenue . . . . .	169
IV.2.3	Etude de sensibilité sur les caractéristiques physiques et électromagné- tiques des composants du résonateur BIE . . . . .	177
IV.2.4	Dimensionnement de l'antenne, évaluation des pertes du résonateur . . . . .	179
IV.3	CONCEPTION DU RÉSEAU . . . . .	181
IV.4	MESURES DE L'ANTENNE . . . . .	185
IV.5	CONCLUSION ET PERSPECTIVES . . . . .	192
<b>V</b>	<b>MISE AU POINT D'UNE MÉTHODE DE CONCEPTION GLOBALE POUR LA MISE EN RÉSEAU DE SOURCES RAYONNANTES FORTEMENT COUPLÉES</b>	<b>195</b>
V.1	INTRODUCTION . . . . .	197
V.2	MISE EN ÉVIDENCE DES EFFETS DU COUPLAGE DANS LES ANTENNES BIE MULTI SOURCES . . . . .	198
V.3	DÉFINITION D'UN OUTIL DE SYNTHÈSE . . . . .	200

V.3.1	Formulation du problème . . . . .	200
V.3.2	Mise en oeuvre de la méthode . . . . .	202
V.4	CONCEPTION D'UNE ANTENNE BIE MULTI SOURCES . . . . .	208
V.4.1	Présentation de l'antenne BIE multi sources de validation . . . . .	209
V.4.2	Application de la méthode de synthèse pour concevoir l'excitation . . . . .	211
V.4.3	Validations de la méthode . . . . .	216
V.5	CONCLUSION . . . . .	232
 <b>CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES</b>		<b>233</b>
 <b>BIBLIOGRAPHIE</b>		<b>237</b>
 <b>Annexes</b>		<b>247</b>
 <b>A Détermination des coefficients de réflexion et de transmission d'une interface entre deux diélectriques</b>		<b>249</b>
A.1	Polarisation TE . . . . .	250
A.2	Polarisation TM . . . . .	251
 <b>B Implémentation de sources analytiques dans la méthode décrite au chapitre II</b>		<b>253</b>
B.1	Dipôle . . . . .	254
B.2	Antenne Patch . . . . .	257
 <b>C Présentation de la base compacte millimétrique du département OSA</b>		<b>259</b>
C.1	Mesures réalisables . . . . .	260
C.2	Description . . . . .	261
C.3	Contact . . . . .	262
 <b>D Méthode d'adaptation d'une antenne patch</b>		<b>263</b>
D.1	Influence de la longueur de l'encoche $l_x$ . . . . .	264
D.2	Influence de la largeur de l'encoche $l_y$ . . . . .	266
D.3	Influence de la largeur de la ligne $W_L$ . . . . .	267

---

---

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

---

Le domaine des télécommunications est en perpétuelle évolution. La dynamique de développement est liée au besoin constant d'améliorer la flexibilité, l'ergonomie et la rapidité des transferts d'informations. La complexité des systèmes peut contribuer assez rapidement à l'augmentation des coûts de développement. Aussi, l'optimisation de chacune des composantes du système peut s'avérer une problématique assez intéressante. L'optimisation peut intervenir dans des cadres relativement variés et complémentaires comme la recherche de l'efficacité, l'amélioration des méthodes de conception, la réduction de l'encombrement, etc . . .

Les antennes constituent un maillon important de la chaîne de transmission. C'est par leur intermédiaire que s'effectue l'émission et la réception du signal rayonné dans l'espace libre. En fonction de la liaison à réaliser, on distingue plusieurs types d'antennes et parmi elles, on peut citer les antennes directives. Celles-ci sont des dispositifs capables de concentrer l'énergie rayonnée dans une direction particulière. En contrepartie, les dimensions de ce type d'aérien sont souvent importantes  $L > \lambda$  (paraboles, cornets, lentilles).

Les antennes à **Bande Interdite Electromagnétique (BIE)** apportent des réponses à ce souci d'encombrement car ce type d'antennes présente une épaisseur relativement réduite généralement  $e < \lambda$  contrairement à beaucoup d'autres systèmes focalisant. Ces antennes sont constituées d'un résonateur BIE dans lequel un dispositif d'excitation est positionné. Le rôle du résonateur est de focaliser le rayonnement issu de la source d'excitation dans une direction précise.

Un certain nombre de nouvelles fonctionnalités découvertes assez récemment devraient rendre attractives ces antennes BIE. Par exemple, des travaux récents ont montré qu'il était possible d'exciter le résonateur BIE par un dispositif multi sources. Par ce moyen, de nombreuses améliorations ont pu être apportées à ce type d'antennes (choix d'une direction de rayonnement, amélioration de la bande passante, . . .).

L'étude de ces antennes, du fait de leur taille devant la longueur d'onde, demande énormément de ressources numériques. De plus, l'augmentation de la complexité des antennes BIE intégrant des dispositifs d'excitation multi sources augmente les difficultés de conception d'un système complet par des moyens numériques classiques.

La philosophie initiale de ces travaux de thèse a été d'apporter des solutions rapides et fiables à cette nouvelle problématique de conception d'antennes BIE évoluées. Pour cela, des outils d'analyse électromagnétique spécifiques ont été développés.

### Plan du manuscrit

Le **premier chapitre** présentera un bref état de l'art sur les antennes à BIE. Une architecture d'antenne très ressemblante aux antennes BIE avait fait l'objet d'une publication dans une revue scientifique de 1956. Ensuite, les travaux sur les antennes à ondes de fuite ont fait l'objet de beaucoup de publications au coeur des années 80-90. Ce n'est finalement qu'à l'aube du 21<sup>ème</sup> siècle que les antennes BIE sont apparues sous cette dénomination. Elles sont les héritières des travaux précédemment cités. De nos jours, de nouvelles fonctionnalités qu'elles sont en mesure de réaliser et sur lesquelles l'attention se focalise, seront détaillées.

Le **second chapitre** établira un parallèle entre trois méthodes habituellement utilisées pour concevoir ce type d'aérien : la méthode des antennes à ondes de fuite, la méthode des résonateurs Fabry Pérot et enfin la méthode des antennes BIE à défaut. L'analyse de ces trois principes a permis de concevoir une méthode analytique complète qui assure l'obtention des performances optimales en rayonnement. Cette méthode permet de connaître les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE quelle que soit la fréquence de manière extrêmement rapide. Elle fournit également une excellente idée de la surface rayonnante utile, ainsi que les effets de la limitation des dimensions de l'antenne. Les outils développés seront validés par comparaison avec des logiciels Fullwave 3D : un logiciel FDTD développé dans le laboratoire et le logiciel commercial CST Microwave Studio.

Le **troisième chapitre** définira la méthode de conception dédiée aux antennes BIE planaires. Les potentialités optimales seront déterminées en s'appuyant sur les outils de conception réalisés au cours du chapitre II. Ce troisième chapitre sera illustré avec la conception, la réalisation et les mesures d'un prototype multi sources à dépointage. Une première démarche de conception spécifique au dispositif d'excitation sera présentée. Les lacunes, liées au couplage entre les

accès, seront identifiées dans le but d'améliorer les méthodes de conception pour ce type de dispositif.

Le **quatrième chapitre** sera dédié à la conception d'une antenne BIE multi sources très grand gain pour le projet de développement du réseau LMDS autour de 42GHz. Ce programme a pour but de développer une architecture réseau haut débit et large bande. Cette étude affirmera les possibilités de l'antenne BIE multi sources pour les applications fort gain large bande et se verra concrétisée par la réalisation d'un prototype. Cette étude mettra également en évidence la nécessité de prendre en compte les grandeurs couplées lors de la conception du dispositif d'excitation.

Les problèmes de couplage rencontrés lors de la conception des deux premiers prototypes multi sources, ont attirés notre attention. Ces couplages nous sont apparus comme une entrave au bon fonctionnement des structures et nous avons mené une réflexion pour intégrer leurs effets dès la phase de conception. Aussi, une méthode de synthèse globale des dispositifs multi sources sera proposée au cours du **cinquième chapitre**. Cette méthode est basée sur l'adaptation électrique de chacun des accès et sur la synthèse du diagramme de rayonnement de l'antenne à partir des diagrammes de rayonnement perturbés par chacun des accès. Cette méthode sera validée et illustrée par un exemple de réseau d'antennes fortement couplées.

Les conclusions de ces travaux ainsi que les perspectives qui en découlent seront abordées dans la conclusion générale.

# ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES À RÉSONATEUR BIE PLANAIRE

---

## Sommaire

---

<b>I.1</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>13</b>
<b>I.2</b>	<b>LES ANTENNES DIRECTIVES</b>	<b>14</b>
I.2.1	Les différents types d'antennes	14
I.2.2	Propriétés des antennes directives	16
I.2.3	Différents types d'antennes directives	19
I.2.3.1	Les antennes à ouverture rayonnante	20
I.2.3.2	Les antennes réseau	22
I.2.3.3	Les antennes à ondes de fuites ("leaky waves antennas")	24
<b>I.3</b>	<b>ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES BIE ET LEUR DOMAINE D'APPLI- CATION</b>	<b>25</b>
I.3.1	Les matériaux à bande interdite électromagnétique	25
I.3.2	Historique des antennes BIE	27
I.3.2.1	La découverte et le fondement des premières analyses	27
I.3.2.2	Développement de nouvelles fonctionnalités d'agilité et problématique de la bande de fonctionnement	31
I.3.2.3	Formation de faisceaux directifs et utilisation de dispositifs multi sources	40

I.4 PRÉSENTATION DU SUJET DE THÈSE . . . . . 44

---

## I.1 INTRODUCTION

L'objectif de ce premier chapitre est de positionner mes travaux de recherche. Ces travaux doivent apporter des solutions efficaces pour concevoir des antennes à **Bande Interdite Électromagnétique (BIE)** planaires et particulièrement leur dispositifs d'excitation électromagnétique. Au cours de cette thèse, un certain nombre d'interrogations ont été soulevées et nous nous sommes investi pour apporter des réponses concrètes quant à la méthodologie à employer pour obtenir une antenne BIE conforme à un cahier des charges préétabli.

Dans ce chapitre introductif, nous ferons un bref rappel sur les antennes directives et nous verrons pour quels domaines d'application les antennes BIE sont utilisables. Nous détaillerons également comment ces antennes ont évolué et les fonctions qu'elles sont en mesure de réaliser.

Enfin, nous insisterons sur la nécessité de concevoir des outils de conception systématiques pour réaliser des dispositifs d'excitation qui permettent, en association avec une structure BIE, d'aboutir à la fonction de rayonnement souhaitée.

## I.2 LES ANTENNES DIRECTIVES

### I.2.1 Les différents types d'antennes

Les antennes sont des dispositifs susceptibles de rayonner (émission) ou de capter (réception) des ondes électromagnétiques. De plus, les antennes permettent notamment d'assurer la liaison entre deux zones distinctes. Ce moyen de transmission est avantageux du point de vue économique dès lors que les zones à relier sont éloignées. Il devient également intéressant du point de vue logistique et ergonomique, dès que les zones à couvrir sont difficiles à atteindre avec un système utilisant des câbles.

Un certain nombre de paramètres permet de classifier la grande famille des antennes. Ces paramètres peuvent être la directivité, la forme du diagramme de rayonnement, la bande de fonctionnement, la bande passante, la fonction réalisée, le coût ...

Une première classification possible permet de distinguer, suivant le critère directivité, les antennes peu directives des antennes directives. Selon les cas, on peut rechercher une illumination aussi uniforme que possible de l'espace environnant, ou encore un éclairage localisé d'une partie de cet espace. Chacune de ces deux catégories d'antennes a ses propres applications.

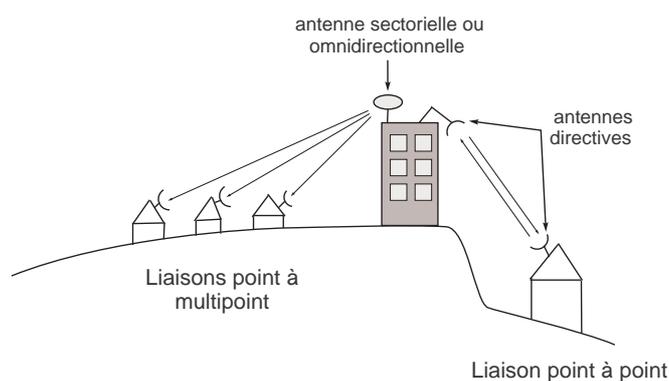
Ainsi, les antennes peu directives sont généralement utilisées dans les cas de couverture où la position des correspondants n'est pas obligatoirement connue, comme par exemple, les liaisons type téléphonie mobile ou émission radio.

Les antennes directives sont quant à elles utilisées pour des liaisons type point à point pour lesquelles les positions des antennes d'émission et de réception sont connues. Les applications typiques sont des liaisons Terre - Satellites, ou des liaisons type **Local Multi-point Distribution Service (LMDS)**. Ce type d'antenne est intéressant pour augmenter la portée des liaisons radio et pour augmenter le débit des transmissions.

Nous allons nous intéresser particulièrement aux antennes directives puisque le sujet développé dans ce mémoire est consacré à un type d'antenne directive. Nous verrons tout d'abord quelles sont les propriétés essentielles de ce type d'antennes, puis nous présenterons quelques grandes familles d'antennes directives. L'expansion actuelle des réseaux de télécommunications est très importante et s'appuie sur le développement et la recherche sur les différents moyens physiques et informatiques permettant le transit de l'information. Pour les réseaux sans fils, le support physique de l'information est l'espace libre, l'information étant portée par l'énergie électromagnétique rayonnée. Trois configurations logiques sont habituellement rencontrées :

- les liaisons Point à Point
- les liaisons Point à Multipoint
- les liaisons Multipoint à Multipoint

L'architecture du réseau utilisé dépend du type de couverture à offrir. Pour des liaisons Point à Point, l'antenne directive est largement utilisée. Ce type d'antenne permet de couvrir une zone géographique particulièrement difficile à atteindre (voire impossible) par des moyens conventionnels.



**FIG. I.1 :** *Différents types de liaisons*

L'apport des antennes directives est très important. Ces antennes permettent d'augmenter la densité de puissance à l'endroit où l'on veut cibler/détecter l'information. Le bruit capté dans l'ensemble de l'espace est plus faible et la qualité à la réception est meilleure. La portée des liaisons est également augmentée, ce qui rend possible la diminution du coût des systèmes tout en limitant le nombre de stations de base, de répéteurs.

L'ouverture angulaire des antennes directives est généralement faible et elles peuvent être utilisées dans le cadre d'applications spatiales pour faire de la couverture au sol et plus généralement des communications Satellites-Terre.

## I.2.2 Propriétés des antennes directives

Les antennes directives sont des dispositifs capables de concentrer la puissance rayonnée dans une direction particulière de l'espace. La puissance issue du rayonnement de ces antennes se trouve concentrée dans un ou plusieurs lobes. La fraction de puissance restante se répartit alors dans toutes les autres directions.

La notion de directivité permet de mesurer cette propriété. La directivité d'une antenne  $D(\theta, \varphi)$  est le rapport entre **la densité stérique de puissance**  $\Delta P_{\Omega}(\theta, \varphi)$  rayonnée par unité d'angle solide  $\Omega$  et la même puissance qui serait rayonnée par une source isotrope  $P_r$  (figure I.2).

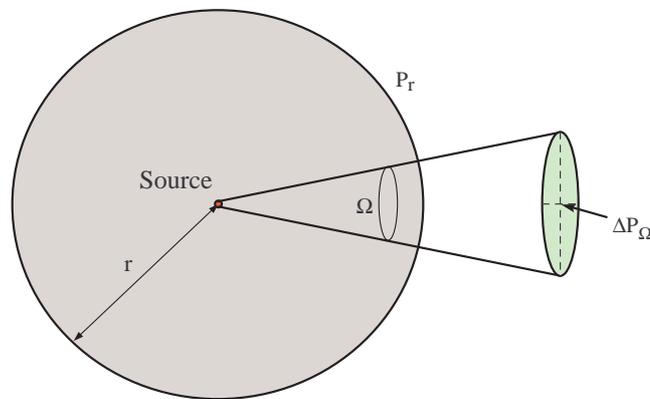


FIG. I.2 : Densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide

La directivité d'une antenne s'exprime de la manière suivante :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \frac{\Delta P_{\Omega}(\theta, \varphi)}{P_r} \quad (\text{I.1})$$

avec :

$$P_r = \int_0^{2\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \Delta P_{\Omega}(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (\text{I.2})$$

Une variante de cette notion de directivité est le gain d'une antenne  $G(\theta, \phi)$ . Le gain apporte une information supplémentaire par rapport à la directivité : la capacité de l'antenne à transformer la puissance qui lui est fournie en puissance rayonnée.

$$G(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \quad (\text{I.3})$$

Avec :

$$\eta = \frac{P_r}{P_{in}} \quad (\text{I.4})$$

$\eta$ , rendement de l'antenne.  $P_r$  étant la puissance rayonnée

- Si  $P_{in}$  est la puissance délivrée par le générateur alimentant l'antenne on parle de gain réalisé. Ce gain tient compte de toutes les pertes dans l'antenne.
- Si  $P_{in}$  est la puissance acceptée par l'antenne on parle de gain intrinsèque. Ce gain tient compte des pertes dans l'antenne qui ne sont pas dues au coefficient de réflexion sur le port d'entrée.

L'adaptation est une autre caractéristique importante de l'antenne. Elle transcrit la capacité de l'antenne à recevoir la puissance du générateur. Pour maximiser le transfert d'énergie entre le générateur et l'antenne, les deux dispositifs doivent présenter des impédances conjuguées  $Z_g = Z_a^*$ .

De manière générale les impédances caractéristiques des générateurs sont  $Z_g = 50\Omega$ . Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  traduit le rapport complexe entre l'onde incidente appliquée à l'entrée de l'antenne et l'onde réfléchie qui revient vers la source. Exprimé en puissance, ce paramètre est jugé satisfaisant quand le seuil de 0.1 en linéaire ou -10dB est atteint.

Le coefficient de réflexion  $S_{11}$  de l'antenne s'exprime en fonction des impédances caractéristiques du générateur et de l'antenne avec :

$$S_{11} = \frac{Z_a - Z_g}{Z_a + Z_g} \quad (\text{I.5})$$

Le carré de ce coefficient traduit le rapport entre la puissance réfléchie et la puissance incidente :

$$|S_{11}|^2 = \frac{P_{réfl}}{P_{inc}} \quad (I.6)$$

avec :  $P_{réfl} = P_{inc} - P_{acceptée}$

sur l'échelle logarithmique on représente :

$$S_{11}|_{dB} = 10 \log \left( \frac{P_{réfl}}{P_{inc}} \right) \quad (I.7)$$

avec  $P_{réfl}$  la puissance réfléchie et  $P_{inc}$  la puissance incidente à l'antenne.

Une autre particularité des antennes directives est leurs dimensions. Celles ci sont supérieures ou très supérieures à la longueur d'onde. Les dimensions minimales des antennes directives peuvent être évaluées simplement en considérant la relation :

$$G = \frac{4\pi \cdot S}{\lambda^2} \quad (I.8)$$

où  $S$  est la surface effective, et  $\lambda$  la longueur d'onde considérée.

En ce qui concerne la forme des diagrammes de rayonnement, les directions de rayonnement recherchées peuvent être multiples et dépendent du domaine d'application de l'antenne. Dans certains cas, une seule direction de rayonnement est recherchée. Le diagramme de rayonnement de l'antenne est alors caractérisé par un faisceau plus ou moins étroit. Ce lobe principal peut être axial ou dépointé en élévation ou en azimut (figure I.3).

Dans d'autres cas, les applications demandent un rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal et directif dans le plan vertical (c'est notamment le cas sur l'exemple présenté en figure I.4.a) ou bien encore une couverture de type sectoriel (dissymétriques dans les plans verticaux et horizontaux (figure I.4.b).

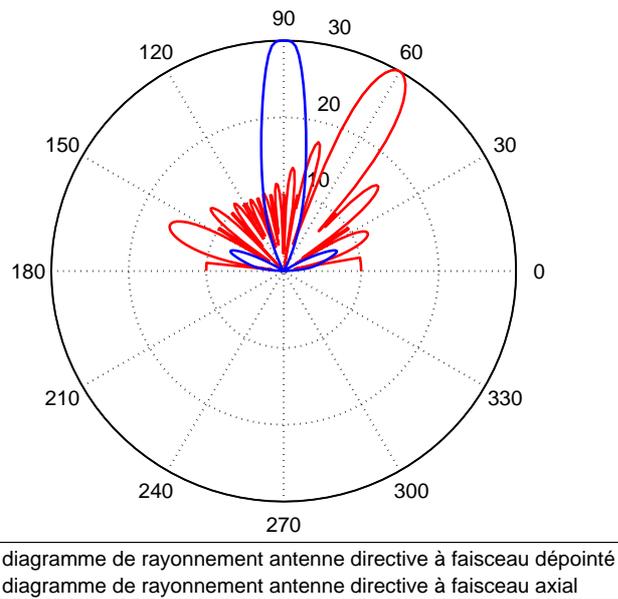
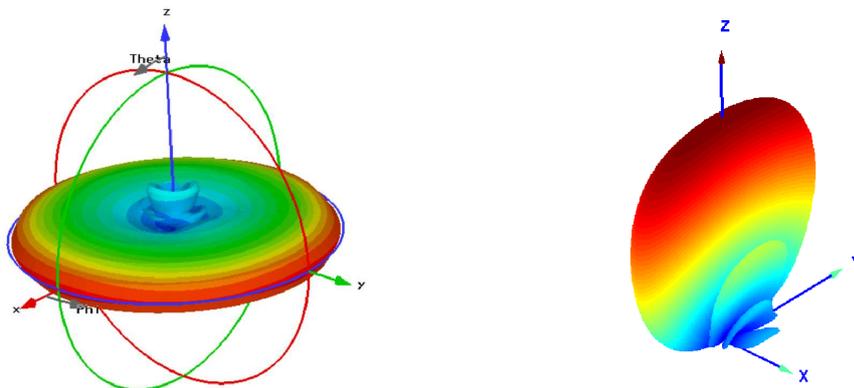


FIG. I.3 : Diagrammes de rayonnement de deux antennes directives rayonnant dans l'axe (bleu) et réalisant un dépointage en élévation (rouge)



(a) Diagramme de rayonnement omnidirectionnel

(b) Diagramme de rayonnement sectoriel

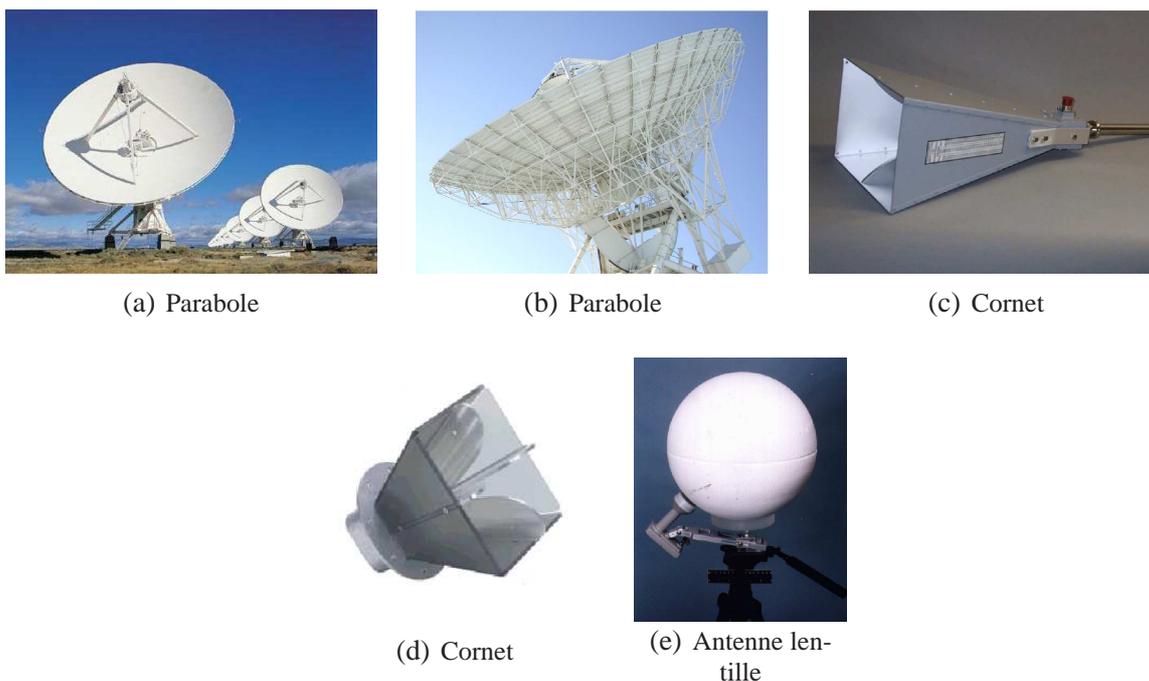
FIG. I.4 : Diagrammes de rayonnement directs particuliers

### I.2.3 Différents types d'antennes directives

Il existe plusieurs familles d'antennes directives, nous allons en énumérer quelques unes et présenter leurs caractéristiques.

### I.2.3.1 Les antennes à ouverture rayonnante

La première catégorie d'antennes est la classe des antennes à ouvertures rayonnantes [1]. Parmi elles, on trouve les cornets (figure I.5).c, les antennes à réflecteurs paraboliques (figure I.5).a.b, les antennes lentilles (figure I.5).e,...



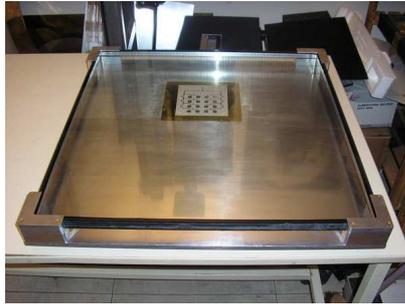
**FIG. I.5 :** *Différents exemples d'antennes à ouverture rayonnante*

Les cornets sont des guides d'ondes à section progressivement croissante se terminant par une ouverture rayonnante [2, 3]. Ces antennes à ouvertures rayonnantes peuvent être circulaires ou rectangulaires. Il existe une multitude de type de cornets et ceux ci sont utilisés massivement.

Les paraboles sont également très utilisées dans les applications grand gain type communications spatiales [4]. Elle permettent d'avoir des lobes très directifs d'ouverture inférieure au degré et des lobes secondaires très bas.

Les antennes lentilles sont une autre famille d'ouverture rayonnantes [5]. Par analogie avec les lentilles utilisées aux longueurs d'onde optiques, elles sont constituées d'une source primaire illuminant la lentille. Celle-ci agit comme un système focalisant et autorise une augmentation de la directivité de la source primaire.

Les antennes BIE appartiennent elles aussi à cette catégorie d'antennes (figure I.6).



(a) Antenne BIE constituée de 2 plaques de verre ( $\epsilon_r \approx 7$ ) de 5 mm d'épaisseur



(b) Antenne BIE métallique excitée par un cornet

**FIG. I.6 :** *Différents exemples d'antennes BIE*

Les champs rayonnés par les antennes à ouverture sont déterminés par la connaissance des champs sur l'ouverture de l'antenne. Cette ouverture rayonnante correspond à une surface rayonnante équivalente plane. Le rayonnement associé à cette ouverture dépend de sa loi d'illumination, c'est-à-dire de la répartition des champs en amplitude et en phase.

La répartition des champs en amplitude et en phase n'est généralement pas constante sur toute la surface de l'ouverture, ce qui limite le gain de l'antenne. Pour caractériser cette limitation on définit le rendement d'illumination  $\eta$  avec  $\eta < 1$ .

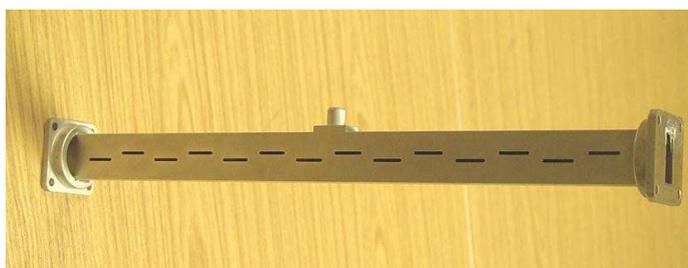
Les antennes à ouverture rayonnante peuvent permettre d'obtenir des diagrammes très directs avec une grande qualité de diagramme (peu de lobes secondaires) mais souvent au prix d'un encombrement volumique important. Certaines de ces antennes à ouvertures rayonnantes peuvent éventuellement servir de sources primaires capables d'exciter une antenne BIE.

### I.2.3.2 Les antennes réseau

Un réseau d'antennes est formé d'un groupement de sources en général identiques [6, 7, 8]. Ces sources peuvent être des éléments imprimés [9, 10, 11], des dipôles, des fentes, ou même éventuellement des cornets (figure I.7).



(a) Réseau de cornets



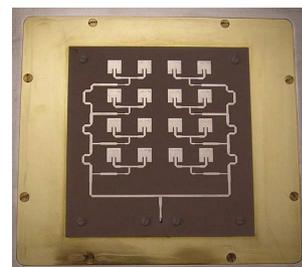
(b) Réseau de fentes



(c) Réseau de 2000 patches



(d) Réseau d'antenne actif



(e) Réseau de patches

**FIG. I.7 :** Différents exemples d'antennes réseau

L'écartement des sources appelé "pas du réseau" est un paramètre fondamental. Ces sources sont alimentées par un répartiteur (circuit de distribution) qui définit une loi d'alimentation en module et en phase.

L'intérêt majeur des antennes réseaux est la possibilité de créer un faisceau de rayonnement modelable et orientable dans toutes les directions en fonction de la loi d'alimentation et du nombre d'éléments (figure I.8). Le nombre, l'arrangement géométrique, les amplitudes et les phases relatives des éléments du réseau dépendent du diagramme directif qui doit être réalisé.

Le champ rayonné par un réseau d'antennes est la somme vectorielle des champs rayonnés par chacun des éléments. En choisissant convenablement l'espacement entre les éléments et la loi d'alimentation, on peut modifier la directivité et la direction de rayonnement du réseau.

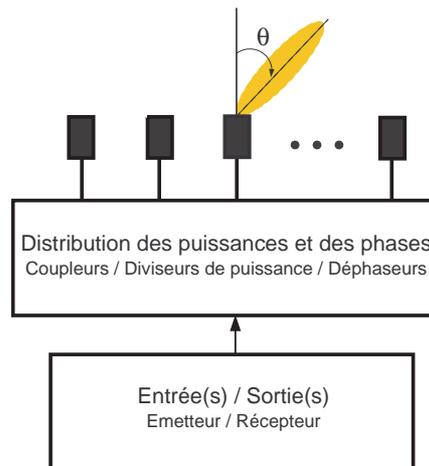


FIG. I.8 : Schéma de principe d'un réseau pondéré

De manière générale, la somme de la contribution en rayonnement  $\vec{f}_n(\theta, \varphi)$  de chaque source en fonction des pondérations complexes  $a_n$  qui lui sont associées et de leur position  $x_n, y_n$  dans le plan x,y peut s'écrire :

$$\vec{f}(\theta, \varphi) = \left\{ \sum_{n=1}^N a_n \cdot \exp [jk_0 \sin \theta \cdot (x_n \cos \varphi + y_n \sin \varphi)] \right\} \vec{f}_n(\theta, \varphi) \quad (\text{I.9})$$

avec :

$$a_n = |a_n| \cdot \exp(j\psi_n) \quad (\text{I.10})$$

Les termes  $\vec{f}_n(\theta, \varphi)$  prennent en compte la spécificité du rayonnement de chaque source élémentaire ainsi que l'influence des sources voisines. Le champ rayonné par le réseau de sources s'exprime de la façon suivante :

$$\vec{E}(r, \theta, \varphi) = \vec{f}(\theta, \varphi) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (\text{I.11})$$

Les réseaux imprimés plans présentent le second avantage de ne pas être très encombrants du fait de leur agencement planaire. Ce type d'antennes convient également très bien pour réaliser l'excitation de l'antenne BIE.

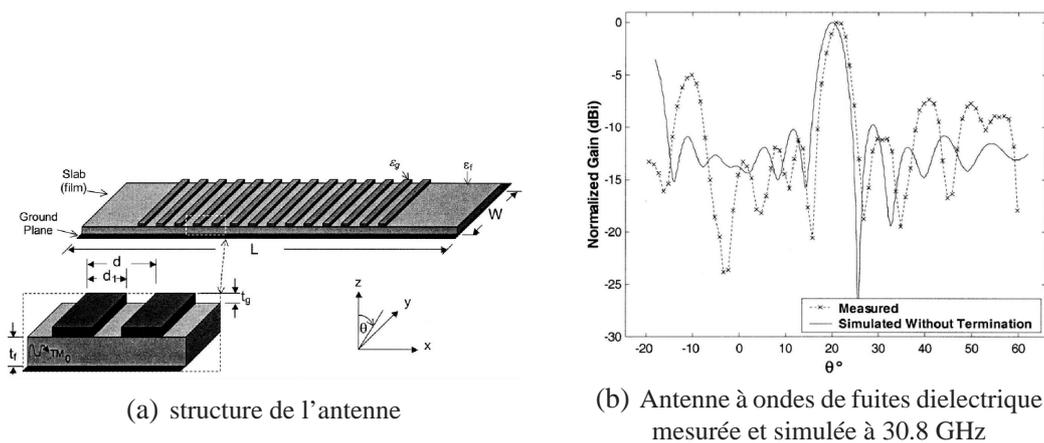
### I.2.3.3 Les antennes à ondes de fuites ("leaky waves antennas")

Les antennes à ondes de fuites peuvent également être considérées comme des antennes directives. Ces antennes sont caractérisées par un fonctionnement très particulier. Elles peuvent être constituées par toutes sortes de guides à fuites [12, 13, 14, 15] .

Les ondes transitant dans ces guides à fuites sont des ondes dites rapides c'est à dire que leur vitesse de phase est très grande ( $v_\phi \geq c$ ). Ces guides perdent de l'énergie par rayonnement au fur et à mesure que les ondes se propagent. Dans le cas des guides d'ondes, ces pertes par rayonnement sont très préjudiciables. Mais, elles peuvent être utilisées de manière avantageuse dans le cas des antennes, en modifiant le guide de telle façon que ces pertes soient maîtrisées.

Considérant le nombre de guides d'ondes utilisés dans le domaine micro-ondes, il est évident qu'un grand nombre de topologies d'antenne à ondes de fuites peut être envisagé. Cette diversité rend cette classe d'antenne difficile à décrire en quelques lignes car chacune des topologies peut être considérée comme une classe d'antenne à part entière.

Un exemple d'antennes à ondes de fuites est présenté (figure I.9).



**FIG. I.9 :** Antenne à ondes de fuites diélectrique opérant en bande Ka ( Structure et résultats repris de l'article [16] : "A Dielectric Gratings Antenna Operating at Ka-Band", H. F. Hammad, Y. M. M. Antar, A. P. Freundorfer, A. Petosa, M. Sayer, dans "IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters", Vol 1, pp106-108, année 2002 )

## I.3 ETAT DE L'ART SUR LES ANTENNES BIE ET LEUR DOMAINE D'APPLICATION

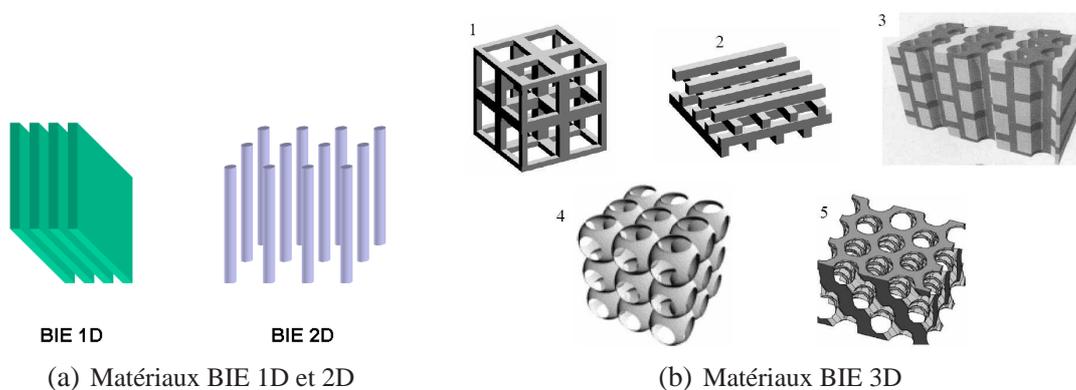
Après avoir fait une brève présentation des différents types d'antennes directives, nous allons établir un historique rapide sur les antennes à résonateur BIE planaires.

Les antennes à résonateur BIE sont constituées d'un plan de masse métallique, et d'un matériau semi-réfléchissant positionné au dessus du plan de masse métallique avec une distance généralement proche de  $\lambda/2$ . Cet ensemble constitue une cavité résonante qui est excitée par une source. *Indépendamment* des approches théoriques qui ont servi à les concevoir, nous allons présenter un certain nombre de travaux qui ont porté sur cette architecture bien particulière. En effet, le fonctionnement de cette structure est considéré de trois manières différentes majeures. Ces trois approches conceptuelles sont l'approche des résonateurs Fabry-Pérot, l'approche des guides à ondes de fuite et l'approche des matériaux BIE à défaut. Nous avons choisi de retracer l'évolution historique de ces antennes avec une volonté consciente de neutralité vis à vis des approches théoriques ou conceptuelles qui ont permis de les concevoir.

### I.3.1 Les matériaux à bande interdite électromagnétique

Ces antennes comme leur nom l'indique, utilisent des structures à Bande Interdite Electromagnétique (Electromagnetic Band Gap en anglais). Ces structures sont constituées de matériaux diélectriques ou métalliques structurés suivant une architecture volumique périodique. Ces structures ont été étudiées à la fin des années 80 par E.Yablonovitch [17, 18, 19]. La propagation des ondes électromagnétiques à l'intérieur de ces matériaux engendre de fortes interactions avec les motifs du matériau. En effet, dès que la longueur d'onde devient inférieure aux périodes spatiales des dimensions du matériau, les lois de propagation deviennent dispersives et anisotropes. Ceci engendre du filtrage spatial et fréquentiel, créant des bandes interdites.

Des modifications localisées de la périodicité spatiale peuvent être envisagées pour autoriser des bandes de fréquences à l'intérieur d'une bande interdite [20]. La diversité des propriétés électromagnétiques des matériaux BIE est liée aux choix des matériaux, à leur forme, leurs dimensions et à la direction des axes de périodicité. Les degrés de liberté qui interviennent dans la définition d'un matériau BIE (dimensions, périodes, permittivité des matériaux,...) engendrent une infinité de possibilités dans la conception d'un matériau. La figure I.10 présente ces matériaux en allant de la structure la plus simple à la plus complexe. Ces structures sont définies en fonction du degré de périodicité qui les compose.



**FIG. I.10 :** Différents exemples de matériaux BIE classés suivant leur degré de périodicité

La structure unidimensionnelle de base est celle des miroirs de Bragg initialement conçue pour des applications dans le domaine de l'optique. Elle est formée d'un empilement périodique de couches minces diélectriques d'épaisseur optique  $\lambda/4$  (figure I.10.a). Son efficacité dépend de l'angle d'incidence de la lumière par rapport à la normale des couches. Lorsque cet angle s'écarte de l'incidence normale, la réflectivité chute et le miroir finit par devenir transparent. L'existence d'une bande interdite omnidirectionnelle, c'est-à-dire indépendante de la direction de propagation et de la polarisation, est évidemment impossible dans les cristaux 1D.

La figure I.10.a présente des structures périodiques 2D, plus difficiles à concevoir. Il s'agit d'un arrangement périodique de tiges ou de grilles.

Seuls les cristaux photoniques 3D permettent d'aboutir à une bande interdite omnidirectionnelle. La figure I.10.b illustrent les différents types de structures BIE 3D. Le premier exemple est la structure cubique. Le deuxième agencement 3D est communément appelé "tas de bois", le troisième "structure multicouche". Enfin, la quatrième s'appelle structure "opale" et la cinquième est dite "Yablonovite" du nom de son inventeur E.Yablonovitch.

En ce qui concerne les structures à plusieurs degrés de périodicité (2D et 3D), elles peuvent être fabriquées aussi bien à partir de matériaux diélectriques que de matériaux métalliques.

Le champ d'application de ces structures BIE ne se limite pas à l'optique. Ces structures sont également très utilisées dans les domaines micro-onde tels que :

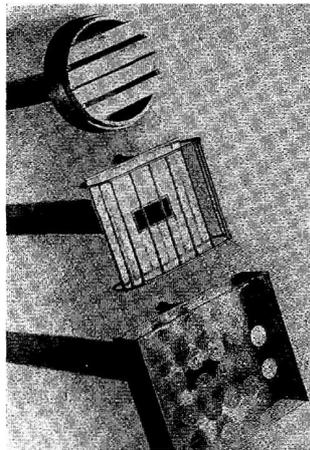
- Les antennes (nous développerons largement cette catégorie dans la suite.)
- Les filtres : une rupture de périodicité permet la transmission de l'onde dans la bande interdite à une fréquence précise, fonction de cette rupture [21] [22].
- Les guides d'ondes : un " couloir " est créé au milieu du réseau périodique, l'onde le suit comme dans le cas d'un guide [23] [24].

## I.3.2 Historique des antennes BIE

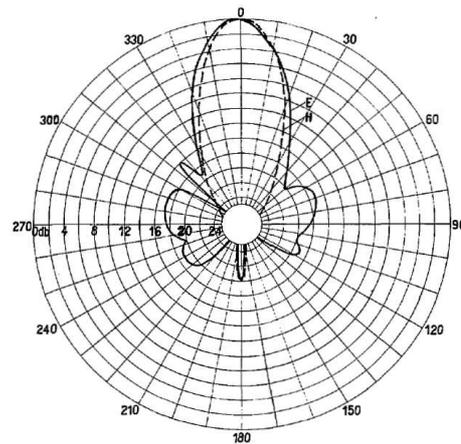
Les différents types de matériaux BIE ayant été présentés, il est temps de dresser l'historique de l'antenne à résonateur BIE planaire.

### I.3.2.1 La découverte et le fondement des premières analyses

En 1956, G.V.Trentini propose l'étude d'une structure composée d'une part d'un miroir parfait et d'autre part d'un miroir partiellement réfléchissant (Partially Reflecting Wall) [25]. Il précise que la distance qui sépare les deux murs est choisie de telle sorte que la directivité dans l'axe soit maximale. Il nomme cette antenne : "Antenne à cavité réfléchissante" (the reflex-cavity antenna).



(a) Antennes décrites par Trentini en 1956



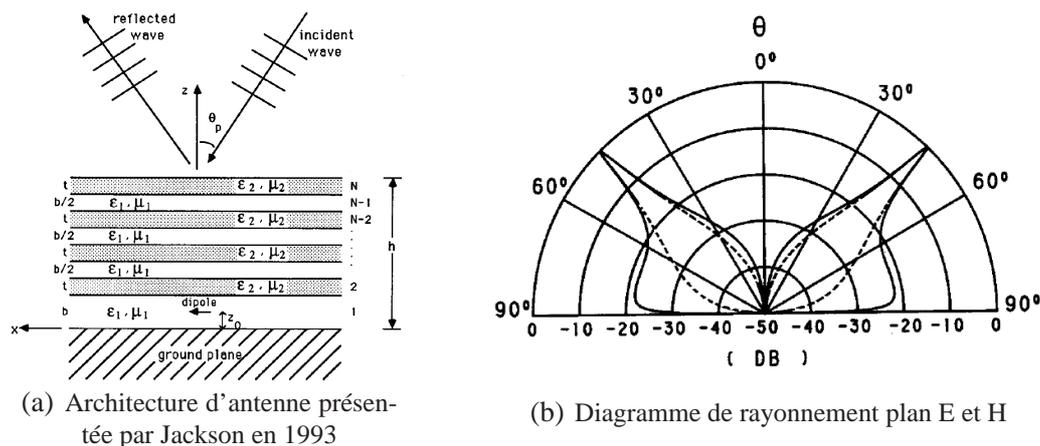
(b) Diagramme de rayonnement de l'antenne à cavité réfléchissante plan E et H

**FIG. I.11 :** Antenne à cavité réfléchissante ( Photographie et résultats repris de l'article [25] : "Partially Reflecting Sheet Arrays", G.V Trentini, dans "IRE Transactions on antennas and propagation", Vol 4, Issue 4, pp666-671, année 1956 )

Cette étude montre qu'en plaçant une source au niveau d'un plan de masse métallique en regard d'un PRW, il est possible d'obtenir une antenne très directive. L'antenne qu'il présente mesure  $1.88\lambda$  de diamètre, et  $0.65\lambda$  d'épaisseur. Elle est alimentée par un guide d'ondes ouvert. Ses performances en terme de directivité sont de l'ordre de 14dB. Il est d'ailleurs précisé que des antennes plus grandes permettraient d'avoir des directivités plus importantes.

Plus tard dans les années 1984-1985, l'équipe américaine de D.R.Jackson étudie les superstrats couvrant les antennes imprimées [26]. Ces superstrats sont généralement utilisés comme structure de protection. Ils peuvent affecter les performances générales de l'antenne. Ces chercheurs découvrent qu'en maximisant la résonance entre le substrat et le superstrat, le gain de l'antenne se trouve augmenté au détriment de la bande passante. Ils proposent une étude complète de ce type de structure (dimensionnement de la cavité, du superstrat) [27]. Cette analyse est étendue aux structures multicouches en 1987 [28].

Dès 1988, cette équipe analyse le fonctionnement de cette antenne surmontée d'un superstrat comme une antenne à ondes de fuite "leaky wave antenna" [29, 30]. Elle montre également que sous certaines conditions [31], cette architecture peut permettre de réaliser du dépointage de forme conique (fig I.12).

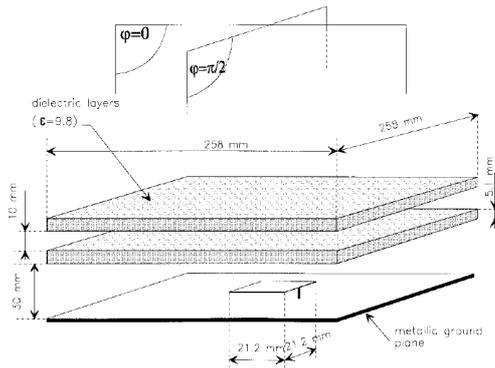


**FIG. I.12 :** Antenne à ondes de fuites multicouches ( Schéma et résultats repris de l'article [31] : "Leaky-wave Propagation and Radiation for a Narrow-Beam Multiple-Layer Dielectric Structure", D.R.Jackson , A.A.Oliner , I.P.Antonio,dans "IEEE Transactions on Antennas and Propagation (Communications)", Vol 41 Issue 3, pp344-348, année 1993 )

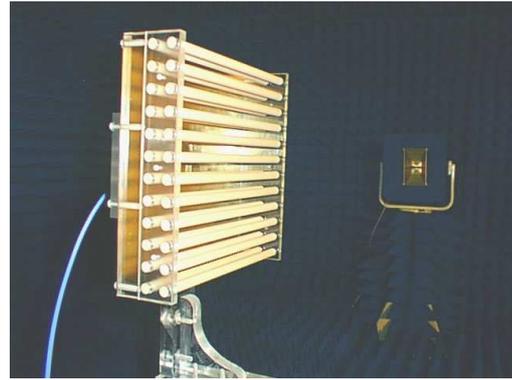
Durant la thèse de M.Thevenot (1996-1999), une série d'études réalisées au laboratoire XLIM (anciennement IRCOM) de Limoges à partir de codes FDTD permet une réelle avancée sur la connaissance des propriétés des matériaux BIE [32, 33]. Différentes structures BIE ont alors été utilisées pour réaliser des antennes directives planaires [20, 34] en 1999.

L'introduction d'un défaut au sein d'un motif périodique BIE, aboutit à la création d'une structure symétrique. En terme de fonctionnement, ce défaut crée une bande de fréquence permise au sein d'une bande interdite. Cette structure symétrique est rendue plus compacte en introduisant un plan de masse métallique au niveau de l'axe de symétrie. Une source d'excitation permet d'exciter l'antenne BIE planaire ainsi réalisée. Cette antenne est alors perçue comme une alternative aux réseaux d'antennes et aux antennes à ouverture comme les antennes à réflecteurs et les antennes lentilles. Elle devrait permettre de résoudre un certain nombre de problèmes inhérents aux architectures des antennes du marché (complexité des réseaux d'antennes, encombrement volumique des antennes à ouverture,...).

Ce principe est mis en pratique sur une antenne BIE 1D composée de deux plaques d'alumine d'épaisseur  $\lambda_0/4$  séparée d'un gap d'air d'épaisseur  $\lambda_0/4$  et d'une cavité mesurant  $\lambda_0/2$  [34]. Cette architecture fait passer la directivité d'un patch de 8 dB à 20dB (fig I.13). Dans la même année un deuxième prototype cette fois réalisé à l'aide d'un matériau BIE 2D est mesurée autour de 19dB.



(a) Antennes BIE planaire 1D de 20dB



(b) Antenne BIE planaire 2D de 19 dB

**FIG. I.13 :** Antenne BIE réalisée à LIMOGES en 1999 [20, 34]

Ces premières séries d'études ont ouvert la voie vers un nouveau type d'antennes grand gain et suscité un grand intéressement de la communauté scientifique.

Dès le début des années 2000, l'intérêt pour ce type d'antennes directives a grandi et un grand nombre d'équipes scientifiques participent à leur développement. Ces développements parallèles se dirigent vers de nouvelles voies :

- l'amélioration de la bande passante
- l'obtention d'antennes très grand gain
- l'utilisation des surfaces sélectives en fréquence
- le fonctionnement multifréquences
- la polarisation circulaire
- l'agilité de diagramme
- la formation de faisceau...

Nous allons maintenant orienter l'historique vers deux voies différentes qui regroupent une majorité des fonctions que nous venons de citer.

La première voie est la reconfigurabilité de l'antenne. Une partie des travaux menés actuellement cherchent à améliorer les possibilités de ce type d'antenne en lui attribuant de nouvelles fonctionnalités ; ça peut être un fonctionnement multifréquences, l'amélioration de la bande passante, etc. Cette nouvelle voie est très intéressante et nécessite la recherche de nouveaux matériaux susceptibles de créer de l'agilité ou d'apporter des propriétés particulières.

L'agilité qu'ils apportent peut être obtenue par des propriétés fréquentielles singulières (Frequency Selective Surface) ou par l'ajout de microcomposants (diodes, mems).

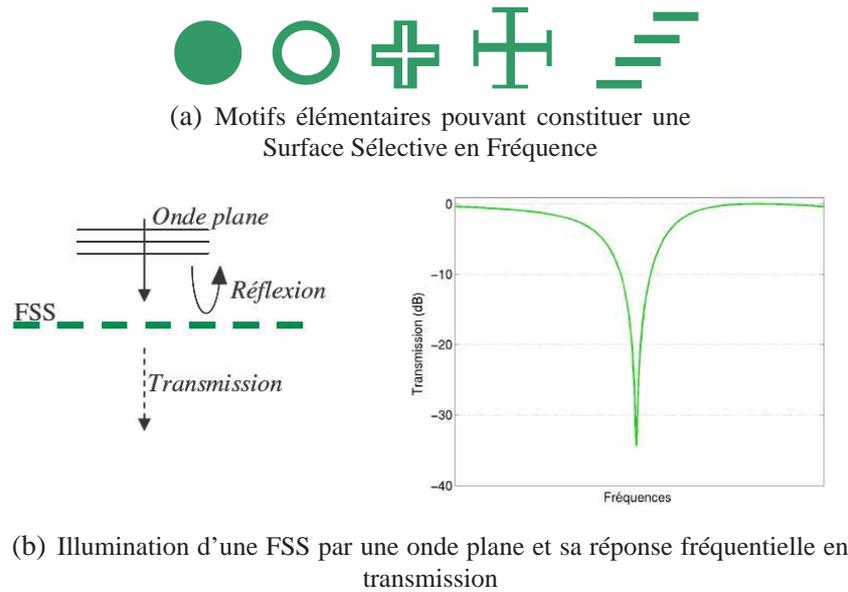
La seconde voie qui suscite un grand intérêt est l'excitation de la structure par un dispositif multi sources. Ceci permet également d'implémenter de nouvelles fonctions et permet d'améliorer un certain nombre de défaut de l'antenne à résonateur BIE. L'utilisation de plusieurs éléments d'excitation permet de bénéficier d'un grand nombre d'avantages. Le premier est sans doute qu'il devient possible d'utiliser des matériaux BIE moins sélectifs, ce qui permet d'augmenter la bande passante de l'antenne d'un facteur non négligeable. Un autre avantage est qu'il est possible d'orienter le faisceau dans l'espace tout en augmentant la directivité de la source d'excitation. De plus de part la nature de l'antenne BIE l'espacement des sources d'excitation peut devenir assez important sans pour autant parasiter le diagramme de rayonnement avec d'importants lobes de réseaux.

### **I.3.2.2 Développement de nouvelles fonctionnalités d'agilité et problématique de la bande de fonctionnement**

La première voie suscitant l'intérêt est sans doute l'apport de nouvelles fonctionnalités à l'antenne par l'utilisation de matériaux singuliers.

En 2001, A.P.Feresidis propose, dans la continuité des travaux de G.V.Trentini, l'étude d'antennes constituées de surfaces partiellement réfléchissantes (PRS) particulières : les FSS [35, 36]. Ces surfaces réfléchissantes ont des propriétés électromagnétiques singulières : à leur fréquence de résonance, elles réalisent un filtre fréquentiel vis à vis d'une onde plane incidente (figure I.14). Ces FSS sont des matériaux constitués par des éléments métalliques résonants et périodiques.

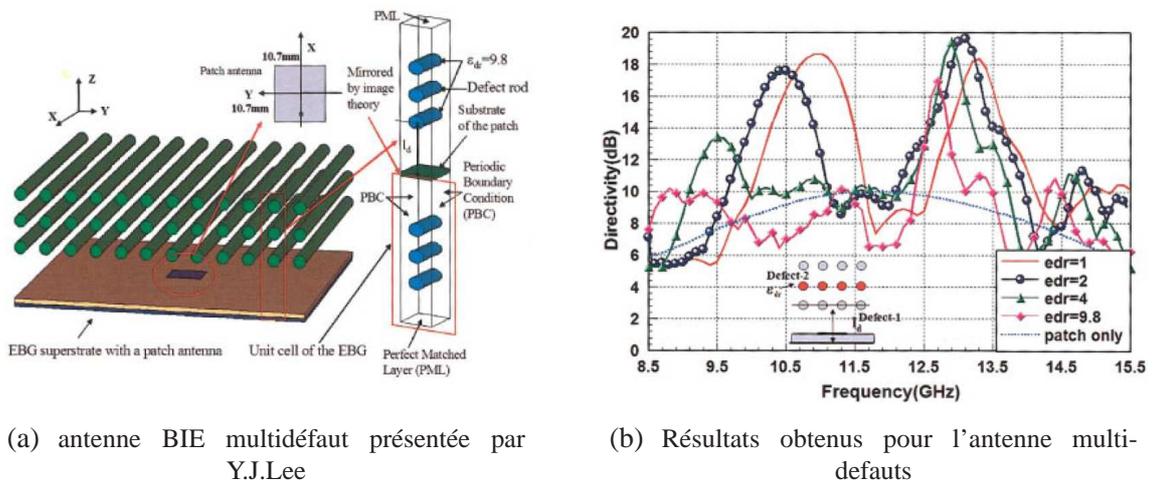
A.P.Feresidis démontre qu'en se plaçant à une fréquence où la variation de phase du coefficient de réflexion est faible, une FSS peut très bien servir de mur réfléchissant. Un test réalisé sur une antenne de  $20 \times 20 \text{ cm}^2$  pour une directivité de 22.5dBi à 14.5GHz avec des lobes secondaires très bas (-15dB) illustre ces propos [37].



**FIG. I.14 :** *Quelques motifs utilisés pour créer des surfaces sélectives en fréquences et leur réponse fréquentielle type en transmission*

En 2004, une étude américaine utilise une FSS comme superstrat pour réduire l'épaisseur des empilements diélectriques [38]. Ils soulignent leur facilité de fabrication et les révèlent comme remplaçantes potentielles des structures diélectriques, plus difficilement usinables. Une antenne 26dBi vient valider leurs travaux.

La même année, cette université propose également une structure BIE multi-défauts capable de réaliser une antenne bi-bande [39]. Les deux bandes de fonctionnement sont réalisées par un double défaut. Celui-ci est créé par deux types de barreaux (matériau BIE 2D) qui génèrent deux interfaces différentes, donc deux cavités virtuelles. Ces deux cavités ont des fréquences de résonance distinctes. Deux bandes permises au sein de la même bande interdite sont créées. L'antenne est composée de 3 rangées de barreaux : les 2 rangées identiques aux extrémités et la rangée constituant le deuxième défaut de périodicité au milieu (figure I.15).



(a) antenne BIE multidéfaut présentée par Y.J.Lee

(b) Résultats obtenus pour l'antenne multi-defauts

**FIG. I.15 :** Antenne BIE multidéfaut présentée en 2004 ( Schéma et résultats repris de l'article [39] : "A novel design technique for control of defect frequencies of an electromagnetic bandgap superstrate for dual band directivity enhancement", Y.J.Lee , J.Yeo , K.D.Ko , R.Mitra , Y.Lee , W.S.Park, dans "Microwave and Optical Technology Letters", Vol 42 n°1, pp25-31, année 2004 )

Toujours en 2004, L.Léger (XLIM) écrit également un article sur l'antenne BIE diélectrique multi-bandes [40] qu'il complète dans sa thèse [41]. Par un dimensionnement judicieux, il est possible d'obtenir des diagrammes de rayonnements directifs dans l'axe pour deux bandes de fréquence ou plus. Suivant l'écart désiré entre les bandes, il est préférable d'utiliser :

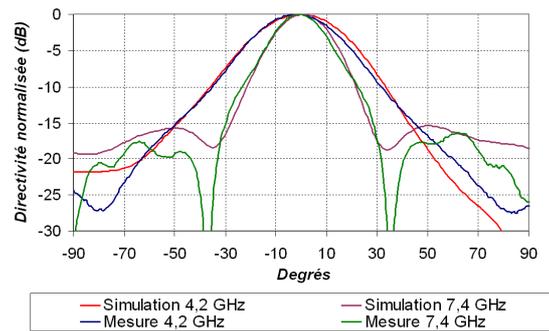
- soit une antenne multi-bandes utilisant la périodicité naturelle des structures à bande interdite ( période proche de  $3f_0$  )
- soit une antenne ayant de multiples bandes permises au sein de la même bande interdite ( période proche de  $2f_0$  )

L'insertion d'une perturbation diélectrique au sein de la cavité, permet une grande latitude de réglage sur les fréquences à ajuster. Un prototype a été réalisé et mesuré à 4.2GHz et à 7.4GHz (figure I.16).

Plus récemment de 2002 à 2005, L.Mercier (XLIM) au cours de sa thèse a montré la faisabilité d'une antenne agile en fréquence intégrant des microcomposants (diodes, mems)[42]. Une configuration dynamique du matériau a permis d'ajuster la fréquence de fonctionnement de l'antenne.



(a) antenne BIE bibande réalisée en 2004



(b) Diagrammes de rayonnements obtenus à 4.2GHZ et 7.4GHZ

**FIG. I.16 :** Antenne BIE multidéfaut réalisée à Limoges et présentée en 2004 [40, 41]

Pour expliquer le fonctionnement de l'antenne et l'accord potentiel de ses propriétés, considérons deux matériaux BIE dont les coefficients de réflexion respectifs diffèrent uniquement par la phase. Il est possible de schématiser cette propriété par une pénétration plus ou moins profonde de l'onde dans le matériau. Une fois ces matériaux associés à la structure antennaire, l'ensemble est assimilable à une structure BIE à défaut.

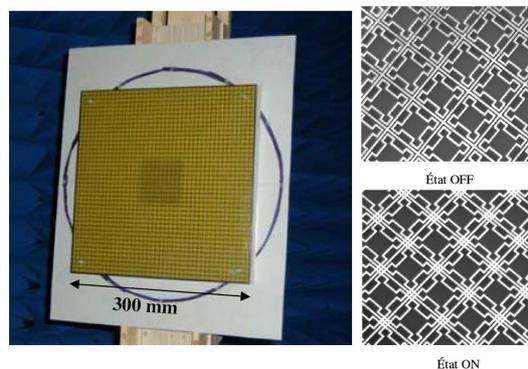
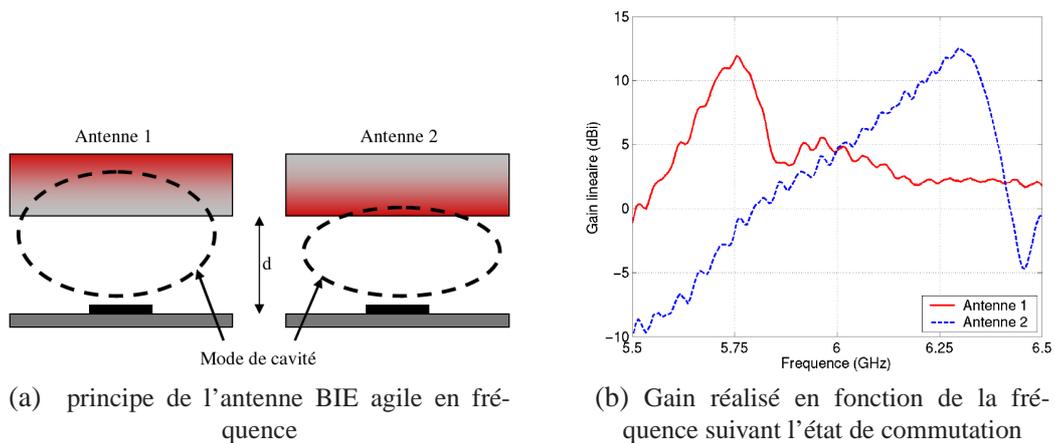
Du fait des caractéristiques des matériaux BIE, pour une même direction de pointage donnée, les deux antennes ne travaillent pas à la même fréquence. L'agilité apportée permet de commuter d'un matériau à l'autre et d'ajuster la fréquence de travail de l'antenne ( $f_1$  ou  $f_2$ ) pour une même direction de pointage. En résumé, le point de fonctionnement de l'antenne est défini par les dimensions du résonateur et par les conditions de réflectivité du matériau utilisé pour fermer la cavité. En pratique, le matériau périodique est constitué par une surface sélective en fréquence (FSS). Ces surfaces doivent pouvoir suivant leur état de commutation :

- servir de plan réflecteur
- être transparentes dans une bande de fréquences particulière

Le rôle des commutateurs est de passer d'un état à l'autre.

Un premier prototype a été réalisé pour valider le concept sans les commutateurs, deux surfaces réfléchissantes représentant l'état "on" et l'état "off" ont été fabriquées. Les résultats de cette étude ont été très concluants (figure I.17). Les caractéristiques du prototype réalisés sont les suivants :

- 1<sup>ère</sup> fréquence de fonctionnement 5,75GHz  $\Rightarrow$  Gain réalisé = 12,20 dB
- 2<sup>ème</sup> fréquence de fonctionnement 6,29GHz  $\Rightarrow$  Gain réalisé = 12,63 dB



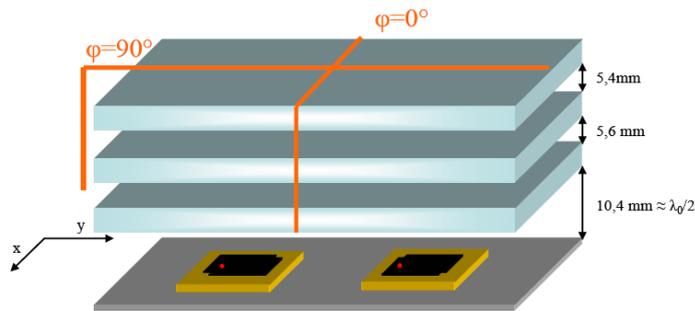
**FIG. I.17 :** *Prototype d'antenne BIE agile en fréquence réalisé à Limoges [42]*

Cette étude s'est poursuivie avec l'insertion de diodes PIN faible coût. Au cours de cette seconde étape, la structure qui a été conçue présentait deux bandes de fonctionnement possibles à l'état "off" et une bande à l'état "on". En terme de possibilités cela signifie que l'antenne ainsi créée fonctionne sur trois bandes de fréquences. Un prototype a également validé ce concept d'antenne agile en fréquence. Cette thèse a ouvert la voie vers les antennes configurables en temps réel.

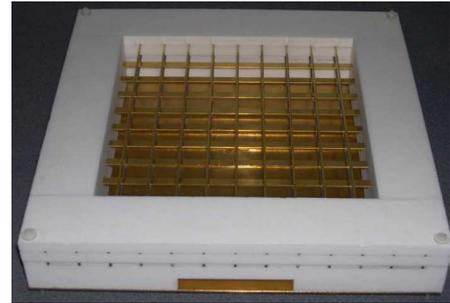
Dans un même temps, M.Diblanc (XLIM) a travaillé sur la possibilité d'implémenter la polarisation circulaire au concept existant de l'antenne BIE planaire [43, 44]. L'idée d'ajouter de la polarisation circulaire a germé suite aux demandes d'opérateurs industriels désireux de bénéficier d'antennes grand gain gérant ce type de polarisation.

De part les caractéristiques des antennes BIE et des sources d'excitation, deux types d'antennes ont été étudiée (figure I.18) :

- Une antenne BIE diélectrique excitée par une source en polarisation circulaire
- Une antenne BIE métallique autopolarisante excitée par une source en polarisation linéaire. Cette dernière rayonne de la polarisation circulaire.



(a) Antenne BIE excitée par deux patches à encoches



(b) Antenne BIE métallique autopolarisante

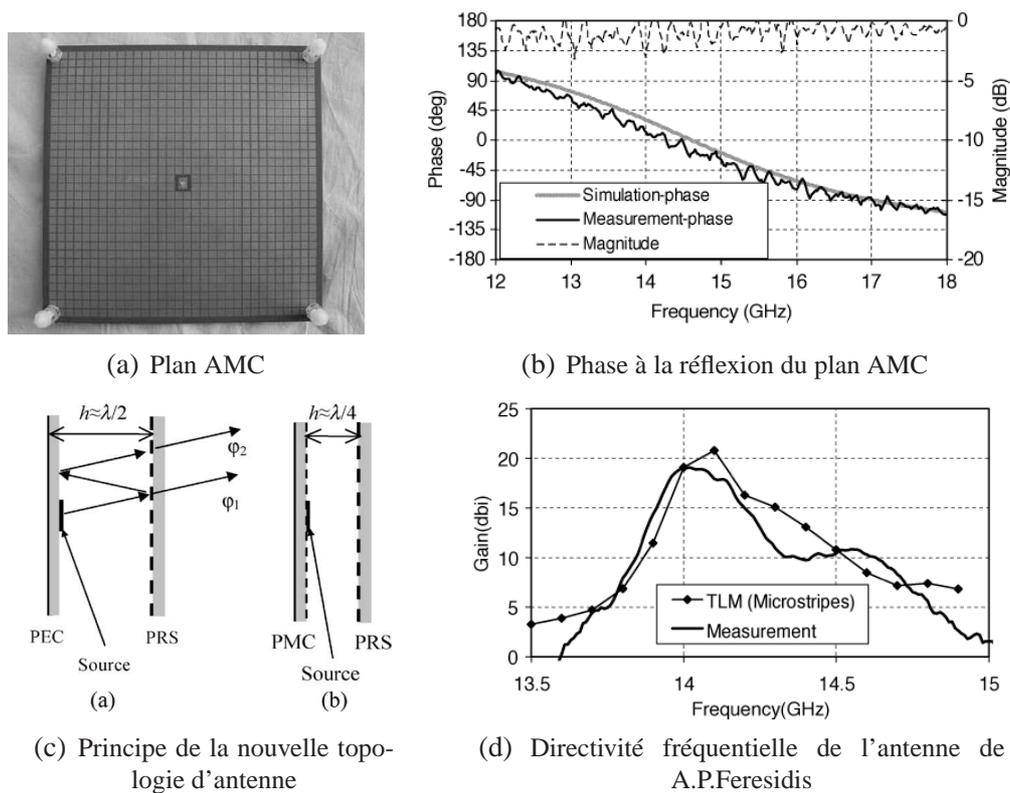
**FIG. I.18 :** Antennes BIE à polarisation circulaire [43]

Cette étude sur l'antenne BIE métallique autopolarisante a permis d'ajouter une fonctionnalité supplémentaire aux capacités qui peuvent être implémentées sur cette architecture d'antennes. Ce nouveau type de structure a ouvert de nouvelles orientations. Il a été réalisé de manière théorique un système générant deux polarisations linéaires orthogonales ainsi que de la polarisation circulaire dans les deux sens.

Dans le cadre de ces travaux, une bande passante de 6% en rayonnement pour une directivité de l'ordre de 20 dBi a été obtenue avec une bande passante en taux d'ellipticité de 2.5% pour les cas fonctionnant en polarisation circulaire.

L'étude sur le polariseur fait l'objet d'une suite avec la thèse de E.Arnaud (XLIM).

En 2005, des travaux de A.P.Feresidis [45] sur les conducteurs magnétiques artificiels (AMC) permettent de réaliser une antenne directive très compacte. Les plans réflecteurs AMC ont la propriétés de réfléchir une onde plane incidente sans déphasage. Cette propriété est observable sur la figure I.19.b. Utilisées en substitution des plans de masse métalliques, ces surfaces ont permis de diminuer la hauteur du défaut des antennes BIE par deux ( $\lambda/4$  au lieu d'un hauteur généralement proche de  $\lambda/2$ ).

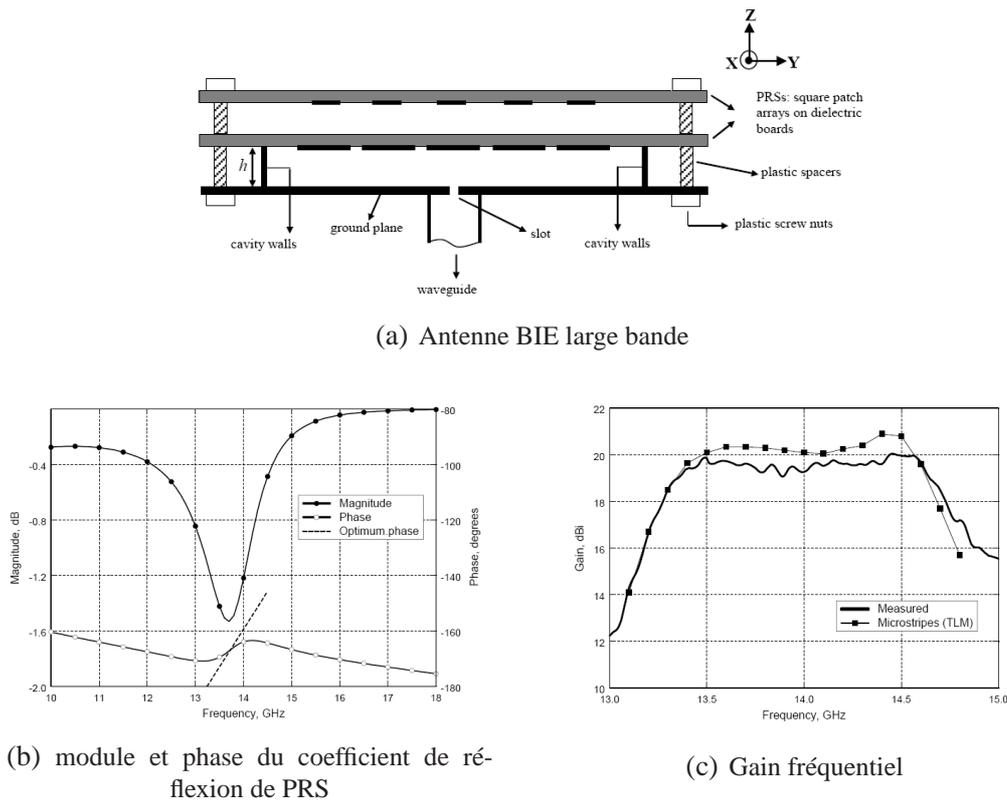


**FIG. I.19 :** Antenne utilisant une surface AMC ( Photographie et résultats repris de l'article [45] : "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low profile high gain planar antennas", A.P.Feresidis , G.Goussetis , S.Wang , J.C.Vardaxoglou, dans "IEEE Transactions on Antennas and Propagation", Vol 53, n°1, pp209-215, année 2005 )

Le fonctionnement général de l'antenne n'est pas modifié et la directivité de la source est toujours amplifiée. Son antenne est mesurée à 19dBi à 14GHz (figure I.19).

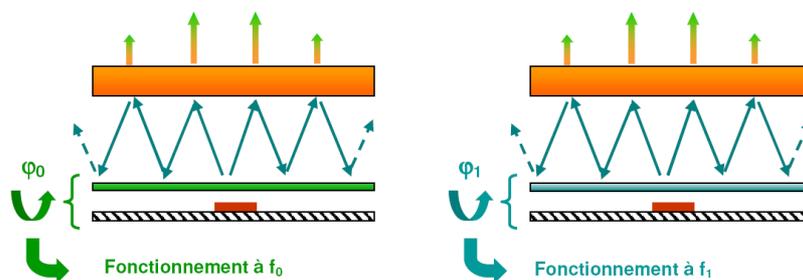
Dans un autre article [46], il présente une antenne BIE ayant à la fois un gain important et une bande passante intéressante. Cette antenne est alimentée par un guide d'onde terminé par une fente (figure I.20.a). La spécificité de ce travail est la recherche qui a été effectuée sur les conditions d'amplitude et de phase que devrait ramener la structure FSS double couche qui sert de mur réfléchissant (figure I.20.b).

En effet, une variation de phase croissante a été obtenue sur une bande de fréquence comprise entre 13.2GHz et 14.2GHz (figure I.20.c). La directivité de l'antenne est fixée par le module du coefficient de réflexion de l'ordre de -1.5dB sur la bande.



**FIG. I.20 :** Antennes BIE directive large bande ( Schéma et résultats repris de l'article [46] : "A broadband high gain resonant cavity antenna with single feed", A.P.Feresidis , J.C.Vardaxoglou, à "Proceeding EUCAP", Nice, année 2006 )

En antenne, cet aspect est directement transposé et un gain constant de 19dB est obtenu sur cette bande soit 9% (figure I.20.b).



**FIG. I.21 :** Principe de l'antenne bi-bande

Pour le même type de problématique, E.Rodes (XLIM) , durant ses travaux de thèse [47], a travaillé sur l'amélioration de la bande passante des antennes à résonateurs BIE. Une solution a été la mise au point avec la conception d'une antenne possédant deux bandes de fonctionnement très proches. Cette solution s'avère intéressante car elle pourrait permettre de couvrir la voie montante d'une application sur une des deux bandes et la voie descendante sur l'autre bande.

Une structure BIE métallique a été utilisée comme superstrat et une FSS aux propriétés particulières a été positionné sur le plan de masse métallique. La FSS située au dessus du plan de masse a un rôle différent sur les deux bandes de fréquences : elle est transparente à la fréquence  $f_0$  et réfléchissante à  $f_1$ .

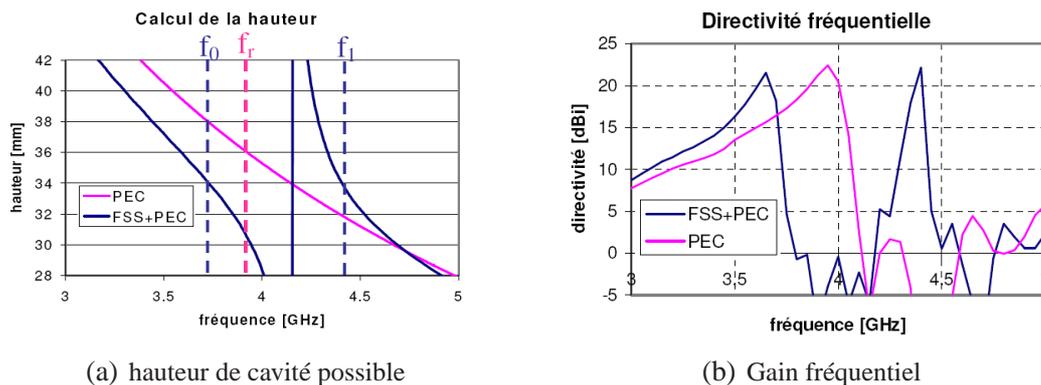


FIG. I.22 : Antennes BIE bibande [47]

Certaines conditions ont été définies pour arriver à ce but. La fréquence  $f_1$  doit être supérieure à  $f_0$ . L'idée d'utiliser une FSS très sélective a été écartée car les vitesses auxquelles les propriétés de celles-ci auraient varié n'aurait pas été compatibles avec un fonctionnement assez large bande autour de la deuxième bande de fréquences. Aussi, l'idée de travailler à deux points de fréquence autour de la résonance de la FSS a été sélectionnée. En fixant la hauteur de cavité, il fallait ensuite parvenir à synthétiser la condition sur la phase telle que la condition de résonance de la cavité soit satisfaite.

Dans le cadre de la norme Hiperlan2, un prototype a été réalisé et a permis de valider le concept. Les bandes de fréquences autour de 5GHz étaient suffisamment espacées (autour de 10%) pour que la méthode de l'antenne bi-bande soit implémentée avec succès.

Une étude récente menée à l'IETR de Rennes en 2005 [48], propose de contrôler de manière active la directivité d'une antenne BIE, en ajustant la taille de l'ouverture rayonnante. Une grille active est positionnée à l'intérieur de la cavité. Cette grille impose de manière artificielle une taille d'ouverture rayonnante. Ce travail a été démontré en bande Ku et validé par méthode FDTD. Les résultats sont présentés figure I.23.

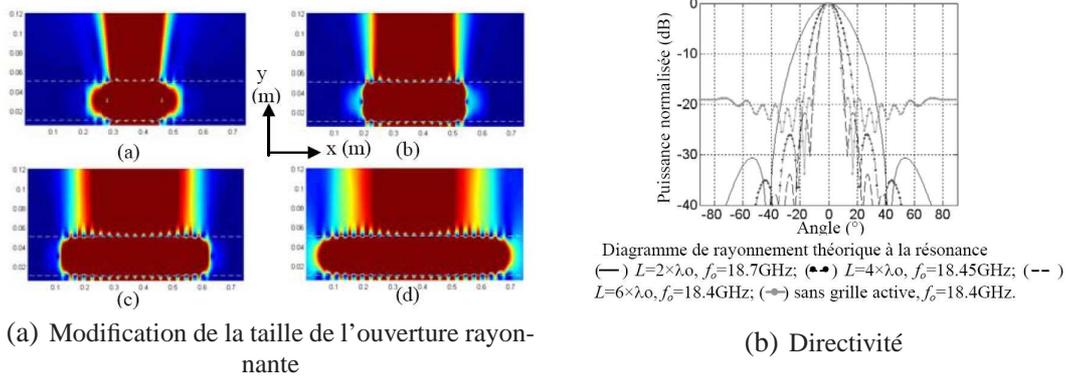


FIG. I.23 : Antennes BIE à directivité variable ( Schéma et résultats repris de l'article [48] : "Antenne résonateur BIE à directivité variable en bande Ku", O.Roncière, R.Sauleau, K.Mahdjoubi, à "JNM2005", Nantes, année 2005 )

### I.3.2.3 Formation de faisceaux directs et utilisation de dispositifs multi sources

Durant la thèse de C.Sérier (1999-2002 XLIM) [49], une antenne BIE plane composée par un arrangement 3D a été conçue. Au cours de ses travaux, l'obtention d'antennes grand gain a été recherchée ainsi que certaines solutions pour augmenter la bande passante. Une antenne 30dB a été réalisée. Cette antenne est représentée (figure I.24). Le problème majeur de celle ci était sa bande passante très faible.

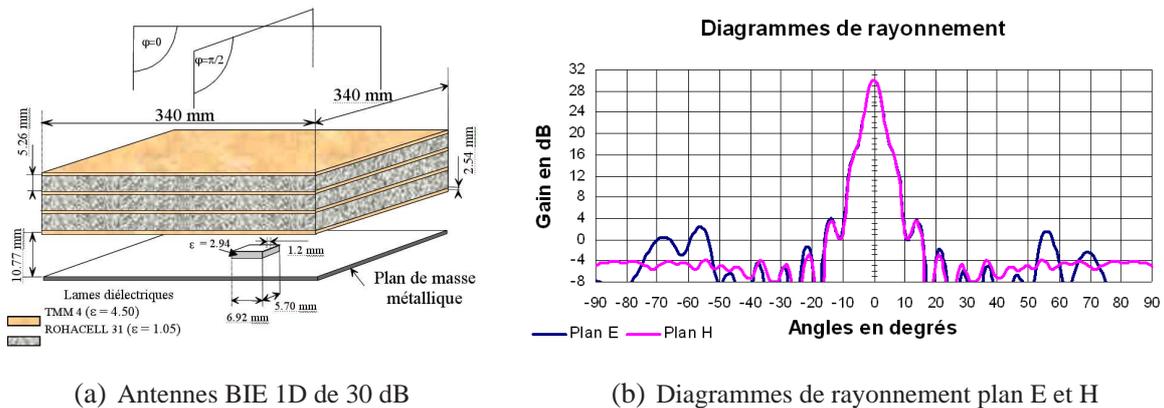
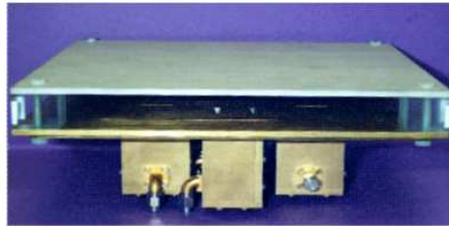


FIG. I.24 : Antenne BIE grand gain réalisée à LIMOGES en 2002 [49]

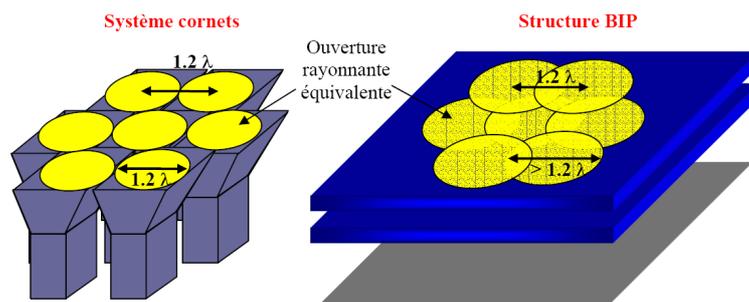
Depuis le début de sa thèse, R.Chantalat a étudié la possibilité d'exciter l'antenne BIE plane par un guide d'onde [50]. Les travaux qu'il a mené s'inscrivaient dans un contexte de recherche d'applications potentielles pour l'antenne BIE. Cette étude a mené à la réalisation de sources entrelacées pour réflecteur parabolique à couverture cellulaire.

L'objectif est de remplacer une batterie de sept cornets constituant le réseau placé à la focale du réflecteur et d'améliorer les performances en terme de pertes [51]. Ce prototype constitue le premier exemple d'antenne BIE excitée par un système multi sources (figure I.25).



**FIG. I.25 :** Antenne BIE multi sources réalisée à LIMOGES en 2002 : prototype excitée par 7 sources [51]

La problématique de cette application est la couverture européenne qui nécessite une répartition multi-spots. Les différents spots se chevauchent et doivent être réalisés à des fréquences différentes (au nombre de 4). Pour y arriver un réflecteur est utilisé. Le réflecteur fixe la distance entre les sources placées à sa focale. Le problème des cornets est l'encombrement transversal. Pour offrir l'ouverture demandée, les cornets devraient se chevaucher. Ceci n'étant pas possible, le système existant comporte plusieurs réflecteurs adaptés à chaque canal (4 canaux différents). La structure BIE est alors utilisée dans le but d'entrelacer les tâches rayonnantes et permettre de diminuer le nombre de réflecteurs.



**FIG. I.26 :** Entrelacement des ouvertures rayonnantes par l'antenne à cavité BIE [51]

En 2003 également, paraissent des travaux de L'IETR de Rennes sur le même type d'antenne [52] [53]. Les antennes exposées dans leurs publications sont excitées soit par un cornet soit par un réseau de patches (figure I.27). L'excitation par cornet est motivée par la volonté de réduire de façon très importante le niveau des lobes secondaires (-27dB pour une source aux alentours de 23.5 dB [53]). Le niveau de polarisation croisée de l'antenne est abaissé à -25dB.

Les chercheurs de cette équipe nomment cette architecture : antenne à cavité Fabry-Perot. Cette approche théorique très intéressante sera comparée dans la prochaine partie du mémoire aux deux autres approches citées précédemment, dans l'ordre d'apparition, les antennes à ondes de fuites et les antennes à résonateur BIE planaire.

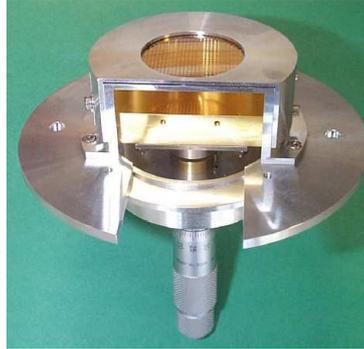


FIG. I.27 : Prototype d'antenne réalisé à l'IETR de Rennes

Les diverses études qui ont été menées jusque là sur les antennes BIE ont souligné le caractère sélectif en fréquence de ce type d'architecture au dépend de leur bande de fonctionnement. L'excitation de la structure par une multitude de source a permis de palier à ce problème. Des travaux sur ce sujet ont été menés à Rennes et à Limoges [54] [41].

Le principe des multiples sources d'excitation repose sur la théorie des réseaux, qui permet non seulement de former un diagramme de rayonnement, mais également, d'augmenter la directivité par la sommation des contributions des différents éléments. Ainsi, en excitant la cavité avec plusieurs sources, un réseau d'antennes à ouvertures rayonnantes entrelacées est réalisé, ce qui permet d'obtenir une directivité plus importante par sommation des contributions de chaque ouverture. En excitant une structure peu résonante par de multiples sources, il est possible d'obtenir à la fois une forte directivité et une bande de rayonnement plus importante (figure I.28).

Cette étude a également montré qu'un espacement très large ( $d > \lambda$ ) entre les sources excitatrices permettait d'accroître de façon non négligeable la directivité en association avec une structure BIE. Les réseaux très espacés créent généralement un faisceau très étroit mais des lobes secondaires de réseau apparaissent en contre partie et le niveau de ceux-ci est généralement important.

La structure BIE assure le filtrage spatial de ces lobes de réseaux et permet d'accroître encore la directivité dans cette configuration. Ainsi en association avec une structure BIE des réseaux très espacés peuvent être utilisés.

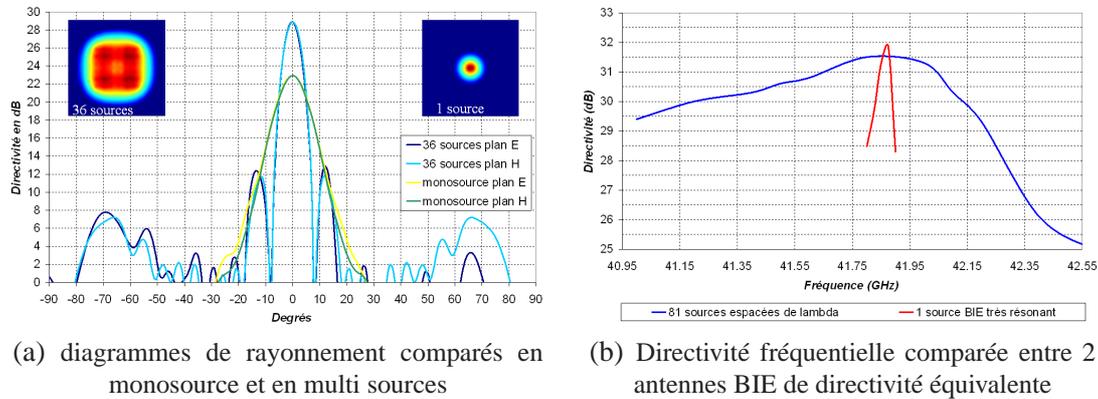


FIG. I.28 : Comparaison entre une antenne BIE monosource et une antenne BIE multi sources [41]

Cette avancé significative a entraîné dans son sillage la recherche sur la possibilité de sélectionner une direction de rayonnement particulière d'un cône de rayonnement tel qu'il était décrit par D.R.Jackson en 1993 [31] [41]. Cette potentialité a été prise très au sérieux dans l'équipe CREAPE de L'IRCOM de Limoges dès 2003. Il a été vérifié que le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE multi sources pouvait être approximé par le rayonnement obtenu avec une seule source couplé au facteur de réseau qui dépend des paramètres intrinsèques du réseau, ceci même dans le cas d'une antenne réalisant un dépointage.

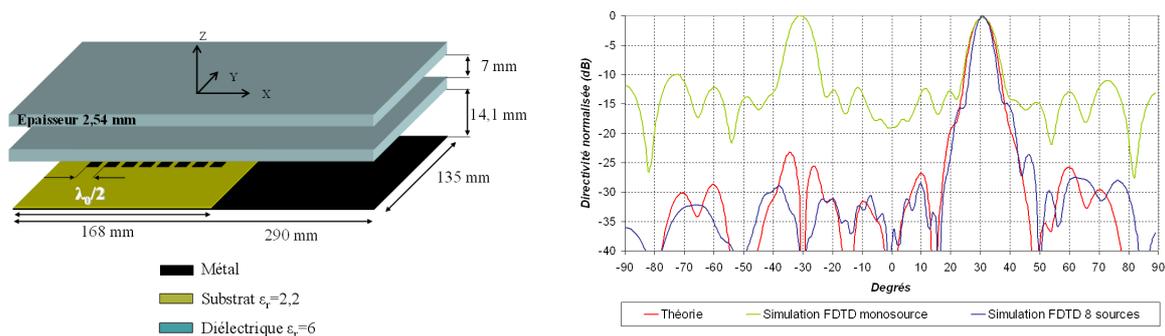


FIG. I.29 : Comparaison entre une antenne BIE monosource et une antenne BIE multi sources [41]

La réalisation d'une antenne BIE à faisceaux dépointés est désormais possible avec une faible ouverture angulaire en élévation et en azimut. Cette possibilité est illustrée avec une antenne conçue de manière théorique par L.Léger (figure I.29).

Cette perspective laisse entrevoir des pistes intéressantes quant à la conception d'antennes à reconfigurabilité de diagramme. La suite de cette étude a fait partie de mon travail de thèse.

## I.4 PRÉSENTATION DU SUJET DE THÈSE

L'état de l'art qui a été présenté dans cette courte partie permet de se faire une idée générale des axes de recherches qui intéressent actuellement la communauté scientifique spécialisée. Pour résumer, un certain nombre de voies se dégagent.

Tout d'abord les FSS, du fait de leurs propriétés singulières, sont très utilisées dans le cadre d'applications telles que le multibandes, l'élargissement de la bande passante et d'une manière générale la reconfigurabilité.

Dans un autre cadre, l'utilisation d'un nombre multiple de sources est aussi très recherché pour apporter de l'agilité et de la résolution au niveau du diagramme de rayonnement. Avec une excitation multi sources, il est possible de réaliser de la formation de faisceau, des antennes directives large bande, des antennes à dépointage.

Un des axes de recherches du département OSA au laboratoire XLIM de Limoges se positionne totalement sur cette problématique de développement des antennes BIE. Les voies de recherches initiées dans le département pour cette thématique générale sont multiples et rejoignent les deux axes principaux évoqués précédemment.

Le sujet de ce mémoire de thèse s'inscrit dans ce contexte. En effet, le développement de ces voies de recherche nécessite de cerner les potentialités de chaque configuration d'antenne de manière rapide et fiable. Se pencher sur cet aspect devenait une priorité car la stratégie de l'équipe OSA était jusque là basée sur une utilisation d'abaques coûteuses en temps de conception. En effet, un abaque n'est valable que s'il est utilisé dans le strict cadre applicatif pour lequel il a été conçu. Par exemple, certains abaques ont été réalisés pour une configuration monosource et pour un pointage axial. Un certain nombre d'abaques ont d'abord été réalisés à partir du calcul systématique du facteur de qualité en configuration matériau BIE entier.

Les facteurs de qualité sont fonction du nombre de plaques diélectriques de la permittivité de celles ci ont pu être extraits. A partir de ceux ci et de l'excitation de l'antenne par une source patch une série complète d'abaques a été réalisée :

- Directivité de l'antenne en fonction du coefficient de qualité
- Bande passante en fonction du coefficient de qualité
- Bande passante en fonction de la directivité

Cette série d'abaques peut être adaptée par analogie à des matériaux métalliques ou des matériaux diélectriques plus complexes avec le calcul du coefficient de qualité. Cependant, cette détermination empirique est approximative et doit être révisée si la source change. D'autre part, il est évident que ceux-ci ne peuvent être adaptés à un cas où l'antenne devrait réaliser un dépointage. Un autre exemple est l'utilisation de la structure BIE en multi sources. L'espacement entre les sources était jusque là difficile à évaluer en accord avec les potentialités de filtrage du matériau. Ainsi, un espacement trop important pouvait faire apparaître d'importants lobes de réseau dont le niveau était difficilement quantifiable avant toute simulation électromagnétique rigoureuse.

Développer des abaques adaptés à chaque situation ne semble plus être une solution convenable. Aussi, un grand effort de modélisation de ces antennes doit être entrepris, d'une part pour améliorer la compréhension des différents dispositifs et d'autre part pour faciliter leur conception et anticiper les problèmes inhérents à chaque dispositif.

Devant la multitude d'applications potentielles de ces antennes, il devenait impératif de connaître les potentialités de chaque architecture. Pour cette raison, une première partie de cette thèse a consisté à concevoir des outils numériques adaptés et susceptibles de rendre compte des capacités de l'antenne de manière très rapide. Cet impératif a amené à se documenter sur les méthodes de conception déjà implémentées ailleurs. Ainsi, diverses approches conceptuelles, seront présentées dans le chapitre 2. Ces méthodes ont permis d'aboutir au développement d'outils numériques fiables et rapides permettant d'évaluer les potentialités des structures.

L'implémentation d'un code semi analytique basé sur le calcul d'une fonction **Sélectivité spatiale** du filtre BIE (calcul issu de la méthode d'analyse des résonateurs Fabry-Perot) à laquelle on superpose l'effet d'une source, a notamment contribué à l'amélioration de nos capacités d'analyse et de compréhension de ce type de structure. Cet outil de conception a été réalisé pour des agencement de matériaux BIE de type diélectriques 1D par commodité, parce que cette configuration de matériau était naturellement adaptée à un formalisme analytique. Cette partie sera développée dans le chapitre 2. Il est toutefois parfaitement envisageable de l'adapter à des configurations plus complexes (BIE métalliques,...) , ce qui est d'ailleurs entrepris actuellement dans le laboratoire. Cet outil analytique permet de calculer précisément les potentialités de toutes les configurations d'antenne basées sur une architecture BIE diélectrique 1D. Les propriétés de filtrage spatial et fréquentiel du résonateur BIE sont évaluées et couplées à une excitation. Les types d'excitation implémentés ne se limitent pas à un cas monosource, le cas des réseaux a aussi été rendu opérationnel.

L'idée générale de l'autre grande partie de ces travaux a été de définir et établir, à partir d'un gabarit de performances, la structure d'excitation à associer avec le résonateur BIE pour satisfaire un cahier des charges spécifique. Cette partie commence par une étude approfondie des dispositifs d'excitation potentiels. Il convient ensuite d'étudier de manière rigoureuse l'effet du résonateur BIE sur le dispositif d'excitation. Ce travail nécessite également d'apporter des innovations en terme de méthode de conception pour aboutir à des solutions conformes à nos attentes.

Le premier point clé est bien entendu de définir la fonction de rayonnement à synthétiser. Cette fonction est indispensable pour connaître les spécifications de l'application comme par exemple le gain, l'angle de pointage, la bande passante. Ce dernier point est d'ailleurs important car il permet de fixer le nombre de sources d'excitation à employer.

L'excitation multi sources du résonateur BIE a permis d'ouvrir de nouvelles voies de recherches. Le champ d'applications d'une excitation multi sources du résonateur BIE est vaste et va du domaine de la formation de faisceau, du domaine des antennes grand gain et large bande passante, du domaine du dépointage, de la polarisation circulaire ...

L'utilisation de dispositifs multi sources a cependant engendré des problèmes jusque là imperceptibles en monosource. En effet, à cause de son caractère résonant, le résonateur BIE en association avec un réseau de sources rayonnantes a exacerbé un certain nombre d'effets de couplage non désirés. Ce couplage inter-source est une des nouvelles problématiques. Ce paramètre, nous le verrons dans les chapitres suivants, va interférer de manière destructive sur les diagrammes de rayonnement, sur l'adaptation du dispositif mais également sur la distribution des pondérations (amplitude et phase).

L'évolution de mon travail nous a donc amenée à nous interroger sur la problématique des antennes fortement couplées. Il a fallu résoudre le problème pour aboutir à la mise en place d'un outil de synthèse qui permet de composer avec les couplages tout en garantissant les gabarits de rayonnement et les efficacités.

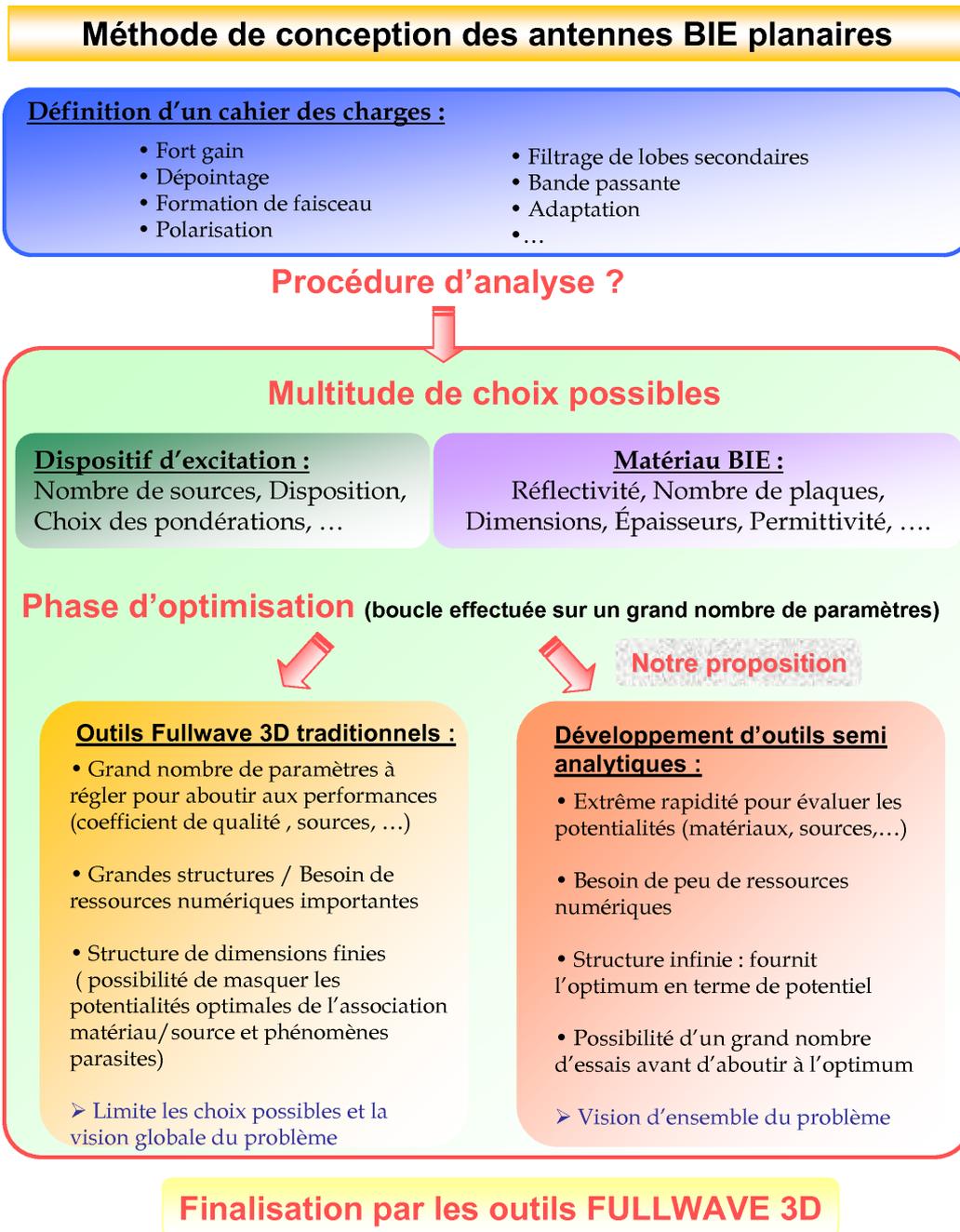


FIG. I.30 : Synoptique relatif à la méthode de conception des antennes à résonateur BIE planaire

**ÉTAT DE L'ART SUR LES MÉTHODES DE  
CONCEPTION DES ANTENNES À  
RÉSONATEUR BIE PLANAIRE,  
DÉVELOPPEMENT D'UN OUTIL  
SEMI-ANALYTIQUE**

---

**Sommaire**

---

<b>II.1 INTRODUCTION</b> . . . . .	<b>51</b>
<b>II.2 THÉORIES UTILISÉES POUR INTERPRÉTER LE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES BIE</b> . . . . .	<b>53</b>
II.2.1 La méthode quasi-optique : l'antenne à cavité Fabry-Pérot . . . . .	53
II.2.2 La théorie des antennes à ondes de fuites . . . . .	57
II.2.3 La méthode des matériaux BIE à défaut . . . . .	62
<b>II.3 ORIGINALITÉ DE LA MÉTHODE PROPOSÉE : UNIFICATION DES AP- PROCHES</b> . . . . .	<b>68</b>
II.3.1 Mise en évidence des points de complémentarité entre les trois méthodes	68
II.3.2 Analogie entre le mode d'onde de fuite rayonné et le mode BIE à défaut	72

II.3.2.1	Méthode FDTD pour étudier les lois de propagation dans les milieux périodiques, Tracé des courbes de dispersion . . .	72
II.3.2.2	Tracé des courbes de dispersion d'une antenne BIE à défaut	75
II.3.3	Expression de la condition de résonance . . . . .	77
II.3.4	Conclusion et évolutions nécessaires . . . . .	81
<b>II.4</b>	<b>LA MÉTHODE ANALYTIQUE DU FILTRE SPATIAL DÉVELOPPÉE AU COURS DE MES TRAVAUX DE THÈSE . . . . .</b>	<b>82</b>
II.4.1	Le code semi-analytique . . . . .	82
II.4.2	1 <sup>ère</sup> étape : caractéristiques du miroir BIE . . . . .	82
II.4.3	2 <sup>ème</sup> étape : calcul de la sélectivité spatiale du filtre BIE . . . . .	88
II.4.4	3 <sup>ème</sup> étape : couplage du filtre BIE et de la source d'excitation . . . . .	92
II.4.5	4 <sup>ème</sup> étape : étude du dimensionnement latéral de l'antenne par l'approche analytique . . . . .	94
II.4.5.1	Transposition de l'outil semi-analytique dans la base des vecteurs phaseurs . . . . .	94
II.4.5.2	Extension des performances de l'outil pour évaluer le dimensionnement transverse des antennes . . . . .	97
II.4.5.3	Analyse de l'influence d'une limitation transverse sur le rayonnement de l'antenne BIE . . . . .	100
<b>II.5</b>	<b>VALIDATION DE LA MÉTHODE PAR COMPARAISON À DES LOGICIEL TYPE FULLWAVE 3D . . . . .</b>	<b>102</b>
II.5.1	Antenne BIE excitée par un dipôle hertzien et réalisant un dépointage - Validation par un outil FDTD développé à XLIM . . . . .	102
II.5.2	Validation par CST Microwave Studio . . . . .	105
<b>II.6</b>	<b>COMPLÉMENT : EXTENSION DU PRINCIPE ANALYTIQUE À UN DISPOSITIF MULTI SOURCES . . . . .</b>	<b>115</b>
<b>II.7</b>	<b>CONCLUSION . . . . .</b>	<b>117</b>

---

## II.1 INTRODUCTION

Dans ce second chapitre, nous faisons un inventaire des différentes interprétations scientifiques mises en avant dans la littérature pour expliquer le fonctionnement des antennes BIE planaires. Ainsi, une bibliographie objective est présentée ci après sur les différentes approches théoriques liées au développement de ce type d'antenne. Le besoin de développer de nouvelles fonctions d'agilité ou d'améliorer les performances de l'antenne BIE, ne peut être envisagé qu'avec une connaissance parfaite des propriétés intrinsèques de la structure BIE utilisée.

Une partie de ma thèse est orientée autour de l'élaboration de méthodes de conception adaptées à la réalisation de ce type d'antenne. Comme cela a été évoqué dans la partie précédente, un certain nombre d'approches méthodologiques différentes ont été adoptées et adaptées suivant les éventuels besoins et les problématiques rencontrées. Sans entrer dans la même démarche énumérative que pour le chapitre précédent, nous allons présenter succinctement les quelques méthodes conceptuelles qui sont appliquées à l'étude de ce type d'antennes.

Ce chapitre servira aussi à présenter la démarche qui est maintenant la notre, et qui est le fruit du développement d'un certain nombre d'outils analytiques. Au commencement de cette thèse, la conception d'antenne BIE demandait une étude préalable méthodique à partir d'outils numériques utilisant des codes électromagnétiques rigoureux tels que des codes FDTD (Finite Difference Time Domain) ou FIT (Finite Integration Technique [55]). Une des méthodes souvent utilisée consiste à calculer le coefficient de transmission d'un matériau BIE à défaut en incidence normale. Ce calcul fournit un facteur de qualité, à partir duquel on détermine de façon plus ou moins approchée des informations telles que la directivité et la bande passante. De cette façon un certain nombre d'abaques ont été réalisés. Le premier inconvénient majeur de cette méthode est que la source d'excitation de la structure BIE n'est pas prise en compte. Il devient difficile d'instaurer une règle générale de conception. De plus, cette méthode ne permet pas de concevoir une antenne à dépointage vu que le matériau BIE est seulement caractérisé en incidence normale, aussi aucune information ne peut rendre compte du comportement angulaire de la structure. De la même façon et quelle que soit la structure, le niveau des lobes secondaires reste une inconnue.

Nous allons proposer une méthode analytique qui permet de caractériser les propriétés spatiales de la structure BIE et de s'affranchir des simulateurs électromagnétiques de type Fullwave 3D demandeurs de ressources numériques importantes.

La simulation électromagnétique rigoureuse pourra intervenir en fin de processus. Cette démarche d'analyse améliorera de manière significative la phase de paramétrage autour de la conception de telles antennes. Cela permettra notamment d'analyser le comportement de l'antenne BIE sur une large bande de fréquence et aussi d'identifier les paramètres qui affectent les performances générales de l'antenne. La méthode analytique est basée notamment sur le calcul d'une fonction que nous avons appelé **sélectivité spatiale**. Cette fonction est représentative de la qualité de filtrage spatial et fréquentiel de la structure BIE. Elle permet de se faire une idée rapide et précise des possibilités de l'antenne.

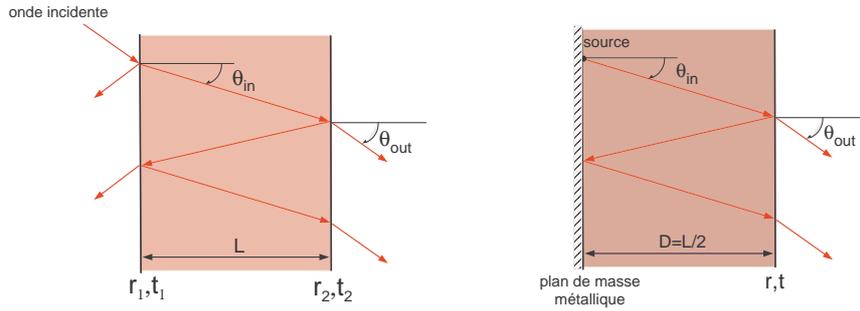
## **II.2 THÉORIES UTILISÉES POUR INTERPRÉTER LE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES BIE**

Avant de décrire la méthode semi-analytique que nous avons mis en oeuvre, nous proposons d'exposer dans la partie ci-après les trois méthodes principales qui sont aujourd'hui utilisées pour concevoir des antennes BIE.

### **II.2.1 La méthode quasi-optique : l'antenne à cavité Fabry-Pérot**

La première approche détaillée ici est une méthode dérivée de l'optique et de la théorie de l'interféromètre de Fabry Pérot. L'interféromètre de Fabry-Perot est un interféromètre optique constitué de deux surfaces partiellement réfléchissantes planes à hauts coefficients de réflexion. La lumière entrante effectue de multiples allers-retours à l'intérieur de cette cavité, et ressort partiellement à chaque réflexion. Les différents rayons lumineux sortants interfèrent entre eux. Les rayons lumineux sortant par la deuxième surface n'ont pas parcouru la même longueur de trajet (ou chemin optique). Ainsi, ils présentent un déphasage  $\delta$  l'un par rapport à l'autre, dépendant de l'angle  $\theta$ . Ces deux rayons interfèrent entre eux ainsi qu'avec tous les autres rayons qui auront été réfléchis plusieurs fois entre les deux surfaces réfléchissantes. On peut alors montrer que, selon la valeur de  $\theta$ , le rayon est transmis ou ne l'est pas.

Ce dispositif sélectif est utilisé pour réaliser des cavités optiques ou des lasers. Une cavité optique est un dispositif dans lequel certains rayons lumineux sont susceptibles de rester confinés grâce à des miroirs sur lesquels ils se réfléchissent. Ces cavités sont indispensables aux lasers pour que leur lumière passe plusieurs fois dans leur milieu amplificateur. La lumière réfléchi plusieurs fois par les miroirs peut interférer avec elle-même. Il en découle que seules quelques longueurs d'onde peuvent être présentes dans la cavité et peuvent être amplifiées à la sortie du dispositif.



(a) Schéma de principe d'un interféromètre de Fabry-Pérot : les rayons lumineux sont réfléchis à l'intérieur de la cavité et en ressortent partiellement

(b) Modèle Fabry-Pérot : multiples réflexions entre le plan métallique et le plan partiellement réfléchissant

**FIG. II.1 : Modèle de la cavité Fabry-Pérot et principe de l'antenne Fabry-Pérot**

Par analogie, si l'on considère une structure adaptée à des longueurs d'ondes plus grandes, comme par exemple aux longueurs d'ondes micro-ondes, il est tout à fait possible d'obtenir le même type de confinement. De cette façon, une structure antennaire composée de deux murs réfléchissants peut être assimilée à une cavité Fabry-Pérot. L'antenne ainsi créée possède des propriétés de confinement variables en fonction de la fréquence, de la réflectivité des deux murs et de la distance qui les séparent.

Cette approche quasi optique est liée à un modèle d'ondes planes. Celles-ci arrivent sur le résonateur Fabry-Pérot avec une incidence particulière. Considérons, un résonateur Fabry-Pérot constitué de deux miroirs  $M_1$  et  $M_2$  séparés d'un milieu diélectrique d'épaisseur  $D$  et de permittivité  $\epsilon_r$ . Une partie de l'onde arrivant sur le miroir  $M_1$  est réfléchiée, l'autre traverse celui-ci, entre dans le milieu diélectrique et interagit avec le miroir  $M_2$ . Au niveau de ce nouvel interface, une partie de l'onde est encore transmise et l'autre réfléchiée. Ceci produit de multiples réflexions entre les interfaces des deux miroirs dans le milieu  $\epsilon_r$ . Les deux miroirs sont caractérisés par  $r_1$ ,  $r_2$ , et  $t_1$ ,  $t_2$ , les coefficients de réflexion et transmission. Il est possible de calculer les coefficients de réflexion et de transmission du résonateur Fabry-Pérot en considérant les relations :

$$\frac{E_r}{E_i} = \left\{ r_1 + \frac{t_1^2 r_2 \exp(-j2\Phi)}{1 - r_1 r_2 \exp(-j2\Phi)} \right\} \quad (\text{II.1})$$

$$\frac{E_t}{E_i} = \left\{ \frac{t_1 t_2 \exp(-j\Phi)}{1 - r_1 r_2 \exp(-j2\Phi)} \right\} \quad (\text{II.2})$$

avec  $\Phi = \frac{2\pi}{\lambda} L$

La puissance transmise par le résonateur peut s'écrire :

$$T_{\text{FP}} = \left[ \frac{E_t}{E_i} \right] \left[ \frac{E_t}{E_i} \right]^* = \frac{t_1^2 t_2^2}{1 - 2 \|r_1\| \|r_2\| \cos(2\Phi - \angle r_1 - \angle r_2) + r_1^2 r_2^2} \quad (\text{II.3})$$

La puissance réfléchie par le résonateur peut s'écrire :

$$R_{\text{FP}} = \frac{r_1^2 - 2 \|r_1\| \|r_2\| \cos(2\Phi - \angle r_1 - \angle r_2) + r_2^2}{1 - 2 \|r_1\| \|r_2\| \cos(2\Phi - \angle r_1 - \angle r_2) + r_1^2 r_2^2} \quad (\text{II.4})$$

avec  $t_i = \|t_i\| \cdot \exp(j\angle t_i)$  et  $r_i = \|r_i\| \cdot \exp(j\angle r_i)$

Le maximum de transmission dans une direction normale aux miroirs est obtenue quand la relation II.5 est satisfaite :

$$\frac{2\phi - \angle r_1 - \angle r_1}{2} = q\pi \quad (\text{II.5})$$

et la fréquence de résonance donnée par :

$$f_{\text{res}} = \frac{c}{2L} \left( q + \frac{\angle r_1 + \angle r_1}{2\pi} \right) \quad (\text{II.6})$$

Les résonateurs Fabry-Pérot sont généralement constitués par des grilles métalliques qui jouent le rôle de miroirs aux fréquences micro-ondes.

Cette topologie peut être simplifiée dans le cas où les deux miroirs constituant le système sont identiques, en plaçant au niveau de l'axe de symétrie un plan parfaitement réfléchissant. La nouvelle structure ainsi créée est deux fois plus mince ( $D = L/2$ ) et les ondes ne peuvent plus s'échapper que par le plan partiellement réfléchissant [25, 37].

Ce modèle considère finalement une cavité limitée sur sa face inférieure par un plan *parfaitement* réfléchissant et sur sa face supérieure par un mur *partiellement* réfléchissant. La hauteur  $D$  entre le mur métallique et le mur partiellement réfléchissant est généralement choisie telle que les rayons qui traversent ce dernier sortent en phase dans la direction normale à l'antenne.

En positionnant une source d'ondes planes entre les deux parois réfléchissantes ou sur le mur métallique inférieur, on crée de multiples réflexions dont l'amplitude décroît avec l'éloignement du point d'émission. La sommation complexe des contributions dues aux rayons ayant traversé le mur réfléchissant peut être considérée de la manière suivante :

$$E = \sum_{n=0}^{\infty} f(\theta) E_0 r^n \sqrt{1 - r^2} \exp(j\Phi_n) \quad (\text{II.7})$$

avec  $f(\theta)$ , la contribution de la source,  $\Phi_n$  la phase des rayons à la sortie du PRW.

Cette phase est dépendante du nombre de réflexions et peut s'écrire :

$$\Phi_n = n \left[ -\frac{4\pi}{\lambda} D \cos \theta - \pi + \psi \right] \quad (\text{II.8})$$

En assumant  $|r| < 1$ , alors :

$$\sum_{n=0}^{\infty} (r \cdot \exp(j\Phi))^n = \frac{1}{1 - r \exp(j\Phi)} \quad (\text{II.9})$$

Cette simplification permet d'apprécier l'allure du diagramme de rayonnement de l'antenne en puissance :

$$S = \frac{1 - r^2}{1 + r^2 - 2r \cos \left( \Phi - \pi - \frac{4\pi}{\lambda} D \cos \theta \right)} f^2(\theta) \quad (\text{II.10})$$

En manipulant la relation précédente, on peut déduire la condition pour laquelle le maximum de puissance est atteint dans la direction axiale :

$$\Phi(0) - \pi - \frac{4\pi}{\lambda} D = 2n\pi \quad (\text{II.11})$$

On peut ainsi déterminer la hauteur de cavité  $L$  :

$$L = \left( \frac{\Phi(0)}{\pi} - 1 \right) \frac{\lambda}{4} + n \frac{\lambda}{2} \quad (\text{II.12})$$

La bande passante  $BP$  peut être également évalué de manière analytique :

$$BP = \frac{\Delta f_{1/2}}{f_0} = \frac{\lambda}{2\pi D} \cdot \frac{1 - |r|}{\sqrt{|r|}} \quad (\text{II.13})$$

Cet ensemble de relations permet de comprendre qu'une augmentation de la réflectivité du PRW se traduit par une augmentation de la directivité et par la réduction de la bande passante. Les éventuelles différences de comportement vis à vis de la polarisation ne sont généralement pas pris en compte.

Cette approche optique constitue un moyen simple de modéliser le comportement de l'antenne. Il peut également servir à modéliser des miroirs plus complexes comme des miroirs concaves. Pour résumer le résonateur Fabry-Pérot est donc considéré comme une cavité dont les caractéristiques principales dépendent des miroirs qui la composent. Cette approche considère l'antenne Fabry-Pérot comme une structure capable de transmettre la puissance apportée dans la cavité à l'extérieur du ou des miroirs selon une logique dépendante des caractéristiques en réflexion et en transmission des miroirs après une agression par ondes planes.

Cette fonction nommée  $S$  dans les travaux [25] a suscité notre intérêt. Elle rend compte de la capacité de la structure à filtrer certaines directions de rayonnement et montre le caractère résonant de l'antenne.

## **II.2.2 La théorie des antennes à ondes de fuites**

Les professeurs D.R.Jackson et A.A.Oliner ont montré que cette configuration d'antenne pouvait être décrite par un fonctionnement attribuable aux ondes de fuites [27, 26]. L'onde de fuite qui se propage le long de cette antenne est rayonnée de façon progressive avec une vitesse importante. La constante de propagation  $\Gamma$  de cette onde est complexe. Sa constante d'atténuation dénote de la perte d'énergie continue le long de la structure. La variation de champ le long de la structure répond directement du lien entre les vecteurs d'onde :

$$k^2 = k_x^2 + k_y^2 + k_z^2$$

Si l'onde fuite se propage suivant la direction longitudinale  $z$  :  $k_z = -j\Gamma_z = \beta_z - j\alpha_z$ .

Le vecteur d'onde dans la direction transverse  $x$  s'écrit avec  $\beta_x > 0$  et  $\alpha_x > 0$  sous la forme :

$$k_x = \beta_x - j\alpha_x$$

La variation de champ suivant l'onde de fuite dans la direction  $x > 0$  est proportionnelle à  $e^{-\alpha_x + j\beta_x}$ . Cette expression traduit la perte d'énergie par rayonnement et la propagation de l'onde sur la dimension transverse.

La théorie des ondes de fuites a été utilisée pour cerner l'impact des superstrats sur le rayonnement des antennes imprimées dans les travaux de D.R.Jackson. La structure généralement étudiée est composée d'un premier diélectrique de permittivité  $\epsilon_{r1}$  d'épaisseur  $D$  surmonté d'un ou plusieurs superstrats de permittivité  $\epsilon_{rn}$  d'épaisseur  $e_n$ . Par commodité, cette étude a d'abord été menée sur un dipôle infinitésimal. Le dipôle est positionné dans le premier diélectrique à une hauteur  $h$  et suivant l'axe  $Ox$ .

En résolvant les équations de Green aux différentes couches de la structure une solution exacte peut être trouvée en calculant la répartition du champ sur l'ouverture.

Les champs au dessus de l'antenne peuvent être évalués en considérant les expressions suivantes en fonction du vecteur potentiel  $\vec{\Pi}$  [27] :

$$\vec{H} = j\omega\epsilon\nabla \times \vec{\Pi} \quad (\text{II.14})$$

$$\vec{E} = k^2\vec{\Pi} + \nabla(\nabla \cdot \vec{\Pi}) \quad (\text{II.15})$$

En résolvant  $\vec{\Pi}$  en accord avec les conditions aux limites, les composantes  $\Pi_x$  et  $\Pi_z$  peuvent s'écrire dans la région ( $z > h$ ) avec :

$$\Pi_x(r, z) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{f(k_r r)}{D_e(k_r)} e^{-jk_z(z-h)} H_0(k_r r) dk_r \quad (\text{II.16})$$

et :

$$\Pi_z(r, z) = \cos \varphi \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{g(k_r r)}{D_e(k_r) D_m(k_r)} e^{-jk_z(z-h)} H_1(k_r r) dk_r \quad (\text{II.17})$$

où :  $r = \sqrt{x^2 + y^2}$  et  $k_z = \sqrt{k_0^2 - k_r^2}$

Dans ces expressions  $f, g, D_e$  et  $D_m$  sont des fonctions complexes dépendantes de la variable  $k_r$ . Les valeurs de ces variables sont calculées dans les articles suivants [26, 29].

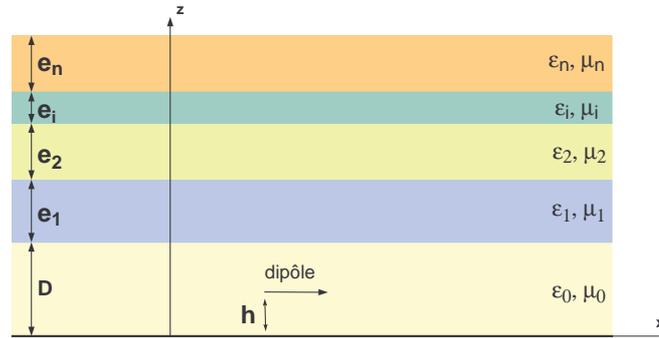


FIG. II.2 : Structure de l'antenne diélectrique multicouche à ondes de fuite

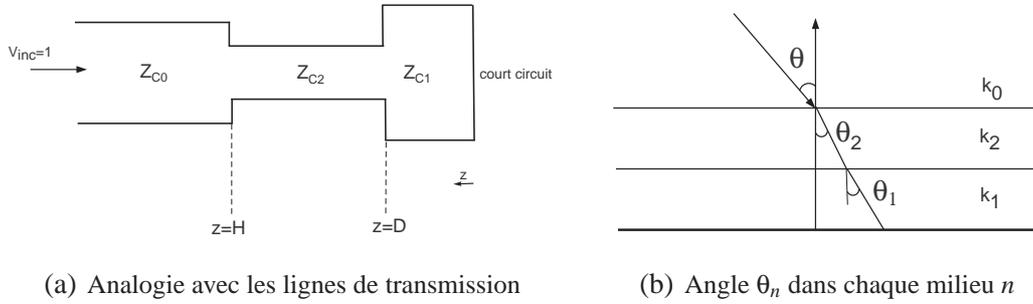
De manière générale, le champ  $E$  au niveau du dipôle est connu dans toutes les directions  $\theta$  et  $\varphi$ . Le champ  $E$  au sein de la structure multicouche peut être calculé en modélisant chaque couche à la manière d'une ligne de transmission connaissant ses caractéristiques comme l'impédance et la constante de propagation dépendantes de  $\theta$ . La composante  $E_\theta$  correspondra au champ  $\vec{E}$  dans le plan du dipôle et la composante  $E_\varphi$  à un champ  $\vec{E}$  normal au plan du dipôle.

Dans le cas où le dipôle est positionné suivant l'axe  $Ox$  :

$$E_{\theta} = -\cos \varphi \left( \frac{j\omega\mu_0}{4\pi R} \right) e^{-jk_0 R} G(\theta) \quad (\text{II.18})$$

$$E_{\varphi} = \sin \varphi \left( \frac{j\omega\mu_0}{4\pi R} \right) e^{-jk_0 R} F(\theta) \quad (\text{II.19})$$

Les fonctions  $F(\theta)$  et  $G(\theta)$  dépendent de  $\theta$  et elles représentent la tension dans la ligne de transmission équivalente due à une tension incidente de valeur 1 (figure II.3).



**FIG. II.3 : Schéma de principe des lignes de transmission**

$$G(\theta) = 2 \frac{T}{Q + jP} \cos \theta \quad (\text{II.20})$$

$$F(\theta) = 2 \frac{T}{M + jN} \quad (\text{II.21})$$

Les valeurs de  $T$ ,  $Q$ ,  $P$ ,  $M$  et  $N$  s'expriment de la manière suivante :

$$T = \sin [\beta_1 h] \sec [\beta_1 D] \sec [\beta_2 e]$$

$$Q = \tan [\beta_1 D] + \frac{\epsilon_1 n_2(\theta)}{\epsilon_2 n_1(\theta)} \tan [\beta_2 e] \quad P = -\frac{\epsilon_1}{n_1(\theta)} \cos \theta \left[ 1 - \frac{\epsilon_2 n_1(\theta)}{\epsilon_1 n_2(\theta)} \tan [\beta_1 D] \tan [\beta_2 e] \right]$$

$$M = \tan [\beta_1 D] - \frac{\mu_2 n_1(\theta)}{\mu_1 n_1(\theta)} \tan [\beta_2 e] \quad N = -\frac{n_1(\theta)}{\mu_1} \sec \theta \left[ 1 - \frac{\mu_1 n_2(\theta)}{\mu_2 n_1(\theta)} \tan [\beta_1 D] \tan [\beta_2 e] \right]$$

avec :

$$\beta_1 = k_0 n_1(\theta) \quad \beta_2 = k_0 n_2(\theta)$$

$$n_1(\theta) = \sqrt{n_1^2 - \sin^2 \theta} = n_1 \cos \theta_1 \quad n_2(\theta) = \sqrt{n_2^2 - \sin^2 \theta} = n_2 \cos \theta_2$$

$n_1$  et  $n_2$  représentent les indices effectifs et dépendent de  $\theta$ .

Le gain de l'antenne peut alors s'exprimer par la relation :

$$\boxed{Gain(\theta, \varphi) = \frac{4 \left( \sin^2 \varphi |F(\theta)|^2 + \cos^2 \varphi |G(\theta)|^2 \right)}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[ |F(\theta)|^2 + |G(\theta)|^2 \right] \sin \theta d\theta}} \quad (\text{II.22})$$

Ce gain est valable pour une antenne de dimensions transverses infinies, excitée par un dipôle infinitésimal. Comme pour la première méthode, un certain nombre de conclusions sur le dimensionnement peuvent être tirées. Les conditions sur les épaisseurs  $D$  et  $e_i$  pour obtenir une antenne grand gain dans l'axe sont les suivantes :

$$\frac{n_1 D}{\lambda_0} = \frac{m}{2} \quad (\text{II.23})$$

$$\frac{n_i e_i}{\lambda_0} = \frac{2p-1}{4} \quad (\text{II.24})$$

où  $m$  et  $p$  sont des entiers positifs

Dans les cas où une antenne à dépointage devrait être conçue les épaisseurs  $D$  et  $e_i$  doivent vérifier les relations :

$$\frac{n_1 D}{\lambda_0} \sqrt{1 - \frac{\sin^2 \theta_p}{n_1^2}} = \frac{m}{2} \quad (\text{II.25})$$

$$\frac{n_i e_i}{\lambda_0} \sqrt{1 - \frac{\sin^2 \theta_p}{n_i^2}} = \frac{2p-1}{4} \quad (\text{II.26})$$

Ces conditions de résonances sont attribuées à la présence conjointe d'ondes de fuites transverses électriques TE et d'ondes de fuites transverses magnétiques TM. Des formules présentées dans l'article [29] permettent de montrer que l'atténuation de ces ondes décroît de façon inversement proportionnelle à l'augmentation du gain. L'estimation de cette atténuation permet de dimensionner la structure transversalement.

Cette approche très intéressante sur les structures à ondes de fuite permet de bien appréhender le phénomène lié au guidage des ondes entre le plan de masse et le superstrat. Elle apporte une explication au comportement de l'antenne au dessus de l'apparition du mode guidé. De plus, un ensemble de relations permet de calculer le diagramme de rayonnement d'une antenne excitée par un dipôle infinitésimal. Cette idée de coupler le diagramme de rayonnement aux caractéristiques de la structure est intéressante. La gestion des deux polarisations est indispensable pour rendre compte de toutes les ondes TE et TM présentes dans l'antenne.

### II.2.3 La méthode des matériaux BIE à défaut

Dans cette dernière partie relative aux méthodes conceptuelles adaptées au design des antennes BIE, nous allons rappeler la théorie des matériaux BIE à défaut. Pour cela l'étude d'un matériau BIE sans défaut doit d'abord être menée. Cette étude préliminaire permet de comprendre ce qu'est une bande interdite et permet de la localiser.

Ces structures réfléchissent les ondes grâce à un phénomène d'interférences constructives entre les différentes couches composant le matériau. L'onde incidente est partiellement réfléchie 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. Dans le cas des structures périodiques à une seule dimension, un empilement de  $n$  plaques d'épaisseur  $\lambda_g/4$  et séparées de  $\lambda_0/4$  permet de créer une bande interdite centrée en  $f_0$ .

Une première méthode pour se rendre compte de l'existence d'une telle propriété consiste à étudier le matériau BIE en transmission. La figure II.4 montre le module du coefficient de transmission et le module du coefficient de réflexion d'une structure 1D sans défaut soumise à une onde électromagnétique d'incidence normale.

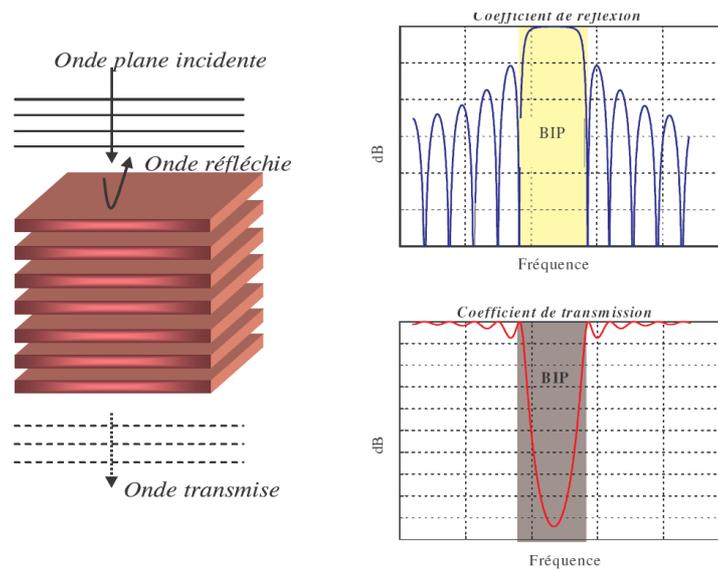


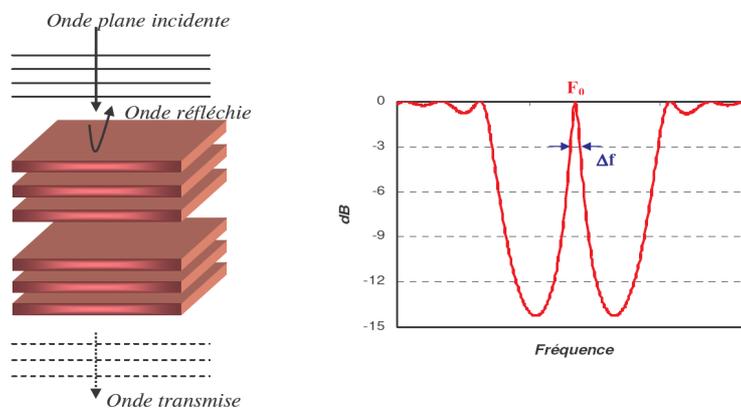
FIG. II.4 : Matériau BIE sans défaut

Le matériau BIE ne permet pas la réalisation d'une antenne directive de cette façon il doit être agencé d'une autre manière. Pour bien comprendre le principe de fonctionnement de l'antenne BIE planaire, il faut commencer par l'étude des effets de l'ajout d'un défaut dans la structure BIE classique.

Nous avons vu qu'une structure BIE classique crée une bande interdite, ce profil n'est pas directement utilisable pour faire une antenne car aucune transmission ne serait possible, il faut donc trouver une configuration qui assure un pic de transmission à la fréquence de travail en antenne. La remontée d'un pic de transmission est appelée bande permise au sein de la bande interdite (figure II.5). En comparant les coefficients de transmission, l'influence d'un défaut dans la structure périodique a été étudiée. Un défaut particulier consiste à insérer au milieu du matériau BIE un espacement d'une dimension  $\lambda_0$  (soit une rupture de la périodicité). Le défaut réalise un pic de transmission, c'est-à-dire une bande passante à l'intérieur de la bande interdite.

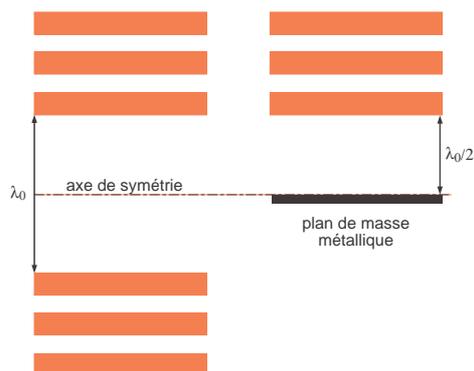
C'est dans cette bande que fonctionnera l'antenne. L'emplacement et les caractéristiques du pic de transmission sont directement liés aux dimensions du défaut. Le pic peut être décalé en fréquence en ajustant la taille du défaut. La largeur de la bande permise dépend du nombre de périodes et de la nature des matériaux constituant la structure. Le facteur de qualité  $Q$  de la structure BIE à défaut est le paramètre fondamental à partir duquel les potentialités de l'antenne pourront être déterminées.

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f_{-3dB}} \quad (\text{II.27})$$



**FIG. II.5 :** Matériau BIE à défaut

Pour autoriser le rayonnement de la structure seulement suivant une seule direction, un plan de masse est inséré au niveau de l'axe de symétrie ( plan de symétrie électrique CCE).

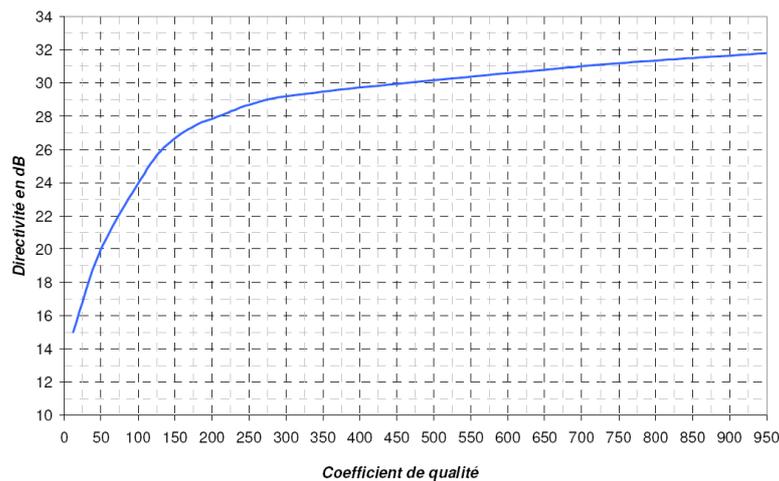


**FIG. II.6 :** Insertion d'un plan de masse au niveau de l'axe de symétrie de la structure BIE à défaut

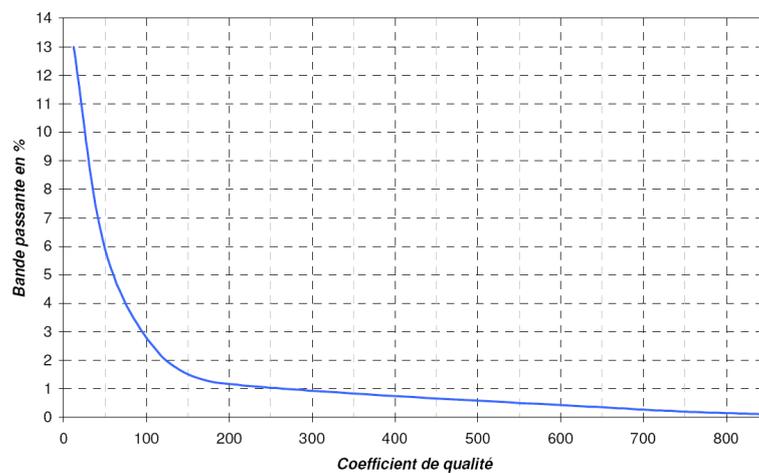
Si on insère une source d'excitation à l'intérieur de cette nouvelle structure, on obtient une antenne dont le fonctionnement est celui d'une cavité BIE à fuite.

Les champs électromagnétiques injectés par la sonde d'excitation vont résonner entre le plan de masse et le matériau BIE. Ce dernier est très réfléchissant. Dans cette plage de fréquence autorisée par la géométrie, l'image des champs dans le défaut va se projeter sur la face supérieure du matériau BIE formant ainsi une ouverture rayonnante sur cette face supérieure du matériau BIE. La taille de cette tache va dépendre du facteur de qualité du résonateur BIE.

Une fois la valeur du coefficient de qualité du matériau déterminé, une série d'abaques établis à partir de données expérimentales, permet d'évaluer immédiatement la valeur de la directivité maximale de l'antenne, ainsi que la bande passante de cette dernière. Les abaques présentés ci-dessous sont valables pour une source d'excitation de type patch.



(a) Abaque directivité fonction du facteur de qualité



(b) Abaque bande passante fonction du facteur de qualité

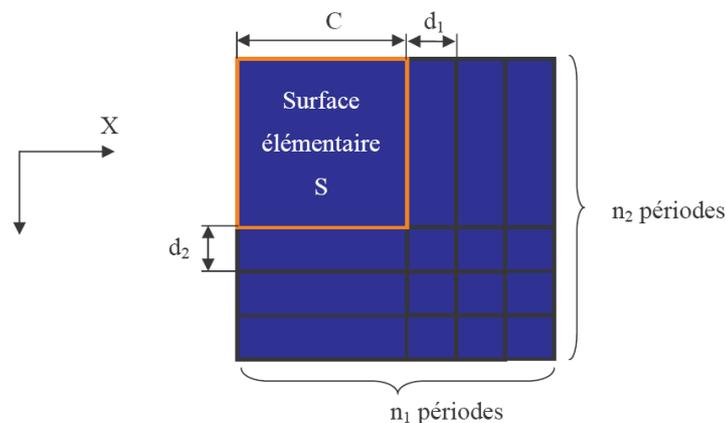
FIG. II.7 : *Abaques réalisés pour une excitation de type patch*

En se basant sur la théorie des ouvertures rayonnantes circulaires, on détermine les longueurs transversales minimum nécessaires pour obtenir le gain désiré. Le diamètre de l'antenne est donné par la relation :

$$A = \sqrt{\frac{10^{\frac{G_{dB}}{10}} \cdot \lambda^2}{\eta \cdot \pi^2}} \quad (\text{II.28})$$

Le paramètre  $\eta$  au dénominateur correspond au rendement de la loi d'éclairement de l'ouverture rayonnante.

Cette approche pour le dimensionnement latéral d'une antenne BIE a été étendue aux antennes BIE excitées par un dispositif multi sources. Pour calculer la directivité théorique de l'antenne BIE multi sources, les dimensions de la surface rayonnante équivalente doivent être calculées. Pour cela nous allons partir des dimensions d'une surface monosource, calculer les surfaces qui se recouvrent en fonctionnement multi sources et en déduire la surface rayonnante totale de l'antenne étudiée. De cette façon avec la nouvelle surface rayonnante équivalente, il est possible de connaître la directivité du dispositif.



**FIG. II.8 :** *Entrelacement des tâches rayonnantes*

On considère des surfaces carrées entrelacées de côté  $C$ , espacées d'une distance  $d_1$  sur la direction  $x$  et  $d_2$  en  $y$ .

$n_1$  et  $n_2$  représentent le nombre de motifs sur la direction  $x$  et  $y$ . Le calcul de la surface rayonnante équivalente du dispositif multi sources s'écrit :

$$S_{réseau} = S + n_1 (d_1 \times C) + n_2 [d_2 \times (C + n_1 d_1)]$$

dans le cas où :  $d_1 \leq C$  et  $d_2 \leq C$

La directivité peut alors être déterminée :

$$D_{réseau \text{ dB}} = 10 \log \left\{ \frac{4\pi f_g [S + n_1 (d_1 \times \sqrt{S}) + n_2 [d_2 \times (\sqrt{S} + n_1 d_1)]]}{\lambda^2} \right\} \quad (\text{II.29})$$

avec  $f_g$ , le rendement de surface optimal

( $f_g \approx 0.8 \Rightarrow$  valeur pour laquelle le niveau de lobe secondaire est acceptable (-20dB) et où l'on obtient un bon rapport encombrement / performances).

## II.3 ORIGINALITÉ DE LA MÉTHODE PROPOSÉE : UNIFICATION DES APPROCHES

### II.3.1 Mise en évidence des points de complémentarité entre les trois méthodes

Au regard des trois approches utilisées dans la communauté scientifique pour expliquer le fonctionnement de ce type d'antenne, la nécessité d'établir des points de convergence entre les trois méthodes nous apparaît nécessaire dans le but de les unifier. Nous pensons que ces trois méthodes présentent des intérêts complémentaires.

Tout d'abord, l'approche des ondes de fuite ("leaky waves") suppose qu'un ou plusieurs modes guidés à fuites sont installés dans la structure. Les propriétés des modes dans ce type de guide sont habituellement décrits et caractérisés par des courbes de dispersion (figure II.9).

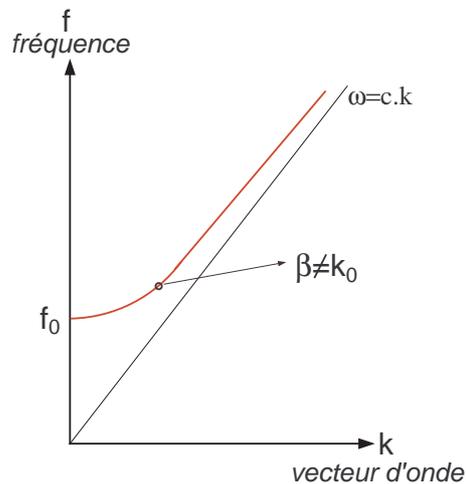


FIG. II.9 : Courbe de dispersion d'un mode dont la fréquence de coupure est  $f_0$

Sur ces tracés, il est généralement représenté la constante de propagation transversale  $\beta_i$  du mode guidé  $i$  en fonction de la fréquence  $f$ .  $f_i$  est la fréquence de coupure du mode guidé  $i$ . Au dessus de  $f_i$ , il existe une onde guidée qui peut se propager parallèlement aux interfaces avec la constante de propagation  $\beta = \beta(f_i)$ .

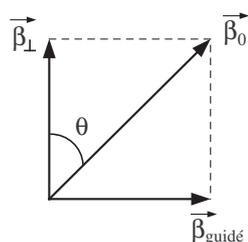


FIG. II.10 : Angle de rayonnement  $\theta$  en fonction du mode guidé

En assurant le respect de la continuité de la phase à l'interface au dessus de la structure à onde de fuite, il est possible de déterminer la direction  $\theta$  de rayonnement des ondes rayonnées issues du mode guidé.

$$\theta = \sin^{-1} \left( \frac{\beta_{\text{guidé}}}{k_0} \right) \quad (\text{II.30})$$

avec  $k_0 = 2\pi/\lambda$

Cette description spécifique des modes de fuite par l'intermédiaire des courbes de dispersion nous semble limitative car elle n'explique pas le fonctionnement de l'antenne au dessous de la fréquence de coupure du mode à fuite. En effet, à ces fréquences, le mode guidé n'existe pas encore, il est évanescant. D'autre part dans le cas où l'on se positionne après la fréquence de coupure, le comportement de la structure est connu seulement, pour un angle particulier qui correspond à l'angle  $\theta(f_i)$ . Une description angulaire et fréquentielle complète du comportement du guide à fuite est difficile à faire ressortir de cette caractérisation par la courbe de dispersion.

Par ailleurs, la notion de modes guidés impose naturellement la possibilité d'établir une condition de résonance entre les parois supérieures et inférieures du guide (figure II.11).

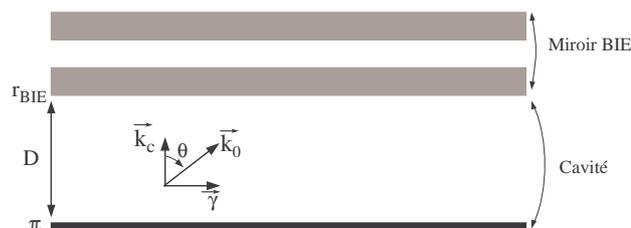


FIG. II.11 : Structure BIE classique pouvant être considérée comme un guide plan

Cette condition impose à la composante normale du vecteur d'onde  $k_c$  dans le résonateur BIE de prendre des valeurs discrètes.

$$-2k_c D + \angle \tilde{r} + \pi = 2n\pi \quad (\text{II.31})$$

avec  $\angle \tilde{r}$ , l'argument du coefficient de réflexion du miroir partiellement réfléchissant.

Les solutions répondant à cette condition de résonance correspondent notamment au mode de défaut et au mode assurant le maximum de transmission de la fonction de sommation  $S$  étudiée par la méthode Fabry-Pérot.

Cette fonction  $S$  qui réalise la sommation des rayons au dessus de l'interface supérieure du guide à fuite apporte de manière incontestable une information sur la dépendance angulaire du comportement du guide d'onde. Cet argument, nous semble très intéressant car il est vérifié quels que soient la fréquence et l'angle d'incidence, même avant l'apparition du mode guidé. Ce formalisme peut donc être appliqué dans tous les types d'utilisation de la structure.

Ce type de réflexion peut être complété d'une part en étudiant l'effet non négligeable de la polarisation de l'onde au niveau des multiples réflexions dans le guide et d'autre part en ne négligeant pas l'apport indéniable de la source d'excitation. En effet, les précédents travaux réalisés dans l'équipe OSA [41], ont montré que la source agissait sur le rayonnement global de l'antenne, notamment en sélectionnant des directions de rayonnement en élévation et en azimut. Considérer la contribution de la source nous est apparu comme une priorité car cela devrait permettre de caractériser un dispositif antennaire quelle que soit la configuration.

Cette fonction de sommation pourrait être appliquée à une source. Le filtrage des directions de rayonnement de la source serait alors modélisé. Ce modèle permettrait d'entrevoir le comportement général de l'antenne dans des directions différentes de celles explicitement données par les courbes de dispersion.

Dans un autre cadre, les développements antérieurs de le département OSA s'appuyaient sur une culture essentiellement basée sur le tracé d'abaques et sur l'utilisation de logiciels Fullwave 3D commerciaux ou développés dans le département. Il a semblé intéressant au début de ma thèse de développer des outils de conception efficaces et plus rapides que les outils de simulation EM polyvalents mais demandeurs de ressources (maillage, temps de calcul, ...)

## II.3.2 Analogie entre le mode d'onde de fuite rayonné et le mode BIE à défaut

### II.3.2.1 Méthode FDTD pour étudier les lois de propagation dans les milieux périodiques, Tracé des courbes de dispersion

Quelle que soit la structure guidante, il est possible d'étudier la courbe de dispersion des modes guidés. Pour cela, on peut recourir à des méthodes numériques spécifiques. Le département OSA dispose d'un logiciel associant la méthode FDTD avec les conditions de Bloch. La condition de Bloch permet de positionner des conditions limites aux frontières de la cellule maillée. Ainsi, une seule cellule du matériau est simulée en différences finies. Ces conditions traduisent la propagation d'une onde avec un vecteur d'onde  $\vec{\beta}$  choisi.

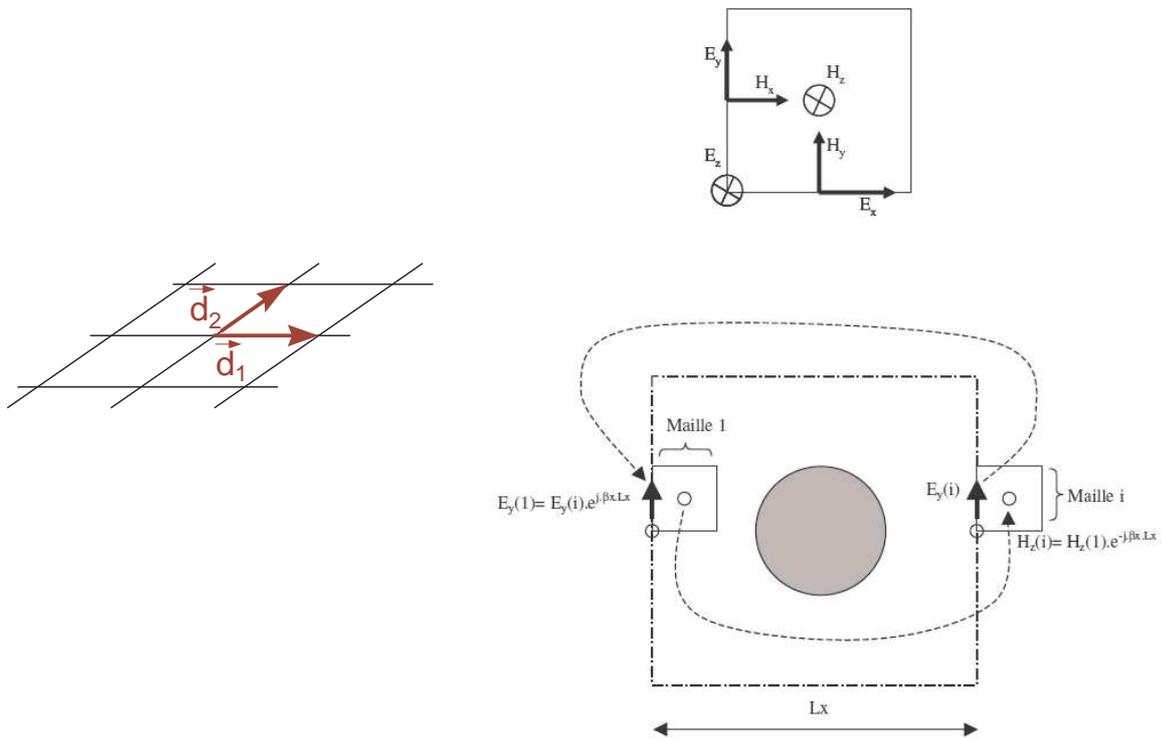
Considérons un milieu périodique à deux dimensions défini par des vecteurs de base  $\vec{d}_1$  et  $\vec{d}_2$  (figure II.12). Entre deux positions distantes de  $\vec{T} = l_1\vec{d}_1 + l_2\vec{d}_2$  avec  $(l_1, l_2) \in \mathbb{N}^2$ , les champs  $\vec{A}$  d'une onde électromagnétique se propagent avec un vecteur d'onde  $\vec{\beta}$  et répondent à la condition de Bloch suivante :  $\vec{A}(\vec{r}, \vec{T}) = \vec{A}(\vec{r}) \cdot e^{-j\vec{\beta}\vec{T}}$ . Pour étudier la propagation électromagnétique dans un matériau périodique, il suffit donc de considérer **une seule cellule élémentaire du matériau** (définie par les vecteurs  $\vec{d}_1$  et  $\vec{d}_2$ ).

Avec les conditions de Bloch, la structure est périodisée de manière artificielle à l'infini. Ainsi, d'une période à l'autre, en un même point, une composante de champs ne diffère que d'un état de phase (figure II.12) :

$$E(x, y) = E(x + X, y + Y) \cdot e^{-j(\beta_x x + \beta_y y)} \quad (\text{II.32})$$

avec  $X$  et  $Y$  périodes suivant  $x$  et  $y$ .  $\beta_x$  et  $\beta_y$  : composantes suivant  $x$  et  $y$  de la constante de propagation variant sur la première zone de Brillouin.

Une seule cellule du matériau est étudiée par différences finies. La condition de Bloch permet de positionner des conditions limites aux frontières de la cellule maillée. Ces conditions traduisent la propagation d'une onde avec un vecteur d'onde  $\vec{\beta}$  choisi.



**FIG. II.12 :** Milieu périodique défini par les vecteurs  $\vec{d}_1$  et  $\vec{d}_2$  et Implantation des conditions de Bloch comme conditions limites aux frontières de volume de calcul FDTD

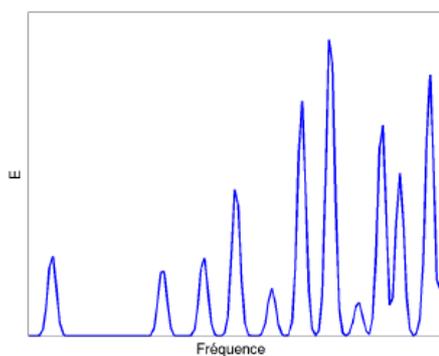
Les positions des composantes des champs électromagnétiques à l'intérieur de la maille FDTD sont présentées sur la figure II.12. Cette figure présente également l'implantation des conditions limites aux frontières du volume de calcul FDTD. Ainsi les composantes des champs sont imposées sur les frontières du volume de calcul, frontières qui correspondent également avec les faces de la cellule élémentaire.

Comme il peut être observé sur la figure II.12, ces composantes de champs sont des valeurs complexes. La condition limite imposée dépend du vecteur d'onde  $\vec{\beta}$  choisi. Il est donc nécessaire de travailler avec des champs complexes dans le calcul FDTD. Cette résolution reste néanmoins dans le domaine temporel et l'algorithme fournit les expressions temporelles des champs complexes dont le contenu spectral met en évidence les fréquences propres pour lesquelles les ondes EM se propagent avec le vecteur d'onde  $\vec{\beta}$ .

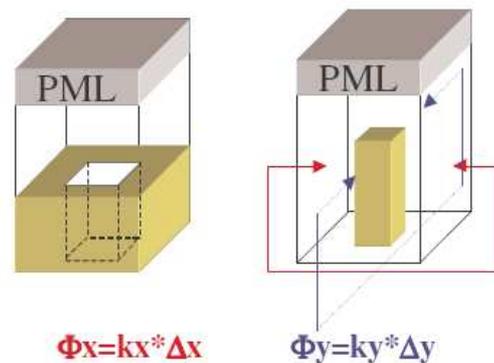
La figure II.13.a présente le spectre d'une composante de champ pour ce style de calcul. Le calcul débute sur une distribution aléatoire des champs dans le volume de maillage FDTD. Le temps de calcul alloué va ensuite conditionner la convergence de l'algorithme vers les fréquences propres qui satisfont à la condition de Bloch dans le matériau étudié. En d'autres termes, plus le nombre d'itérations temporelles sera grand, plus les pics de la figure II.13 seront fins et contrastés, par rapport au niveau de bruit ambiant. Il suffit alors de faire balayer au vecteur d'onde  $\vec{\beta}$ , le contour de la première zone de Brillouin pour identifier tous les modes associés et ainsi calculer l'intégralité du diagramme de dispersion.

Cette méthode peut s'appliquer pour n'importe quel ordre de périodicité (réseau 1D, 2D, ou 3D). Elle reste rapide car les volumes de calculs sont petits et elle permet d'étudier n'importe quel type de matériau alliant des volumes diélectriques et des objets métalliques. Elle peut également s'appliquer avec des matériaux dispersifs, magnétiques ou anisotropes.

Un des principaux intérêts est d'autoriser l'analyse des structures ouvertes. Pour cela la périodicité est décrite suivant deux axes et le maillage se termine sur des conditions absorbantes (de type PML) sur la troisième direction comme le montre la figure II.13.b.



(a) Allure du spectre des ondes EM qui satisfont aux conditions de Bloch implantées dans le volume FDTD



(b) Maillage d'une cellule élémentaire pour une structure périodique ouverte sur le dessus, et fermée par un plan de masse sur sa face inférieure

**FIG. II.13 :** Exemple de structures périodiques étudiées sous FDTD avec les conditions de Bloch

### II.3.2.2 Tracé des courbes de dispersion d'une antenne BIE à défaut

Pour rendre compte de l'analogie entre le mode d'onde de fuite rayonné et le mode BIE à défaut, il est possible de caractériser en terme de dispersion la structure composée par l'association d'un plan métallique et d'un matériau BIE séparés d'une grandeur égale à un demi-défaut. Cette première structure est une antenne à résonateur BIE, elle peut être appréhendée comme une antenne à onde de fuite ou bien encore comme une antenne Fabry-Pérot suivant les interprétations. La deuxième caractérisation est effectuée sur une structure BIE composée d'un matériau BIE à défaut complet.

L'excitation des deux motifs périodiques a été réalisée sur la composante de champ  $E_x$ . On trace les courbes de dispersion suivant la direction  $k_x$  en respectant le contour de la première zone de Brillouin. En d'autre terme on observe les modes existant dans la structure BIE à défaut et dont la constante de propagation  $\beta$  est inférieure à  $\pi/L_x$ , avec  $L_x$  la dimension suivant  $x$  du motif à périodiser. Pour plus de commodités sur la lecture des graphiques de la figure II.14, les abscisses et les coordonnées ont été normalisées par rapport à la hauteur du demi-défaut.

On exprime la fréquence normalisée :

$$f_{norm} = f \cdot \frac{2D}{c} \quad (\text{II.33})$$

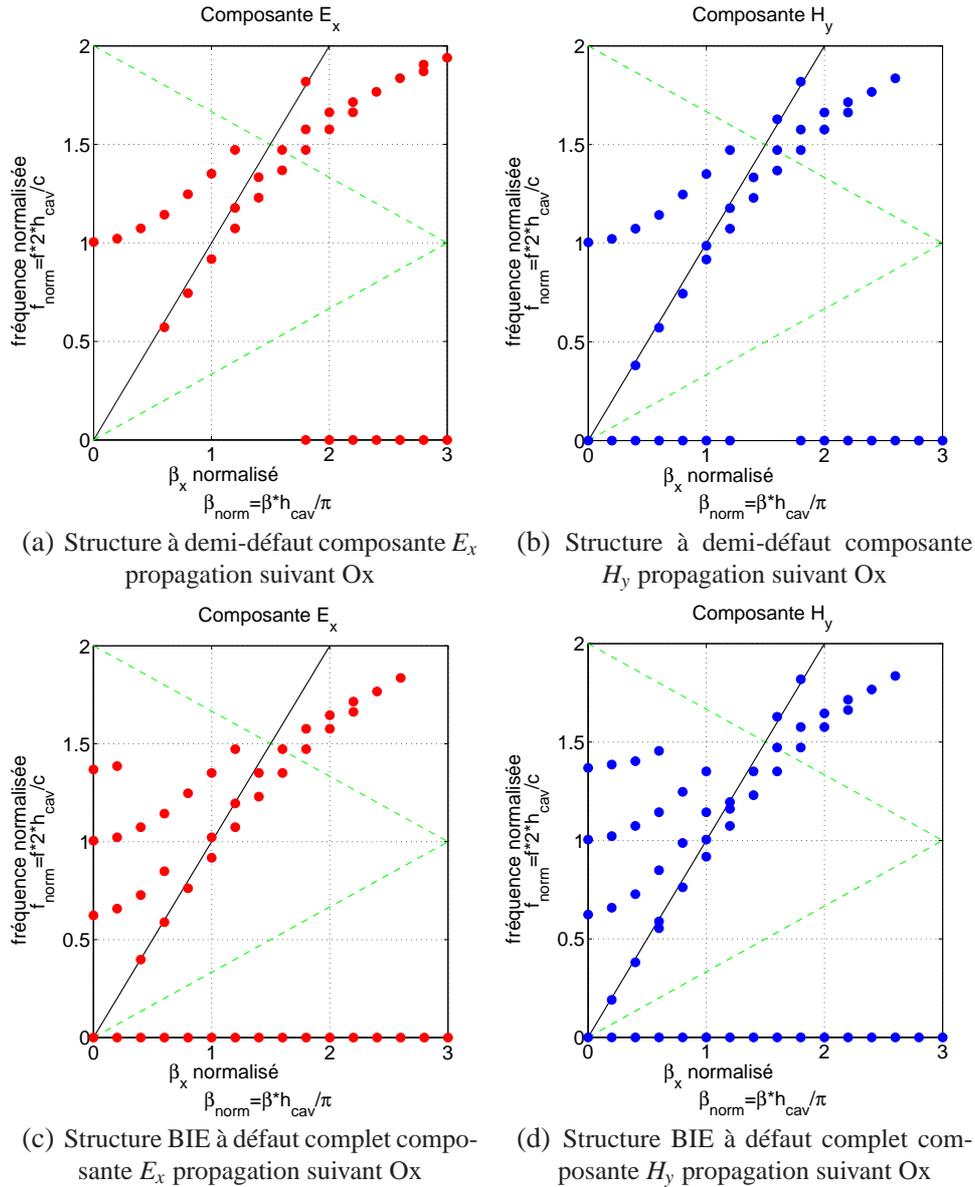
et la constante de propagation normalisée :

$$\beta_{norm} = \beta_x \cdot \frac{D}{\pi} \quad (\text{II.34})$$

avec  $D$ , la hauteur du demi-défaut.

Sur les courbes de dispersion (figure II.14), nous allons comparer les modes guidés d'une structure à demi défaut (c'est-à-dire en dans la configuration utilisée pour réaliser une antenne BIE) et d'une structure à défaut complet (figure II.6).

La droite noire représente le nombre d'onde dans le vide ( $k_0 = \frac{2\pi f}{c}$ ). Les composantes de champ qui ont servi à tracer les courbes de dispersion des modes BIE à défaut sont la composante  $E_x$  et la composante de champ orthogonale  $H_y$ .



**FIG. II.14 :** Courbes de dispersion d'un guide à onde de fuite (miroir et plan de masse) comparé aux courbes de dispersion d'une structure BIE à défaut complète composante  $E_x$  et  $H_y$  suivant la direction de propagation Ox) avec  $h_{cav} = D$ , droite noire :  $k = \omega/c$ , droite verte :  $k = \omega / (c \cdot \sqrt{\epsilon_r})$ , points rouges et bleus : courbe de dispersion d'un mode guidé

Il apparaît clairement dans les deux configurations appelées BIE à défaut et pour les deux polarisations un mode commun dont la fréquence de coupure normalisée est 1. Ce mode est porté par ces deux composantes de champ sur la direction  $k_x$ . Le profil de dispersion de ce mode est hyperbolique. Il existe d'autres modes positionnés avant et après ce mode caractéristique dans la configuration à défaut entier. Ceci est logique car cette structure autorise l'établissement de modes pairs.

Le mode établi dans les structures BIE à défaut peut être considéré comme un mode guidé à fuite. Il peut être rayonné car sa vitesse est importante ( $v > c$ ). Il est porté par les composantes de champ  $E_x$  et  $H_y$  s'il est excité par la composante  $E_x$ .

Les courbes de dispersion permettent de savoir quelle est la direction de rayonnement majoritaire en fonction de la fréquence. Ces courbes pourraient d'ailleurs être directement tracées avec  $\theta$  en abscisse. Cependant, elles ne permettent pas d'évaluer les performances du guide à fuite dans toute autre direction angulaire et en dessous de la fréquence de coupure du guide.

Cette analyse met bien en évidence le mode de la structure guidante à fuites sur lequel s'appuie le fonctionnement de l'antenne BIE. Cependant, cette analyse ne permet pas de présumer des performances de l'antenne car la courbe de dispersion du mode à fuite ne fait pas apparaître de terme d'atténuation. La courbe de dispersion n'offre pas de caractérisation spatiale complète.

### II.3.3 Expression de la condition de résonance

Un miroir parfait est réalisé par le plan métallique qui ferme la face inférieure de la structure. Le second miroir EM qui ferme la face supérieure est composé d'un matériau BIE à réflectivité partielle ( $r < 1$ ). La particularité de ce guide plan est d'associer le guidage des ondes électromagnétiques à des pertes causées par des fuites à travers le miroir supérieur. Ces pertes induisent le rayonnement de l'antenne.

Dans la structure guidante, les conditions aux interfaces sur les miroirs inférieurs et supérieurs imposent des valeurs pour  $k_c$  qui représente la composante normale du vecteur d'onde dans la cavité BIE.

$$-2k_c D + \angle \tilde{r} + \pi = 2n\pi \quad (\text{II.35})$$

soit :

$$k_c = \frac{(2n+1)\pi + \angle \tilde{r}}{2D} \quad (\text{II.36})$$

De plus,  $\Gamma^2 + (jk_c)^2 = (jk_0)^2$ .

On constate que  $r$  dépend de  $\theta$ , de la fréquence et de la polarisation  $p$ . La constante de propagation  $\Gamma$  du mode dans le guide dépend également de toutes ces grandeurs, ce qui aboutit à un système :

$$\begin{cases} \Gamma_p(\theta, f) = \sqrt{\left(\frac{(2n+1)\pi + \angle \tilde{r}(\theta, f)}{2D}\right)^2 - k_0^2} \\ \frac{\Gamma_p}{k_c} = \tan \theta \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Avec  $\Gamma = \alpha + j\beta$

La partie réelle  $\alpha$  constitue la constante d'atténuation dans le guide et la partie imaginaire  $\beta$  constitue la constante de propagation dans le guide.

A partir du système II.37, il est possible de tracer la courbe de dispersion du mode guidé dans le résonateur. Trois groupes de courbes sont tracés sur la figure II.15. Le premier groupe en noir représente la dispersion du guide plan métallique. Le second groupe en bleu et cyan représente la courbe de dispersion d'un guide plan dont la paroi supérieure est obtenue par un matériau BIE composé de 2 plaques de permittivité relative  $\epsilon_r = 9$  séparées d'une lame d'air. Le troisième et dernier groupe en rouge et orange représente la courbe de dispersion d'un guide plan dont la paroi supérieure est obtenue par un matériau BIE composé de 2 plaques de permittivité relative  $\epsilon_r = 4$  séparées d'une lame d'air.

La fréquence de coupure du mode guidé apparaît clairement à  $f_{norm} = 0.5$  pour chacun des trois guides. *Par ailleurs, on peut remarquer que plus le résonateur est sélectif, plus sa courbe de dispersion tend vers celle du guide d'onde métallique.*

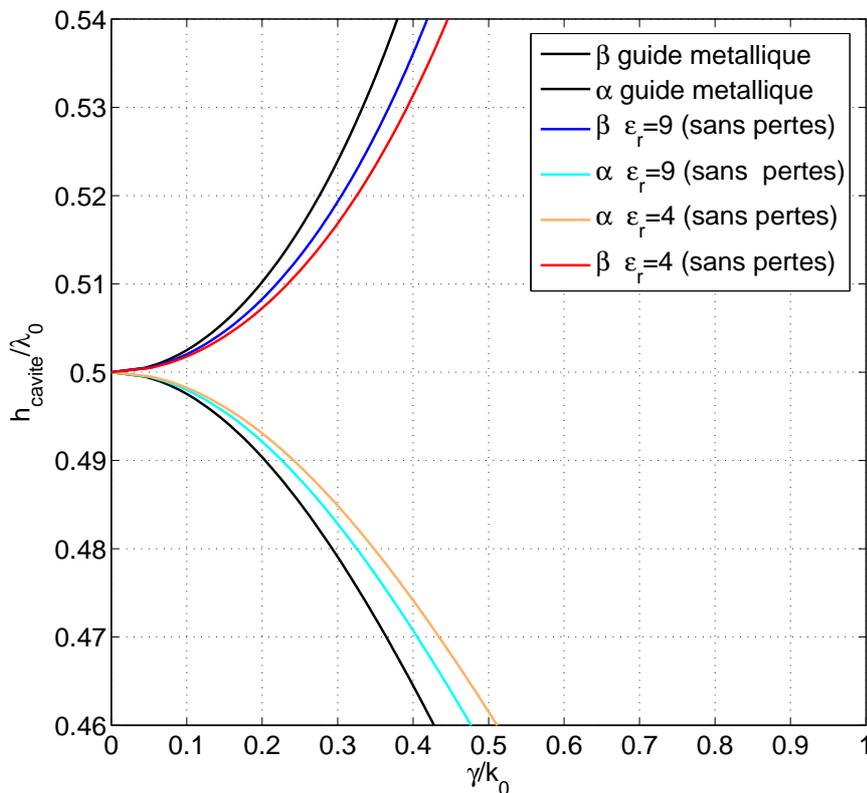


FIG. II.15 : Courbe de dispersion calculée à partir de la condition de résonance

La relation II.37 liant les conditions aux limites sur la face supérieure et inférieure du résonateur souvent associée à la culture Fabry-Pérot peut également donner accès à la détermination des relations de dispersion.

En utilisant cette relation nous sommes parvenus à exprimer la constante de propagation complexe du guide à fuite. Pour expliquer l'étalement du champ à la fréquence de coupure, nous pouvons être tentés d'introduire les pertes par rayonnement de la structure guidante. Pour cela, on introduit une phase complexe dans la relation II.37 pour traduire les pertes à la réflexion sur la paroi semi-réfléchissante :

$$\widetilde{\angle r(\theta, f)} = \angle e^{-R+j\phi} \quad (\text{II.38})$$

avec :  $r(\theta, f) = \text{Re}^{j\phi} = e^{\ln R + j\phi}$

soit :  $\widetilde{\angle r(\theta, f)} = \ln R + j\phi$

Ainsi,  $\Gamma_p(\theta, f)$  est un complexe qui traduit l'évanouissement du mode guidé et les pertes par rayonnement :

$$\Gamma_p(\theta, f) = \sqrt{\left(\frac{(2n+1)\pi + (\ln R + j\phi)}{2D}\right)^2 - k_0^2} \quad (\text{II.39})$$

Quatre groupes de courbes sont tracés sur la figure II.16. Les courbes en traits plein représentent les courbes de dispersions pour lesquelles les pertes dues au module du coefficient de réflexion n'ont pas été introduites. Les courbes en pointillés représentent les courbes de dispersions pour lesquelles les pertes dues au module du coefficient de réflexion ont été introduites. Les résonateurs considérés sont les mêmes que précédemment.

Cette écriture permet de faire apparaître un certain nombre de points intéressants :

- le mode guidé pourrait présenter un terme propagatif et un terme d'atténuation quelle que soit la fréquence. C'est à dire que le mode guidé dans le résonateur n'a pas réellement de fréquence de coupure.
- à la fréquence de coupure habituellement calculée ( $f_{norm} = 0.5$ ), on peut remarquer que la partie réelle de  $\Gamma$  est égale à la partie imaginaire de  $\Gamma$ .
- il existe un terme de pertes par rayonnement après la fréquence de coupure. Ce terme autorise notamment la quantification de l'étalement de la tâche de champ au sein du résonateur en fonction du matériau BIE qui le constitue.
- le terme d'atténuation décroît en fonction du coefficient de réflexion du matériau BIE. Ceci signifie que la tâche de champ s'étale d'autant plus transversalement que le résonateur est sélectif. Dans le cas d'un résonateur peu sélectif ( $R$  faible), les pertes par rayonnement sont plus importantes, la surface de la tâche diminue.
- pour des valeurs de  $\beta$  importantes on remarque que l'atténuation  $\alpha$  est très faible, ce qui explique que le champ s'étale de façon beaucoup plus importante lorsque l'on dépasse la fréquence de coupure du mode guidé.

L'analyse menée au cours de ce paragraphe a souligné le lien évident qui existe entre la méthode Fabry-Pérot et la méthode des antennes à ondes de fuites.

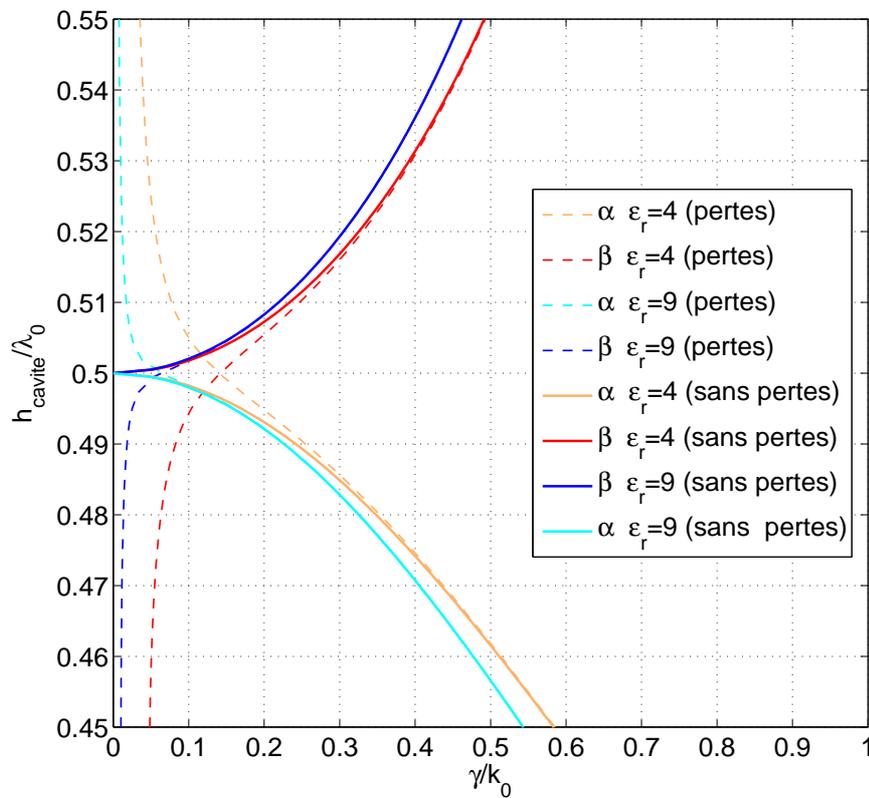


FIG. II.16 : Courbe de dispersion calculée à partir de la condition de résonance avec prise en compte des pertes par rayonnement du guide à fuite

### II.3.4 Conclusion et évolutions nécessaires

Cette courte étude a mis en évidence le fonctionnement de ce type de structure. Celui-ci peut être appréhendé de plusieurs manières différentes. Les approches ne semblent pas contradictoires mais complémentaires.

La notion de pertes par rayonnement ne suffisent pas à expliquer et quantifier l'interaction du résonateur avec les directions rayonnées par la source qui ne croisent pas la courbe de dispersion. Il nous semble nécessaire d'enrichir la caractéristique de dispersion  $(f, \beta)$  dans les zones non définies par le mode à fuite. **En d'autres termes, il faudrait faire évoluer la notion de courbe de dispersion vers une caractéristique de filtre spatial. Cette nouvelle caractéristique doit fournir toutes les informations manquantes sur le comportement du résonateur quelle que soit la direction angulaire et dans tout le domaine fréquentiel.**

## II.4 LA MÉTHODE ANALYTIQUE DU FILTRE SPATIAL DÉVELOPPÉE AU COURS DE MES TRAVAUX DE THÈSE

Il apparaît que la mise au point des antennes BIE nécessite le réglage d'un grand nombre de paramètres (dimensions transverses, propriétés des miroirs, nature des sondes d'excitation, angle de pointage, gain, polarisation). Jusqu'à présent, ces difficultés ont été surmontées par un savoir faire empirique et au prix de nombreuses heures de simulations numériques. Il s'avérait indispensable de générer un outil de conception rapide et efficace afin de dimensionner ces antennes et d'optimiser leurs performances.

### II.4.1 Le code semi-analytique

Le calcul des performances de l'antenne se décompose en quatre étapes. Dans un premier temps, on calcule les caractéristiques du miroir quel que soit l'angle d'incidence, la fréquence et la polarisation  $E_\theta$  ou  $E_\varphi$ . Ensuite, les caractéristiques de ce miroir sont utilisées pour couvrir la cavité à fuite fermée sur sa face inférieure par un plan de masse infini. Ceci aboutit à la réponse du filtre spatial formé par la cavité à fuite. Cette réponse est parfaitement connue en fonction de la fréquence, en fonction de la polarisation de l'onde et de son angle d'incidence. En troisième étape, le diagramme de rayonnement en champ  $E_\theta(\theta, \varphi)$  et  $E_\varphi(\theta, \varphi)$  de la source élémentaire au dessus d'un plan de masse infini est couplé à la fonction de filtrage spatial calculé lors des deux étapes précédentes. Une étude sur le dimensionnement latéral de l'antenne vient ensuite finaliser l'évaluation des performances de la structure BIE.

### II.4.2 1<sup>ère</sup> étape : caractéristiques du miroir BIE

On considère une structure constituée par un empilement de couches diélectriques de permittivité et d'épaisseur différentes. Le calcul des caractéristiques du miroir BIE repose sur un modèle matriciel. Il doit permettre de calculer les coefficients de réflexion et de transmission d'un miroir BIE en fonction de la fréquence ou en fonction de l'angle d'incidence.

On peut envisager deux solutions de type ondes planes différentes correspondant à deux polarisations de l'onde incidente :

- la *polarisation TE* (le champ électrique incident est polarisé perpendiculairement au plan d'incidence, le champ magnétique est contenu dans le plan d'incidence)
- la *polarisation TM* (le champ magnétique incident est polarisé perpendiculairement au plan d'incidence, le champ électrique est contenu dans le plan d'incidence)

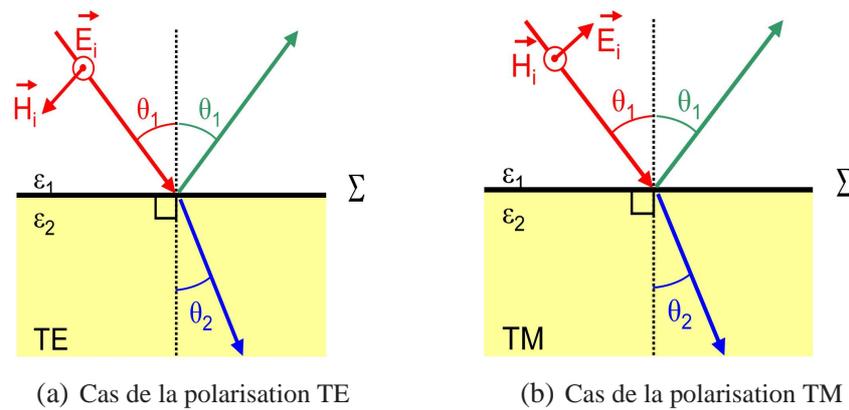


FIG. II.17 : Interface entre 2 diélectriques

Pour ces deux polarisations il est possible de calculer les coefficients de réflexion et de transmission d'une interface entre deux diélectriques. Les coefficients de réflexion et de transmission sont calculés par rapport au champ électrique pour la polarisation TE et par rapport au champ magnétique pour la polarisation TM. Pour la polarisation TM ces coefficients sont ramenés par rapport au champ électrique. L'ensemble du calcul pour chaque état de polarisation est rappelé dans l'annexe A. Ils sont obtenus en considérant les relations de continuité à l'interface des composantes tangentielles des champs électriques et magnétiques associés à l'onde.

$$r_{TM} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_2 - \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_1}{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_2} \quad (\text{II.40})$$

$$t_{TM} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1}{\sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_2} \quad (\text{II.41})$$

ramené par rapport au champ E :  $r_E = -r_H$

$$r_{TE} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 - \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2} \quad (\text{II.42})$$

$$t_{TE} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2} \quad (\text{II.43})$$

calculé par rapport au champ E

avec  $\theta_1$  : angle de l'onde incidente par rapport à la normale de l'interface  $\Sigma$

et  $\theta_2$  : angle de l'onde transmise par rapport à la normale de l'interface  $\Sigma$

Les angles  $\theta_1$  et  $\theta_2$  vérifient la relation de Snell-Descartes :

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad (\text{II.44})$$

À une incidence égale à l'angle de Brewster  $\theta_b$ , l'onde TM est totalement transmise sur la figure II.17 cela correspondrait à l'absence du rayon réfléchi. Cet angle peut être déterminé en calculant la relation :

$$\theta_b = \arctan\left(\frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}}\right) \quad (\text{II.45})$$

La figure II.18 présente le module du coefficient de réflexion d'une interface entre deux diélectriques pour les deux états de polarisation. Dans le cas où l'onde incidente arrive sur cette interface dans une configuration TM (courbe rouge), on note le zéro de réflexion au niveau de l'angle de Brewster  $\theta_b \approx 71.5^\circ$ . Cet aspect singulier constitue un point important qui expliquera les différences de comportement notable de l'antenne vis à vis de la polarisation.

Nous allons maintenant montrer comment une structure multicouche peut être appréhendée de manière matricielle en utilisant les propriétés des matrices de transfert.

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

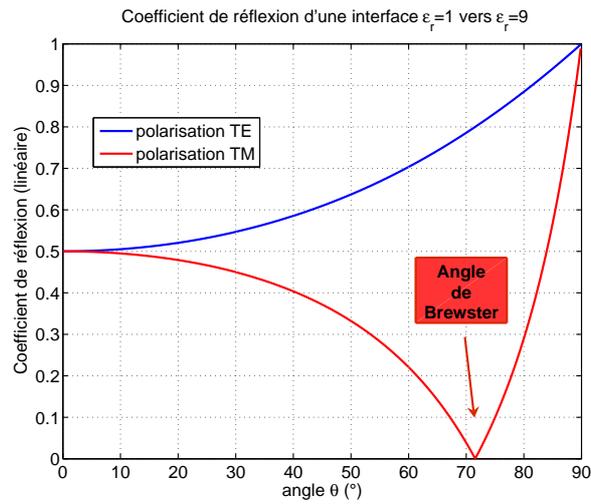


FIG. II.18 : Coefficient de réflexion d'une interface entre 2 milieux diélectriques  $\epsilon_r = 1$  vers  $\epsilon_r = 9$

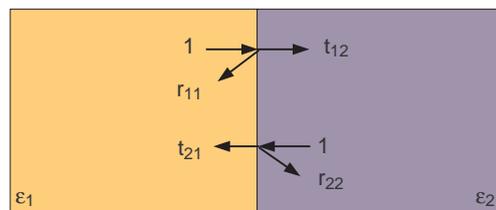


FIG. II.19 : Schéma explicitant les paramètres S de l'interface diélectrique

Il est possible d'exprimer les paramètres S en fonction de la réflectivité de l'interface diélectrique de la manière suivante figure (II.19) :

$$\begin{aligned} S_{11} &= r_{11} & S_{12} &= t_{21} \\ S_{21} &= t_{12} & S_{22} &= r_{22} \end{aligned}$$

Par définition, la matrice de transfert  $[T]$  de l'interface diélectrique est exprimée de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \tag{II.47}$$

En utilisant les différentes valeurs des paramètres  $S$  décrits précédemment, on peut définir une matrice  $[T_1]$  relative au passage de l'onde du milieu 1 vers le milieu 2 :

$$[T_1] = \begin{bmatrix} S_{12} - \frac{S_{11}S_{22}}{S_{21}} & \frac{S_{11}}{S_{21}} \\ -\frac{S_{22}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{21} - \frac{r_{11}r_{22}}{t_{12}} & \frac{r_{11}}{t_{12}} \\ -\frac{r_{22}}{t_{12}} & \frac{1}{t_{12}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

et de manière générale du milieu  $n$  vers le milieu  $n + 1$  :

$$[T_n(\theta)] = \begin{bmatrix} t_{n+1 \rightarrow n}(\theta) - \frac{r_{n \rightarrow n}(\theta)r_{n+1 \rightarrow n+1}(\theta)}{t_{n \rightarrow n+1}(\theta)} & \frac{r_{n \rightarrow n}(\theta)}{t_{n \rightarrow n+1}(\theta)} \\ -\frac{r_{n+1 \rightarrow n+1}(\theta)}{t_{n \rightarrow n+1}(\theta)} & \frac{1}{t_{n \rightarrow n+1}(\theta)} \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

Cette matrice ne permet pas à elle seule de modéliser réellement notre miroir BIE, il faut également définir des matrices de déphasage correspondant à la propagation des ondes dans le milieu  $i$ .  $\Phi_{L_i}$  est le déphasage dû à la propagation dans le diélectrique  $i$  d'épaisseur  $e_i$  suivant l'angle d'incidence  $\theta_i$ .

$$\Phi_{L_i} = k_i d_i \cos \theta_i \quad (\text{II.50})$$

avec :

$$k_i = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{r_i} \mu_{r_i}} \quad (\text{II.51})$$

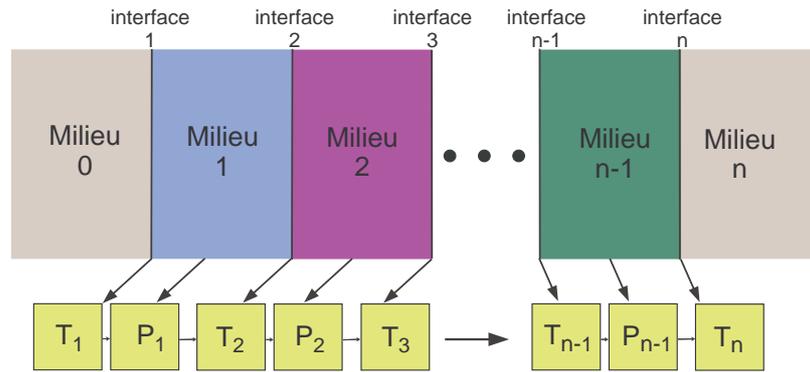
La matrice de déphasage s'exprimera simplement de la façon suivante :

$$P_i(\theta, f) = \begin{bmatrix} \exp^{jk_0 \cos \theta_i \sqrt{\epsilon_i} e_i} & 0 \\ 0 & \exp^{-jk_0 \cos \theta_i \sqrt{\epsilon_i} e_i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

Il faut ensuite chaîner de façon appropriée les matrices  $[T_i]$  et  $[P_i]$  pour obtenir la matrice de transfert totale  $[T_{TOT}]$  du miroir BIE.

Pour  $n$  interfaces séparant le milieu 0 du milieu  $n$ , on aboutit à la relation matricielle suivante :

$$T_{TOT}(\theta, f) = \left\{ \prod_{i=1}^{n-1} [T_i(\theta, f) \cdot P_i(\theta, f)] \right\} \cdot T_n(\theta, f) \quad (\text{II.53})$$



**FIG. II.20 :** Modèle de la matrice de transfert pour une structure BIE multicouches  $T_i$  : matrice de transfert interface  $i$   $P_i$  : matrice de déphasage de la couche  $i$

$T_{TOT}$  est une matrice  $[2 \times 2]$  définie pour les couples  $\{\theta, f\}$

$$[T_{TOT}(\theta, f)] = \begin{bmatrix} A(\theta, f) & B(\theta, f) \\ C(\theta, f) & D(\theta, f) \end{bmatrix} \quad (II.54)$$

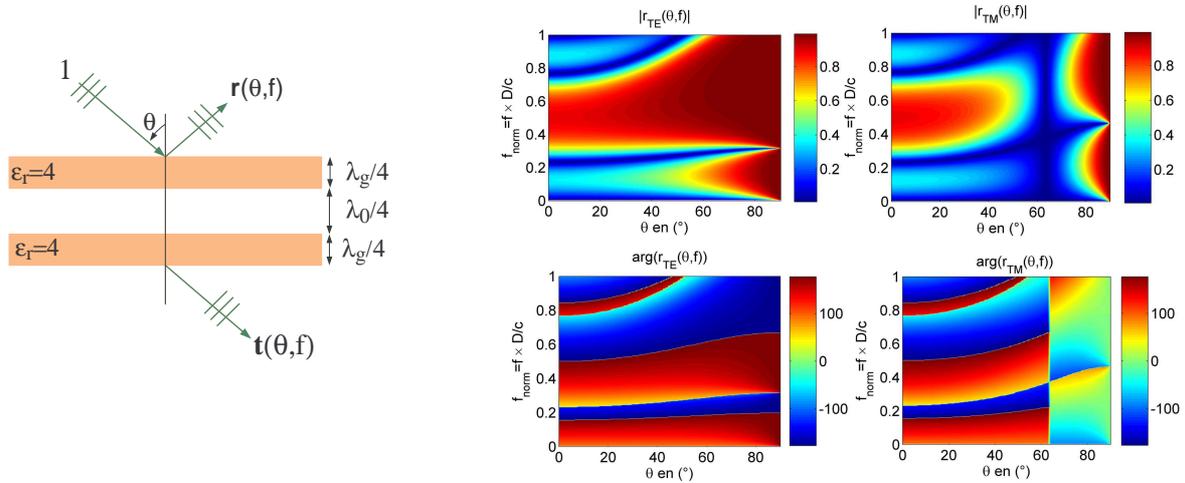
A partir de celle-ci, les coefficients de transmission et de réflexion du miroir s'obtiennent par les relations suivantes :

$$r_{BIE}(\theta, f) = \frac{C(\theta, f)}{A(\theta, f)} \quad (II.55)$$

$$t_{BIE}(\theta, f) = \frac{1}{A(\theta, f)} \quad (II.56)$$

De cette façon  $r_{BIE}$  et  $t_{BIE}$  sont calculés quel que soit l'angle d'incidence  $\theta$ , quel que soit la fréquence et pour les deux types de polarisation TE et TM.

La figure II.21 présente le coefficient de réflexion d'un miroir BIE particulier composé de deux lames diélectriques de permittivité  $\epsilon_r = 4$ , d'épaisseur  $e = D/2\sqrt{\epsilon_r}$  et séparées d'un gap d'air d'épaisseur  $D/2$ . En abscisses figure l'angle d'incidence et en ordonnées la fréquence normalisée ( $\mathbf{f}_{norm} = \mathbf{f} * \mathbf{D}/c$ ).



**FIG. II.21 :** Coefficient de réflexion d'un miroir BIE en module et en phase pour la polarisation TE (gauche) et la polarisation TM (droite) composé de 2 plaques diélectriques  $\epsilon_r = 4$  d'épaisseur ( $e = D/2\sqrt{\epsilon_r}$ ) séparées d'un gap d'air ( $D/2$ )

Sur la distribution représentée figure II.21, il est clair que le comportement du miroir vis à vis de la polarisation est différent. On perçoit notamment l'effet de l'angle de BREWSTER sur la polarisation TM. Autour de cet angle, le miroir présente une réflectivité très faible pour toutes les fréquences y compris la fréquence pour laquelle le miroir offre la meilleure réflectivité. Ceci signifie qu'il y a une bande interdite totale vis à vis de la polarisation TE mais pas vis à vis de l'autre polarisation.

### II.4.3 2<sup>ème</sup> étape : calcul de la sélectivité spatiale du filtre BIE

Le miroir dont les caractéristiques ont été définies précédemment est positionné à une distance  $d$  au dessus d'un plan métallique formant une cavité à fuite. Plus clairement, on associe au miroir un coefficient de réflexion et un coefficient de transmission dépendant de la polarisation, de la fréquence et de l'angle d'incidence. On considère une source d'ondes planes positionnée à une distance  $h$  du miroir semi réfléchissant.

Il est possible de calculer quelle partie du champ apportée par la source d'ondes planes sera réfléchi et quelle partie sera transmise à chaque réflexion entre les deux miroirs. La succession des rebonds entre les deux miroirs respectivement le plan métallique et le plan partiellement réfléchissant crée une suite géométrique explicitée par la figure II.22. Cette formulation, présente notamment dans des travaux de G.V.Trentini [25], est reprise et adaptée au cas de l'antenne BIE.

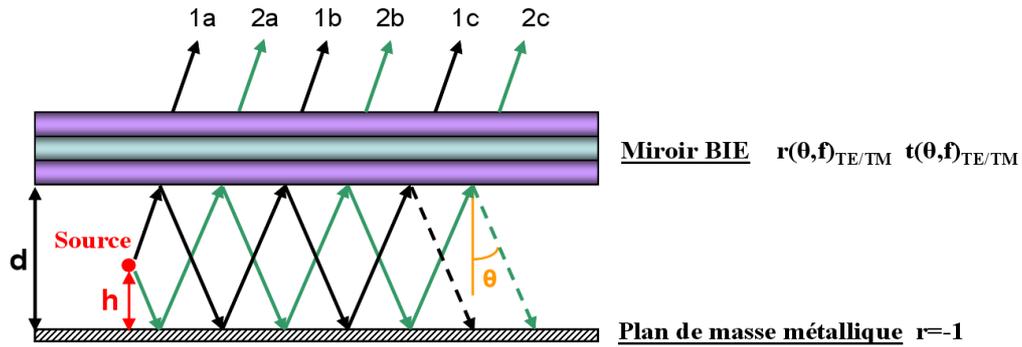


FIG. II.22 : Modèle utilisé pour calculer la fonction Séléctivité

Pour connaître, le coefficient de transmission de cet ensemble, il faut considérer la somme des contributions correspondant aux trajets multiples entre le miroir et le plan de masse. Le coefficient de transmission total correspond à la somme des ondes se propageant vers la gauche de la source et des ondes se propageant vers la droite de celle-ci.

$$S_1(\theta, f) = t(\theta, f) \exp(-jk_0 h \cos \theta) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \{-r(\theta, f) \exp(-j2k_0 d \cos \theta)\}^n \quad (\text{II.57})$$

$$S_2(\theta, f) = t(\theta, f) \exp(+jk_0 h \cos \theta) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \{-r(\theta, f) \exp(-j2k_0 d \cos \theta)\}^n \quad (\text{II.58})$$

D'où  $S(\theta)$  s'exprime comme la somme des deux contributions :  $S(\theta, f) = S_1(\theta, f) + S_2(\theta, f)$

$$S(\theta, f) = t(\theta, f) \frac{e^{+jk_0 h \cos \theta} - e^{-jk_0 h \cos \theta}}{2} \cdot \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1 - \{-r(\theta, f) \exp(-jk_0 d \cos \theta)\}^n}{1 - \{-r(\theta, f) \exp(-j2k_0 d \cos \theta)\}} \quad (\text{II.59})$$

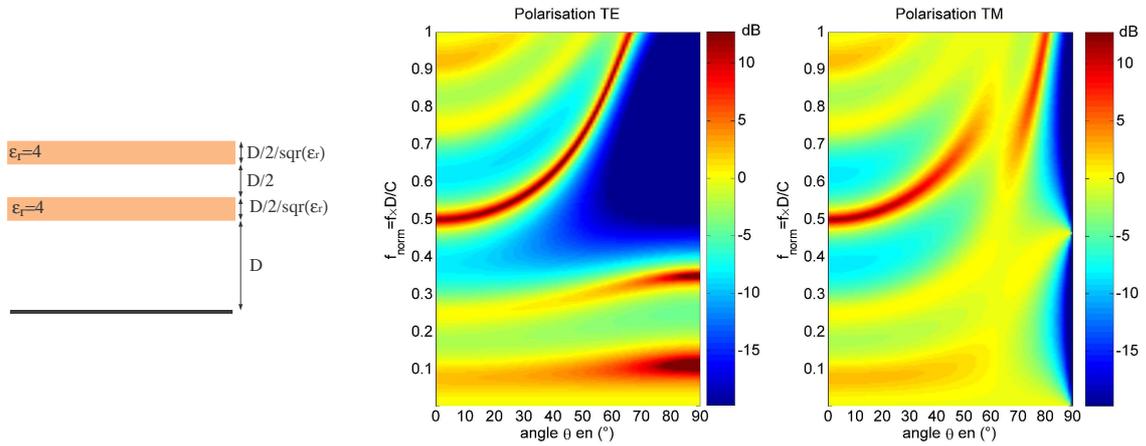
Comme  $r(\theta) < 1 \Rightarrow \lim_{n \rightarrow \infty} r(\theta, f)^n = 0$ .

Finalement  $S(\theta, f)$  s'écrit :

$$S_{TM/TE}(\theta, f) = \frac{t_{TM/TE}(\theta, f) \exp(-jk_0 d \cos \theta)}{1 + r_{TM/TE}(\theta, f) \exp(-j2k_0 d \cos \theta)} \cdot j \sin(k_0 h \cos \theta) \quad (\text{II.60})$$

avec  $h$  hauteur de la source dans la cavité

Cette fonction pourra être appelée **sélectivité spatiale** de la structure BIE. Elle revient à calculer la focalisation ou le filtrage spatial réalisé par le miroir BIE. La sélectivité du filtre BIE peut être calculé sur une très large bande comme le montre l'exemple suivant (figure II.23).

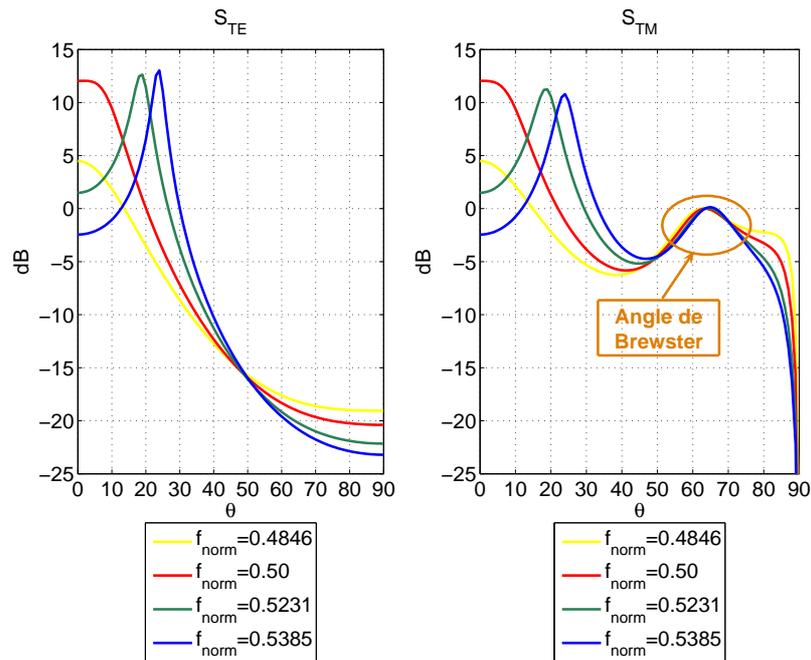


**FIG. II.23 :** Sélectivité spatiale d'une structure composée d'un matériau BIE (2 plaques diélectriques  $\epsilon_r = 4$  d'épaisseur  $(e = D/2\sqrt{\epsilon_r})$  séparées d'un gap d'air  $(D/2)$  et d'un plan de masse métallique séparés de  $D$  polarisation TE (droite) et polarisation TM (gauche)

Les abscisses représentent l'angle d'incidence de la source, les ordonnées la fréquence. Les échelles de couleurs sont exprimées en dB. À gauche de la figure est calculé la sélectivité de la structure BIE pour la polarisation TE et à droite la polarisation TM.

Il apparaît un pic de transmission en incidence normale autour de la fréquence normalisée  $f_{norm} = 0.5$  pour une structure composée d'un matériau BIE (2 plaques diélectriques  $\epsilon_r = 4$   $(D/2\sqrt{\epsilon_r})$  séparées d'un gap d'air  $(D/2)$ ) et d'un plan de masse métallique séparés de  $D$ . La fréquence normalisée s'exprime par la relation  $\mathbf{f}_{norm} = \mathbf{f} * \mathbf{D} / \mathbf{c}$ .

Les autres directions sont plus ou moins filtrées en fonction de la polarisation. Sur le cas TM, l'influence de l'angle de BREWSTER est très visible et le filtrage est de moins bonne qualité. Cela s'explique aussi par la disparition de la bande interdite dans le plan E (polarisation TM) pour des incidences supérieures à 40° (cf figure II.21). A des fréquences plus importantes le pic de transmission autorise des directions  $\theta$  plus inclinées.



**FIG. II.24 :** Sélectivité spatiale pour différents points de fréquence :  $f_{norm} = 0.4846$ ,  $f_{norm} = 0.5$ ,  $f_{norm} = 0.5231$  et  $f_{norm} = 0.5385$

La figure II.24 montre la sélectivité spatiale du filtre BIE proposée figure II.23 en fonction de la direction angulaire  $\theta$  sur un intervalle de fréquence assez étroit autour de  $f_{norm} = 0.5$ . La sélectivité spatiale croît dans la direction  $\theta = 0^\circ$  jusqu'à son maximum à  $f_{norm} = 0.5$ . On rappelle  $f_{norm} = \frac{f \cdot D}{c}$ . Pour des fréquences supérieures, cette fonction autorise des directions angulaires plus importantes 18° à  $f_{norm} = 0.5231$  et 24° à  $f_{norm} = 0.5385$ .

Cette fonction sélectivité spatiale traduit le caractère filtrant de la structure BIE. Il est envisageable de l'associer à une véritable source. Il paraît vraisemblable que la directivité et les différents niveaux de lobes secondaires de l'antenne complète soient liés à ce paramètre sélectivité spatiale. Par ailleurs, on peut noter que cette fonction peut être supérieure à 0dB dans certaines directions angulaires. Ceci peut expliquer l'augmentation du **gain** de l'antenne.

Les coefficients  $S_{TE}$  et  $S_{TM}$  vont être multipliés à la manière d'un facteur de réseau au diagramme de rayonnement de la source placée au sein de la cavité pour obtenir le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE.

#### II.4.4 3<sup>ème</sup> étape : couplage du filtre BIE et de la source d'excitation

Dans la mesure où l'on connaît les diagrammes de rayonnement  $E_{\theta}(\theta, \varphi)$  et  $E_{\varphi}(\theta, \varphi)$  de la source et **que l'on considère que ceux-ci ne sont pas ou très peu perturbés par la présence du matériau BIE**, dans le cas où la source est de petite taille devant la longueur d'onde  $\lambda$ , on peut décider d'utiliser ces diagrammes conjointement avec la fonction sélectivité du filtre BIE. Ainsi, le diagramme de rayonnement en champ  $E_{\theta}(\theta, \varphi)$  et  $E_{\varphi}(\theta, \varphi)$  de la source au dessus d'un plan de masse infini est couplé à la fonction de filtrage spatial calculée lors des deux étapes précédentes.

On attribue à  $E_{\theta}(\theta, \varphi)$  le filtrage spatial réalisé par le matériau sur la polarisation TM et à  $E_{\varphi}(\theta, \varphi)$  le filtrage sur la polarisation TE. On obtient respectivement  $E_{\theta RAY}(\theta, \varphi)$  et  $E_{\varphi RAY}(\theta, \varphi)$ .

$$\boxed{E_{\varphi RAY}(\theta, \varphi) = E_{\varphi}(\theta, \varphi) \cdot S_{TE}(\theta)|_{f_i}} \quad (\text{II.61})$$

$$\boxed{E_{\theta RAY}(\theta, \varphi) = E_{\theta}(\theta, \varphi) \cdot S_{TM}(\theta)|_{f_i}} \quad (\text{II.62})$$

Ces expressions de  $E_{\theta RAY}(\theta, \varphi)$  et  $E_{\varphi RAY}(\theta, \varphi)$  nous permettent d'expliciter la densité de puissance rayonnée  $dP(\theta, \varphi)$ , la puissance totale rayonnée  $P_{RAY}(\theta, \varphi)$  et enfin le diagramme de rayonnement de l'antenne  $f(\theta, \varphi)$ . La densité de puissance  $dP(\theta, \varphi)$  montrera quelles directions de rayonnement sont privilégiées.

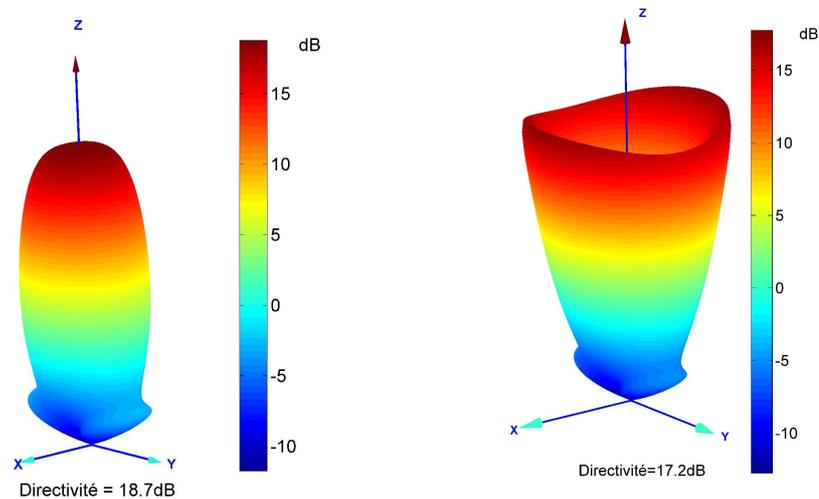
$$dP(\theta, \varphi) = \alpha |E_{\varphi RAY}(\theta, \varphi)^2 + E_{\theta RAY}(\theta, \varphi)^2| \quad (\text{II.63})$$

$$\boxed{D(\theta, \varphi) = 4\pi \cdot \frac{dP(\theta, \varphi)}{\int_{\varphi} \int_{\theta} dP(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}} \quad (\text{II.64})$$

Le diagramme de rayonnement peut donc être exprimé de la manière suivante :

$$f(\theta, \varphi)|_{dB} = 10\log(D(\theta, \varphi)) \quad (\text{II.65})$$

Ce diagramme de rayonnement est calculé pour tout l'espace ou demi espace (3 dimensions). Les performances annoncées par cette méthode sont les potentialités d'une antenne non limitée (dimensions transverses infinies). Ce calcul ne permet pas de connaître l'effet d'une limitation (diffraction par les arrêtes, conditions aux limites, résonances de structures).



(a) Diagramme de rayonnement 3D à  $f_{norm} = 0.50$

(b) Diagramme de rayonnement 3D à  $f_{norm} = 0.523$

**FIG. II.25 :** Diagramme de rayonnement 3D établis pour la structure BIE composée d'un matériau (2 plaques diélectriques  $\epsilon_r = 4$  ( $D/2\sqrt{\epsilon_r}$ ) séparées d'un gap d'air  $D/2$ ) et d'un plan de masse métallique séparés de  $D$  et excité par un dipôle hertzien  $f_{norm} = f * D/c$

## II.4.5 4<sup>ème</sup> étape : étude du dimensionnement latéral de l'antenne par l'approche analytique

### II.4.5.1 Transposition de l'outil semi-analytique dans la base des vecteurs phaseurs

Les antennes BIE font partie des antennes à ouvertures rayonnantes. Aussi, les règles de dimensionnement classiques de ces antennes peuvent être appliquées.

Cependant, dans ce paragraphe, nous allons expliquer comment à partir du formalisme analytique précédemment décrit, nous évaluons les dimensions transversales minimales de l'antenne BIE en fonction du niveau de performance attendu et selon la fonction recherchée.

Nous proposons, d'étendre la démarche analytique au dimensionnement transversal du résonateur BIE. Le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE est calculé à partir de la contribution de la source multipliée à la fonction de filtrage associée au résonateur BIE. Ce diagramme est exprimé en trois dimensions pour tous les angles  $\theta$  et dans tous les plans  $\varphi$ .

Il est possible d'exprimer le diagramme de rayonnement dans l'espace des coordonnées sphériques  $(r, \theta, \varphi)$  mais également dans la base des vecteurs phaseurs  $(k_x, k_y, k_z)$ .

On définit un intervalle sur les nombres d'onde  $k_x$  et  $k_y$  respectant la condition de Shannon. Les pas de pixellisation sont notés  $\Delta k_x$  et  $\Delta k_y$ . Suivant ces valeurs, il y a  $n_x$  et  $n_y$  échantillons discrétisant l'espace des  $k$ .

$$k_x \in [-k_0 : \Delta k_x : k_0]$$

$$k_y \in [-k_0 : \Delta k_y : k_0]$$

Il est obligatoire que la somme des carrés de  $k_x$  et  $k_y$  soit inscrite à l'intérieur du cercle solution des  $k_0^2$  :

$$k_x^2 + k_y^2 \leq k_0^2 \tag{II.66}$$

La condition II.66 impose les valeurs possibles sur la troisième dimension de l'espace des vecteurs d'onde  $k_z$  :

$$k_z = \sqrt{k_0^2 - (k_x^2 + k_y^2)} \quad (\text{II.67})$$

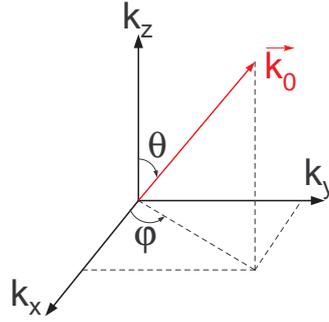


FIG. II.26 : Espace des vecteurs d'onde

La relation entre l'espace des vecteurs d'onde et les angles  $\theta$  et  $\varphi$  est définie de la manière suivante (figure II.26) :

$$\theta(k_x, k_y) = \cos^{-1} \left( \frac{k_z}{k_0} \right) \quad (\text{II.68})$$

$$\varphi(k_x, k_y) = \tan^{-1} \left( \frac{k_y}{k_x} \right) \quad (\text{II.69})$$

avec :  $[k_x, k_y] \in [-k_0 : \Delta k_x : k_0] \times [-k_0 : \Delta k_y : k_0]$

Pour chaque noeud de la base  $(k_x, k_y, k_z)$  on détermine les angles  $(\theta, \varphi)$  correspondant. On obtient les matrices  $\theta(k_x, k_y)$  et  $\varphi(k_x, k_y)$ .

Les fonctions de filtrage spatial  $S_{TE}(\theta, \varphi, f)$  et  $S_{TM}(\theta, \varphi, f)$  sont ainsi calculées pour chaque noeud de la base  $(k_x, k_y)$ . De la même façon, le diagramme de rayonnement des sources, **s'il est exprimé de manière analytique**, peut être exprimé aux lieux  $\theta(k_x, k_y)$ ,  $\varphi(k_x, k_y)$ .

Finalement, les champ électromagnétiques  $E_\theta(k_x, k_y)$  et  $E_\varphi(k_x, k_y)$  de l'antenne BIE sont évalués pour chaque noeud de la base  $(k_x, k_y)$ .

$$E_{\theta RAY}(k_x, k_y) = S_{TE}(k_x, k_y) E_{\theta source}(k_x, k_y) \quad (\text{II.70})$$

$$E_{\varphi RAY}(k_x, k_y) = S_{TM}(k_x, k_y) E_{\varphi source}(k_x, k_y) \quad (\text{II.71})$$

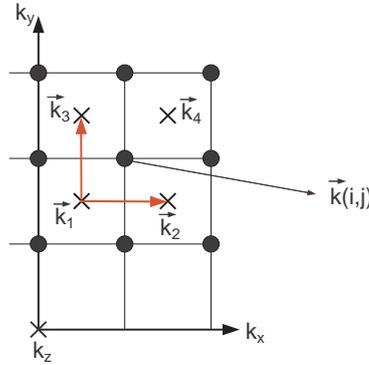
On exprime le diagramme de rayonnement :

$$D(k_x, k_y) = \frac{\|E_\theta(k_x, k_y)\|^2 + \|E_\varphi(k_x, k_y)\|^2}{4\pi \int_k \|E_\theta(k_x, k_y)\|^2 + \|E_\varphi(k_x, k_y)\|^2 dk^3} \quad (\text{II.72})$$

avec :

$$dk^3 = \frac{1}{2} \left\{ \left| \vec{k}_3 \cdot (\vec{k}_1 \wedge \vec{k}_2) \right| + \left| \vec{k}_2 \cdot (\vec{k}_3 \wedge \vec{k}_4) \right| \right\}$$

On constate que  $dk^3 \approx \frac{\Delta k_x \cdot \Delta k_y}{\sqrt{k_0^2 - k_x^2 - k_y^2}}$



**FIG. II.27 :** Schéma pour expliquer le calcul de la grandeur  $dk^3$

Si on veut un diagramme de rayonnement dans un plan  $\varphi = 0^\circ$ , il suffit de tracer  $D(k_x, k_y = 0)$ .

Ces champs correspondent à des coefficients d'ondes planes. Il est possible de les projeter dans la base  $(k_x, k_y, k_z)$ . On obtient alors les coefficients  $E_{xk}(k_x, k_y)$ ,  $E_{yk}(k_x, k_y)$  et  $E_{zk}(k_x, k_y)$  :

$$E_{xk}(k_x, k_y) = E_\theta(k_x, k_y) \cos \theta \cos \varphi - E_\varphi(k_x, k_y) \sin \varphi \quad (\text{II.73})$$

$$E_{yk}(k_x, k_y) = E_\theta(k_x, k_y) \cos \theta \sin \varphi + E_\varphi(k_x, k_y) \cos \varphi \quad (\text{II.74})$$

$$E_{zk}(k_x, k_y) = -E_\theta(k_x, k_y) \sin \theta \quad (\text{II.75})$$

Dans le but de calculer le vecteur de Poynting, on peut exprimer le champ magnétique  $H_k$  dans cette base :

$$\vec{H}_k = \left( \frac{\vec{k}_0}{k_0} \wedge \vec{E}_k \right) \cdot \frac{1}{\eta} \quad (\text{II.76})$$

Ainsi, la puissance sortant du résonateur BIE se calcule dans la base  $(k_x; k_y, k_z)$  grace au vecteur de Poynting dans la direction de rayonnement grace à II.77 :

$$P = \frac{1}{2} \int_k \Re \left( \vec{E}_k \wedge \vec{H}_k^* \right) \cdot \vec{dk}^3 \quad (\text{II.77})$$

avec :  $\vec{dk}^3 = dk^3 \frac{\vec{k}_0}{\|\vec{k}_0\|}$

Cette grandeur constitue la puissance rayonnée de référence pour une antenne BIE de dimensions transverses infinies.

#### II.4.5.2 Extension des performances de l'outil pour évaluer le dimensionnement transverse des antennes

Maintenant que les caractéristiques intrinsèques de l'antenne infinie ont été évaluées dans l'espace des vecteurs d'onde, il faut rendre compte de l'effet de la limitation transverse de l'antenne dans l'espace direct  $(x,y,z)$ .

Pour cela, on réalise la transformée de Fourier spatiale de chacune des composantes de champ dans la base  $k$  précédemment obtenues par les relations II.73,II.74,II.75,II.76.

Les dimensions transverses de l'antenne sont  $L_x$  et  $L_y$ . Les résolutions  $\Delta x$  et  $\Delta y$  dans l'espace  $(x,y,z)$  seront limitées par la relation :

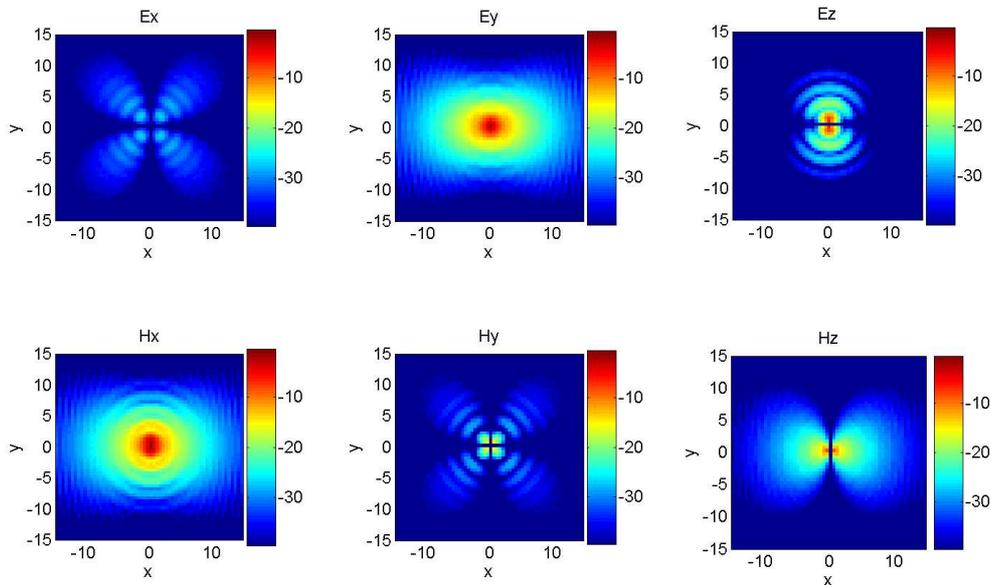
$$\Delta x = \Delta y = \frac{\pi}{k_0} \quad (\text{II.78})$$

Ainsi, chaque composante exprimée dans la base directe peut être déterminée :

$$\vec{E}(x,y,z) = \int_{\vec{k}} \vec{E}_k(k_x, k_y) \cdot e^{-j2\pi(k_x x + k_y y + k_z z)} \cdot dk^3 \quad (\text{II.79})$$

Ces distributions de champ représentent directement la répartition de champ sur l'ouverture rayonnante. Il devient donc possible de dimensionner l'antenne BIE en fonction de la tolérance que l'on souhaite avoir sur les niveaux de champ en bord d'antenne.

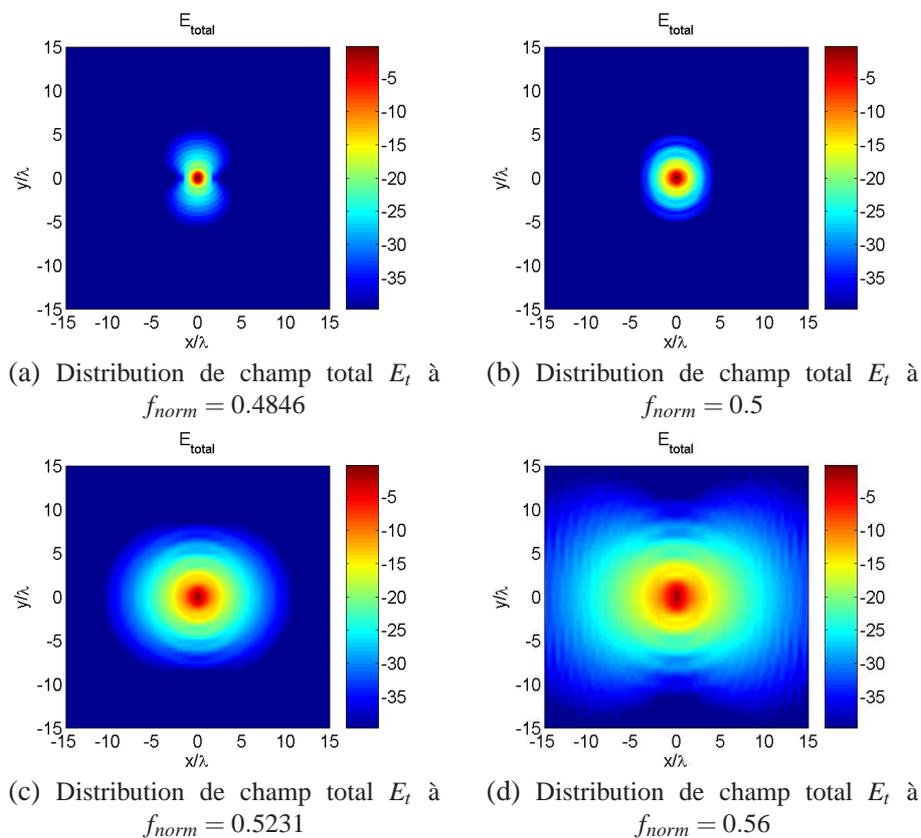
La figure II.28 montre la distribution de champ électromagnétique sur l'ouverture rayonnante pour une antenne BIE excitée par un dipôle positionné suivant l'axe Oy. Les relations permettant d'exprimer le diagramme de rayonnement analytique du dipôle sont rappelés dans l'annexe B. Le résonateur BIE est composée de 2 plaques diélectriques  $\epsilon_r = 4$  ( $\lambda_g/4$ ) séparées d'un gap d'air  $\lambda_0/4$ ) et d'un plan de masse métallique séparés de  $\lambda_0/2$ . La taille de l'ouverture rayonnante est de  $30\lambda \times 30\lambda$ .



**FIG. II.28 :** *Distribution de champ (en dB) sur l'ouverture normalisé par rapport à  $\lambda$  à  $f_{norm} = 0.56$*

La figure II.29 donne l'occasion de s'intéresser au dimensionnement de l'antenne en fonction de la direction angulaire qui est sélectionné par le réonateur BIE. Ces distributions de champ total sont représentées sur un intervalle de  $30\lambda \times 30\lambda$  avec une dynamique de 40dB. Il est parfaitement visible que plus la fréquence augmente, plus le champ s'étale sur l'ouverture.

Les deux premières distributions (figure II.29.a.b) présentent l'étalement de la tâche avant et à la fréquence de coupure du mode guidé. Ces disributions théoriques nous permettent d'affirmer qu'une surface rayonnante de  $10\lambda \times 10\lambda$  permet d'atteindre le fonctionnement optimal de l'antenne.



**FIG. II.29 :** *Étalement du champ  $E_t$  en dB en fonction de la fréquence (unité de longueur en fonction de  $\lambda$ )*

Les deux distributions suivantes (figure II.29.c.d) montrent comment se comporte l'antenne BIE après la fréquence de coupure du mode guidé. A ces fréquences, les directions angulaires favorisées par le résonateur ne sont plus axiales. L'antenne BIE peut alors dépointer. L'étalement du champ sur la surface rayonnante devient beaucoup plus important lorsque l'antenne dépointe et cela bien que la directivité de l'antenne diminue (18.7dB à  $f_{norm} = 0.5$  et 17.2dB à  $f_{norm} = 0.523$ ).

Ceci s'explique cependant par la forme du diagramme de rayonnement de l'antenne. En effet, lorsque l'antenne BIE dépointe, l'ouverture angulaire est beaucoup plus faible autour de l'angle de pointage sélectionné, aussi il est logique d'augmenter la taille de l'antenne pour obtenir une telle finesse. D'autre part, il est à noter que le champ s'étale plus suivant la direction Ox (plan H). La fonction de filtrage qui agit en particulier suivant cet axe est la polarisation TE.

### II.4.5.3 Analyse de l'influence d'une limitation transverse sur le rayonnement de l'antenne BIE

Grâce au vecteur de Poynting normal à  $dS$ , il est possible de calculer la puissance sortant de la surface limitée. La relation II.80 nous donne cette valeur :

$$P_L = \frac{1}{2} \int_S \Re \left( \vec{E}_t \wedge \vec{H}_t^* \right) \cdot \vec{dS} \quad (\text{II.80})$$

$\vec{dS} = \Delta x \Delta y \cdot \vec{n}_z$ , avec :  $dS$  qui décrit la surface de l'ouverture rayonnante.

Par ailleurs, le théorème de Parseval, nous permet de connaître la puissance totale rayonnée si l'antenne est infinie suivant ses dimensions transverses :

$$P_\infty = \frac{1}{2} \int_k \Re \left( \vec{E}_k \wedge \vec{H}_k^* \right) \cdot dk^3 \quad (\text{II.81})$$

**Le rapport  $\frac{P_L}{P_\infty}$  fournit la proportion de puissance interceptée par la surface rayonnante choisie par le concepteur.**

Les potentiels vecteurs issus des courants équivalents sur la surface rayonnante permettent de synthétiser le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE limitée. La valeur de ces courants est exprimée de la façon suivante à partir des champs électromagnétiques calculés sur l'ouverture :

$$\vec{M} = \vec{n} \wedge \vec{E} \quad (\text{II.82})$$

$$\vec{J} = \vec{n} \wedge \vec{H} \quad (\text{II.83})$$

Les potentiels vecteurs  $\vec{A}$  et  $\vec{F}$  se calculent ainsi :

$$\vec{A} = \int_{x,y} \mu_0 \vec{J} e^{j2\pi(k_x X + k_y Y)} dx dy \quad (\text{II.84})$$

$$\vec{F} = \int_{x,y} \epsilon_0 \vec{M} e^{j2\pi(k_x X + k_y Y)} dx dy \quad (\text{II.85})$$

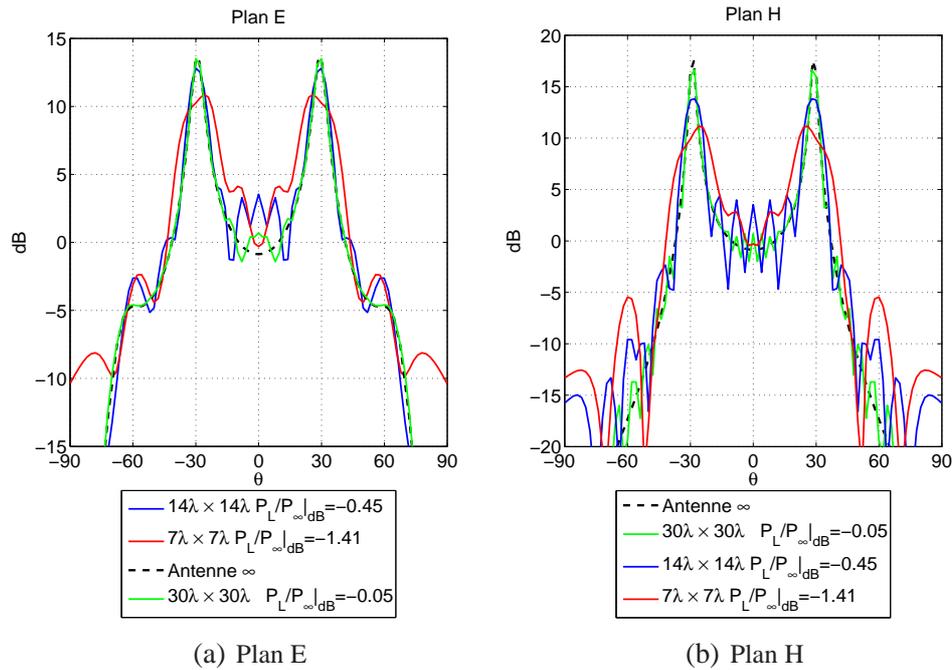
A partir de ces potentiels, on déduit l'expression des composantes de champ rayonnées à travers l'ouverture rayonnante de dimension  $L_x, L_y$  :

$$E_\theta = \vec{A} \cdot \vec{u}_\theta + Z_0 \vec{F} \cdot \vec{u}_\theta \quad (\text{II.86})$$

$$E_\phi = \vec{A} \cdot \vec{u}_\phi - Z_0 \vec{F} \cdot \vec{u}_\phi \quad (\text{II.87})$$

Le diagramme de rayonnement s'exprime alors comme :

$$D(\theta, \phi) = \frac{\|E_\theta(\theta, \phi)\|^2 + \|E_\phi(\theta, \phi)\|^2}{4\pi \int_{\theta} \int_{\phi} (\|E_\theta(\theta, \phi)\|^2 + \|E_\phi(\theta, \phi)\|^2) \sin\theta d\theta d\phi} \cdot \frac{P_L}{P_\infty} \quad (\text{II.88})$$



**FIG. II.30 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement en fonction de la taille de l'ouverture rayonnante

Sur la figure II.30, l'influence de la surface de l'ouverture rayonnante est évaluée. Le facteur  $P_L/P_\infty$  est à soustraire au diagramme de directivité tracé. On voit clairement que la surface rayonnante est un facteur limitant les performances de l'antenne. Aussi, il était important, de déterminer avec l'outil analytique, la surface utile en fonction du niveau de performances à atteindre, en particulier dans les cas où les règles classiques liées aux ouvertures rayonnantes ne sont pas applicables (dépointage).

## II.5 VALIDATION DE LA MÉTHODE PAR COMPARAISON À DES LOGICIEL TYPE FULLWAVE 3D

### II.5.1 Antenne BIE excitée par un dipôle hertzien et réalisant un dépointage - Validation par un outil FDTD développé à XLIM

Pour cette première validation, toutes les caractéristiques du miroir BIE doivent être accessibles de manière analytique. Aussi, nous avons choisi un miroir constitué d'un empilement de lames diélectriques de permittivité et d'épaisseur différentes. Ce miroir est abordé comme une succession d'interfaces diélectriques. Le miroir BIE est le plan de masse sont présentés figure II.31.b avec leurs dimensions respectives. Le miroir est composé de 2 lames diélectriques de permittivité  $\epsilon_r = 4$  identiques et dimensionnées pour que l'antenne dépointe à  $30^\circ$ . La cavité est également dimensionnée pour permettre le dépointage à  $30^\circ$ . La validation par calcul FDTD a été réalisée pour une antenne fonctionnant autour de 10 GHz. Les dimensions transversales de l'antenne simulée sous FDTD sont  $L_x=1800$  mm ( $60\lambda$ ),  $L_y =600$  mm ( $20\lambda$ ). En ce qui concerne l'épaisseur des lames diélectriques et la hauteur de la cavité, nous avons simplement recherché les dimensions pour lesquelles on obtenait la valeur maximum pour les coefficients  $S_{TE}$  et  $S_{TM}$ . Ces valeurs sont  $e= 4.219$  mm et  $D=16.876$  mm.

Les coefficients de réflexion et de transmission de ce type de miroir sont accessibles quel que soit l'angle d'incidence, la fréquence et la polarisation.

La source utilisée pour exciter l'antenne est un dipôle électrique horizontal (short dipôle) positionné au centre de la cavité (Figure II.31.a). Pour cette source élémentaire, l'expression analytique du diagramme de rayonnement est parfaitement connue. Pour le calcul différences finies on utilise un dipôle court ( $l < \lambda/2$ ) positionné au centre de la cavité et sur l'axe  $Oy$  (sur la dimension transversale la plus faible). Le plan E correspondra donc à ce plan Y.

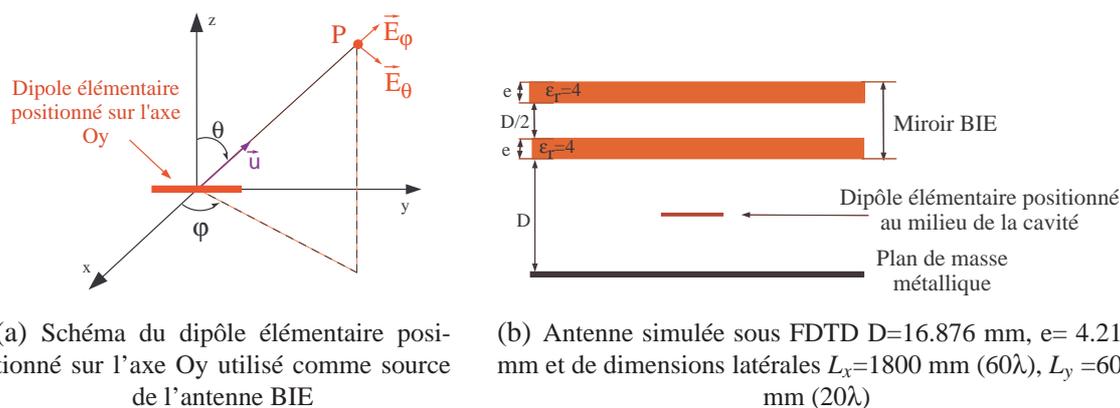


FIG. II.31 : 1<sup>ère</sup> validation effectuée sous FDTD

On peut calculer l'intégrale de rayonnement de cette source de la manière suivante :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \psi(r) \int \left\{ (\vec{J}_n \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} \right\} \cdot e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} dV \quad (\text{II.89})$$

On considère que la répartition du courant est constante sur la longueur du dipôle ( $l \ll \lambda$ ) et que la longueur OM est très faible. On peut écrire :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \psi(r) J \int \left\{ (\vec{u}_y \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} \right\} dx$$

soit :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \psi(r) J l \cdot \left\{ (\vec{u}_y \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} \right\} \quad (\text{II.90})$$

On peut maintenant positionner le dipôle sur un plan de masse métallique. De cette façon, on obtiendra les caractéristiques de la source à positionner sous le miroir BIP. Dans notre cas il suffit de considérer l'image électrique du dipôle, on aboutit à l'expression :

$$\vec{E}(P) = K \cdot \sin(kh \cos \theta) \left\{ -\cos \theta \sin \varphi \cdot \vec{u}_\theta - \cos \varphi \cdot \vec{u}_\varphi \right\} \quad (\text{II.91})$$

Les caractéristiques de l'antenne complète sont donc calculées de la manière exposée précédemment. Ainsi, on attribue à la composante de champ  $E_\theta(\theta, \varphi)$  le filtrage réalisé sur la polarisation TM et à la composante de champ  $E_\varphi(\theta, \varphi)$  la contribution de la polarisation TE. La contribution de la fonction de filtrage du matériau  $S_{TE}$  se verra dans le plan H de la simulation FDTD (plan X  $\Rightarrow \varphi = 0^\circ$ ) et la contribution  $S_{TM}$  sera visible dans le plan E (plan Y  $\Rightarrow \varphi = 90^\circ$ ).

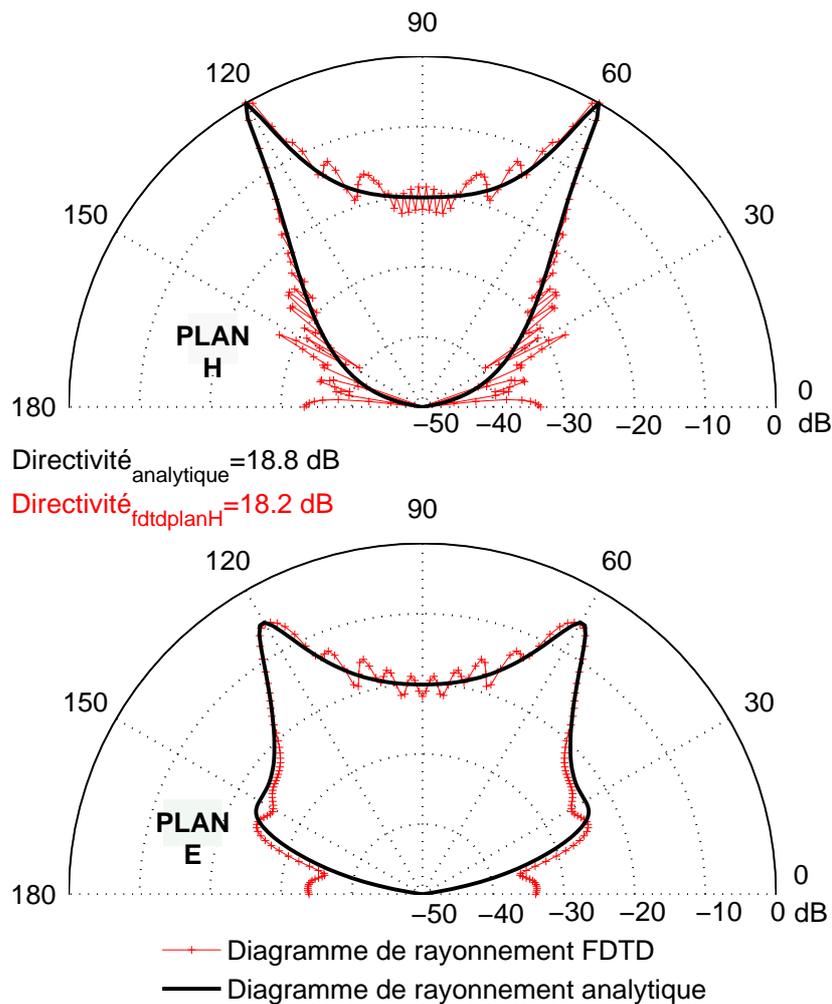


FIG. II.32 : Comparaison des diagrammes de rayonnement FDTD et analytique  $\infty$

Nous comparons sur la figure II.32, les diagrammes de rayonnement obtenus respectivement dans les plan H et plan E par cette méthode à des résultats obtenus par calcul FDTD sur plan de masse limité. Ces diagrammes de rayonnement sont tracés avec une dynamique de 50 dB. **Nous constatons que les diagrammes obtenus par les deux méthodes sont identiques.** Ces diagrammes de rayonnement permettent de mettre en évidence une anisotropie du comportement de l'antenne.

Bien évidemment la source utilisée possède déjà des diagrammes de rayonnement différents dans le plan E et le plan H mais le filtrage réalisé par le matériau n'est pas le même suivant la polarisation concernée. Le profil bruité des diagrammes de rayonnement calculés par FDTD s'explique par les limitations transverses de l'antenne. Les phénomènes parasites sont finalement de plusieurs ordres :

- la structure qui a été simulé n'est pas infinie. Ainsi, un fenêtrage spatial est réalisé sur l'ouverture rayonnante. Ceci se voit sur le rayonnement de l'antenne.
- la diffraction par les arêtes de la structures. Celle-ci peut être réduite en augmentant les dimensions de l'antenne ou en choisissant une source avec un rayonnement à l'horizon limitée.
- la présence de mode résonants sur les dimensions transverses de l'antenne excités par les discontinuités.

Les matériaux BIE diélectriques 1D ne présentent pas les mêmes caractéristiques suivant la polarisation. En antenne, cela se traduit par une différence notable de diagramme de rayonnement dans le plan E et le plan H (en considérant que la sonde d'excitation de l'antenne n'apporte pas la même contribution dans ces 2 plans).

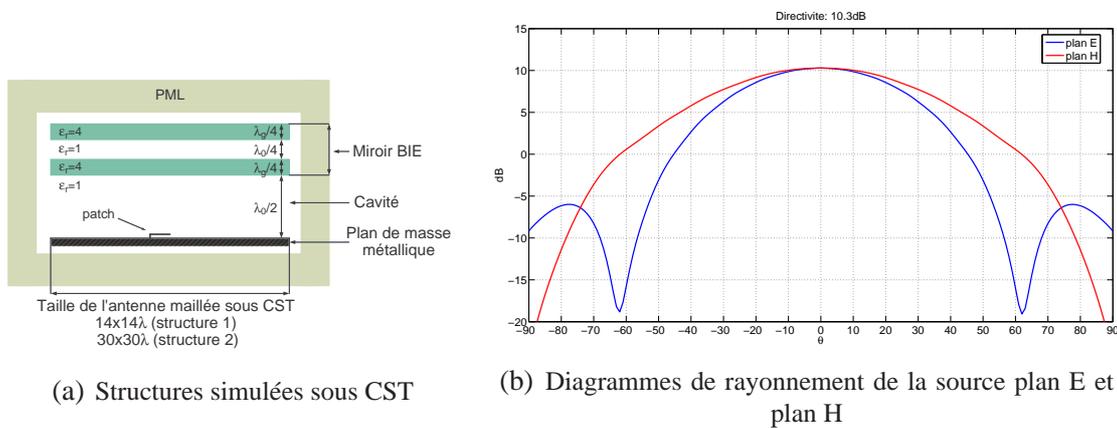
### II.5.2 Validation par CST Microwave Studio

Dans ce paragraphe nous allons valider le code analytique par comparaison à un logiciel utilisant une autre méthode électromagnétique la méthode FIT : le logiciel CST Microwave Studio.

La validation sera effectuée une antenne BIE constituée de 2 lames diélectriques de permittivité relative  $\epsilon_r = 4$  séparées d'un gap d'air (figure II.33.a). La fréquence de référence est 6.5GHz. Les épaisseurs de ces éléments sont respectivement de  $\lambda_g/4$  et de  $\lambda_0/4$ . La cavité est dimensionnée à  $\lambda_0/2$ .

Cette antenne est excitée par un patch sur air polarisé suivant l'axe  $Ox$  (Plan E suivant le plan  $\varphi = 0^\circ$ ). Le plan de masse est un plan métallique limité à la taille transverse des plaques diélectriques. Le domaine de calcul est limité par des frontières PML aux extrémités.

Deux antennes de taille différente et ayant cette même composition ont été maillées, une première mesurant  $14 \times 14\lambda_0$  et comportant 500 000 mailles et une seconde mesurant  $30 \times 30\lambda_0$  avec 900 000 mailles. Les deux simulations sous CST ont été effectuées sur une bande de fréquence de 6.2Ghz à 7.4Ghz, et les structures maillées comportent une symétrie magnétique et une symétrie électrique. Ces deux simulations ont duré 1200s et 4500s sur un PC.



**FIG. II.33 :** Antennes simulées sous CST  $14 \times 14\lambda_0$ ,  $30 \times 30\lambda_0$  et Diagrammes de rayonnement du patch à air Plan E suivant le plan  $\varphi = 0^\circ$  et Plan H suivant le plan  $\varphi = 90^\circ$

**Le patch alimentant l'antenne a également été simulé sous CST pour ne pas réaliser d'approximation sur son rayonnement.** Ce patch a été placé sur un plan de masse métallique de la même taille que la plus grande des antennes simulées  $30 \times 30\lambda_0$ . Les diagrammes de rayonnement de cette source sont reportés sur la figure II.33.b.

Ces diagrammes (en champ) sont couplés avec la fonction sélectivité spatiale relative à chacun des points de fréquence. La composante  $E_\theta(\theta, \varphi)$  est couplée avec la fonction  $S_{TM}$  et la composante  $E_\varphi(\theta, \varphi)$  est couplée avec la fonction  $S_{TE}$ . Il est visible dans le plan E que le diagramme comporte un zéro de radiation symétrique autour de  $\theta = \pm 60^\circ$ . Ce zéro devra également être présent sur les diagrammes de rayonnement des antennes BIE.

Ces deux structures permettront d'une part de valider notre code analytique mais également de montrer que l'efficacité de filtrage de l'antenne BIE devient plus faible quand celle-ci favorise des directions angulaires importantes (cas en dépointage).

Nous proposons de suivre l'évolution en fréquence des diagrammes de rayonnement de cette antenne. Nous observerons quatre série de diagrammes de rayonnement représentatifs de trois états de fonctionnement possible de la structure BIE :

- avant la fréquence de coupure du mode à fuite rayonné
- à la fréquence de coupure du mode à fuite rayonné
- après la fréquence de coupure du mode à fuite rayonné

Le premier diagramme de rayonnement (figure II.34) illustre le comportement de l'antenne avant la fréquence de coupure du mode guidé. Dans cette bande, l'antenne BIE n'est pas encore très sélective et la directivité de la source n'est pas beaucoup augmentée. De même, la taille de l'ouverture rayonnante nécessaire n'est pas très importante. Aussi, la comparaison des diagrammes est très concluante :

- l'ouverture angulaire du lobe principal est très bien modélisée
- les directivités calculées sont identiques (analytique :17.9dB,  $CST_{14\lambda \times 14\lambda}$  :17.9dB,  $CST_{30\lambda \times 30\lambda}$  :17.8dB) avec un écart de 0.2dB au maximum sur la directivité maximale.
- les diagrammes simulés avec CST comportent des oscillations plus ou moins importantes dues à la diffraction et à la troncature de la structure

Le comportement de l'antenne est bien approché. Ceci est logique vu que les surfaces utiles des antennes qui ont été choisies pour cette validation sont relativement importante vis à vis de la directivité à atteindre.

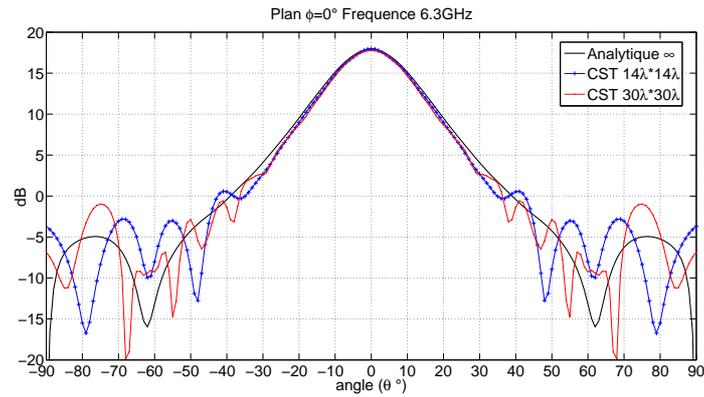
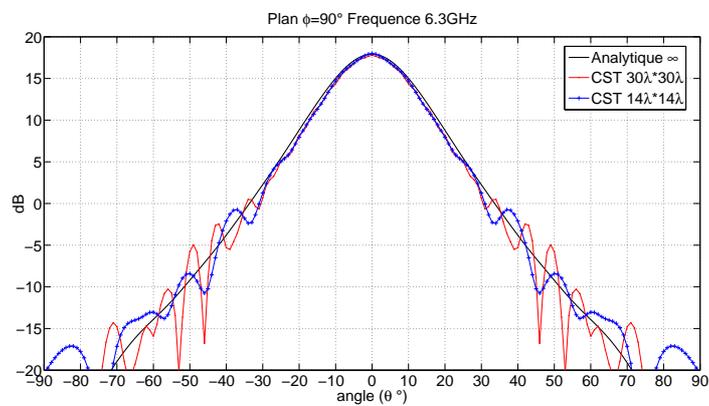
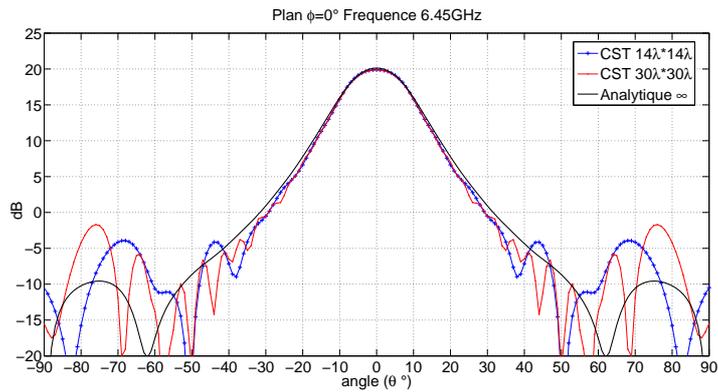
(a) Plan E ( $\phi = 0^\circ$ )(b) Plan H ( $\phi = 90^\circ$ )

FIG. II.34 : Diagrammes de rayonnement à 6.3GHz

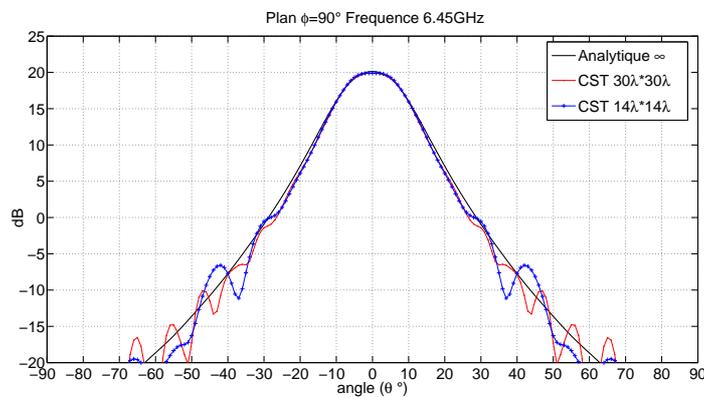
La seconde série de diagrammes de rayonnement montre les diagrammes de rayonnement à 6.45GHz (figure II.35). A cette fréquence la sélectivité spatiale est maximale ainsi que la directivité de l'antenne. La comparaison des diagrammes est aussi très concluante :

- La détermination de l'ouverture angulaire est précise.
- Les directivités calculées sont très proches (analytique : 20.15dB,  $CST_{14\lambda \times 14\lambda}$  : 19.9dB,  $CST_{30\lambda \times 30\lambda}$  : 19.9dB) avec un écart de 0.25dB au maximum sur la directivité maximale.
- Les diagrammes simulés avec CST comportent des oscillations plus ou moins importantes dues à la diffraction et à la troncature de la structure.

Le comportement de l'antenne est également bien approché.



(a) Plan E ( $\varphi = 0^\circ$ )



(b) Plan H ( $\varphi = 90^\circ$ )

FIG. II.35 : Diagrammes de rayonnement à 6.45GHz

Le diagramme de rayonnement (figure II.36) montre le comportement de l'antenne après la fréquence de coupure du mode guidé, le comportement du filtre BIE évolue pour autoriser des directions angulaires de rayonnement plus importantes. Cette propriété est intéressante pour créer des antennes à dépointage. Sur cet exemple, deux lobes de rayonnement sont présent autour de  $18^\circ$  dans le plan E et dans le plan H. Ceci correspond à un cône de directions pour lesquelles la directivité est augmentée. Il est cependant visible que la directivité du cône est plus importante dans le plan H.

En comparant les diagrammes analytiques et simulés par la méthode Full-Wave on peut remarquer :

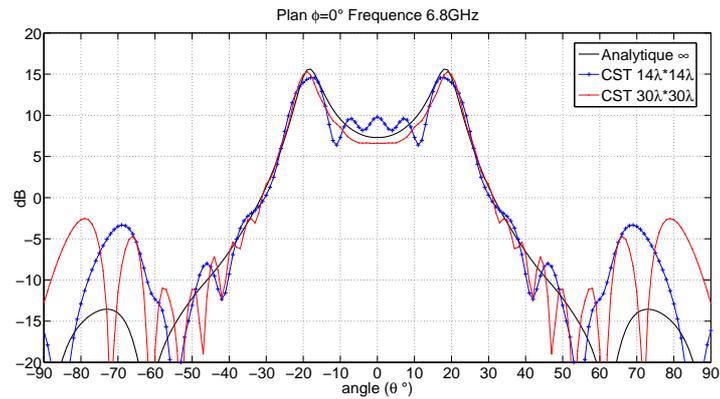
- L'angle de pointage en  $\theta$  déterminé est correct.
- Dans tous les cas la directivité plan H est plus importante.
- Les directivités calculées commencent à être légèrement différentes suivant la structure considérée :

1. Plan E analytique : 15.6dB ,  $CST_{14\lambda \times 14\lambda}$  :14.9dB,  $CST_{30\lambda \times 30\lambda}$  :15.3dB

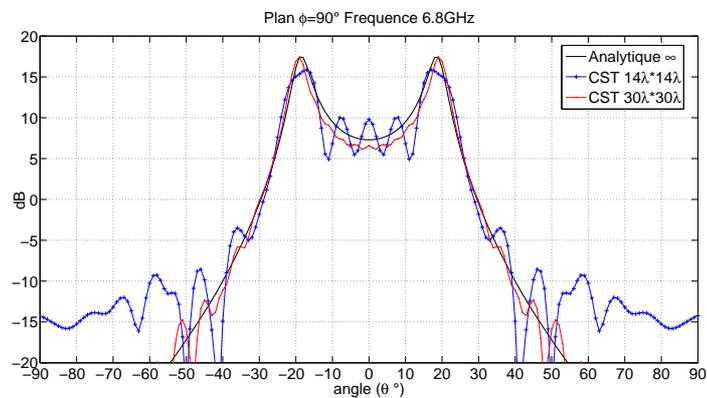
2. Plan H analytique : 17.45dB ,  $CST_{14\lambda \times 14\lambda}$  :15.4dB,  $CST_{30\lambda \times 30\lambda}$  :17.4dB

La directivité de la plus grande antenne tend vers la valeur analytique avec une différence de 0.05dB sur la valeur maximale. La directivité de la plus petite antenne déterminée sur le plan H est plus faible de 2dB. Cette différence est à associer à la taille de l'ouverture rayonnante qui il semblerait ne peut pas permettre d'obtenir une directivité plus importante.

- Le niveau global des lobes secondaires après  $\theta = 50^\circ$  augmente beaucoup dans le plan H (+10dB par rapport au diagramme analytique et au diagramme simulé sous  $CST_{30\lambda \times 30\lambda}$ ). Ce bruit, très visible dans le plan H, est donc lié aux dimensions de l'antenne.



(a) Plan E ( $\varphi = 0^\circ$ )



(b) Plan H ( $\varphi = 90^\circ$ )

**FIG. II.36 :** Diagrammes de rayonnement à 6.8GHz

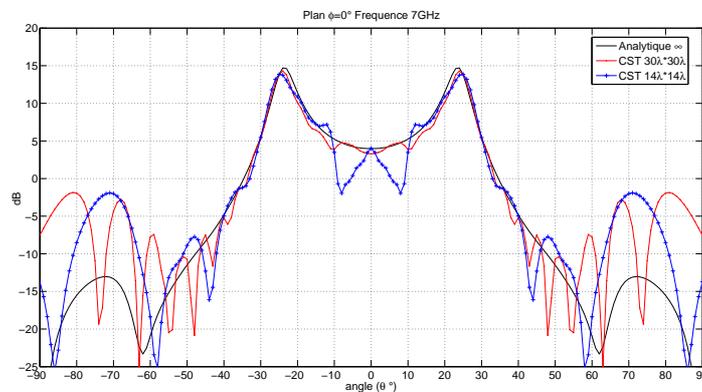
Si l'on compare les diagrammes à une fréquence encore plus importante (figure II.37), l'angle de pointage est plus important ( $\theta_p = 24^\circ$ ). Les différences entre les plans E et H au niveau de la directivité sont accentuées. Le plan H devient beaucoup plus directif. D'autre part, on peut constater que les écarts entre simulations CST et méthode analytique deviennent également plus importants :

- L'angle de pointage en  $\theta$  déterminé est correct.
- Dans tous les cas la directivité plan H est plus importante.
- Les directivités calculées sont différentes suivant la structure considérée :

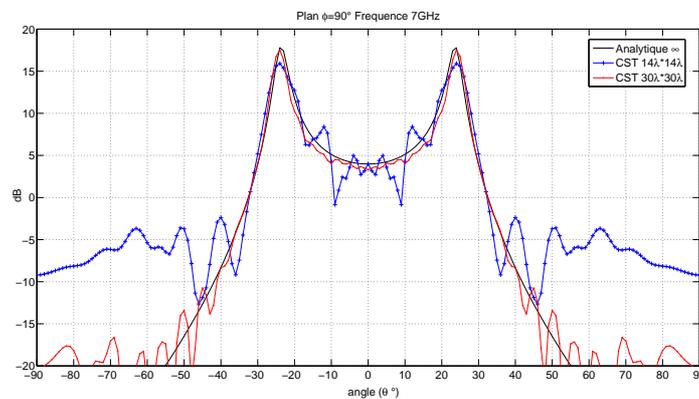
1. Plan E analytique : 14.7dB ,  $CST_{14\lambda \times 14\lambda}$  :13.8dB,  $CST_{30\lambda \times 30\lambda}$  :14.3dB
2. Plan H analytique : 17.8dB ,  $CST_{14\lambda \times 14\lambda}$  :15.9dB,  $CST_{30\lambda \times 30\lambda}$  :17.5dB

La directivité de la plus grande antenne tend vers la valeur analytique avec une différence de 0.4dB sur la valeur maximale. On peut penser qu'une structure encore plus grande permettrait de coller parfaitement avec le diagramme analytique. De la même façon la directivité de la plus petite antenne est largement inférieure plan E ( $\approx 1dB$ ) et plan H ( $\approx 2dB$ ).

- Le niveau global des lobes secondaires dans le plan H augmente beaucoup (+10dB à +15dB par rapport au diagramme analytique et au diagramme simulé sous CST  $30\lambda \times 30\lambda$ ).



(a) Plan E



(b) Plan H

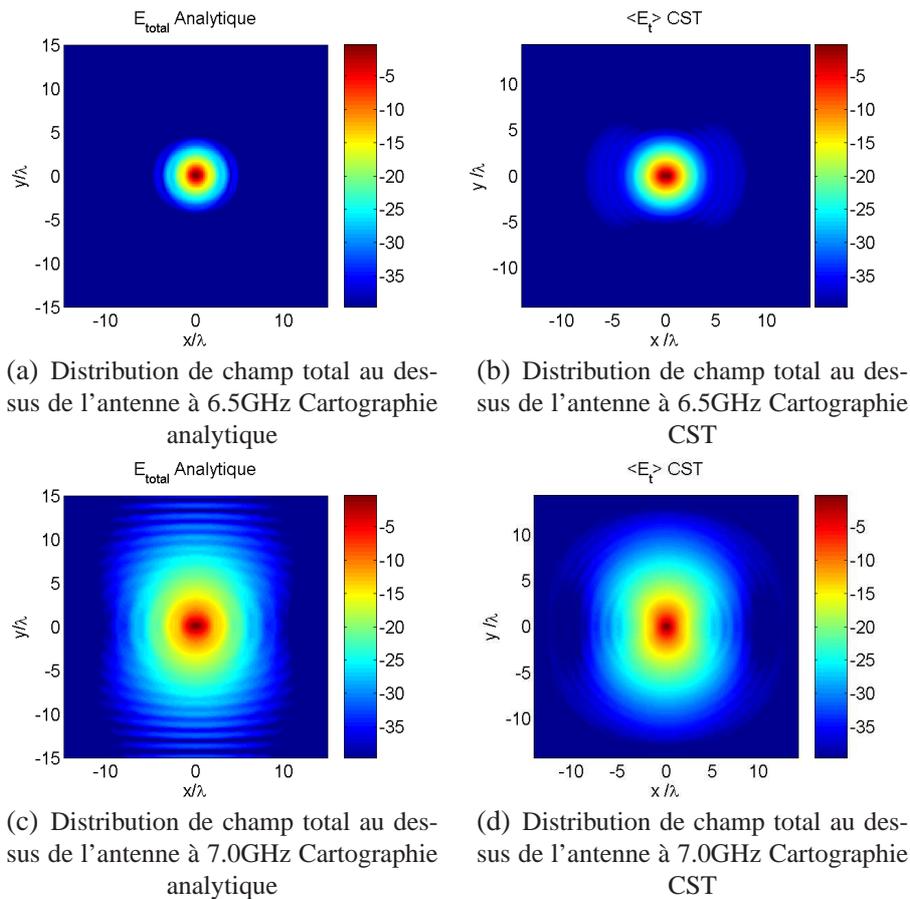
**FIG. II.37 : Diagrammes de rayonnement à 7.0GHz**

Les résultats obtenus avec le code analytique sont conformes à nos attentes. Ces résultats montrent qu'une attention particulière doit être portée sur le dimensionnement transverse de l'antenne. En effet, les résultats de simulations menées sur des structures limitées ont clairement mis en relief la nécessité d'avoir une surface rayonnante large par rapport à l'étalement du champ sur l'ouverture. Cet étalement dépend d'ailleurs de la fréquence de travail. C'est pour cette raison que les résultats de simulations sont particulièrement proches des diagrammes analytiques avant et à la fréquence de coupure du mode guidé. En effet, à ces fréquences l'antenne qui a été simulée est largement surdimensionnée, l'effet du fenêtrage du champ est minime. Pour des fréquences plus importantes, l'antenne autorise le dépointage, et la tâche de champ s'étale largement le long du guide à fuites, rendant l'efficacité de surface de l'antenne beaucoup moins attractif.

La figure II.38 illustre ce problème en comparant deux tâches rayonnantes relevées à deux fréquences différentes :

- une qui montre la distribution de champ total à la fréquence de coupure du mode guidé à 6.45GHz
- une autre qui montre la distribution de champ total à la fréquence où la fonction sélectivité est maximale dans la direction  $\theta_p = 24^\circ$  à 7GHz

Ces deux distributions de champ analytique sont comparées aux distributions obtenues par la simulation CST de l'antenne de dimensions  $30\lambda \times 30\lambda$ . Elles montrent clairement que la tâche rayonnante est beaucoup plus large dans le cas d'une structure BIE qui dépointe. Les écarts entre les distributions de champ total analytiques et issues de simulations CST s'explique par le fait que la contribution de la source est différente. En effet, il n'a pas été possible de mener l'étude analytique exacte sur le dimensionnement de l'antenne, car le diagramme de rayonnement de la source a été calculé par un support numérique. Aussi, la contribution exacte de la source pour des valeurs angulaires discrétisées par rapport au vecteur d'onde n'a pas été déterminée. La source qui a permis d'étudier le dimensionnement latéral de l'antenne est un patch dont l'expression analytique est exposée dans l'annexe B. Cette source présente un rayonnement sensiblement différent du patch simulé sous CST (figure II.33.b).



**FIG. II.38 :** Distributions de champ total  $E_t$  exprimées en dB

On peut voir que la tâche rayonnante ne s'étale pas de manière trop importante dans le cas de la première fréquence (6.45GHz). C'est pour cette raison que les différences de directivité sont minimales entre les 3 différents diagrammes comparés. Une taille d'antenne de  $10\lambda \times 10\lambda$  paraît d'ailleurs suffisante dans ce cas précis ( $E_{mesuré} \leq E_{max} - 30dB$ ). Par contre pour le deuxième point de fréquence (7GHz) le niveau de champ au bord de l'antenne est loin d'être négligeable (-15 à -20dB) dans le cas où l'antenne mesure  $14\lambda \times 14\lambda$  et tout juste acceptable (-30dB) dans le cas de l'antenne  $30\lambda \times 30\lambda$ .

Une grande partie de l'énergie doit donc s'échapper par les bords de l'antenne. Il est donc logique de mesurer une directivité moins importante pour la structure la plus petite. D'autre part, il est visible que le champ s'étale beaucoup plus dans le plan Y (polarisation TE  $\Rightarrow$  planH) ce qui justifie que la directivité est supérieure dans le plan H. Ceci est également cohérent avec les distributions  $S_{TE}$  et  $S_{TM}$  de filtrage spatial figure II.23.b.

## II.6 COMPLÉMENT : EXTENSION DU PRINCIPE ANALYTIQUE À UN DISPOSITIF MULTI SOURCES

Ce concept a été étendu au calcul des potentialités pour des dispositifs d'excitation multi sources.

Le champ rayonné par un groupe d'antennes est la somme vectorielle des champs rayonnés par chacun des éléments. Dans le cas où le réseau de sources est constitué d'un groupe composé d'une source élémentaire, on définit généralement le facteur de réseau. Celui-ci se calcule en réalisant la sommation des contributions en rayonnement de  $N$  sources élémentaires de diagramme  $d(\theta, \varphi)$  en fonction de leur pondérations complexes  $a_{mn}$  et de leur position  $x_{mn}, y_{mn}$  dans l'espace.

$$f(\theta, \varphi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{mn} \cdot \exp [jk_0 \cdot (x_m \cos \varphi + y_n \sin \varphi) \sin \theta] \quad (\text{II.92})$$

avec :

$$a_{mn} = |a_{mn}| \cdot \exp(j\psi_{mn}) \quad (\text{II.93})$$

Chaque composante du champ rayonné est calculée en multipliant le facteur de réseau en champ à la composante de la source élémentaire ainsi qu'à la fonction de filtrage associée à la polarisation.

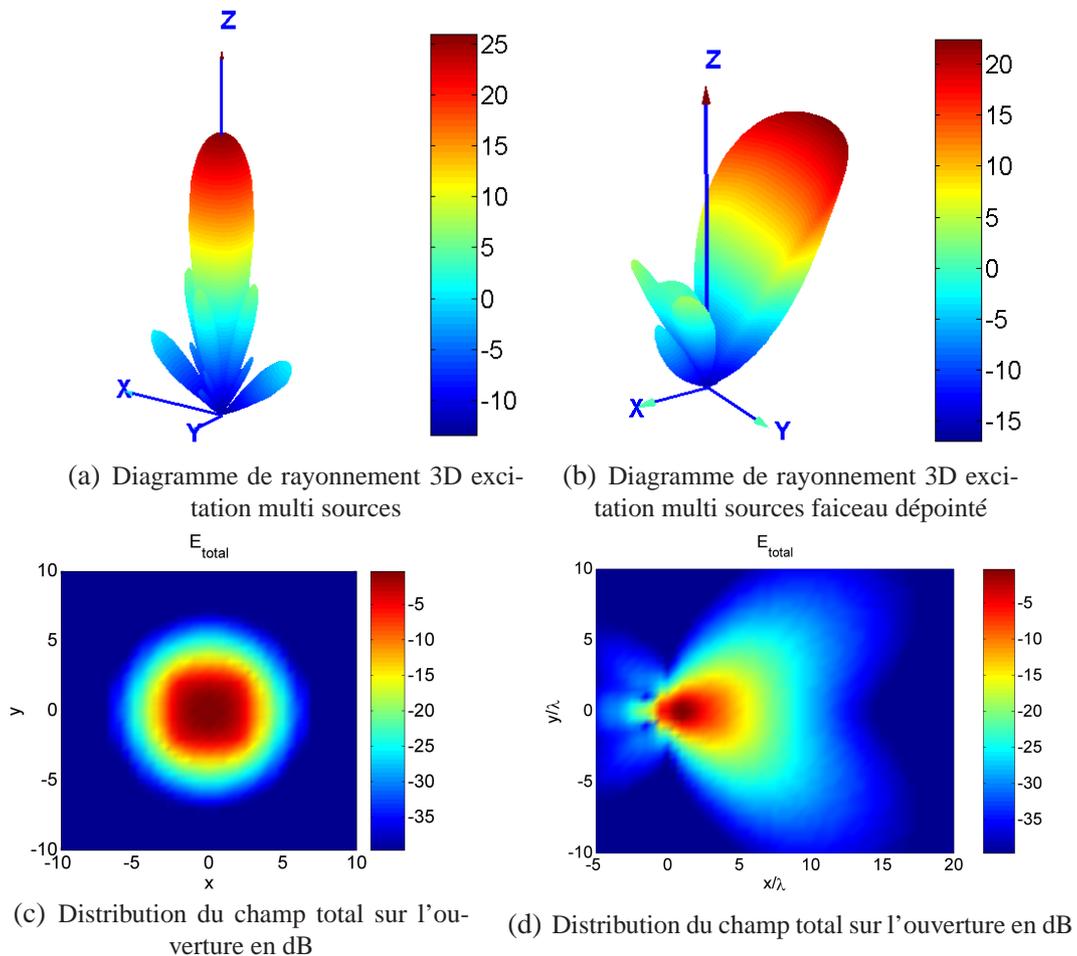
$$E_{\varphi \text{RAY}}(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot E_{\varphi \text{élément}}(\theta, \varphi) \cdot S_{TE}(\theta)|_{f_i} \quad (\text{II.94})$$

$$E_{\theta \text{RAY}}(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot E_{\theta \text{élément}}(\theta, \varphi) \cdot S_{TM}(\theta)|_{f_i} \quad (\text{II.95})$$

Le diagramme de rayonnement est ensuite traité de manière classique.

La figure II.39 montre l'exemple de deux antennes BIE multi sources excitées par deux réseaux de 16 patches. Pour le premier réseau, tous les éléments sont alimentés en phase et espacés de  $1.3\lambda$ . Pour le second réseau, les éléments d'une même ligne sont alimentés en phase et un déphasage est appliqué suivant la position de l'élément dans la colonne. En d'autre terme ce deuxième réseau est étudié pour réaliser un dépointage dans une direction  $\theta$ . Les patches sont espacés de  $0.5\lambda$ .

Cette comparaison montre toute l'utilité de l'étude analytique d'une part pour évaluer les performances optimales en rayonnement et d'autre part pour réaliser un prédimensionnement transversal en fonction de la surface utile de l'ouverture rayonnante.



**FIG. II.39 :** Exemples de diagrammes multi sources

## II.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, différentes approches théoriques dédiées à la conception d'antennes BIE ont été présentées. Malgré, les différentes dénominations possibles, les interprétations "Fabry-Pérot" et "Leaky Wave" sont des approches qui nous paraissent complémentaires. Elles nous ont permis de développer nos propres outils.

*L'outil analytique a été entièrement développé sous Matlab. Les performances optimales de l'antenne infinie sont déterminées très rapidement (temps de calcul  $< 5s$ ) quel que soit le dispositif d'excitation. Le module spécifique au dimensionnement de l'antenne nécessite des temps de calcul proportionnels à la taille de la structure. Ceux ci restent en général proches de la minute.*

En effet, un outil analytique a été développé à partir du calcul de la fonction Sélectivité Spatiale. Cette fonction rend compte de la capacité de la structure BIE à favoriser certaines directions de rayonnement et en filtrer d'autres. Le calcul de cette fonction est largement utilisé pour modéliser le comportement de grilles métalliques notamment dans l'approche "Fabry-Pérot". Ce calcul a été adapté aux matériaux BIE diélectriques 1D pour lesquels le calcul analytique des caractéristiques du miroir est possible quel que soit l'angle d'incidence, la fréquence et la polarisation. Cette connaissance permet de modéliser, de manière rapide et fiable, les propriétés du résonateur BIE.

La méthode permet d'obtenir avec des temps de simulation record le dimensionnement des structures. Cette méthode est très efficace dans la première phase de conception afin de rechercher l'architecture de l'antenne (matériau, dimensions, source) qui permettra de maintenir les performances établies dans le cahier des charges.



---

## Chapitre III

---

# VERS LA CONCEPTION COMBINÉE D'UN RÉSONATEUR BIE ET DE SON DISPOSITIF D'EXCITATION

---

### Sommaire

---

<b>III.1 INTRODUCTION</b> . . . . .	<b>121</b>
<b>III.2 MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION</b> . . . . .	<b>121</b>
III.2.1 Considération du cahier des charges . . . . .	121
III.2.2 Choix de la solution technique utilisant un résonateur BIE et son ex- citation . . . . .	122
III.2.3 Evaluations préalables des performances de l'antenne BIE par la dé- marche analytique . . . . .	124
III.2.3.1 Utilisation du résonateur BIE pour former le diagramme de rayonnement de l'antenne . . . . .	125
III.2.3.2 Utilisation de la source pour former le diagramme . . . . .	132
<b>III.3 INFLUENCE DU RÉSONATEUR BIE SUR LES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS     CONSTITUANT LA SOURCE</b> . . . . .	<b>138</b>
III.3.1 Influence sur les lignes microruban . . . . .	138
III.3.2 Influence sur les patches . . . . .	140

III.3.3	Conclusions sur l'influence du résonateur sur les différents éléments constituant la source d'excitation . . . . .	142
<b>III.4</b>	<b>ILLUSTRATION DE LA MÉTHODE POUR LA CONCEPTION ET LA RÉALI-</b>	
	<b>SATION D'UN DISPOSITIF DE LABORATOIRE . . . . .</b>	<b>143</b>
III.4.1	Etude théorique des performances potentielles . . . . .	143
III.4.2	Conception du dispositif d'excitation . . . . .	147
III.4.2.1	Détermination de l'impédance d'entrée en monosource . . .	147
III.4.2.2	Conception du réseau . . . . .	149
III.4.3	Mesures du prototype . . . . .	150
III.4.4	Détermination des problèmes . . . . .	154
<b>III.5</b>	<b>CONCLUSION . . . . .</b>	<b>159</b>

---

## III.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons rappeler l'intérêt d'utiliser de manière conjointe les résonateurs BIE et des dispositifs d'excitation multi sources. Cette association a déjà montré des avantages indéniables comme l'élargissement de la bande passante [41, 56], ou la réalisation d'un faisceau dépointé.

Nous verrons dans un premier paragraphe comment l'étude analytique permet d'explorer les potentialités des différents systèmes anténaires associant résonateurs BIE et dispositifs d'excitation conjoints. Nous détaillerons ensuite la démarche retenue pour la conception d'une antenne BIE associant un résonateur BIE particulier à un dispositif multi sources et son réseau d'alimentation.

A l'issue de cette étude nous évaluerons les lacunes liées au couplage entre les sources, couplages amplifiés par la présence du résonateur.

## III.2 MÉTHODOLOGIE DE CONCEPTION

### III.2.1 Considération du cahier des charges

Le cahier des charges fournit habituellement toutes les caractéristiques nécessaires à la conception de l'antenne BIE. Ces caractéristiques sont multiples et dépendent de l'application visée.

1. Le premier axe et le plus important fixé par le cahier des charges, est le coût du dispositif. Cet aspect permet de conserver ou d'écarter rapidement une solution technologique. Il peut également guider fortement le choix du degré de complexité du dispositif rayonnant.

2. En règle générale, l'application visée fixe le type d'antenne. Le champ applicatif peut nécessiter de couvrir une large zone autour de l'émetteur ou du récepteur (diagramme omnidirectionnel), un secteur particulier (diagramme sectoriel), ou bien une zone bien précise (diagramme directif).
3. Le cahier des charges fournit alors le gain de l'antenne en fonction des bilans de liaison. Ce paramètre dépend de la directivité mais également de la puissance acceptée par l'antenne. Généralement, le gain est donné conjointement avec l'adaptation électrique du dispositif.
4. Une contrainte, qu'il est usuel de rencontrer, est la forme du diagramme de rayonnement. En effet, certaines applications nécessitent d'obtenir un faisceau très pincé avec une quantification très précise de l'ouverture angulaire du diagramme. D'autre part, on peut chercher à concevoir une antenne qui ne pointe pas dans la direction axiale mais dans une direction angulaire différente que ce soit en élévation, en azimut ou bien les deux.
5. Dans un tout autre cadre, le cahier des charges fixe la bande de fréquence d'utilisation de l'antenne. La bande de fréquence désignée impose la bande passante de l'antenne en adaptation et en rayonnement.

### III.2.2 Choix de la solution technique utilisant un résonateur BIE et son excitation

Chacune des contraintes présentes dans le cahier des charges aiguille vers le choix d'une antenne particulière. La recherche de gain élevé a rendu le résonateur BIE compétitif, par rapport à des systèmes présentant un encombrement volumique plus important.

Le résonateur BIE est excité par une ou plusieurs sources. Son rôle est de réaliser une fonction de filtrage sur le rayonnement du dispositif d'excitation. Le résonateur est à la fois un filtre fréquentiel et un filtre spatial. Ce qui signifie que plus on améliore la qualité du filtrage spatial plus le filtrage fréquentiel est sélectif. En d'autres termes, un résonateur très sélectif ne peut pas offrir ces qualités sur une large gamme de fréquence.

Nous l'avons évoqué dans le chapitre II, les performances de l'antenne BIE résultent de la combinaison des performances de la source et du résonateur BIE.

Une solution, expérimentée notamment dans les thèses de L.Léger [41], d'O.Roncière [57] et les travaux [56, 58], est de déporter une partie de la contrainte de formation du faisceau sur la source d'excitation. Cette solution permet d'envisager d'améliorer le produit gain bande de ce type d'antenne. Dans le cas où l'on souhaite concevoir une antenne très directive, il est toujours possible d'alimenter le résonateur BIE par une source unique et d'utiliser un filtre très résonant. Dans ce cas, la formation du faisceau n'est à attribuer qu'au résonateur. Le problème de cette configuration antennaire est la bande passante qui est directement limitée par le choix du matériau BIE.

Employer un plus grand nombre de sources ou une source plus directive peut décharger le niveau de performances à générer par le résonateur. En fait, dans ce cas, il est possible d'utiliser un résonateur moins sélectif en terme de performances spatiales et fréquentielles. On bénéficie alors d'une bande passante augmentée. Un compromis doit tout de même être trouvé, car la multiplication du nombre de sources fait perdre le côté attractif de l'antenne BIE. D'autre part, la bande passante de la source d'excitation ou du réseau de source peut être susceptible de limiter la bande passante du dispositif.

L'association d'un résonateur BIE et d'une source présentant un diagramme de rayonnement évolué révèle d'autres potentialités intéressantes. Les réseaux permettent de réaliser la formation de faisceau. Ceci sous entend qu'il est possible de générer des lobes directifs dans des directions angulaires particulières et d'isoler d'autres directions avec des zéros de rayonnement.

En utilisant un résonateur au dessus de la fréquence de coupure, nous avons vu qu'il était possible de concevoir des antennes à dépointage. Un tel résonateur utilisé avec une source ayant un diagramme de rayonnement peu directif réalise un cône de rayonnement dont la direction de pointage et la finesse de pointage dépend complètement du résonateur. Le réseau trouve toute son utilité car il permet éventuellement de sélectionner précisément un secteur de ce cône.

### III.2.3 Evaluations préalables des performances de l'antenne BIE par la démarche analytique

Compte tenu de toutes les spécifications à respecter, nous proposons d'explorer au préalable les potentialités offertes par le résonateur BIE et son dispositif d'excitation par la démarche analytique exposée lors du chapitre précédent.

Nous l'avons évoqué, le formalisme analytique permet d'entrevoir de manière quasi-instantanée les potentialités d'un couple source/résonateur. Cette extrême efficacité permet de tester un grand nombre de configurations : le paramétrage sur un grand nombre d'inconnues est rendu possible et la conception de ce type d'antenne devient plus commode.

Cette analyse permet de décomposer les problématiques liées aux différents éléments constituant l'antenne tels que :

- le choix du matériau
- le choix du type de source d'excitation
- l'effet de la combinaison des dispositifs
- la sensibilité des paramètres

Nous pouvons évaluer quel type de matériau utiliser : nombre de plaques, permittivité, réflectivité, etc ...

Au niveau des sources il est possible d'introduire le diagramme de rayonnement d'un patch, d'un dipôle, d'une source complexe dont le diagramme de rayonnement est stocké dans un fichier numérique ou bien de mettre en réseau ces diagrammes. Les outils de dimensionnement de l'ouverture rayonnante permettent de garantir les performances du dispositif.

Une fois le couple résonateur / source déterminé, il convient de dimensionner l'ouverture rayonnante.

### III.2.3.1 Utilisation du résonateur BIE pour former le diagramme de rayonnement de l'antenne

La première solution pour parvenir à faire une antenne directive est d'utiliser un résonateur excité par une source peu directive. Cette manière d'utiliser le résonateur BIE est connue depuis longtemps.

Une source dont le diagramme de rayonnement est peu formé (patch, dipôle, guide d'onde) est positionnée dans le résonateur. Le rôle du résonateur est de focaliser le diagramme de rayonnement de la source dans la direction  $\theta$  favorisée par celui-ci. Utilisé de cette manière, le résonateur fixe les performances en rayonnement par sa fonction de filtrage.

#### a) Antenne BIE monosource à pointage axial

L'ouverture angulaire du faisceau de l'antenne BIE est conditionnée par l'ouverture angulaire de la fonction de filtrage du résonateur. Ceci est particulièrement visible sur la figure III.1 : le diagramme de l'antenne BIE épouse la fonction de filtrage du résonateur.

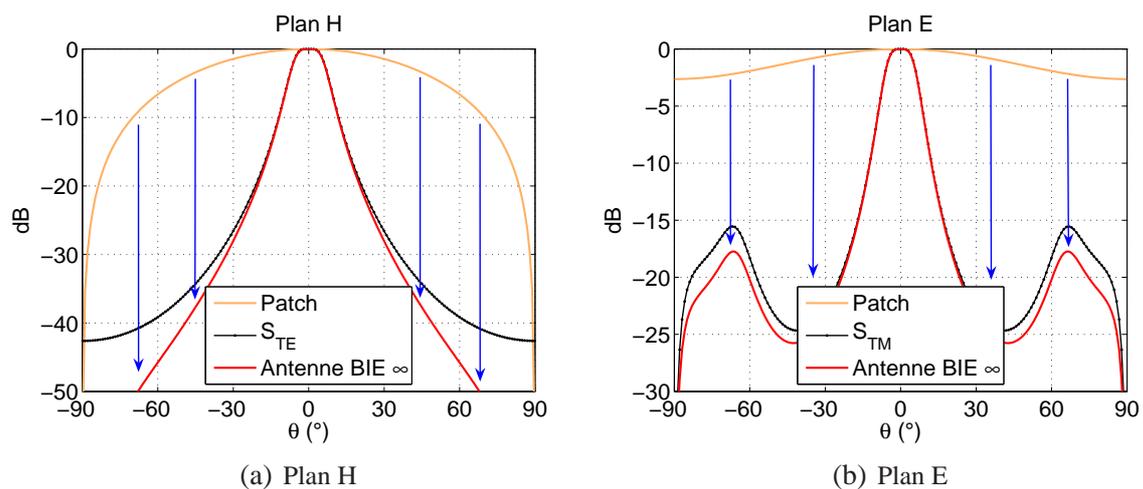


FIG. III.1 : Comparaison des diagrammes de rayonnement d'une antenne BIE, de sa source (patch) et de la fonction de filtrage du résonateur

Un patch en  $\lambda_g/2$  sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 4.5$  est positionné dans un résonateur BIE composé de deux plaques de  $\epsilon_r = 6$  en  $\lambda_g/4$  séparées d'un gap d'aire en  $\lambda_0/4$ . La hauteur de cavité est de  $\lambda_0/2$ . Sur la figure (III.1), les diagrammes de rayonnement sont tracés à  $f = \lambda_0/c$  dans les plan E et H. Le diagramme de la source est tracé en orange dans les deux plans. La fonction sélectivité est tracé en noire et le diagramme de l'antenne BIE infinie en rouge.

La focalisation du diagramme de l'antenne implique nécessairement l'augmentation de la directivité de l'antenne. Pour parvenir à la directivité recherchée, il suffit alors de réaliser la fonction de filtrage spatial qui répond aux objectifs. Un rapide paramétrage analytique sur cette propriété spécifique permettra d'aboutir à l'optimum de l'antenne infinie.

Une fois les potentialités optimales en rayonnement déterminées, la dernière inconnue réside dans le choix de la surface utile au résonateur pour assurer les performances. Pour cela, il convient d'évaluer quelle est la surface minimale qui permet de réaliser le diagramme qui satisfait au mieux le cahier des charges. En partant d'une surface importante (comme sur la figure III.2.a), il est possible de dimensionner au mieux la taille de l'ouverture de manière à ce que le niveau de champ en bord d'antenne soit acceptable. De cette manière, en défissant un seuil de champ EM acceptable en bord d'antenne, on limite les risques dus au sous dimensionnement des structures comme la diffraction par les bords de l'antenne et les résonances transverses de structure. On trace la distribution du champ électrique total sur l'ouverture rayonnante sur la figure III.2.a entre  $-15\lambda < L < 15\lambda$ . Il est possible de tracer toutes les composantes de champ E ou H.

Sur la figure III.2.b, on trace la phase de la composante du champ électrique majoritaire, ici  $E_x$ . On voit clairement sur cette représentation qu'il y a un disque où la phase évolue de façon homogène. Passée cette surface, la répartition globale de la phase ne permet vraisemblablement plus d'être constructif pour le rayonnement dans la direction  $\theta = 0^\circ$  (figure III.3), car la celle ci varie trop rapidement.

Pour interpréter ce phénomène, il est possible de se rattacher à la théorie sur les ouvertures rayonnantes. En effet, le gain maximum d'une ouverture rayonnante est obtenu quand la distribution du champ est équiampitude et équiphase sur la surface.

Quand il existe des oppositions de phase sur l'ouverture, le gain résultant chute. Le disque de diamètre  $8\lambda$  constitue la surface utile et nécessaire pour tirer partie de la directivité maximale dans la direction  $\theta = 0^\circ$ .

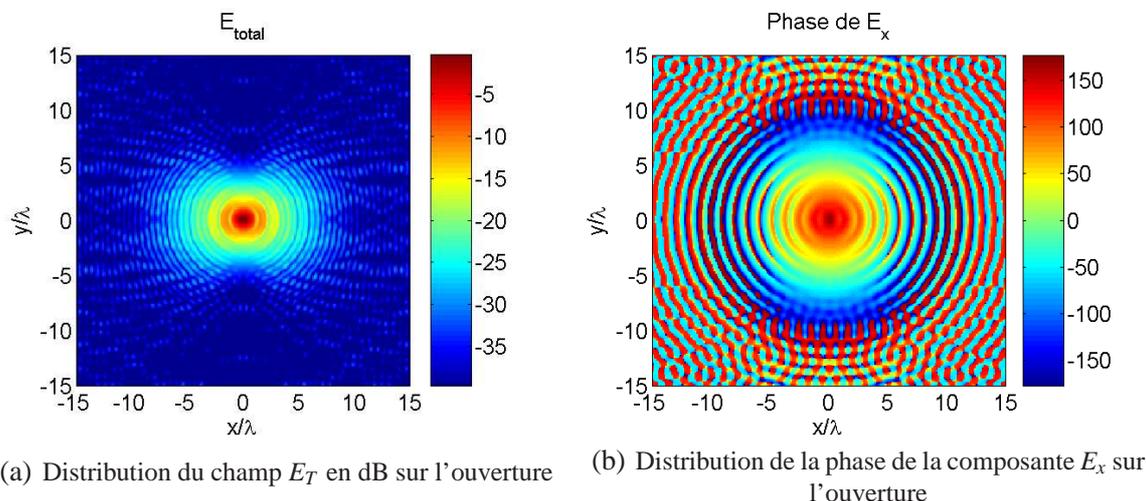


FIG. III.2 : Répartition du champ sur l'ouverture calculés par l'outil analytique

La distribution du champ sur l'ouverture permet de synthétiser le diagramme de rayonnement associé à la limitation (figure III.3). On rappelle qu'il faut soustraire le facteur  $\frac{P_l}{P_\infty}$  sur chacun de diagrammes correspondants aux antennes de dimensions limitées. Ce rapport traduit la puissance non interceptée par le fenêtrage. On voit clairement que les diagrammes de rayonnement synthétisés à partir des ouvertures  $16\lambda \times 16\lambda$  (rose) et  $30\lambda \times 30\lambda$  (bleu) se superposent avec le diagramme obtenu à partir de l'antenne infinie. Par contre pour le diagrammes calculés à partir des ouvertures  $10\lambda \times 10\lambda$  (vert), la directivité dans la direction  $\theta = 0^\circ$  est supérieure.

Ce résultat permet de dire que la phase des champs contenue dans l'espace excluant le disque  $8\lambda \times 8\lambda$  contribue à détruire le rayonnement dans l'axe. Pour le dernier exemple (diagramme  $4\lambda \times 4\lambda$  en rouge), on voit que l'ouverture rayonnante est trop petite, elle ne permet pas d'obtenir la directivité optimale. Ceci semble logique étant donné qu'il reste des zones de champ à  $-20\text{dB}$  à l'extérieur de cette surface.

Cet exemple illustre globalement, la technique qui peut être utilisée pour concevoir une antenne à pointage axial monosource. Une étude sur la sensibilité des dimensions, la permittivité des constituants du résonateur, ainsi qu'une étude sur l'ensemble de la bande peut finaliser cette étude théorique.

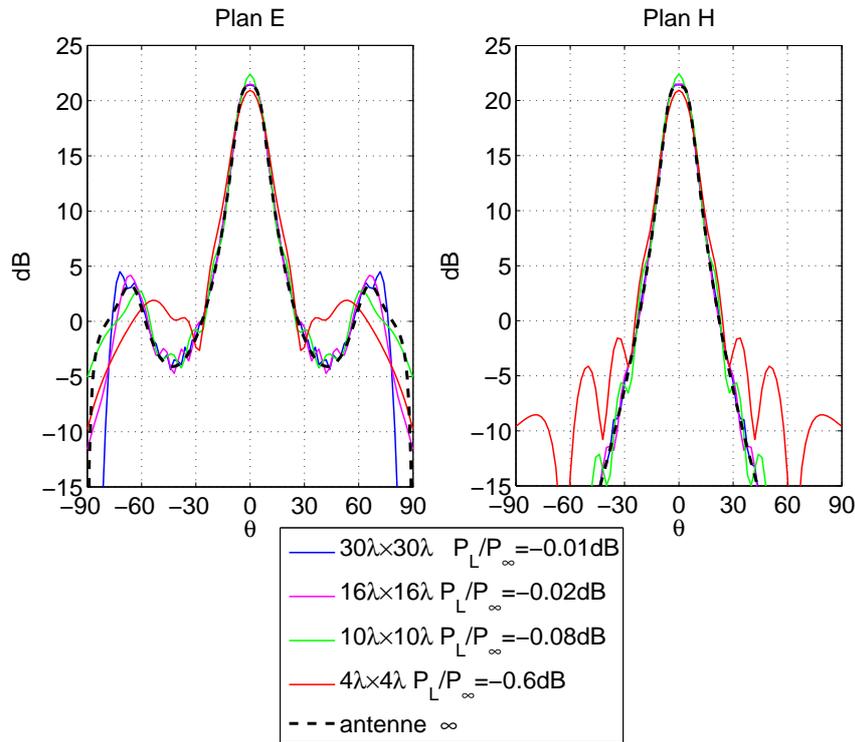


FIG. III.3 : Utilisation de l'outil analytique pour évaluer l'effet d'une limitation de la surface de l'antenne sur le diagramme de rayonnement d'une antenne BIE monosource à pointage axial

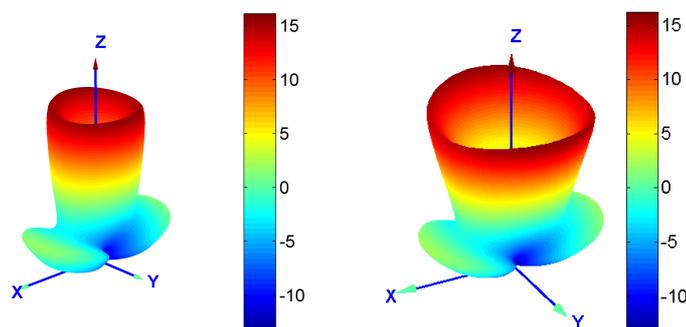
### b) Antenne BIE monosource pour le dépointage

De la même façon que pour le pointage axial, dans une configuration monosource, le résonateur fixe les performances en rayonnement par sa fonction de filtrage. On a vu qu'après la fréquence de coupure du mode à fuite guidé, la fonction de filtrage du matériau permet de réaliser des antennes à dépointage.

Les deux exemples de diagrammes 3D montrent quel type de rayonnement il est alors possible d'obtenir en monosource. La couronne de rayonnement s'ouvre au fur et à mesure que la fréquence augmente (figure III.4).

L'angle de pointage donné par la fonction de filtrage du résonateur dépend de la fréquence, il est évalué ainsi :

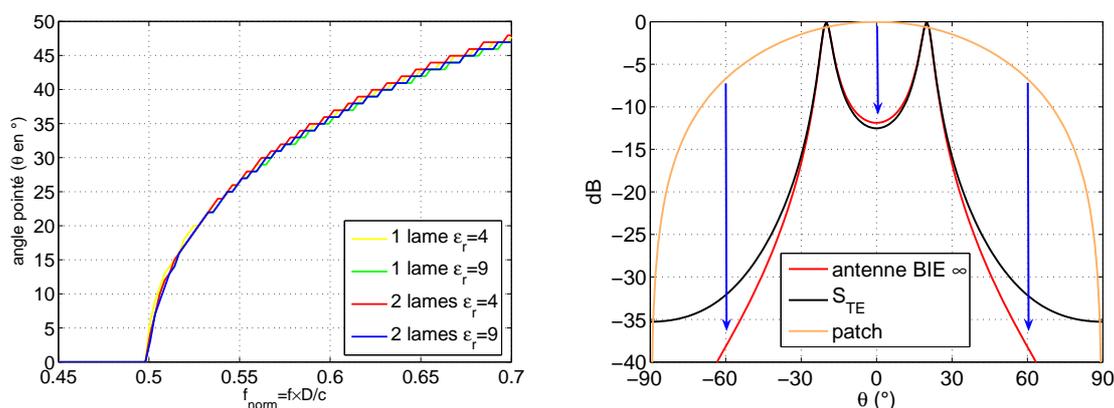
$$\theta_{\text{pointage}}(f) = \max(S(\theta, f)) \quad (\text{III.1})$$



(a) Diagramme de rayonnement d'un antenne BIE réalisant un dépointage à 15° (b) Diagramme de rayonnement d'un antenne BIE réalisant un dépointage à 30°

FIG. III.4 : Diagramme de rayonnement 3D dépointés

On trace figure III.5.a la direction en élévation que la fonction de filtrage permet de réaliser en fonction de la fréquence pour différents types de résonateurs.



(a) Angle de pointage favorisé par le résonateur en fonction de la fréquence (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne BIE comparé à la fonction de filtrage  $S_{TM}$  et au diagramme du patch plan H

FIG. III.5 : Antenne BIE monosource réalisant du dépointage

Cet exemple montre les résultats obtenus en terme de filtrage avec une antenne BIE composée de deux lames de permittivité  $\epsilon_r = 4$  en  $D/2\sqrt{\epsilon_r}$  séparés d'un gap d'air en  $D/2$ . Ce sandwich est positionné à la côte  $D$  au dessus du plan de masse. La longueur d'onde  $\lambda_0$  correspond à la fréquence de coupure du mode guidé (sur la figure III.5.a  $f_{norm} = 0.5$ ). A la fréquence correspondant à cette longueur d'onde le résonateur permet de rayonner dans l'axe. Le rayonnement figure III.5.b est obtenu à une fréquence supérieure  $f_{norm} \approx 0.54$ .

On utilise le même code de couleur que précédemment pour représenter le diagramme de rayonnement du patch (orange), la fonction sélectivité (noire) et le diagramme de rayonnement théorique de l'antenne infinie. L'ouverture angulaire de la couronne de de l'antenne BIE est conditionnée par l'ouverture angulaire de la fonction de filtrage du résonateur. En effet, le diagramme de l'antenne BIE épouse la fonction de filtrage du résonateur.

On note que le résonateur n'est pas très sélectif dans les directions angulaires entre  $|\theta| < \theta_{pointage}$ . Pour accentuer le filtrage dans ces directions, il faudrait choisir un résonateur plus sélectif.

La surface rayonnante nécessaire pour réaliser une antenne BIE à dépointage est très difficile à déterminer intuitivement car on ne peut pas appliquer de relations type :  $G_{dB} = 10 \log \left( \frac{4\pi S}{\lambda^2} \right)$ . **La connaissance de l'encombrement latéral s'obtient rapidement avec l'outil analytique de dimensionnement.**

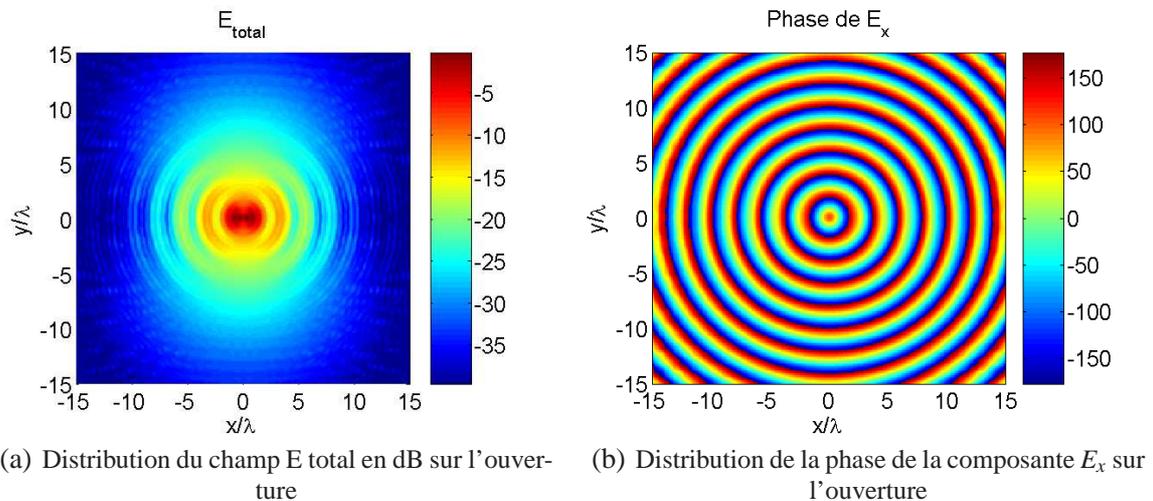
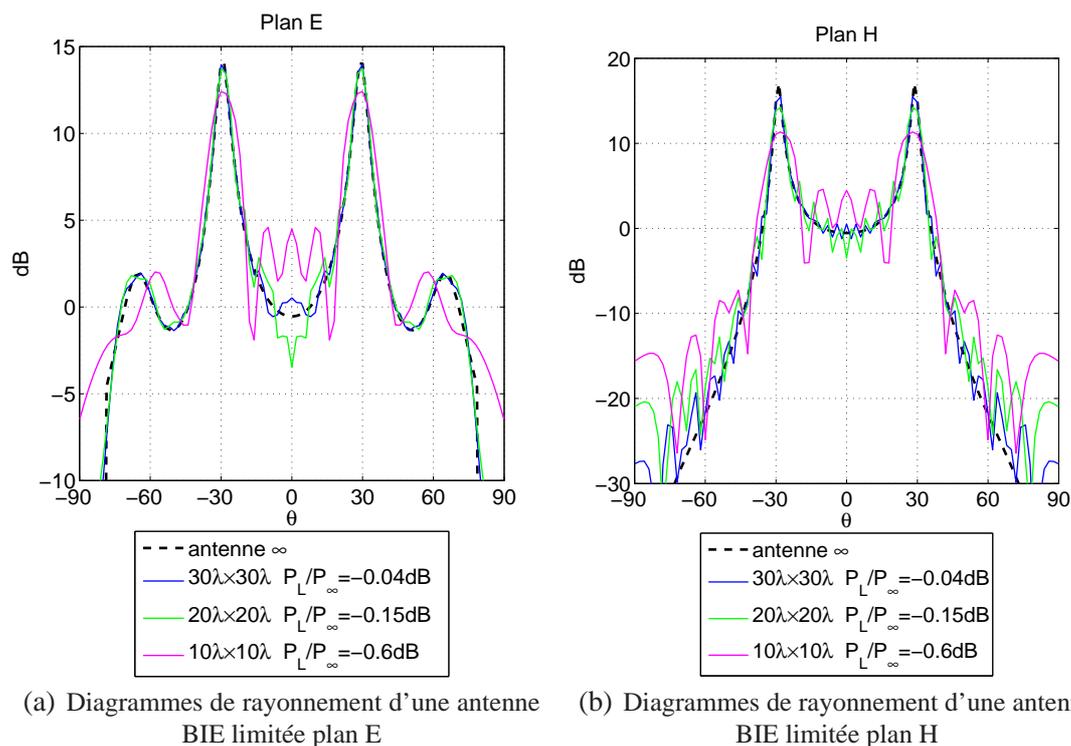


FIG. III.6 : Distribution du champ  $E$  sur l'ouverture calculée par l'outil analytique

Il est possible de dimensionner l'antenne en définissant un niveau de champ tolérable en bord d'antenne (figure III.6.a). Plus la surface rayonnante est importante, plus on se rapproche du comportement de l'antenne infinie (figure III.7), qui est pour les antennes à dépointage, le potentiel optimum.

On remarque que la phase de la composante majoritaire  $E_x$  varie assez rapidement et il n'existe plus de zone où la phase est inhomogène comme cela était le cas à la coupure du mode guidé. A cette fréquence, le mode à fuite guidé dans la cavité présente une constante de propagation importante et la phase sur l'ouverture varie de la même manière (figure III.6.b).



**FIG. III.7 :** Utilisation de l'outil analytique pour évaluer l'effet d'une limitation de la surface de l'antenne sur le diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement des antennes limitées (figure III.7.a.b) confirment qu'une surface importante est nécessaire pour parvenir aux potentialités optimales en terme de rayonnement (Remontés importants de lobes secondaires plan H et fortes oscillations dans les 2 plans). En effet, pour une directivité de 18dB, une surface de  $20\lambda \times 20\lambda$  (vert) est nécessaire pour tendre vers les potentialités infinies. La surface de  $10\lambda \times 10\lambda$  (rose) limite de façon importante les performances en rayonnement.

### c) Evaluation de la bande passante en rayonnement

La bande passante en rayonnement de l'antenne BIE monosource est fixée par la bande passante de la fonction de filtrage du résonateur. Dans le cas des antennes à dépointage, il est très difficile d'évoquer cette notion car l'angle de pointage de l'antenne augmente avec la fréquence. Aussi, le faisceau s'écarte rapidement de la direction  $\theta_{pointage}$ .

#### III.2.3.2 Utilisation de la source pour former le diagramme

La seconde solution pour parvenir à réaliser une antenne directive est d'exciter un résonateur par une source dont le diagramme de rayonnement est déjà formé dans une direction donnée. Cette solution apporte d'innombrables nouvelles fonctionnalités. En effet, le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE multi sources n'est plus seulement dicté par la fonction de filtrage du résonateur, mais également par le rayonnement propre à la source.

##### a) Antenne BIE multi sources à pointage axial

Comme le diagramme de la source est déjà formé, les besoins sur le résonateur sont moins contraignants. Il est possible d'utiliser des résonateurs moins sélectifs et donc plus large bande. Dans ce cas, le résonateur assure la fonction de filtrage en  $\theta$  des directions de rayonnement non désirées. On peut alors associer des sources espacées ( $d > \lambda$ ) et un matériau peu sélectif. Dans cette configuration, la source présente un diagramme de rayonnement avec un lobe principal dont l'ouverture angulaire est très pincée mais avec des lobes de réseaux dont le niveau peut être très élevé comme le montre la figure III.8.a.b.

Sur cet exemple un réseau de  $8 \times 8$  patchs est positionné au sein d'un résonateur. Les patchs sont espacés de  $1.6\lambda$  en  $x$  et en  $y$ . Cet espacement est responsable des lobes de réseau représentés en orange sur la figure III.8.a.b. La fonction sélectivité du résonateur est tracée en noire pour les deux polarisations. Le résonateur est composé de deux lames d'alumine en  $\lambda_g/4$  séparées d'un gap d'air en  $\lambda_0/4$ . La cavité mesure  $\lambda_0/2$ . La fonction de filtrages est représentée à la fréquence correspondant à  $\lambda$ . Les diagrammes de rayonnement de l'antenne infinie sont tracés en rouge.

L'ouverture angulaire du lobe principal de l'antenne est imposée par la source. Le résonateur contribue peu à la focalisation de la source. Son rôle est de filtrer les lobes secondaires et d'accroître la dynamique entre le lobe principal et les lobes secondaires.

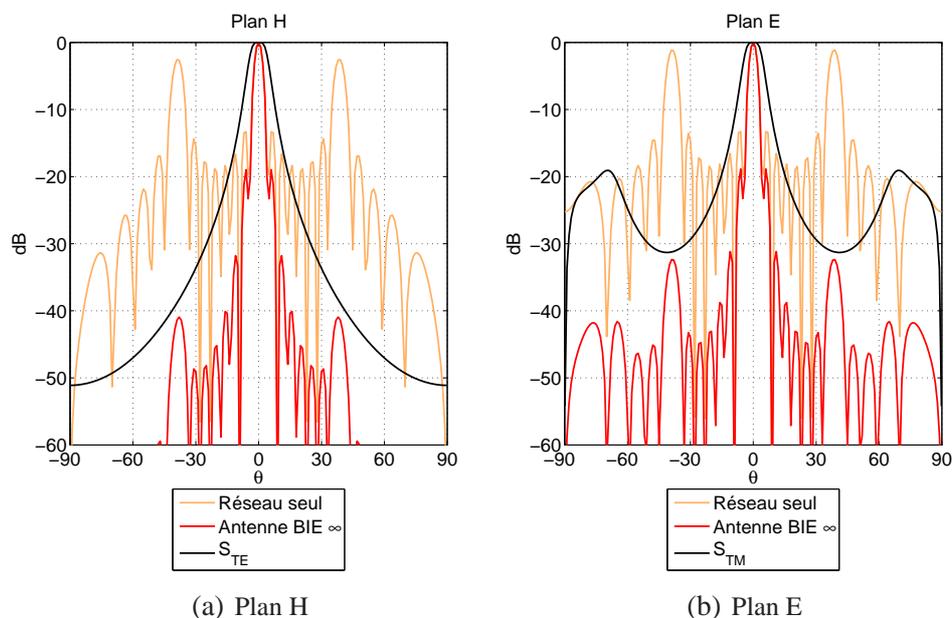


FIG. III.8 : Comparaison des diagrammes de rayonnement d'une antenne BIE, de sa source (réseau de 64 patchs : éléments espacés de  $1.6\lambda$ ) et de la fonction de filtrage du résonateur

On voit clairement les lobes de réseau de la source autour de  $45^\circ$  et le lobe principal très pincé. La fonction de filtrage du résonateur en noir présente une ouverture angulaire supérieure au lobe principal de la source. Le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE présente sensiblement la même ouverture que la source. Cependant, le niveau des lobes de réseau a chuté de l'ordre de -30dB dans le plan E et de -40dB dans le plan H. La directivité de l'antenne résultante devient beaucoup plus importante car très peu d'énergie se trouve dans ces lobes secondaires.

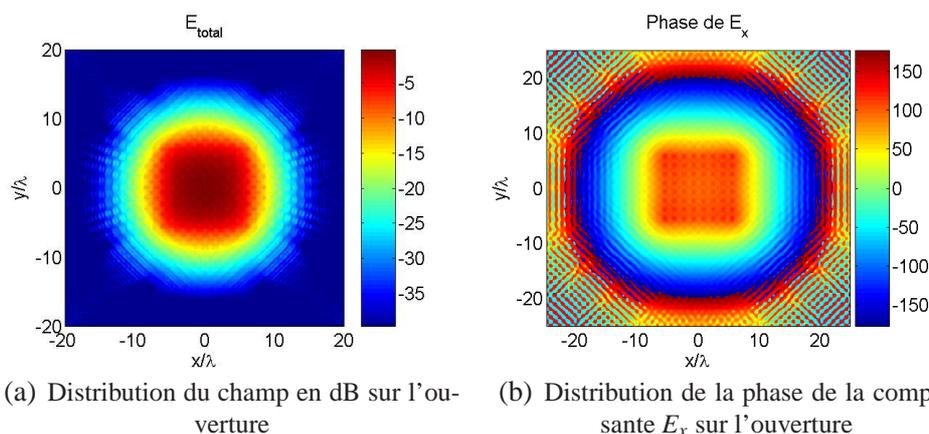
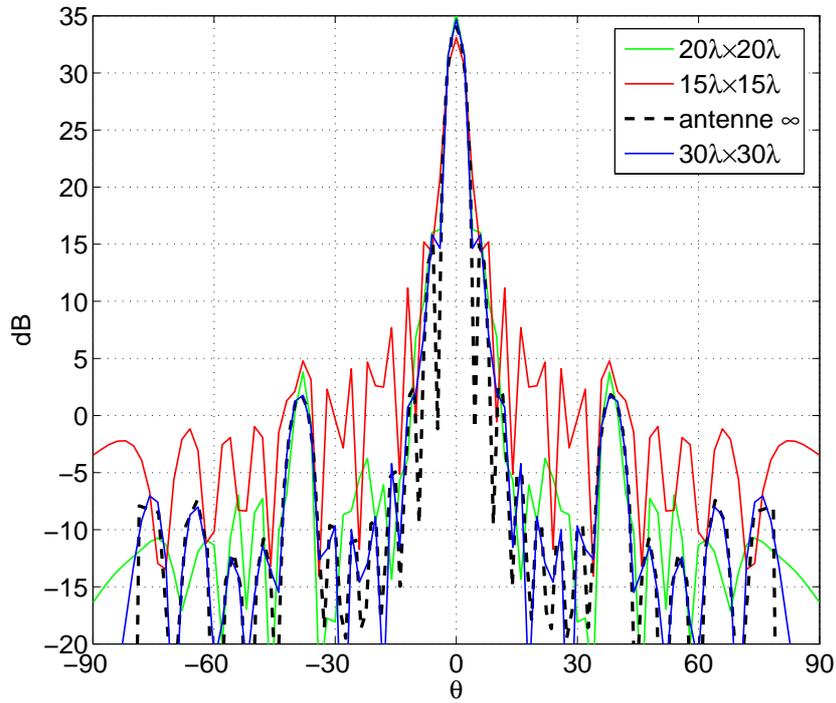


FIG. III.9 : Distribution du champ  $E$  sur l'ouverture calculée par l'outil analytique

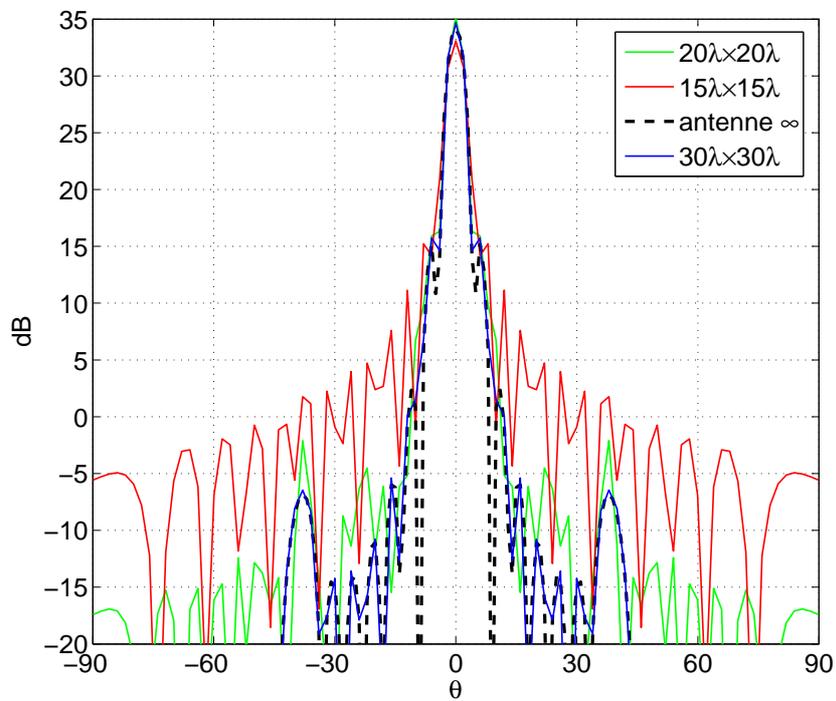
Pour le dimensionnement de l'antenne, le même type que démarche que pour une antenne monosource à pointage axial est utilisé. Il est possible de dimensionner la surface rayonnante utile en fixant un niveau de champ tolérable en bord d'antenne (figure III.9.a).

Passée une certaine surface, la phase de la composante principale varie très rapidement, créant des zones de champ en opposition de phase (figure III.9.b). Sur la figure III.10 sont superposés 4 diagrammes de rayonnement : le diagramme de l'antenne BIE infinie est représenté en pointilles noirs. Les diagrammes des antennes  $30\lambda \times 30\lambda$  sont représentés en bleu. Les résultats pour cette antenne se superposent au diagramme de l'antenne infinie. Le diagramme  $20\lambda \times 20\lambda$  est légèrement plus directif, le dimensionnement semble être celui qui fournit le maximum de directivité. Le dernier diagramme correspond à la surface  $15\lambda \times 15\lambda$ . Ce dernier montre que cette surface limiterait les performances de l'antenne.

On remarque que globalement, il n'est pas nécessaire de trop surdimensionner l'antenne BIE (figure III.9.b).



(a) Diagrammes de rayonnement d'une antenne BIE limitée plan E



(b) Diagrammes de rayonnement d'une antenne BIE limitée plan H

**FIG. III.10 :** Etude par l'outil analytique de l'effet d'une limitation de la surface de l'antenne sur le diagramme de rayonnement

### b) Antenne BIE multi sources pour le dépointage

Les dispositifs d'excitations multi sources révèlent des atouts intéressants pour réaliser des antennes à dépointage. Les propriétés nécessaires pour les antennes à dépointage ne sont plus la génération de faisceaux très pincés, mais la création de zéros de rayonnement. Il faut au contraire essayer de maîtriser au mieux la position des lobes et des zéros. Ainsi, les sources ne doivent pas forcément être très espacées car il ne faut pas chercher à multiplier les lobes de réseaux. Les zéros de rayonnement créés par la source servent à interdire des directions ( $\theta_p, \phi_p$ ) portés par la fonction de filtrage du résonateur BIE.

On montre figure III.11 le profil en rayonnement de la source (diagramme orange). Cette source est un réseau de  $4 \times 2$  patchs pondérés en phase. Ces patch sont espacés de  $\lambda_g/2$ . Ils reçoivent une pondération qui dépend de leur position dans le réseau. Cette source génère un lobe principal autour de  $\theta = 30^\circ$ .

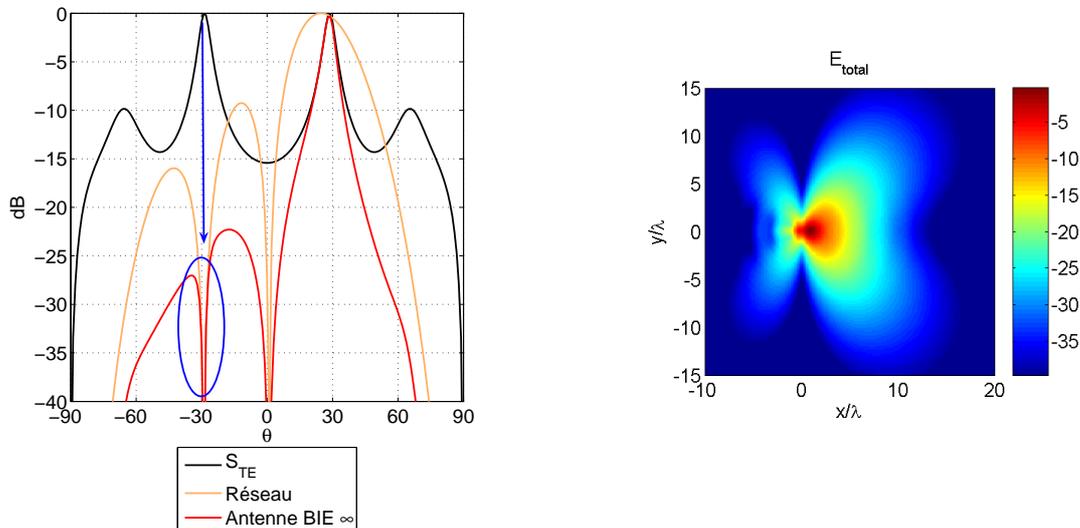


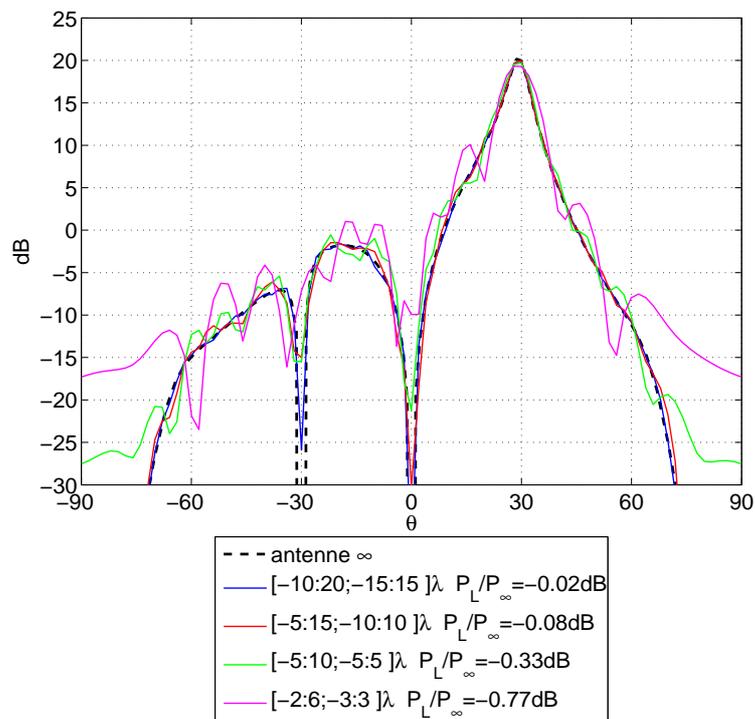
FIG. III.11 : Diagramme de rayonnements comparés source/ antenne BIE multi sources, Distribution du champ  $E$  sur l'ouverture calculés par l'outil analytique

Il n'est pas obligatoire que ce lobe pointe exactement dans la direction fixée par la fonction de filtrage du résonateur. Ce qui est fondamental c'est que cette source génère un zéro de rayonnement dans la direction opposée  $\theta = -30^\circ$ , car cette direction est également favorisée par le résonateur.

Les zéros générés par la source peuvent également servir à détruire le rayonnement dans les directions pour lesquelles le résonateur est peu efficace ( $|\theta| < \theta_p$ ). Sur la figure III.11, La fonction de filtrage spatial du résonateur est représentée en noire. On utilise le même résonateur que pour l'exemple de du dépointage monosource. Le diagramme de l'antenne BIE infinie est représenté en rouge.

Pour ce type d'antenne, l'utilisation d'un dispositif multi sources permet d'améliorer la directivité de l'antenne BIE en interdisant des directions azimutales dans la couronne  $\theta_p$ . De cette façon, un seul faisceau très directif est conservé. Il est dirigé dans une direction  $(\theta_p, \varphi_p)$ .

L'étalement du champ sur l'ouverture rayonnante est très particulier dans cette configuration multi sources (figure III.11). La tâche de champ s'étend du côté de la direction de pointage. Le dimensionnement symétrique par rapport au dispositif d'excitation n'est pas nécessaire, il est possible d'ajuster au mieux les côtes de l'antenne en fonction de la répartition du champ sur l'ouverture. Cela permet de synthétiser de manière correcte le rayonnement de l'antenne BIE multi sources de dimensions finies (figure III.12).



**FIG. III.12 :** Evaluation par l'outil analytique de l'effet d'une limitation de la surface de l'antenne sur le diagramme de rayonnement

### III.3 INFLUENCE DU RÉSONATEUR BIE SUR LES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS CONSTITUANT LA SOURCE

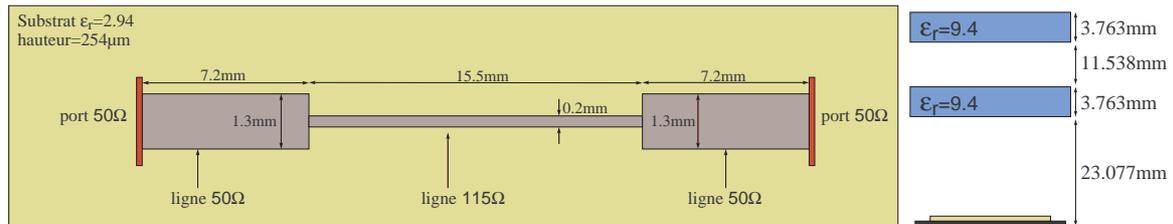
Dans ce paragraphe, nous allons étudier les effets du résonateur BIE sur les différents éléments constituant la source. Le but de cette étude est double. Il s'agit d'une part de caractériser ces effets et d'autre part d'introduire la possibilité de séparer l'étude de la source (ou d'une partie de la source) du reste de l'antenne BIE. Séparer les problématiques liées à l'utilisation d'un résonateur paraît actuellement un enjeu intéressant. En effet, ce type de d'antennes devient rapidement difficile à simuler avec les outils numériques usuels. En effet, il faut convenablement modéliser un réseau de distribution caractérisé par la présence de lignes microrubans ou coplanaires de dimensions très inférieures aux motifs rayonnants. Un maillage adapté doit alors être utilisé avec des tailles de mailles souvent très petites. Ceci engendre une augmentation notable du nombre de mailles et du temps de calcul, rendant rapidement un calcul impossible.

#### III.3.1 Influence sur les lignes microruban

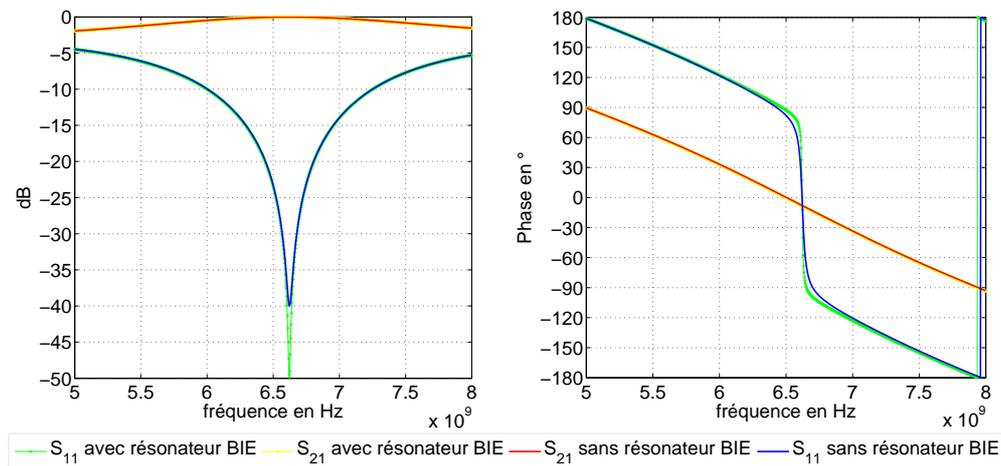
Dans cette partie nous allons montrer que l'influence du résonateur BIE sur les lignes de distribution est négligeable. Pour cela, deux exemples caractéristiques de ce qui peut être réalisé en circuit de distribution vont être abordés. Le premier exemple traite le cas d'une ligne présentant une discontinuité, le second le cas d'un diviseur de puissance. Ces exemples très généraux représentent des parties communes qui constituent habituellement les réseaux d'alimentation.

Le premier exemple traite le cas d'une ligne présentant une discontinuité (figure III.13). Deux simulations numériques avec et sans résonateur BIE ont été réalisées. La structure BIE simulée est un résonateur BIE composé de 2 plaques diélectriques d'alumine ( $\epsilon_r = 9.4$ ), d'épaisseur 3.763mm. Elles sont séparées d'un gap d'air, d'épaisseur 11.538mm. La cavité d'air a une hauteur de 23.077mm. Ce résonateur fonctionne autour de 6.5GHz. La structure BIE a été choisie assez résonante pour représenter de manière réaliste un cas à priori défavorable.

Sur la figure III.13, les résultats correspondant à la transmission ( $S_{21}$ ) et à la réflexion ( $S_{11}$ ) sont présentés. Il est visible que le résonateur BIE influence de manière très négligeable le comportement des lignes. Les pertes par rayonnement des lignes microruban ( $1 - \sum |S_{j1}|^2$ ) ne sont pas plus importantes en présence du matériau BIE.



(a) Ligne microruban référence et résonateur BIE simulé sous CST

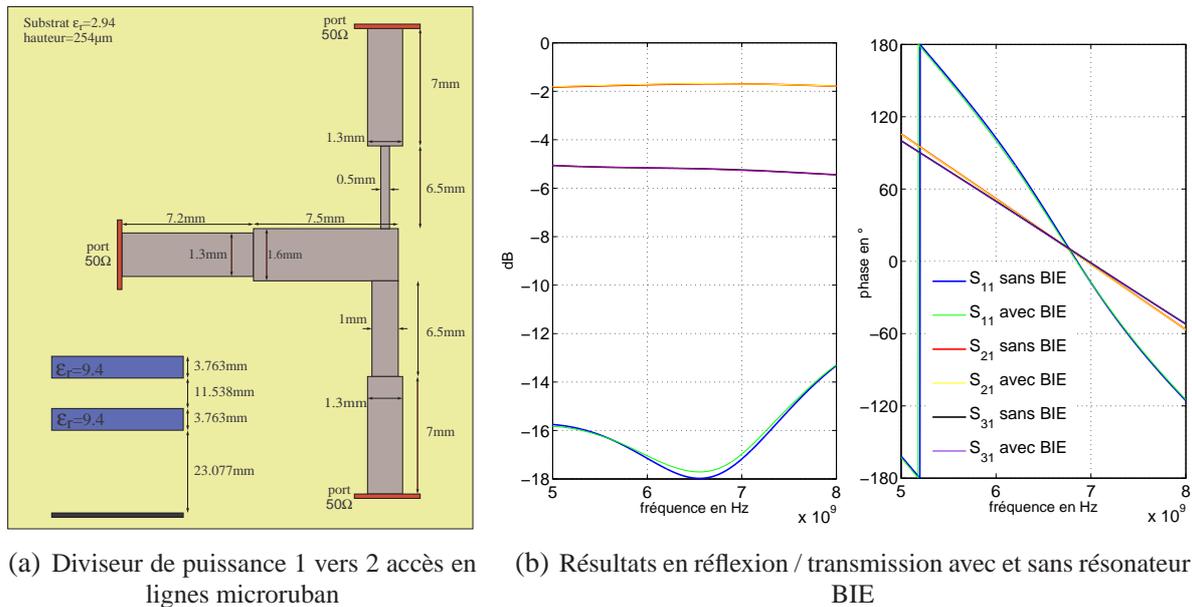


(b) Résultats en réflexion et en transmission avec et sans résonateur BIE

**FIG. III.13 :** Effet d'un résonateur BIE sur une ligne microruban (La structure BIE est composée de 2 plaques d'alumine ( $\epsilon_r = 9.4$ ) d'épaisseur 3.763mm séparées d'un gap d'air d'épaisseur 11.538mm et positionnées au dessus d'une cavité de hauteur 23.077mm)

Le second exemple traite le cas d'un diviseur de puissance (figure III.14). Deux simulations numériques avec et sans résonateur BIE ont été réalisées. Le résonateur utilisé est le même que précédemment et fonctionne autour de 6.5GHz.

Sur la figure III.14, les résultats correspondant à la transmission de la voie d'alimentation vers les deux accès secondaires ( $S_{21}$  et  $S_{31}$ ) et la réflexion sur la voie d'alimentation ( $S_{11}$ ) sont présentés. Il est visible que le résonateur BIE influence de manière très négligeable le comportement des lignes. De la même façon les pertes ( $1 - \sum |S_{j1}|^2$ ) dans la structure ne sont pas plus importantes avec le matériau BIE.



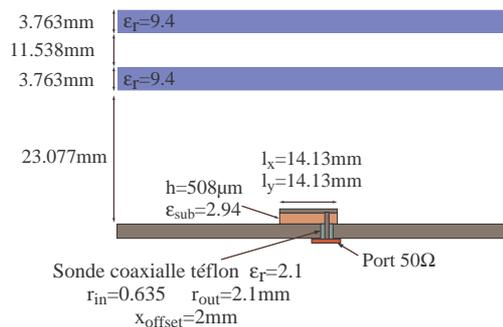
**FIG. III.14 :** Effet d'un résonateur BIE sur un diviseur de puissance (La structure BIE est composée de 2 plaques d'alumine ( $\epsilon_r = 9.4$ ) d'épaisseur 3.763mm séparées d'un gap d'air d'épaisseur 11.538mm et positionnées au dessus d'une cavité de hauteur 23.077mm)

La présence du matériau BIE au dessus de lignes microruban ne semble pas être un facteur pouvant entraîner une modification notable de la distribution de puissance ou de la répartition des phases. Ainsi, il est envisageable de concevoir le circuit d'alimentation réalisant l'excitation des éléments rayonnants sans avoir à adapter les lignes de manière spécifique au résonateur BIE.

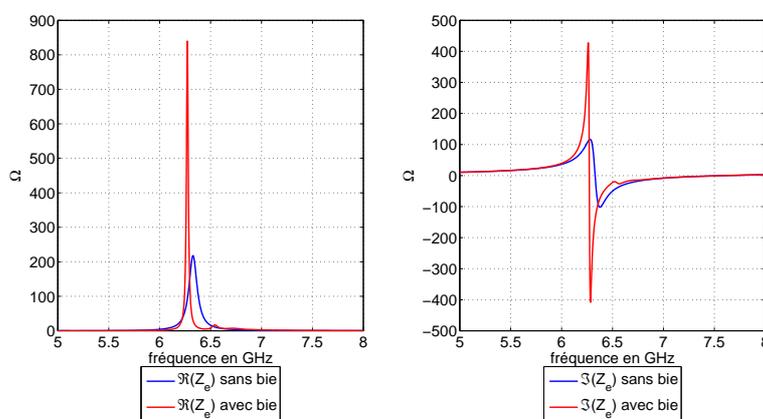
Le circuit de lignes microruban pourra donc être réalisé de manière séparée à partir d'outils numériques adaptés à la conception de circuits de distribution tel que MOMENTUM (HPADS). Ceci pourra faire gagner du temps au niveau de l'optimisation des performances du circuit.

### III.3.2 Influence sur les patches

Dans cette partie nous allons montrer que la présence du matériau BIE au dessus des éléments rayonnants n'est pas sans effets au niveau de l'impédance d'entrée de l'élément. Pour s'en rendre compte, il suffit de simuler le même patch dans deux environnements différents : un environnement sans matériau BIE perturbateur et un environnement avec matériau BIE.



(a) patch



(b) Impédance d'entrée d'un patch sur substrat ( $\epsilon_r = 2.94$ ,  $h_{sub} = 508\mu m$ ) avec et sans résonateur BIE

**FIG. III.15 :** Effet d'un résonateur BIE sur un patch sur substrat ( $\epsilon_r = 2.94$ ,  $h_{sub} = 508\mu m$ ) (La structure BIE est composée de 2 plaques d'alumine ( $\epsilon_r = 9.4$ ) d'épaisseur 3.763mm séparées d'un gap d'air d'épaisseur 11.538mm et positionnées au dessus d'une cavité de hauteur 23.077mm)

La structure BIE simulée est un résonateur BIE composé de 2 plaques diélectriques d'alumine ( $\epsilon_r = 9.4$ ) d'épaisseur 3.763mm et séparées d'un gap d'air d'épaisseur 11.538mm. La cavité d'air a une hauteur de 23.077mm. Ce résonateur fonctionne autour de 6.5GHz. Les dimensions du patch sont  $l_x = l_y = 14.13mm$ , ce qui correspond aussi à une fréquence de résonance de 6.5GHz. Les fréquences de fonctionnement de l'élément d'excitation et du résonateur sont très proches, il est donc possible d'évaluer quel est l'effet du résonateur sur l'impédance d'entrée du dispositif.

La figure III.15 présente les résultats sur l'impédance d'entrée  $Z_e$ . L'impédance du patch non environné est représentée en bleu et l'impédance de l'antenne BIE en rouge. Il est clair que le résonateur modifie l'impédance d'entrée vue par le port d'alimentation.

La résonance devient plus forte, ce qui laisse présager une diminution notable de la bande passante. De plus la fréquence de la résonance est décalée. Ceci est en fait un problème très important vu que l'élément rayonnant doit être adapté pour accepter la puissance fournie par le réseau d'alimentation. Finalement, la bande de fonctionnement possible de l'élément rayonnant en réseau sera intimement liée à sa bande d'adaptation.

**Il faudra donc étudier le patch dans son environnement de manière systématique pour réaliser l'adaptation pour chaque configuration de résonateur BIE.**

### **III.3.3 Conclusions sur l'influence du résonateur sur les différents éléments constituant la source d'excitation**

Comme l'a montré cette série d'études, le résonateur joue un rôle très important sur le comportement général du dispositif d'excitation. L'impédance d'entrée de l'élément rayonnant est modifiée. Il est toutefois possible de concevoir le réseau de distribution de manière séparée à condition d'avoir les caractéristiques pour le connecter aux éléments rayonnants. Une série de simulations numériques semble incontournable afin de caractériser ces propriétés.

## III.4 ILLUSTRATION DE LA MÉTHODE POUR LA CONCEPTION ET LA RÉALISATION D'UN DISPOSITIF DE LABORATOIRE

Dans cette deuxième partie de chapitre, nous avons voulu concevoir et réaliser une antenne à dépointage avec un faisceau directif formé dans la direction  $\theta = 30^\circ$  et  $\varphi = 0^\circ$ . Le résonateur doit être utilisé largement au dessus de la fréquence de coupure du mode guidé dans le résonateur afin que l'antenne BIE puisse dépointer. La source d'excitation doit contribuer à former le diagramme de l'antenne. En effet, on a vu qu'avec une source peu directive, il n'est pas possible d'isoler une direction précise de la couronne de rayonnement en  $\theta$ . Pour ne conserver qu'un faisceau très directif dans une seule direction  $(\theta, \varphi)$ , il faut utiliser un réseau qui n'envoie de l'énergie que dans un faisceau déjà orienté dans la direction  $(\theta, \varphi)$  voulue.

Nous avons envisagé de réaliser une antenne de démonstration pour le laboratoire avec des matériaux peu coûteux. Aussi, on a choisi d'utiliser un verre double vitrage comme matériau BIE. Toutes les épaisseurs de matériau n'étaient pas réalisable, aussi la fréquence de fonctionnement de l'antenne a été fixée par les épaisseurs de verre disponibles.

### III.4.1 Etude théorique des performances potentielles

L'étude et la conception de l'antenne a été réalisée pour un résonateur BIE composé de deux plaques de verre. Un échantillon de verre fournit par le fabricant, a permis d'évaluer la permittivité du verre à  $\epsilon_r \approx 4.5$  avec une tangente de pertes  $\tan \delta = 5.10^{-2}$ . Chacune des plaques de verre mesurent 5mm d'épaisseur et sont séparées d'un gap d'air de 12.5mm. Ce matériau BIE a permis de concevoir l'antenne BIE autour de 7.5GHz. La taille du double vitrage est de  $60\text{cm} \times 60\text{cm}$ .

Pour synthétiser une antenne BIE à dépointage le résonateur doit réaliser une fonction de filtrage favorable au rayonnement dépointé. L'agencement du double vitrage a imposé une hauteur de cavité de 22.5mm pour que la direction angulaire portée par le résonateur soit  $\theta = 30^\circ$ . Le potentiel de cette architecture va être déterminé de manière analytique. La figure III.16 récapitule les côtes du résonateur BIE qui a été fabriqué.

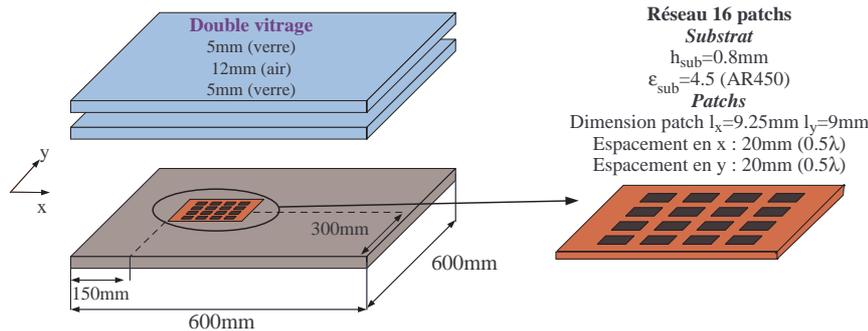


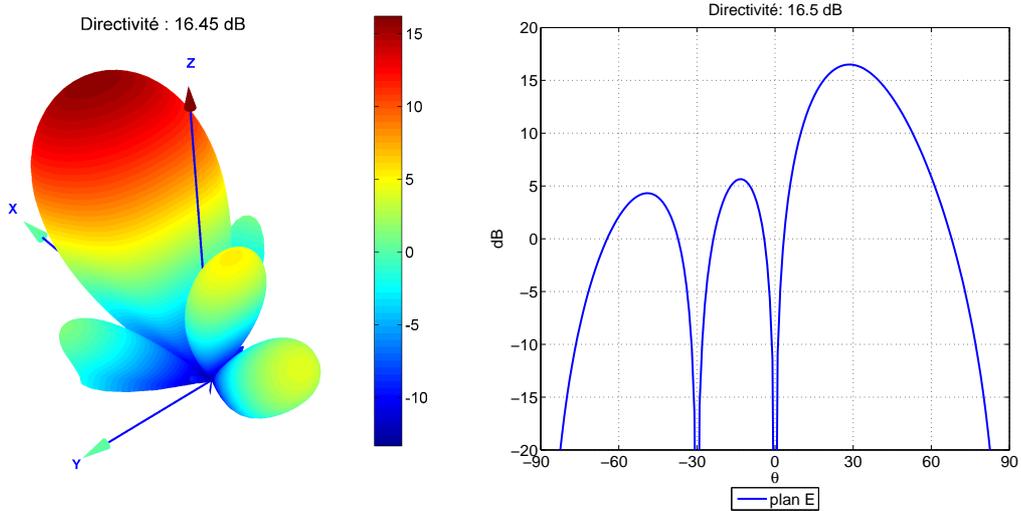
FIG. III.16 : Schéma de l'antenne réalisée

Le dispositif d'excitation de la structure BIE est un réseau de 16 patches ( $4 \times 4$  séparés de  $0.5\lambda$ ) alimentés par un circuit de lignes microruban. Ce réseau doit permettre de former le diagramme dans le plan  $\phi = 0^\circ$ . Le substrat sur lequel repose le réseau est un verre époxy (AR450) de permittivité  $\epsilon = 4.5$  ( $\tan \delta = 0.0035$ ) et d'épaisseur 0.8mm. L'espacement entre les patch est de  $0.5\lambda$ . Les pondérations associées à chaque élément sont rapellées tableau III.1.

Pondération d'amplitude / Pondération de phase	Colonne 1	Colonne 2	Colonne 3	Colonne 4
Ligne 1	1 / $0^\circ$	1 / $0^\circ$	1 / $0^\circ$	1 / $0^\circ$
Ligne 2	1 / $-90^\circ$	1 / $-90^\circ$	1 / $-90^\circ$	1 / $-90^\circ$
Ligne 3	1 / $-180^\circ$	1 / $-180^\circ$	1 / $-180^\circ$	1 / $-180^\circ$
Ligne 4	1 / $-270^\circ$	1 / $-270^\circ$	1 / $-270^\circ$	1 / $-270^\circ$

TAB. III.1 : Tableau récapitulatif des pondérations à affecter aux éléments en amplitude et en phase

L'espacement entre les éléments et les pondérations qui leurs sont affectées contribuent à réaliser la fonction de rayonnement illustrée figure III.17.a.b. Un lobe principal est rayonné autour de  $\theta = 30^\circ$  à 16.5dB, un zéros est également convenablement positionné pour filtrer la région autour de  $\theta = -30^\circ$  (figure III.17.b). Cette source a toutes les qualités pour exciter de façon bien appropriée le résonateur BIE. La directivité théorique du réseau est de 16.5dB.

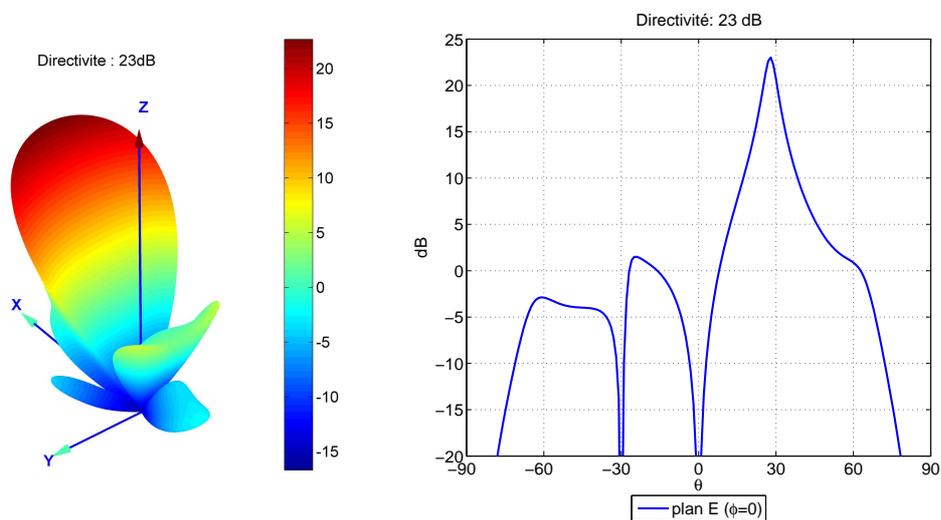


(a) Diagramme de rayonnement 3D du réseau

(b) Diagramme de rayonnement du réseau plan E

FIG. III.17 : Diagramme de rayonnement du réseau

La figure III.18 présente les résultats théoriques à 7.5GHz. Une directivité maximale de 23dB peut être atteinte avec une structure infinie. Sur le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE infinie, on retrouve le lobe principal à  $\theta = 30^\circ$ , et les zéros de rayonnement dans la direction opposée et en  $\theta = 0^\circ$ .



(a) Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne BIE

(b) Diagramme de l'antenne BIE plan E

FIG. III.18 : Diagrammes de rayonnement l'antenne BIE

Nous avons déterminé l'ouverture rayonnante utile pour offrir un niveau de performances correct et pour limiter au maximum les effets dus aux limitations transverses (figure III.19). Nous avons alors déterminé la taille nécessaire de l'antenne à  $15\lambda \times 15\lambda$ . Cet encombrement représente une taille de  $600\text{mm} \times 600\text{mm}$  à  $7.5\text{GHz}$ . Le niveau de champ ( $E_T$ ) en bord d'antenne est faible, de l'ordre de  $-30\text{dB}$ . Cette taille permet de calculer le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE limité. On voit que le diagramme de rayonnement n'est pas trop perturbé, il n'y a pas à priori de hausse notable du niveau des lobes secondaires. La directivité de cette antenne est légèrement inférieure  $D = 22.7\text{dB}$ .

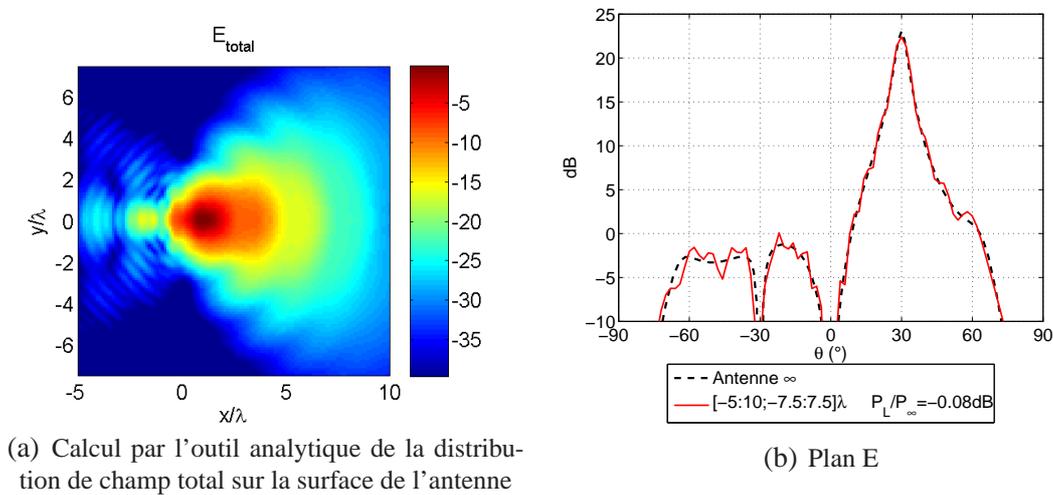
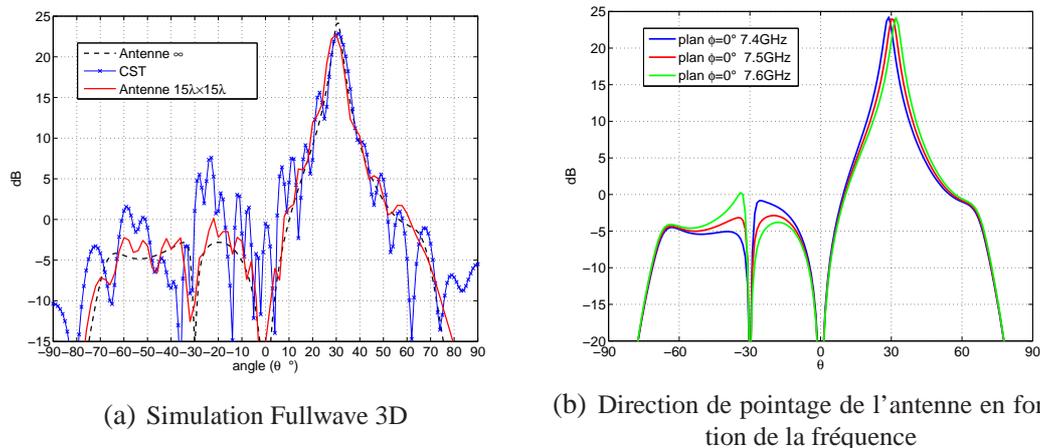


FIG. III.19 : Dimensionnement de l'antenne BIE

La figure III.20.a présente les résultats d'une simulation réalisée sous CST afin de vérifier que les phénomènes tels que les résonances de structure ne viendront pas perturber le fonctionnement de l'antenne. L'impact de ces phénomènes sur les performances de l'antenne ne peut pas être déterminé de manière analytique. On constate que l'antenne simulée sous CST présente une directivité conforme aux prévisions. Le diagramme de rayonnement calculé par CST présente des oscillations autour de l'enveloppe du diagramme. Ces oscillations sont dues à la diffraction par les bords de l'antenne.

La figure III.20.b montre l'évolution des diagrammes de rayonnement de l'antenne en fonction de la fréquence. On peut remarquer que la direction de pointage évolue entre  $28^\circ$  et  $32^\circ$  entre  $7.4\text{GHz}$  et  $7.6\text{GHz}$ .



**FIG. III.20 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne : diagrammes de rayonnement calculés par l'outil analytique et par CST ; influence de la fréquence sur la direction de pointage de l'antenne

Les performances optimales de l'antenne ont été définies, il reste à concevoir le dispositif d'excitation qui assurera l'excitation du résonateur BIE conformément aux spécifications.

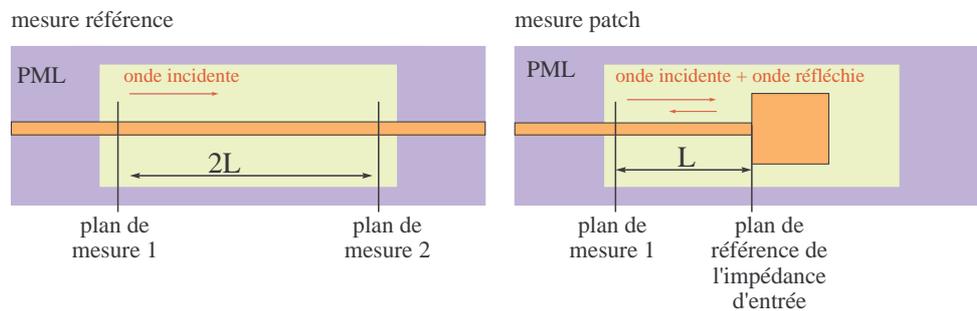
### III.4.2 Conception du dispositif d'excitation

Les travaux présentés dans ce paragraphe ont été réalisés au début de ma thèse. A ce stade d'avancement, l'impédance d'entrée des éléments constituant le réseau a été approximée à l'impédance d'entrée d'un seul élément positionné au sein du résonateur. L'influence des patches voisins a été négligée. Les lignes d'excitation seront placées au même niveau que le réseau de patches dans le résonateur BIE. Nous avons vu précédemment que les effets du résonateur sur les lignes de distribution est négligeable. Aussi, le réseau d'alimentation a été conçu de manière séparée à partir d'un logiciel de simulation commercial HPADS Momentum.

#### III.4.2.1 Détermination de l'impédance d'entrée en monosource

Afin de déterminer l'impédance d'entrée  $Z_e$  du patch au sein du résonateur BIE, deux calculs électromagnétiques ont été réalisés avec le logiciel FDTD de l'équipe. Un protocole indirect a servi pour déterminer l'impédance. Il est illustré figure III.21 :

- un premier calcul de référence avec une ligne d'impédance caractéristique  $Z_0$  plongée dans des couches absorbantes type PML. Ce calcul permet de relever les tensions ( $V_{inc1}$  et  $V_{inc2}$ ) et courants incidents ( $I_{inc1}$  et  $I_{inc2}$ ) aux points de référence n°1 et n°2.
- un second calcul avec l'élément rayonnant chargé sur la ligne d'impédance caractéristique  $Z_0$ . Ce calcul permet de relever les tensions ( $V_{inc+ref}$ ) et courants incidents + réfléchis ayant parcourus la distance  $2L$  ( $I_{inc+ref}$ ) au point de référence n°1.



**FIG. III.21 : Protocole de calcul de l'impédance d'entrée du patch**

Les tensions et courants sur la ligne aux points de références ont été mesurés. A partir de ces grandeurs, il est possible de calculer l'impédance d'entrée  $Z_e$  du patch positionné dans le résonateur BIE :

$$Z_e = \frac{V_{inc+ref} - V_{inc1} + V_{inc2}}{I_{inc+ref} - I_{inc1} + I_{inc2}} \quad (\text{III.2})$$

Les dimensions du patch ont été choisies pour présenter une partie réelle de l'impédance correcte autour de 7.5GHz (figure III.22). Toutefois, la partie imaginaire était trop basse pour permettre une adaptation acceptable. Tout en gardant ces dimensions, des encoches, dont les dimensions sont rappelées figure III.22, ont permis de relever la partie imaginaire sans changer véritablement la partie réelle. Les paramètres électriques de cet élément rendent possible la conception d'un circuit de distribution.

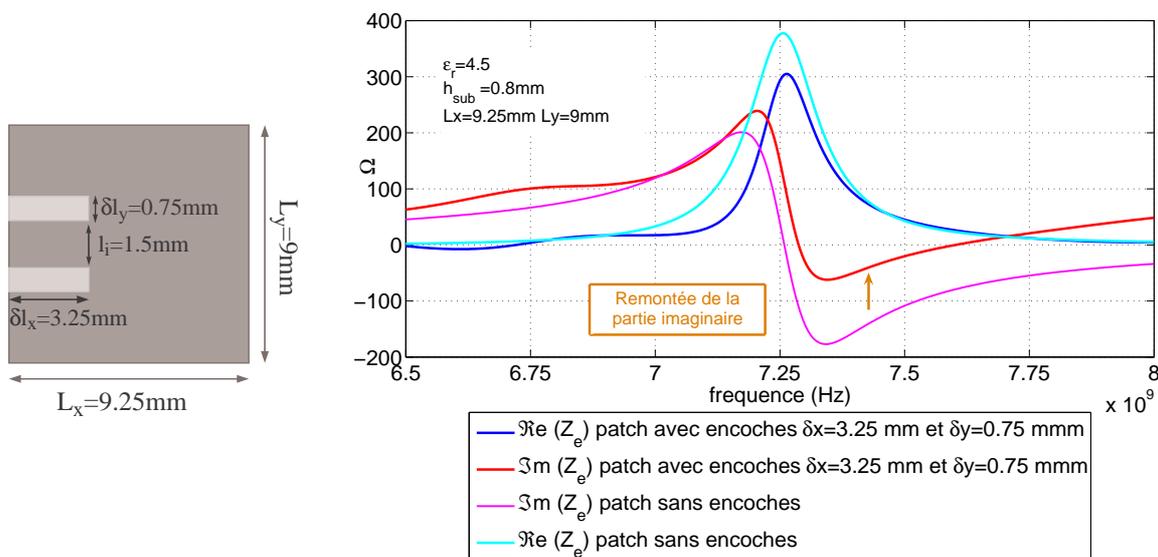


FIG. III.22 : Côtes du patch, Impédance d'entrée du patch positionné dans le résonateur BIE

### III.4.2.2 Conception du réseau

Pour la conception du réseau de distribution, le couplage n'est pas pris en compte. L'impédance d'entrée de chaque élément est supposée indépendante de sa position dans le réseau. Pour concevoir ce réseau, l'impédance de l'élément sous le résonateur a toutefois été prise en compte.

En effet on ne simule pas directement le patch sous momentum car ce logiciel ne prend pas en compte l'effet du résonateur BIE sur l'impédance d'entrée du patch. On s'assure ainsi que la puissance est convenablement distribuée sur chaque branche. Cette distribution tient en partie compte du résonateur. Le réseau d'alimentation réalisant la fonction de rayonnement objectif a été conçu. Son design et ses performances sont illustrés figure III.23.

Le réseau qui a été conçu à partir de l'impédance  $Z_e$  calculé en monosource présente des performances conformes aux spécifications : la pondération d'amplitude est réalisée à  $\Delta A < \pm 0.5\text{dB}$ . La pondération de phase est également très correcte avec  $\Delta \Psi < \pm 10^\circ$ . L'adaptation est aussi très bonne et inférieure à  $-20\text{dB}$  à  $7.5\text{GHz}$ . La simulation électromagnétique complète n'a pas pu être réalisée. Aussi, un prototype a été fabriqué pour valider le concept. Les mesures de cette antenne font l'objet du paragraphe suivant.

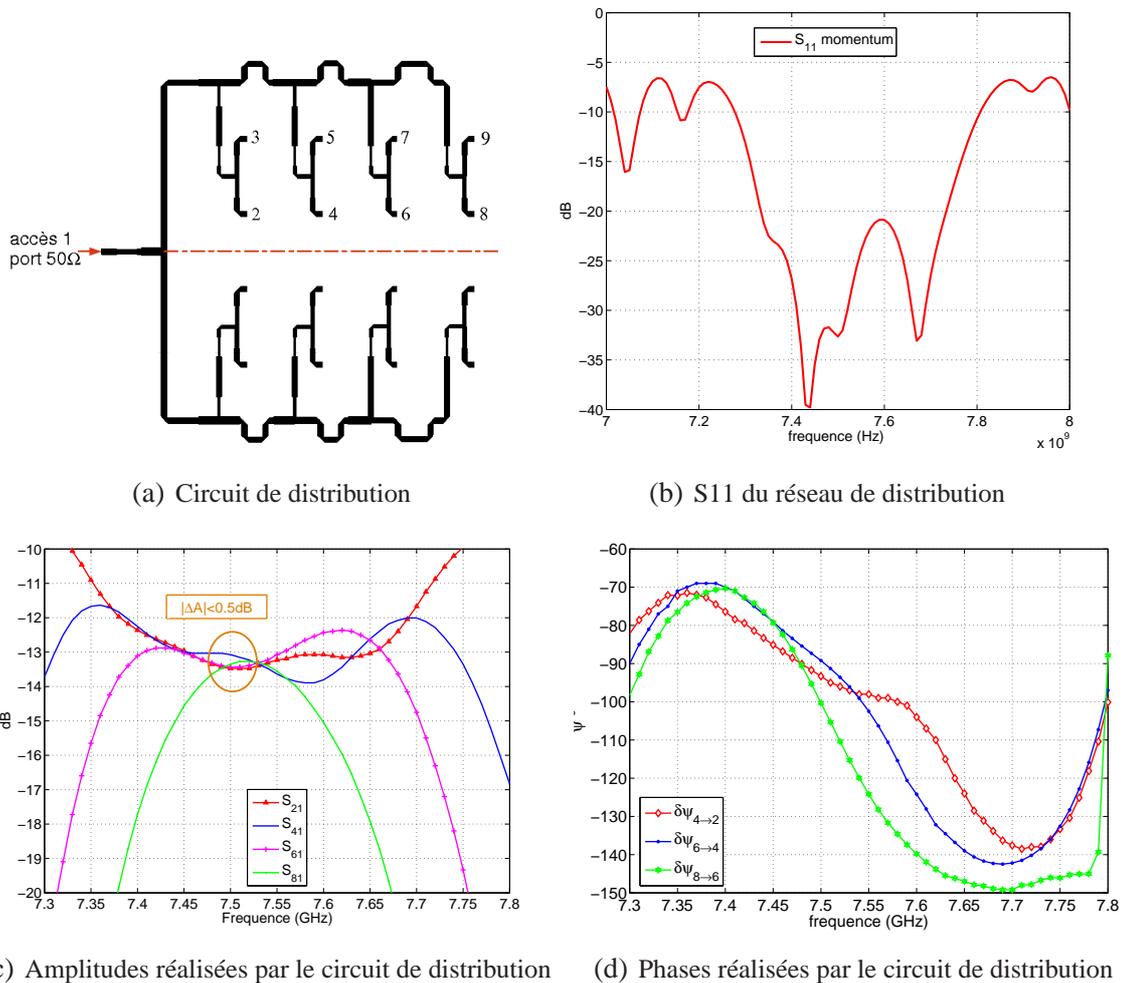


FIG. III.23 : Pondérations réalisées par le circuit de distribution

### III.4.3 Mesures du prototype

Le réseau a été gravé par la société CCI Eurolam de Toulouse. Le coût du réseau a été de 300 euros. Le résonateur BIE a été assemblé dans l'atelier du laboratoire XLIM de Limoges. Ce résonateur est constitué d'un matériau BIE réalisé à partir d'un double vitrage industriel acheté à la société de Raynaud de Limoges. Le coût du double vitrage est de 50 euros. L'utilisation de ce double vitrage a suscité quelques désillusions au niveau de la mesure car le verre ne présentait pas les mêmes caractéristiques en terme de permittivité que l'échantillon utilisé pour le test de caractérisation. En effet, le premier échantillon fourni par le fournisseur a été testé autour de  $\epsilon_r = 4$ . Nous nous sommes servis de cette valeur de permittivité pour concevoir l'antenne.

Il s'est avéré après mesure de l'antenne que le double vitrage monté sur l'antenne n'était pas constitué par le même verre. Sa permittivité a été déterminée autour de  $\epsilon_r = 6.5$ , ce qui a naturellement modifié le comportement du résonateur.



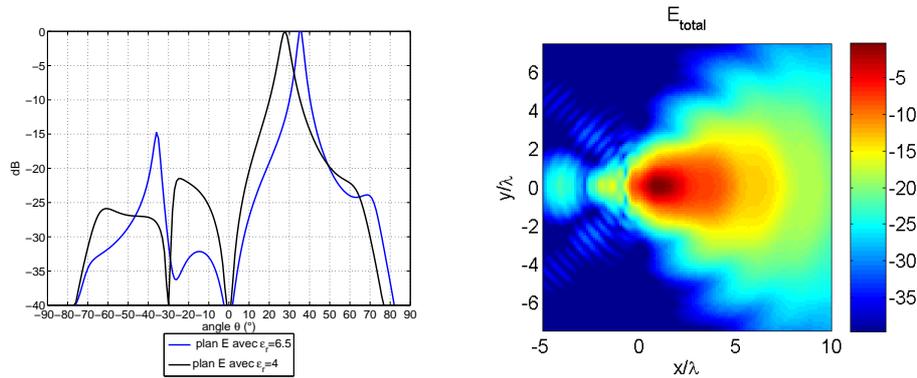
(a) Antenne BIE 7.5GHz réalisée à Limoges

(b) zoom sur le réseau

FIG. III.24 : Prototype

Le prototype a été mesuré dans la base de mesure d'XLIM. Comme nous l'avons signalé les plaques de verre montées en double vitrage présentaient des caractéristiques diélectriques différentes de celles qui ont été testées au préalable.

Les angles de pointage  $\theta$  autorisés par le résonateur ne sont pas les mêmes qu'initialement  $\theta = 35^\circ$  au lieu de  $\theta = 30^\circ$  à 7.5GHz (figure III.25.a). De plus, Le réseau d'alimentation n'a pas été conçu dans l'optique de générer un trou de rayonnement dans cette direction, il est donc envisageable de ne pas avoir une dynamique très importante entre les niveaux de rayonnement à  $\theta = -35^\circ$  et à  $\theta = +35^\circ$  (figure III.25.a). Les dimensions de l'antenne ont été évaluées pour un matériau moins résonant, aussi l'ouverture rayonnante n'est pas assez importante dans cette nouvelle configuration pour assurer un bon fonctionnement de l'antenne. Il est visible (figure III.25.b) que le niveau de champ en bord d'antenne est proche de -25dB.



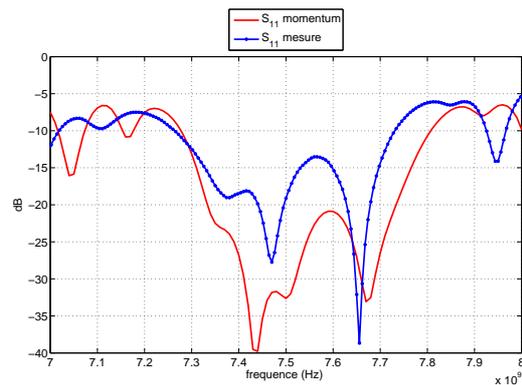
(a) Diagrammes de rayonnement des antennes BIE composées d’un matériau de permittivité  $\epsilon_r = 4$  comparée au matériau  $\epsilon_r = 6.5$   
 (b) Distribution de champ  $E_T$  en dB sur l’ouverture calculé par l’outil analytique

**FIG. III.25 :** Diagrammes de rayonnement théoriques des antennes BIE infinies composées d’un verre de permittivité  $\epsilon_r = 4$  et d’un verre de permittivité  $\epsilon_r = 6.5$  ; Distribution de champ  $E_T$  sur l’ouverture

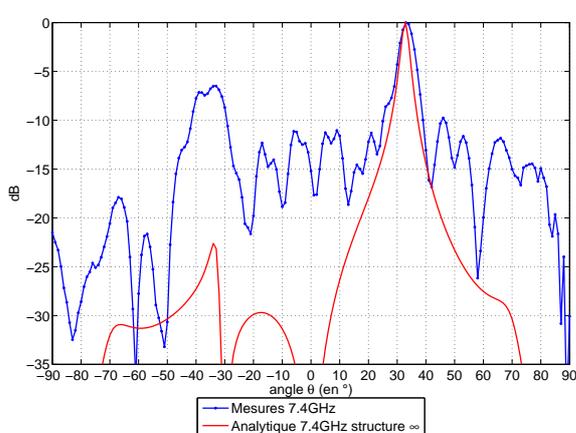
Les résultats de mesures sont présentés figure III.26. Le  $S_{11}$  est inférieur à -10dB sur la bande de fréquence 7.25-7.75GHz. Le  $S_{11}$  semble adopter le même allure, mais reste supérieur au coefficient de réflexion théorique.

L’antenne a été mesurée. Le gain mesuré à 7.4GHz est de 17dB et de 15dB à 7.5GHz. Nous n’avons pas réalisé de mesure de directivité compte tenu du poids de l’antenne (25Kg). Cette mesure aurait nécessité de changer le mât supportant l’antenne et le moteur. Ces deux équipements ne sont pas adaptés à de telles charges. Cependant, il s’avère que les diagrammes mesurés à 7.4GHz et à 7.5GHz sont globalement bien moins bon que les résultats théoriques (figure III.26.b.c).

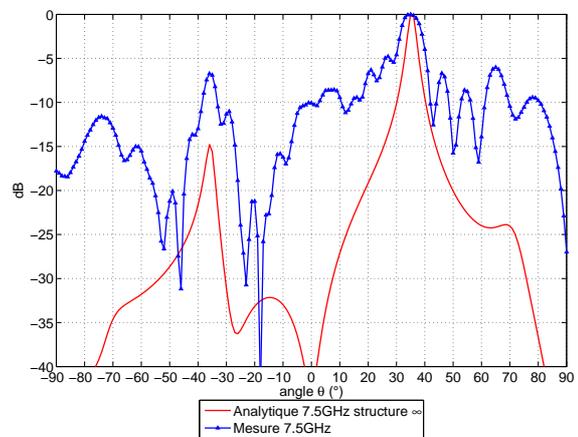
D’une part l’ouverture angulaire du lobe sélectionné est beaucoup plus importante que celle du diagramme prévu. D’autre part, le niveau global des lobes secondaires est bien supérieur en particulier pour le diagramme à 7.5GHz. Néanmoins, l’angle de pointage de l’antenne est conforme à l’angle de pointage théorique. Par contre, les zéros du diagramme de rayonnement ne correspondent pas du tout au zéros qui auraient dus être créés par le réseau de patch. Le comportement général de l’antenne en rayonnement n’est donc pas tout à fait conforme à celui que l’on pouvait attendre.



(a)  $S_{11}$  mesuré comparé au  $S_{11}$  théorique



(b) Diagramme de rayonnement mesuré plan E à 7.4GHz comparé au diagramme de rayonnement analytique d'une structure infinie à 7.4GHz plan E



(c) Diagramme de rayonnement mesuré plan E comparé au diagramme de rayonnement analytique d'une structure infinie à 7.5GHz plan E

**FIG. III.26 :** Comparaison des résultats de mesures / résultats théoriques

Pour identifier les causes possibles de ce dysfonctionnement, nous avons donc réalisé une mesure du réseau à vide. Celui ci a satisfait nos attente. Il présente un gain de 15dB, sélectionne la direction  $\theta = 30^\circ$  et forme des zéros de rayonnement à  $0^\circ$  et à  $-30^\circ$  (figure III.27).

Il semblerait donc que le rayonnement de la source en présence du résonateur soit perturbée. Une partie de la puissance rayonnée par les sources revient vraisemblablement sous forme de couplage et est rayonnée de nouveau avec des états de phases particuliers. Ces phénomènes entraînent une modification de la fonction d'excitation. Nous pensons que ces résultats en rayonnement sont la conséquence directe du couplage entre les sources d'excitation de l'antenne. Nous allons donc évaluer ces couplages en simulation.

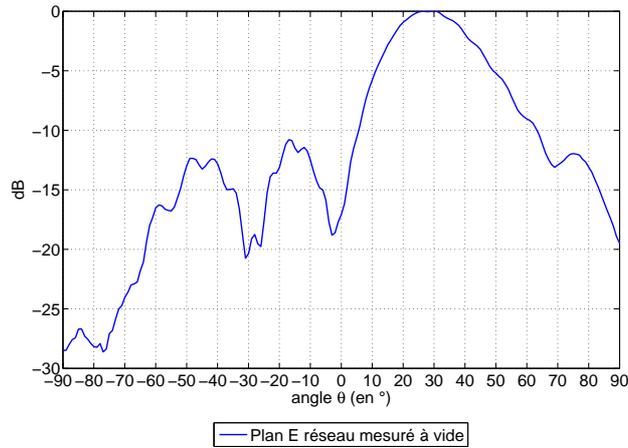


FIG. III.27 : Diagramme de rayonnement mesuré du réseau à vide plan E

### III.4.4 Détermination des problèmes

Les pondérations d'amplitude et de phase semblent être affectées. Il est également fort possible que les diagrammes de rayonnement des sources élémentaires le soient également. Nous avons évoqué au début de ce chapitre l'importance du couplage inter-élément. Celui-ci peut créer des interactions parasites très préjudiciables entre les sources.

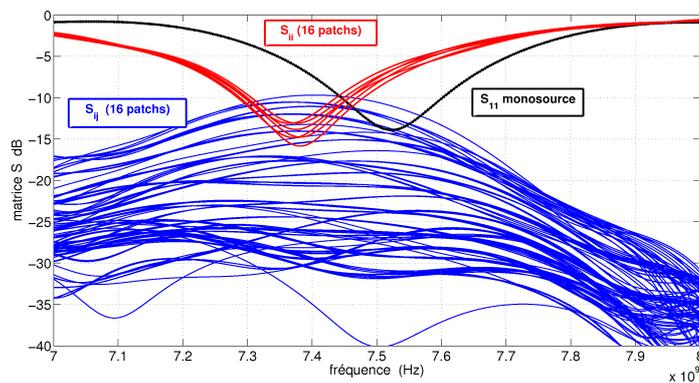
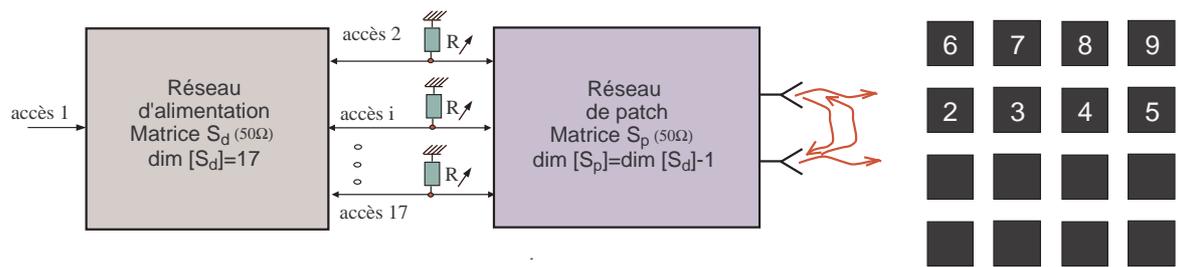


FIG. III.28 : Matrice  $S$  du réseau de patches connectés sur des ports  $50\Omega$

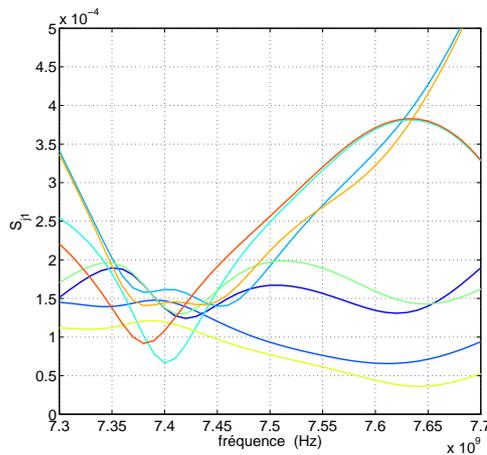
La matrice  $[S]$  du réseau de patches placés dans le résonateur BIE va nous renseigner sur les niveaux de couplages et sur l'adaptation des patches (figure III.28). L'adaptation en monosource est rappelée en noir. Les paramètres  $S_{ii}$  (rouges) sont décalés en fréquence et sont tous différents en fonction de la position des sources et de leur environnement. Les paramètres  $S_{ij}$  (bleus) montrent que les niveaux d'interaction parasites entre les éléments sont assez élevés jusqu'à -10dB à 7.5GHz.

Nous pouvons évaluer quelles sont les pondérations réellement rayonnées par les éléments lors de la connection du réseau d'alimentation aux éléments rayonnants. A l'aide d'un logiciel circuit (HPADS) nous avons connecté la matrice  $[S_d]$  du circuit de distribution à la matrice  $[S_p]$  du réseau de patches. Nous avons placé une résistance très forte en parallèle de chaque patch. De cette façon nous avons évalué une pondération  $a_i$  proportionnelle à la tension rayonnée  $a_i = V/\sqrt{R}$ . Nous affichons ces résultats sur la figure III.29 et dans les tableaux III.2 et III.3.

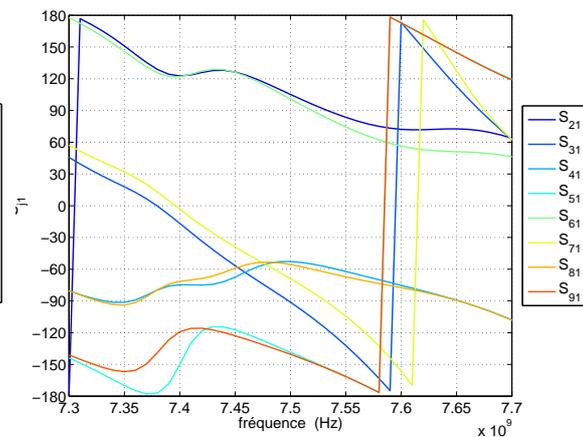


(a) Méthode pour déterminer les pondérations rayonnées : une résistance très forte est placée en parallèle avec la liaison entre le réseau d'alimentation et les patches dans un logiciel circuit (ADS)

(b) Numérotation des accès



(c) Pondérations d'amplitude rayonnées  $S_{j1}$



(d) Pondérations de phase rayonnées  $S_{j1}$

FIG. III.29 : Evaluation des pondérations rayonnées

La première constatation est que ces pondérations évoluent très rapidement et avec une grande disparité en fonction de la fréquence. La fréquence où les pondérations sont les plus proches en amplitude correspond à la fréquence où les paramètres  $S_{ii}$  présentent la meilleure adaptation autour de 7.4GHz. Cependant même à cette fréquence les pondérations réalisées varient du simple au double. Les pondérations en phases sont aussi très éloignées des pondérations objectifs. La disparité des pondérations dépend de la position de chaque source et chaque patch est affecté de manière différente.

Pondération	Module objectif	Module réalisé	Phase objectif	Phase réalisée
Accès 2	1	1	0°	-3°
Accès 3	1	0.41	-90°	-78°
Accès 4	1	0.85	-180°	-167°
Accès 5	1	0.74	-270°	-292°
Accès 6	1	0.90	0°	0°
Accès 7	1	0.67	-90°	-48°
Accès 8	1	0.85	-180°	-166°
Accès 9	1	0.91	-270°	-306°

**TAB. III.2 :** Tableau récapitulatif des pondérations réalisées en rayonnement comparées aux pondérations objectifs à 7.4GHz

Pondération	Module objectif	Module réalisé	Phase objectif	Phase réalisée
Accès 2	1	0.83	0°	0°
Accès 3	1	1.00	-90°	-84°
Accès 4	1	0.65	-180°	-200°
Accès 5	1	0.36	-270°	-324°
Accès 6	1	0.74	0°	3°
Accès 7	1	0.97	-90°	-83°
Accès 8	1	0.77	-180°	-204°
Accès 9	1	0.30	-270°	-347°

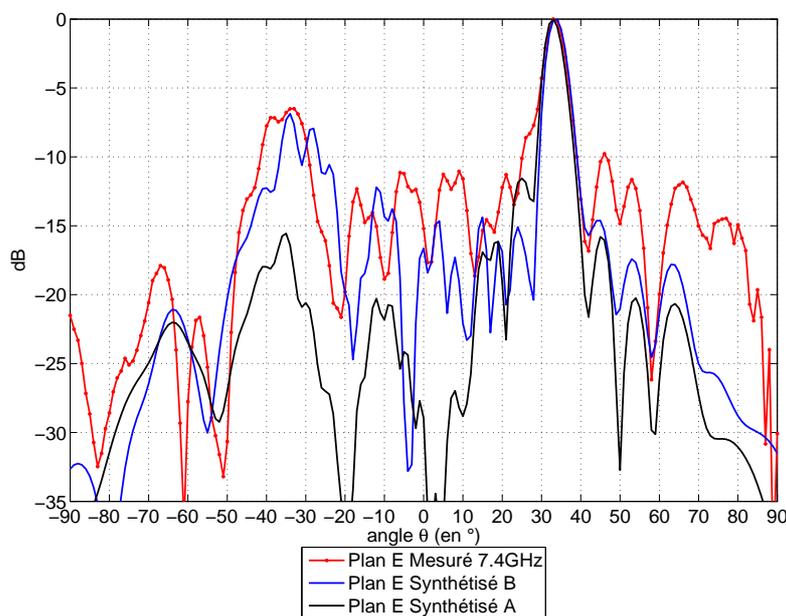
**TAB. III.3 :** Tableau récapitulatif des pondérations réalisées en rayonnement comparées aux pondérations objectifs à 7.5GHz

Pour les deux fréquences mesurées, nous pouvons reconstruire les diagrammes obtenus de deux façons différentes.

La première méthode, la moins rigoureuse, est de déterminer le diagramme de rayonnement d'une antenne BIE monosource dont la source serait positionnée à la même position que le centre du réseau et de lui affecter le facteur de réseau calculé à partir des pondérations établies avec le logiciel circuit. Cette méthode consiste finalement à considérer que les couplages n'affectent pas le rayonnement des sources.

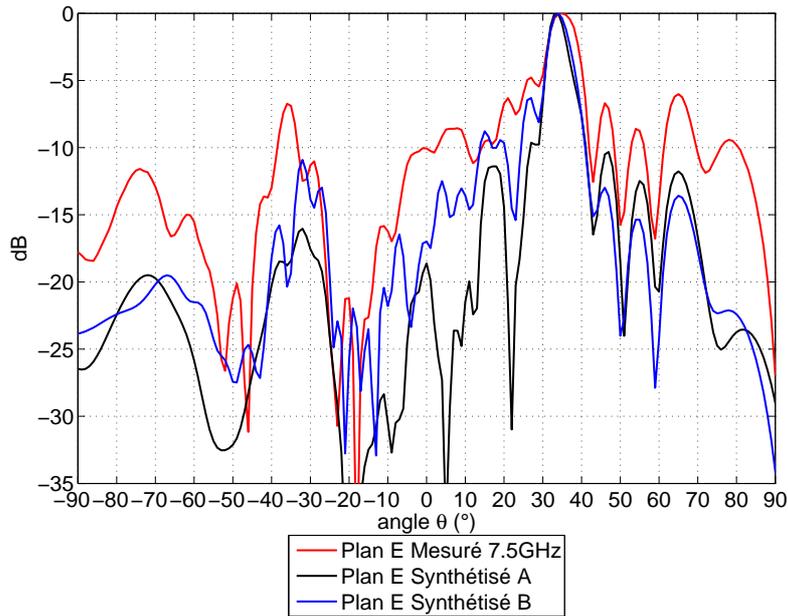
La seconde méthode prend en compte les effets du couplage sur le rayonnement de chaque source. **Le diagramme de l'antenne est reconstitué en réalisant le sommation des contributions en rayonnement de chaque source.** Les diagrammes de rayonnement perturbés sont calculés en réalisant une simulation par source. L'interaction entre les paramètres [S] du réseau d'alimentation et des patches étant déjà prise en compte par le logiciel circuit, toutes les sources qui ne sont pas excitées doivent être court-circuitées afin d'éviter que leur rayonnement reperturbent la source excitée. Les sources non alimentées constituent finalement des obstacles diffractant dont l'effet est pris en compte.

**Le but de cette comparaison est d'établir de façon indiscutable le fait que les phénomènes de couplages créent non seulement des interférences entre les diagrammes, mais également que la géométrie du réseau et l'environnement direct de chaque source ont leur importance dans le fonctionnement global de l'antenne.**



**FIG. III.30 :** Diagrammes reconstitués avec les pondérations évaluées avec le logiciel circuit comparés au diagramme mesuré à 7.4GHz : A  $\Rightarrow$  Facteur de réseau multiplié au diagramme obtenu en monosource (approximation), B  $\Rightarrow$  Sommation des contributions de chaque source

Les figures III.30 et III.31 présentent les résultats de cette étude comparative. Le diagramme de rayonnement mesuré est le diagramme en rouge. Le diagramme de rayonnement évalué en appliquant le facteur de réseau (tableau III.3 et III.2) au diagramme élémentaire obtenu en simulation est représenté en noir.



**FIG. III.31 :** Diagrammes reconstitués avec les pondérations évaluées avec le logiciel circuit comparés au diagramme mesuré à 7.5GHz : A  $\Rightarrow$  Facteur de réseau multiplié au diagramme obtenu en monosource (approximation), B  $\Rightarrow$  Sommation des contributions de chaque source

**La différence relative entre les deux diagrammes montre que la seule prise en compte des paramètres électriques n'est pas une condition suffisante pour aboutir au diagramme de rayonnement de l'antenne.** Ainsi, utiliser la première méthode pour des dispositifs fortement couplés est une grossière erreur. Dans un souci de réalisme, il convient donc de sommer les contributions en rayonnement de chaque source avec les poids calculés. Le résultat de cette sommation sont représentés en bleu. Les diagrammes calculés avec la première méthode d'analyse rendent bien compte de la position des zéros de rayonnement, mais les niveaux des lobes secondaires sont évalués de façon optimiste. La seconde méthode d'analyse affiche des résultats plus conformes aux diagrammes mesurés. Les niveaux des lobes secondaires sont mieux respectés. Les différences entre les diagrammes évalués et les diagrammes mesurés résident sans doute dans le fait que les pertes ne sont pas évaluées et que la présence des lignes négligée. De plus, l'antenne étant légèrement sous dimensionnée (figure III.25) les phénomènes de diffraction aux frontières de l'antenne et les éventuelles résonances parasites de la structure sont amplifiés. Ces phénomènes ne sont pas considérés par l'analyse théorique qui n'intègre que l'effet du fenêtrage sur l'ouverture rayonnante.

## III.5 CONCLUSION

Ce chapitre a présenté une esquisse de méthode pour réaliser la conception combinée d'une antenne BIE multi sources. Une première démarche purement analytique permet d'évaluer avec une grande efficacité, le couple résonateur BIE / dispositif d'excitation. Cette étude fournit des informations essentielles sur le dimensionnement du résonateur, sur le nombre de sources, les pondérations à affecter... Elle permet finalement de réaliser des études paramétriques essentielles pour combiner le meilleur couple résonateur / dispositif d'excitation.

Cependant, cette première démarche n'est pas suffisante, car il faut réaliser le dispositif d'excitation et l'adapter. Au cours de cette étape, nous avons pu souligner l'importance de l'évaluation des interactions entre les sources. Ces interactions se produisent sur les caractéristiques électriques de l'antenne mais également sur le rayonnement global. Dans notre cas, négliger leur effets n'est pas possible, car le résonateur BIE les stimule par son caractère résonant. Une antenne BIE multi sources a été réalisée. Les résultats en rayonnement du prototype nous ont poussé à étudier de manière approfondie les problèmes de couplages intersource. Nous avons montré qu'ils étaient responsables du dysfonctionnement relatif de l'antenne. Nous avons retrouvé les diagrammes de rayonnement mesurés en sommant les contributions de chaque source avec les pondérations évaluées en fonction des couplages. Les pondérations qui ont été évaluées permettent de retrouver les diagrammes réels. Elles sont très éloignées des pondérations objectives. Cette étude a mis en avant la complexité de la conception d'un dispositif multi sources dont les accès sont fortement couplés.

Pour résumer, les couplages entraînent une modification :

- des pondérations d'amplitude et de phase attribuées à chaque source.
- de l'adaptation du dispositif.
- de la contribution en rayonnement de chaque source.



# CONCEPTION D'UNE ANTENNE MULTI SOURCES TRÈS GRAND GAIN POUR L'APPLICATION LMDS

---

### Sommaire

---

<b>IV.1 INTRODUCTION</b> . . . . .	<b>163</b>
<b>IV.2 RECHERCHE D'UNE STRUCTURE BIE ET D'UN DISPOSITIF D'EXCITA- TION ADAPTÉ À CETTE APPLICATION</b> . . . . .	<b>164</b>
IV.2.1 Détermination du couple résonateur BIE / réseau de sources . . . . .	164
IV.2.1.1 Etude de potentialités vis à vis du nombre de sources . . . . .	164
IV.2.1.2 Configurations de résonateurs éventuellement utilisables . . . . .	166
IV.2.2 Détail des performances attendues avec la structure BIE retenue . . . . .	169
IV.2.2.1 Etude de la fonction sélectivité du résonateur BIE . . . . .	170
IV.2.2.2 Choix de l'architecture du réseau de patches . . . . .	173
IV.2.3 Etude de sensibilité sur les caractéristiques physiques et électroma- gnétiques des composants du résonateur BIE . . . . .	177
IV.2.4 Dimensionnement de l'antenne, évaluation des pertes du résonateur . . . . .	179
<b>IV.3 CONCEPTION DU RÉSEAU</b> . . . . .	<b>181</b>
<b>IV.4 MESURES DE L'ANTENNE</b> . . . . .	<b>185</b>

**IV.5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES . . . . . 192**

---

## IV.1 INTRODUCTION

Ce chapitre présente la démarche de conception et les résultats de mesures obtenus pour la réalisation d'une antenne BIE multi sources très directive. Cette étude s'inscrit dans une optique de développement du réseau LMDS à 42GHz. Le projet a pour but de développer une architecture réseau haut débit et large bande.

Nous allons brièvement rappeler le cahier des charges qui nous a été fourni pour les spécifications de l'antenne. Puis nous détaillerons la solution envisagée pour résoudre cette problématique ambitieuse. Enfin, la conception de l'antenne sera entièrement détaillée. Les étapes qui ont été indispensables pour aboutir à une modélisation réaliste de l'antenne seront présentées malgré l'impossibilité de réaliser une simulation électromagnétique complète de la structure. De plus, cette étude a été réalisée avant la mise en place de la méthode de modélisation des couplages. Du fait de son antériorité, la prise en compte des grandeurs couplées a été négligée dans ce travail.

Les antennes en réception à développer pour le réseau LMDS, répondent à un cahier des charges bien particulier (tableau IV.1).

Encombrement	$S < 200 \times 200 \text{mm}$
Bande de travail	$40.5 \rightleftharpoons 42.5 \text{GHz}$
Bande passante	1GHz
Gain	$G > 30 \text{dBi}$
Adaptation	$S_{11} < -10 \text{dB}$

**TAB. IV.1 :** *Tableau récapitulatif du cahier des charges*

L'encombrement latéral de l'antenne est de  $200 \times 200 \text{mm}$ , ce qui représente  $26\lambda \times 26\lambda$  en terme de longueur d'onde à 40GHz. La bande de travail pour cette application s'étend de 40.5GHz à 42.5GHz. Elle peut être divisée en deux sous bandes de fréquences de 1GHz de large : de 40.5GHz à 41.5GHz et de 41.5GHz à 42.5GHz. Pour montrer la faisabilité d'un tel dispositif, nous avons choisi de façon arbitraire la première gamme de fréquences. La bande passante en rayonnement et en adaptation doit approcher les 1GHz (2.3%) pour chacune des bandes.

## IV.2 RECHERCHE D'UNE STRUCTURE BIE ET D'UN DISPOSITIF D'EXCITATION ADAPTÉ À CETTE APPLICATION

Les structures BIE sont des filtres spatiaux qui permettent de privilégier une ou plusieurs directions principales de rayonnement tout en filtrant les autres.

Dans le cadre de cette application, l'avantage principal du résonateur BIE est sa capacité à filtrer les lobes qui ne sont pas dans sa direction privilégiée. Ainsi, des lobes de réseau dus à un espacement des sources ( $d > \lambda$ ) pourront être fortement atténués. De cette façon, seul le lobe principal du réseau très sélectif en terme de directions angulaires sera conservé.

Dans cette partie nous allons évaluer quel type de structure BIE peut réaliser la fonction de filtrage minimum qui satisfera au mieux notre cahier des charges. Nous montrerons qu'une antenne monosource ne peut pas avoir assez de bande en rayonnement et qu'il est obligatoire d'opter pour une alimentation multi sources de l'antenne.

Ensuite, une fois le bon compromis effectué, les potentialités du filtre retenu en terme de filtrage spatial et fréquentiel seront détaillées. Ensuite, une étude rapide sur l'influence de certains paramètres est réalisée. Ces paramètres sont la hauteur de la cavité et la permittivité des plaques constituant le matériau BIE.

### IV.2.1 Détermination du couple résonateur BIE / réseau de sources

#### IV.2.1.1 Etude de potentialités vis à vis du nombre de sources

Nous allons présenter sous forme compilée un certain nombre de configurations de résonateur BIE couplé avec un dispositif d'excitation multi sources. Dans ce paragraphe, les directivités fréquentielles sont calculées de manière analytique pour une structure infinie : la limitation de la taille de l'antenne, ainsi que les effets de bords ne sont pas considérés. De plus, chaque source est considérée comme indépendante, c'est à dire que les couplages entre les sources ne

sont pas évalués. Ces résultats sont les potentialités maximales de l'antenne mais ne pourront jamais être atteintes.

La première série de résultats (figure IV.1) présente quatre configurations. Le premier exemple (courbe bleue) est le cas d'une antenne monosource de 35dBi. Cette antenne est constituée de 3 plaques d'alumine  $\epsilon_r = 9.4$  d'épaisseur  $\lambda_g/4$  à 41.3GHz séparées d'un gap d'air de  $\lambda_0/4$ . La cavité est dimensionnée à  $\lambda_0/2$ . Cette antenne est excitée par un seul patch. La bande passante à -3dB est très faible BP<50MHz soit <0.15%. Cette configuration très sélective ne peut en aucun cas répondre au cahier des charges.

La seconde antenne (courbe rouge) est excitée au moyen de 4 patchs espacés de  $1.6\lambda$ . Le résonateur BIE est composé d'un ensemble de 3 plaques de permittivité  $\epsilon_r = 7.8$ . Il est visible que cette association permet une augmentation de la bande. Dans ce cas, elle est doublée et devient supérieure à 0.3%.

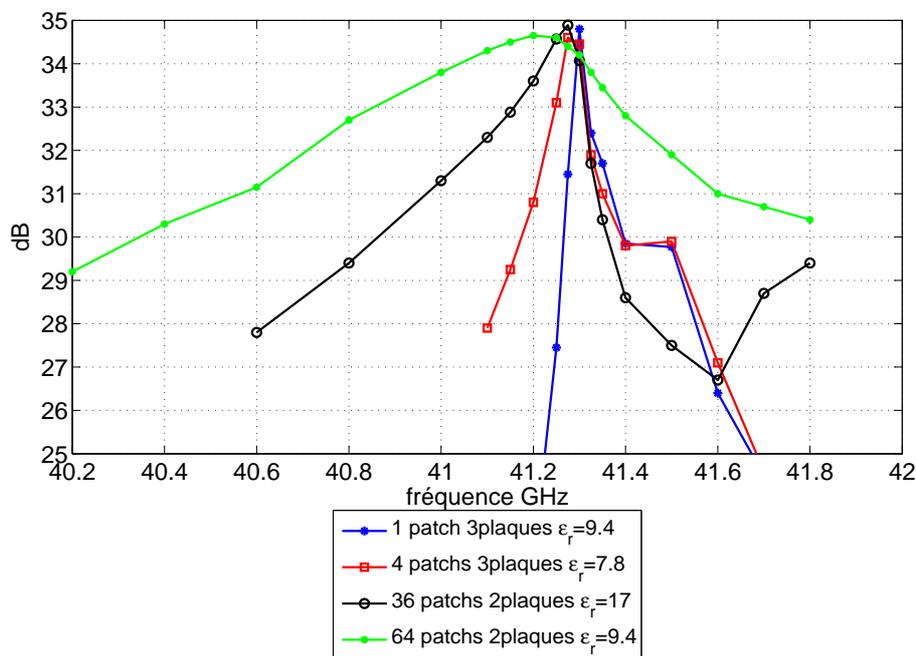


FIG. IV.1 : Directivité fréquentielle pour quatre configurations de couple résonateur BIE / dispositif d'excitation

Le phénomène est amplifié en ajoutant plus de sources et un résonateur moins sélectif. Ainsi, avec 36 sources espacées de  $1.6\lambda$  (courbe noire) et un matériau composé de deux plaques de haute permittivité  $\epsilon_r = 17$  il est possible d'atteindre une bande passante de 0.8%. Le gain en terme de bande n'a lieu qu'en bas de bande car après la fréquence 41.3GHz les trois topologies évoluent vers le même comportement. En effet, le résonateur commence à autoriser le dépointage au delà de ces fréquences. Cette particularité le rend incompatible avec l'application grand gain.

La dernière courbe (verte) illustre les résultats à attendre avec une structure excitée par 64 patchs espacés de  $1.6\lambda$ . Cette antenne devrait permettre de réaliser une antenne de directivité supérieure à 31dBi sur une bande intéressante allant de 40.6GHz à 41.6GHz soit BP=2.4%.

L'association d'un résonateur BIE large bande et d'un dispositif multi sources peut donc en théorie permettre d'atteindre 1GHz de bande autour de 41GHz. La configuration employant 64 sources paraît suffisante pour répondre au cahier des charges. Aussi, nous allons étudier ce qu'il est possible d'obtenir avec 64 sources.

#### IV.2.1.2 Configurations de résonateurs éventuellement utilisables

*Nous avons choisi de caractériser deux configurations de résonateur particulières. Les dispositifs d'excitation sont constitués de 64 sources ( $8 \times 8$ ).*

Le premier résonateur BIE étudié est composé de 2 plaques de AR600 dimensionnées de manière tout à fait classique  $\lambda_0/2$  pour la hauteur de cavité et  $\lambda_g/4$  pour toutes les autres épaisseurs. Ce miroir BIE offre une réflectivité de 94.6% à 41.3GHz.

Le second résonateur BIE est composé de 2 plaques d'alumine  $\epsilon_r = 9.4$  dimensionnées en  $\lambda_0/2$  pour la hauteur de cavité et  $\lambda_g/4$  pour toutes les autres épaisseurs. Ce miroir BIE offre une réflectivité de 97.8% à 41.3GHz. La fonction sélectivité est rapellée pour les deux cas. Cette fonction dépend notamment du coefficient de réflexion du miroir BIE. Il est clair que le second résonateur est plus sélectif, sa bande passante en sélectivité est réduite et la valeur maximale de la fonction est supérieure (figure IV.2).

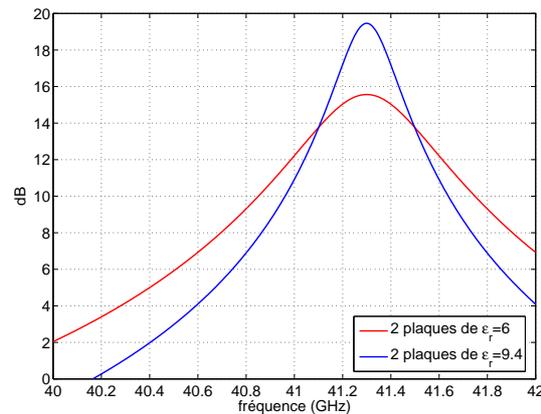


FIG. IV.2 : Fonction sélectivité dans la direction  $\theta = 0^\circ$  dans la bande de fréquences de 40 à 42GHz

Pour ces deux configurations, l'espacement intersource est étudié. Globalement, plus les sources sont espacées plus l'antenne devient directive (figure IV.3 et IV.4). Dans les deux cas, la bande passante augmente avec l'espacement, mais cette augmentation sature quand l'espacement de  $2\lambda$  est atteint. En effet, au delà de  $2\lambda$ , un deuxième groupe de lobes de réseau apparaît et celui-ci limitent la directivité de la structure en bas de bande où le résonateur filtre faiblement les directions angulaires importantes.

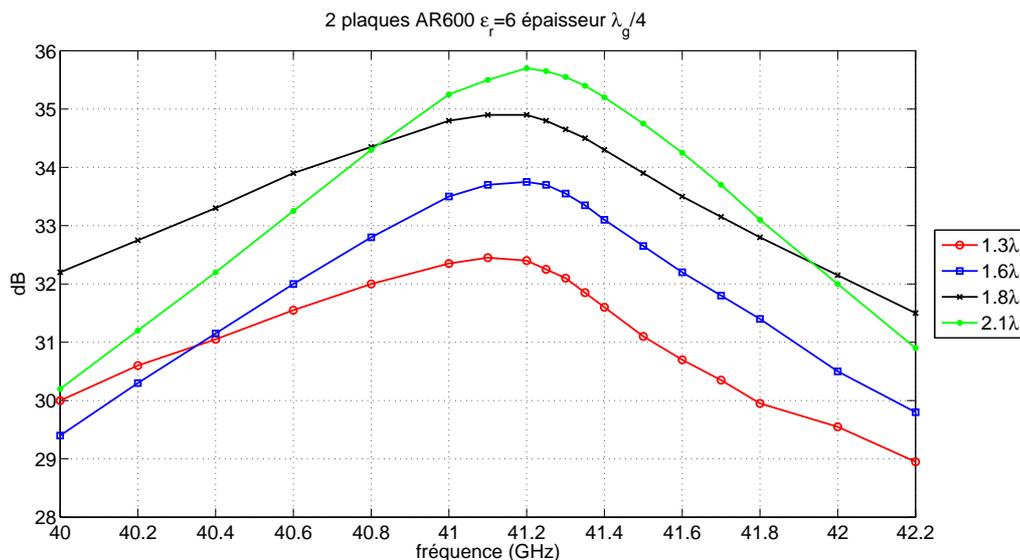
Cet ensemble de figures permet de constater qu'un certain nombre de configurations sont favorables à l'obtention d'une antenne BIE satisfaisant le cahier des charges. Pour le premier résonateur les espacements  $1.8\lambda$  et  $2.1\lambda$  sont intéressants. Pour le second résonateur, les espacements  $1.6\lambda$ ,  $1.9\lambda$  et  $2.1\lambda$  sont aussi prometteurs.

Il est donc possible de choisir parmi ces quelques possibilités un couple résonateur / système d'excitation qui satisfait notre cahier des charges. Les critères de choix ont été le matériau dans lequel est constitué le résonateur. Du côté électromagnétique les deux matériaux peuvent permettre de réaliser une antenne conforme au cahier des charges, mais au niveau mécanique, l'alumine présente plus de qualités. Certaines vont se révéler importantes pour notre application :

- une permittivité importante  $\epsilon_r = 9.4$
- des pertes assez faibles  $\tan \delta = 0.001$  à 10GHz
- une rigidité assez importante qui permettra de réaliser du travail de découpe et d'usinage même sur des épaisseurs de matériau très faibles
- pas besoin de démétalliser

L'utilisation du matériau AR600 semblait beaucoup plus contraignante. En effet, ce substrat n'est pas disponible dans toutes les épaisseurs, il n'est pas suffisamment rigide sur de grandes dimensions. De plus, il est souvent métallisé.

C'est pour ces raisons que notre choix s'est resserré sur le résonateur composé de deux plaques d'alumine. Nous avons ensuite opté pour un espacement de  $1.6\lambda$  car celui ci nous a paru suffisant en terme de performances.



**FIG. IV.3 :** Directivité fréquentielle pour un résonateur BIE composé de 2 plaques d'AR600  $\epsilon_r = 6$  et d'épaisseur  $\lambda_g/4$  excité par 64 patches pour différents cas d'espacement inter-patches

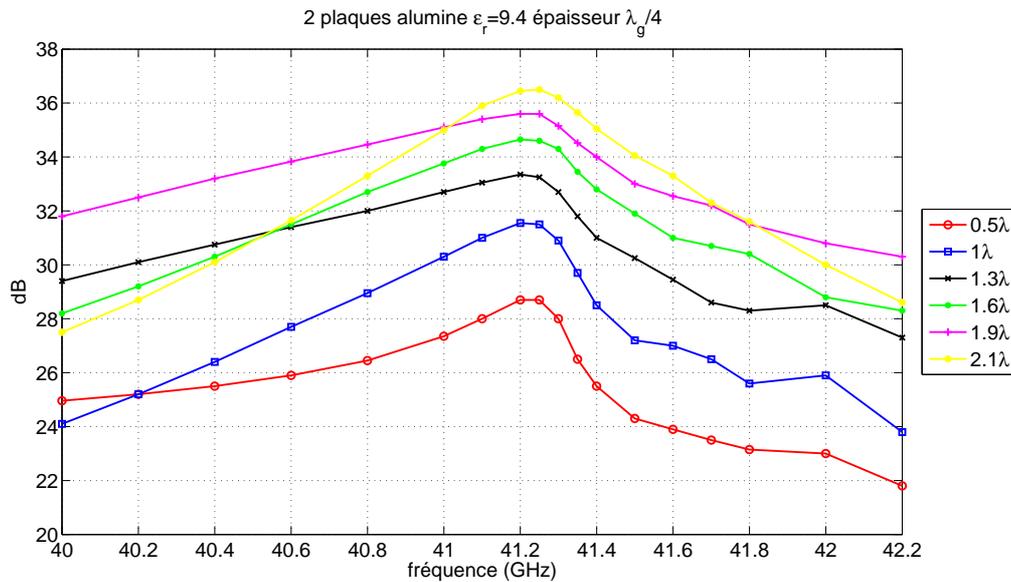


FIG. IV.4 : Directivité fréquentielle pour un résonateur BIE composé de 2 plaques d'alumine  $\epsilon_r = 9.4$  et d'épaisseur  $\lambda_g/4$  excité par 64 patchs pour différents cas d'espacement inter-patchs

### IV.2.2 Détail des performances attendues avec la structure BIE retenue

Nous allons maintenant détailler les caractéristiques et les potentialités de l'antenne sur la bande de fréquences 40.5GHz à 41.5GHz.

Le résonateur qui a été choisi (figure IV.5) est une structure BIE composée de deux plaques d'alumine d'épaisseur  $\lambda_g/4$  (soit 0.577mm) séparées d'un gap d'air de  $\lambda_0/4$  (soit 1.815mm). La hauteur de la cavité est de  $\lambda_0/2$  à 41.3GHz (soit 3.63mm). Un nombre de 64 patchs espacés de  $1.6\lambda$  paraît offrir les performances objectifs.

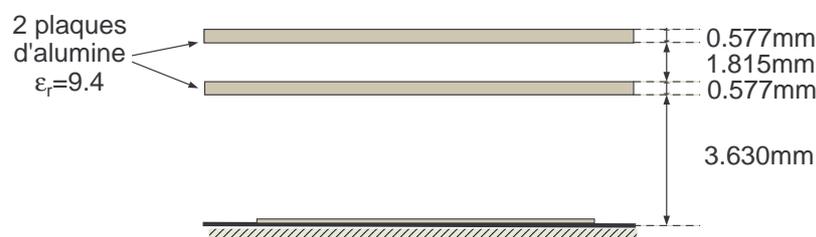
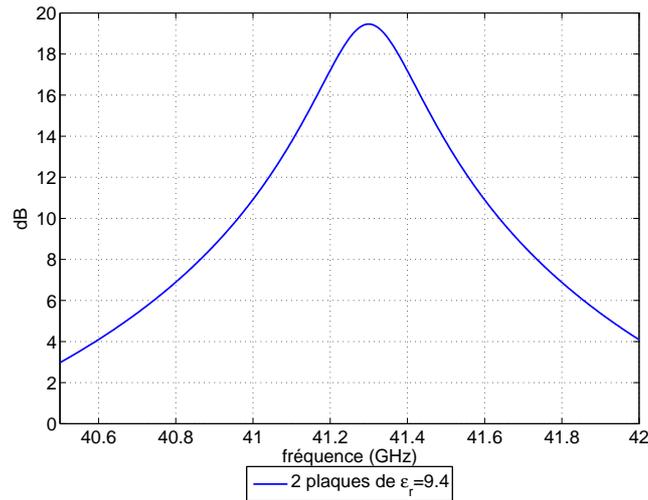


FIG. IV.5 : Schéma de l'architecture du résonateur BIE retenue

### IV.2.2.1 Etude de la fonction sélectivité du résonateur BIE

Intéressons nous à la bande passante en sélectivité fréquentielle du filtre BIE. La figure IV.6 montre la sélectivité fréquentielle du résonateur BIE pour une direction axiale ( $\theta = 0^\circ$ ).



**FIG. IV.6 :** Sélectivité fréquentielle du résonateur BIE composé de deux plaques d'alumine de 40.5GHz à 42GHz

La bande de sélectivité à -3dB est faible de l'ordre de 0.5% autour de 41.3GHz ce qui représente une bande de 220MHz. Cependant, nous allons également utiliser la structure BIE au delà de cette bande de 40.5GHz à 41.5GHz. Nous pourrions nous permettre cela car nous l'exciterons au moyen d'une multitude de sources (réseau). Cette bande de 0.5% représente globalement la bande en rayonnement pour une antenne monosource (patch ou dipôle) placée dans la cavité. Cette structure permettrait d'ailleurs d'atteindre les 24dB en monosource sur 0.5% de bande.

En bas de bande à 40.5GHz (figure IV.7), le résonateur BIE filtre peu, la dynamique entre le maximum de la fonction de filtrage (dans l'axe) et l'angle de BREWSTER ( $\theta \approx 70^\circ$ ) est de 3dB, ce qui est très faible.

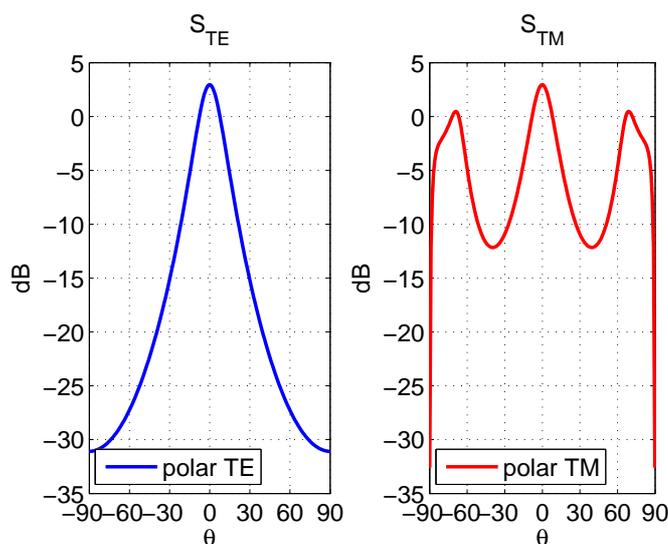


FIG. IV.7 : Sélectivité spatiale du résonateur à 40.5GHz

Les lobes secondaires contenus dans la zone angulaire autour de l'angle de BREWSTER seront peu filtrés. Pour la bande basse, il faudra un réseau assez propre au niveau des lobes secondaires autour de  $\pm 70^\circ$  sinon l'antenne BIE présentera également des lobes secondaires. Cependant, l'ouverture angulaire de la fonction de filtrage laisse entrevoir la possibilité d'obtenir des diagrammes de rayonnement directs.

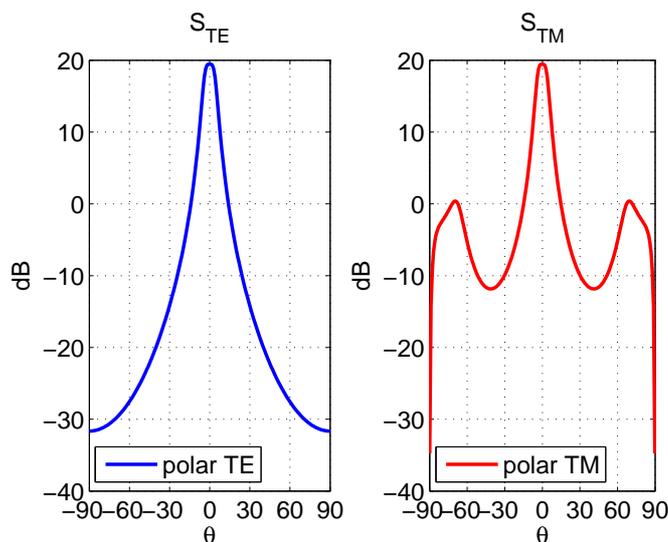


FIG. IV.8 : Sélectivité spatiale du résonateur à 41.3GHz

Au milieu de la bande à 41.3GHz (figure IV.8), le matériau BIE joue pleinement son rôle. La dynamique entre le maximum de la fonction de filtrage et l'angle de BREWSTER est de l'ordre de 20dB.

L'ouverture angulaire est faible, il sera possible d'avoir des rayonnements très directifs avec de faible niveau de lobes secondaires.

En haut de bande à 41.5GHz, (figure IV.9) le résonateur BIE filtre de manière correcte, la dynamique entre le maximum de la fonction de filtrage (dans l'axe) et l'angle de BREWSTER est bonne (20dB).

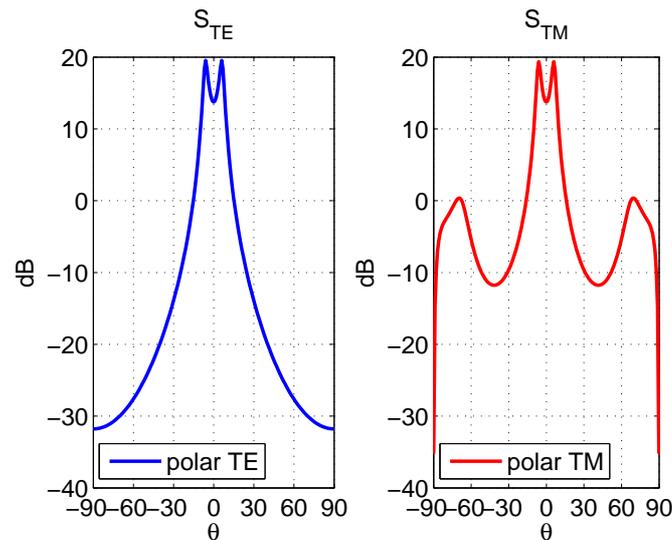


FIG. IV.9 : Sélectivité spatiale à 41.5GHz

Cependant le matériau possède la particularité de filtrer les directions axiales (-7dB) et de favoriser des directions angulaires non axiales (ici  $\theta = 8^\circ$ ). En terme de comportement en antenne, cela signifie que la dynamique entre le lobe principal et des lobes qui seraient très proches de ce lobe principal, sera considérablement réduite.

**Pour conclure sur les propriétés de la structure BIE, il faut prévoir des difficultés très différentes sur toute la bande de l'antenne. En bande basse, le matériau filtrera peu et le réseau d'excitation devra être performant en terme de lobes secondaires. En bande haute, le matériau commence à favoriser le dépointage. Le réseau devra comporter peu de lobes secondaires proches du lobe principal sinon ils seront amplifiés par le matériau. Il faudra sans doute penser à réaliser de la pondération d'amplitude sur les éléments du réseau. Ce dernier devra tenir compte de ces contraintes.**

### IV.2.2.2 Choix de l'architecture du réseau de patches

Pour les raisons citées précédemment, il a été nécessaire de synthétiser la meilleure fonction de rayonnement du réseau, compte tenu des propriétés du résonateur. L'architecture de celui-ci a donc suscité une attention particulière. Généralement, les réseaux d'antennes sont utilisés pour obtenir des antennes directives. Cependant, le nombre de sources pour obtenir des gains élevés devient rapidement important et les pertes augmentent de la même façon. Ces réseaux ont pour la plupart, des espacements intersource compris entre  $0.5\lambda$  et  $\lambda$ , limite après laquelle des lobes de réseaux apparaissent. Avec une structure BIE placée au dessus du réseau, il est possible de filtrer les lobes secondaires d'un réseau d'éléments très espacés. Cette capacité de la structure BIE a toutefois une limite, la source ne doit pas rayonner de façon trop importante à des incidences égales ou supérieures à l'angle de BREWSTER. Passé cet angle, la structure BIE ne filtre plus de manière convenable la polarisation TM de la source (composante  $E_\theta$ ).

Le cas de  $1.6\lambda$  d'espacement entre les patches est intéressant au niveau de la directivité et de la bande passante. Au niveau de la forme du facteur de réseau, il y a des lobes de réseau à l'intérieur du disque délimité par l'angle de BREWSTER dans les plans  $\phi = 0^\circ$  et  $90^\circ$ . Ces lobes pourront être filtrés correctement par le résonateur. Dans le plan  $\phi = 45^\circ$  (figure IV.10), les lobes de réseaux sont à l'extérieur du disque. Ces derniers ne seront pas correctement filtrés par le résonateur.

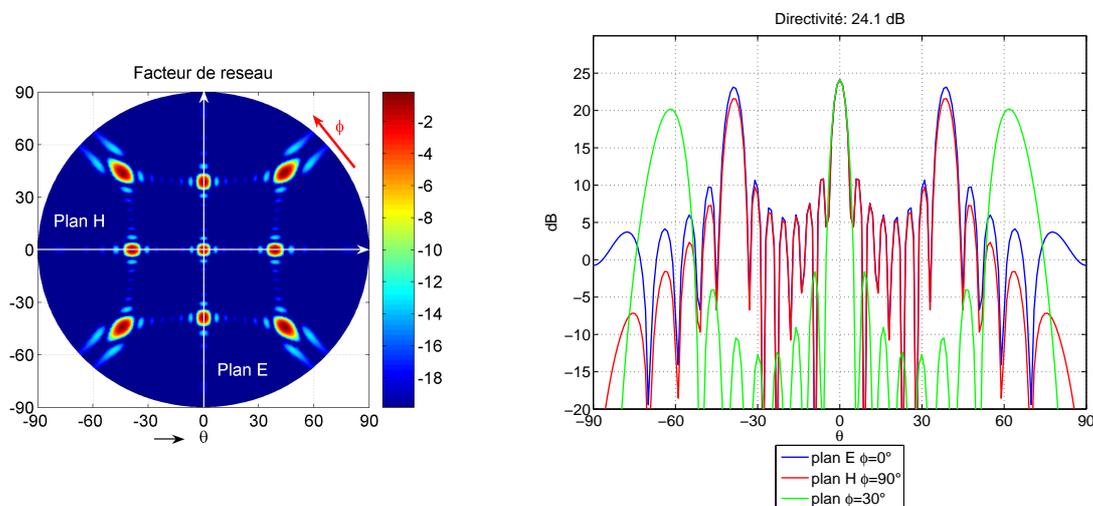
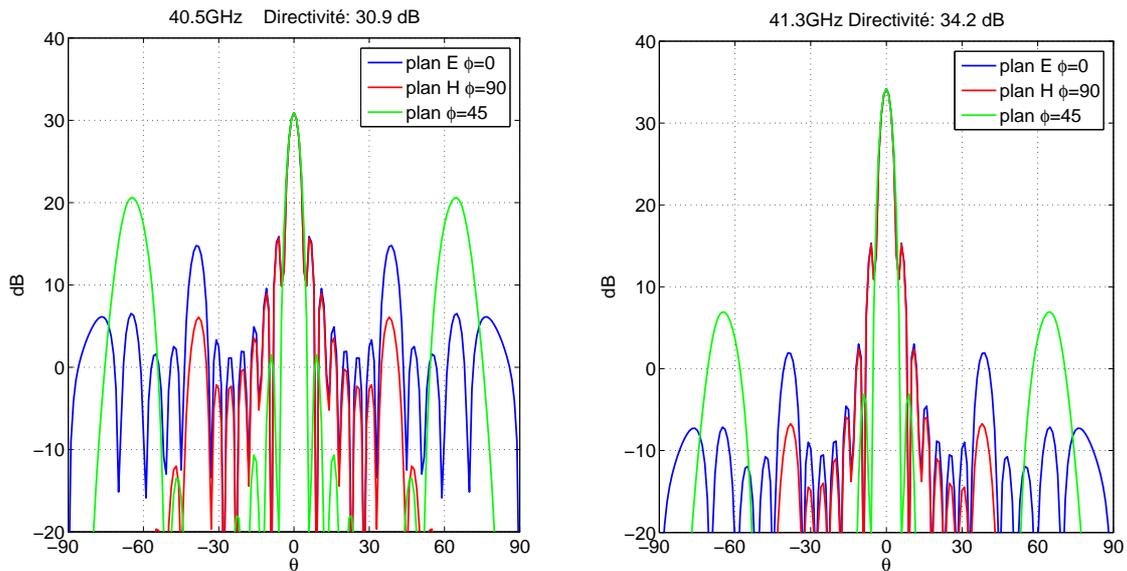


FIG. IV.10 : Facteur de réseau et diagramme de rayonnement du réseau de patches

Cet argument est vérifié avec les diagrammes de rayonnement en bas de bande (figure IV.11.a). En effet des remontés de lobes très importantes de l'ordre de 20dB autour d'un angle  $\theta$  de  $70^\circ$  sont réellement présentes. A la fréquence optimale (figure IV.11.b), dans le plan  $\phi = 45^\circ$ , ces lobes de réseau occupent également une place non négligeable avec des valeurs proches de 8dBi. Dans les plans E et H les lobes de réseaux ont été correctement filtrés car ceux ci sont dans une zone où le résonateur filtre bien.



(a) Diagramme de rayonnement théorique à 40.5GHz (b) Diagramme de rayonnement théorique à 41.3GHz

FIG. IV.11 : Diagramme de rayonnement de l'antenne BIE

Il est donc important de modifier l'agencement du réseau afin de modifier le rayonnement de celui-ci dans le plan  $\phi = 45^\circ$ . Finalement, il convient de ne conserver des lobes de réseau que dans des zones où le résonateur est efficace. Nous avons envisagé de conserver l'espacement  $1.6\lambda$ , mais avec un réagencement particulier des sources (figure IV.12).

Une symétrie suivant  $Oy$  a été conservée, mais des décalages entre les colonnes ont permis de faire évoluer le facteur de réseau. Ainsi, les lobes de réseau dans le plan  $\phi = 45^\circ$  a été supprimé (figure IV.12).

Le diagramme de rayonnement issu du réseau est présenté figure IV.13. Il présente des lobes de réseaux importants plan E. Ces lobes ne seront gênant qu'en bas de bande car ils sont dans une zone où le filtre BIE fonctionne bien.

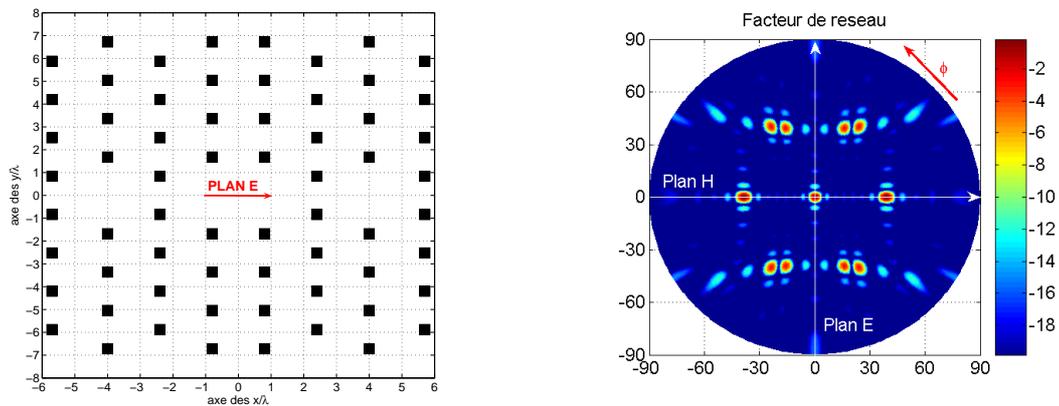


FIG. IV.12 : Architecture du réseau réagencé et facteur de réseau

Aucune pondération ne pourra les atténuer car ce sont des lobes dus à l'espacement des éléments. Dans les deux plans, un certain nombre de lobes secondaires sont également présents dans un cône très proche du lobe principal ( $5 < \theta < 10^\circ$ ). Ces lobes pourront être atténués en pondérant le réseau en amplitude (figure IV.13.a).

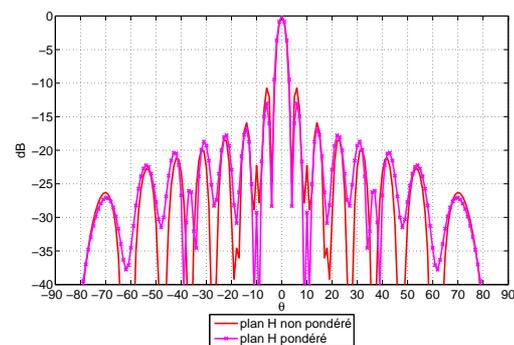
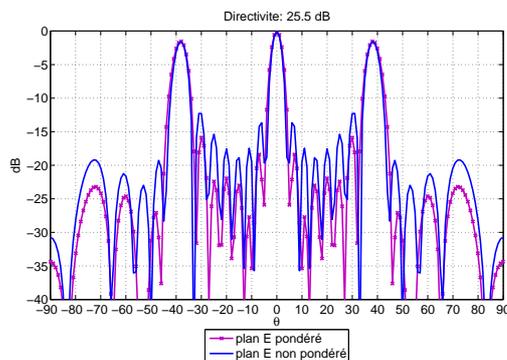
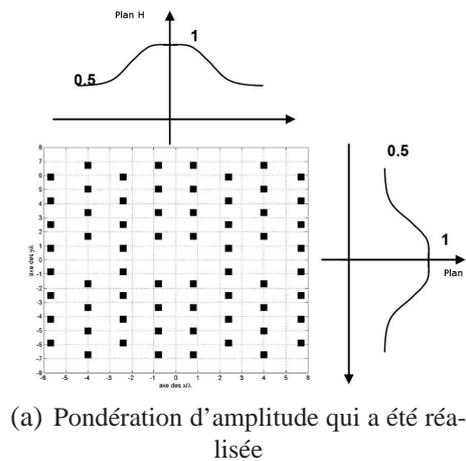


FIG. IV.13 : Diagramme de rayonnement théorique du réseau de patch

La figures IV.13.b (plan E) et IV.13.c (plan H) présentent les résultats avec et sans pondérations d'amplitude (figure IV.13.a). Celle ci permet de gagner 5dB sur le niveau des lobes secondaires autour du lobe principal dans le plan E et 2.5dB dans le plan H.

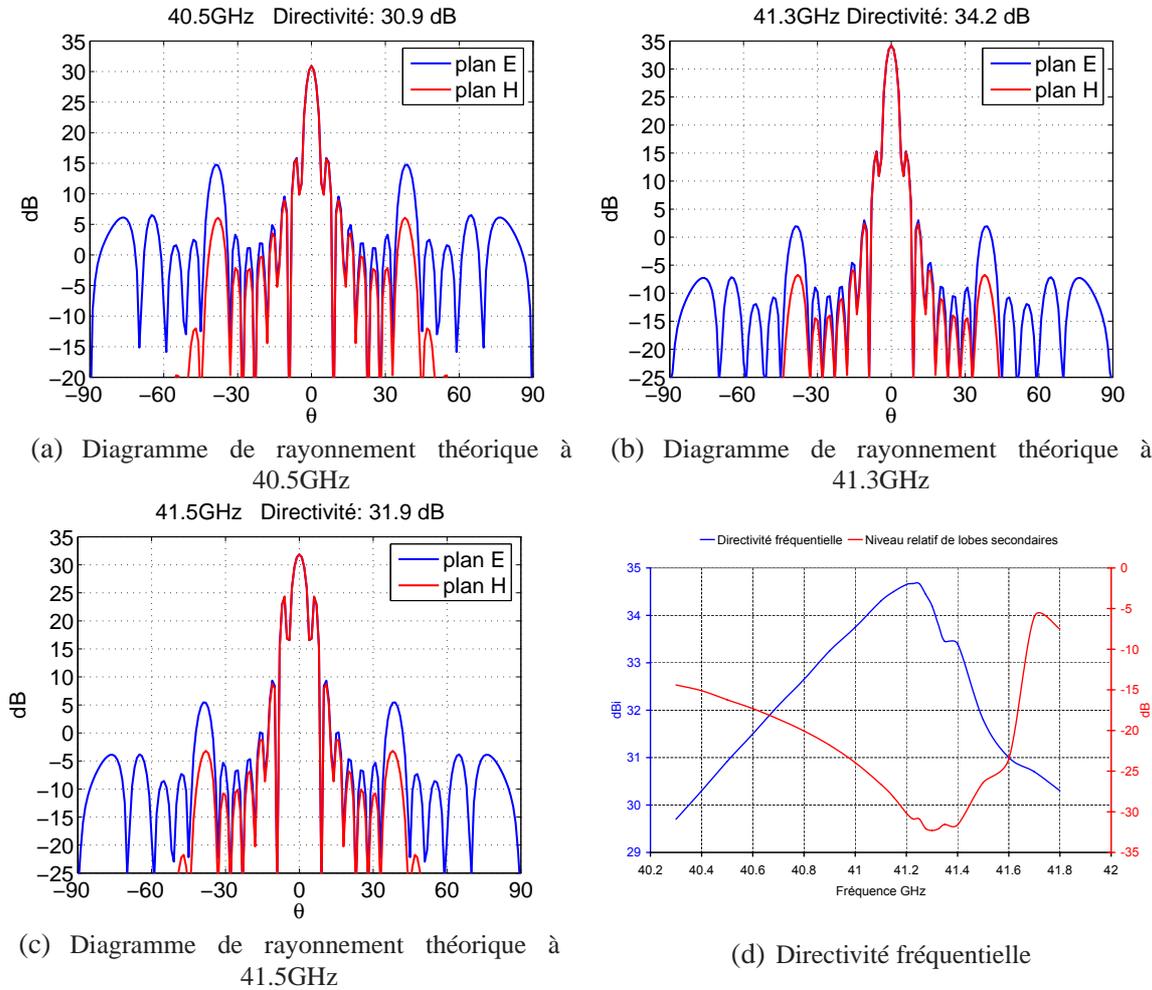


FIG. IV.14 : Diagramme de rayonnement théorique de l'antenne BIE

Les résultats de l'antenne BIE en terme de rayonnement sont présentés sur les figures IV.14.a.b.c.d. Comme cela était prévu, en bas de bande la dynamique entre le lobe principal et les lobes de réseau n'est pas très importante 17dB. La directivité est de l'ordre de 32dBi à 40.5GHz.

La dynamique entre les lobes de réseau et le lobe principal augmente jusqu'à atteindre son maximum à 41.3GHz avec -32dB. La directivité de l'antenne est alors de 34.6dBi. Après 41.3GHz, les lobes autour du lobe principal sont renforcés par la nature du résonateur, mais l'antenne reste très directive avec 32dBi.

Les calculs théoriques laissent entrevoir la possibilité d'obtenir une directivité fréquentielle importante de l'ordre de + de 31dBi sur 1GHz de bande pour une source d'excitation dont le rayonnement serait constant sur cette bande.

Il faut cependant nuancer ce résultat en raison de la difficulté à tenir les pondérations du réseau de distribution sur une bande aussi importante.

### IV.2.3 Etude de sensibilité sur les caractéristiques physiques et électromagnétiques des composants du résonateur BIE

Les dimensions optimales de l'antenne sont définies dans le tableau IV.2 suivant. Elles correspondent à un dimensionnement pour une fréquence de résonateur de 41.3GHz. Dans ce paragraphe, nous allons mener une étude sur les tolérances mécaniques sur les dimensions et sur la permittivité des plaques d'alumine autour d'un plage réalliste de  $\epsilon_r = 9$  à  $\epsilon_r = 10$ .

Dimensions	41.3GHz
Cavité	3.630mm
Epaisseur plaque	0.577mm
Gap d'air	1.815mm

TAB. IV.2 : Tableau récapitulatif des dimensions du résonateur

#### Etude sur la hauteur de cavité

Pour étudier l'influence de la hauteur de cavité, nous allons représenter la fonction sélectivité fréquentielle du matériau BIE pour une direction de rayonnement de  $0^\circ$ . Nous ferons varier la hauteur de cavité par pas de  $5\mu m$ . Une variation de  $10\mu m$  autour de la hauteur de cavité optimale entraîne une variation de la fréquence centrale de fonctionnement du résonateur de 100MHz (figure IV.15). Ceci revient à dire que nous aurons une variation potentielle de la fréquence du résonateur de  $10MHz/\mu m$ . Le comportement du résonateur BIE varie très peu avec des variations de dimension de cet ordre. Il est donc possible d'envisager d'ajuster le comportement électromagnétique de l'antenne avec la hauteur de cavité.

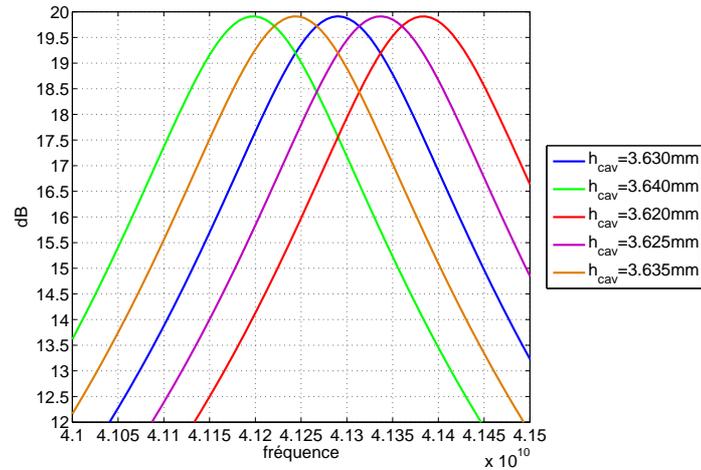


FIG. IV.15 : Etude de la variation de hauteur de cavité

### Etude sur la permittivité des plaques d'alumine

Pour étudier l'influence de permittivité des plaques d'alumine, nous allons représenter la fonction sélectivité fréquentielle du matériau BIE pour une direction de rayonnement de  $0^\circ$  figure IV.16. La permittivité de l'alumine dépend de sa pureté. Généralement la permittivité d'une alumine 99% est de  $\epsilon_r = 9.9$  et d'une alumine 96% de  $\epsilon_r = 9.4$ .

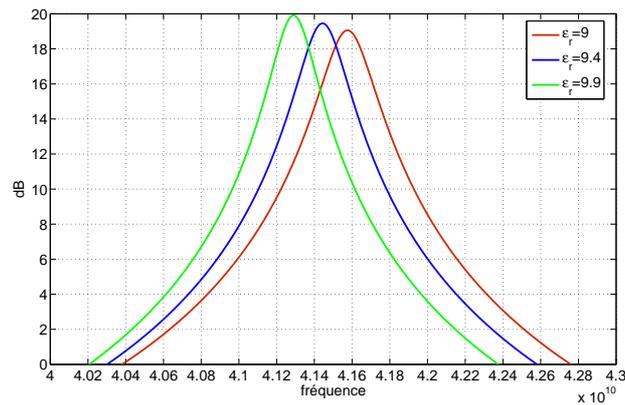


FIG. IV.16 : Etude de la variation de permittivité des plaques

Suivant la permittivité des plaques et pour une hauteur de cavité donnée, la fréquence pour laquelle la sélectivité est maximale peut légèrement varier. Le comportement du résonateur BIE en terme de qualité de filtrage est peu modifié malgré le décalage fréquentiel.

## IV.2.4 Dimensionnement de l'antenne, évaluation des pertes du résonateur

### Dimensionnement de l'antenne

Les dimensions latérales des plaques d'alumine sont de  $150 \times 150\text{mm}$ . La surface de l'antenne simulée est de  $170\text{mm} \times 170\text{mm}$  en tenant compte des fixations. Dans ce paragraphe, nous allons vérifier que cette taille d'antenne suffit pour remplir parfaitement les spécifications. Nous parlerons également du système de fixation. Nous avons également vérifié que le système de fixation ne va pas perturber l'antenne. Pour cela nous avons simulé une antenne pourvue d'un plan de masse métallique plus long ( $170 \times 170\text{mm}$ ) sur lequel seront fixé les plaques d'alumine de  $150 \times 150\text{mm}$  au moyen de vis en métal de 5mm de diamètre à 10 mm de chaque bord (figure IV.17.a).

La distribution de champ total au dessus de l'antenne est représentée figure IV.17.b, les vis apparaissent clairement en bord de structure dans une zone de champ où le champ est minimum entre -15 et -20dB. Nous affichons les diagrammes de rayonnement issu de la simulation CST MS d'une antenne mesurant  $150 \times 150\text{mm}$ . Atteindre une directivité de 35dBi avec cette surface ne sera pas un problème, comme le montre les diagrammes de rayonnement (figure IV.17.c.d). Il n'apparaît pas de grandes différences sur les diagrammes au niveau de la directivité. Par contre, le niveau des lobes secondaires est augmenté jusqu'à 5dB dans le plan E et encore un peu plus dans le plan H (figureIV.17.c.d).

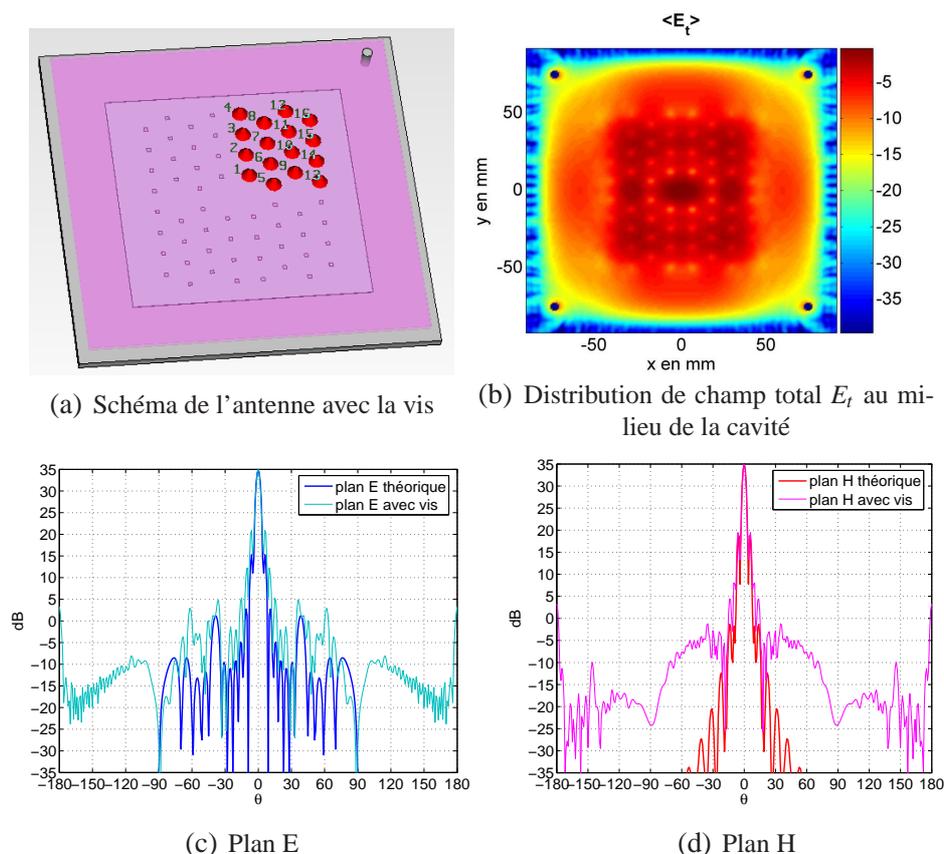


FIG. IV.17 : Diagramme de rayonnement théorique comparé au diagramme avec le système de fixation

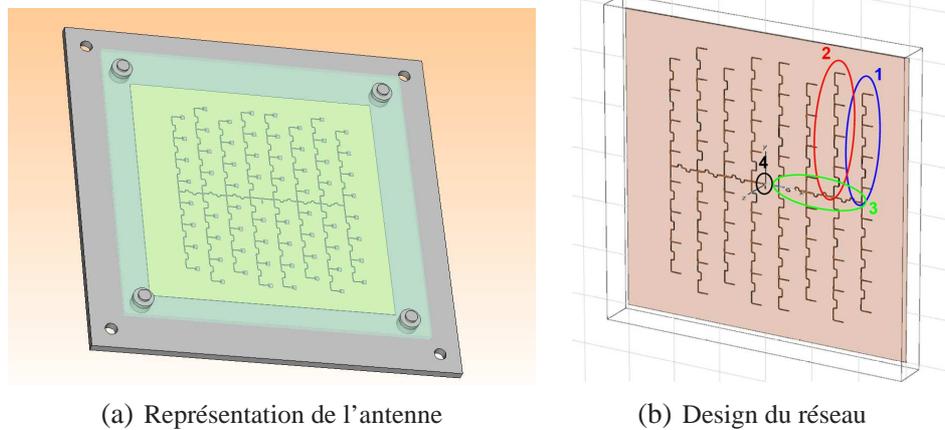
### Evaluation des pertes diélectriques dans les plaques d'alumine

Au cours de cette analyse à l'aide CST, nous avons cherché à quantifier les pertes diélectrique dans le résonateur. Pour cela, une tangente de perte  $\tan \delta = 1.10^{-3}$  a été attribuée à l'alumine.

Avec ce niveau de conductivité, **les pertes diélectriques au niveau des plaques d'alumine ont été évaluées à 1dB**. Cette valeur de tangente de pertes correspond à la valeur de conductivité de l'alumine à 10GHz. Nous supposons que la conductivité est plus importante à 40GHz.

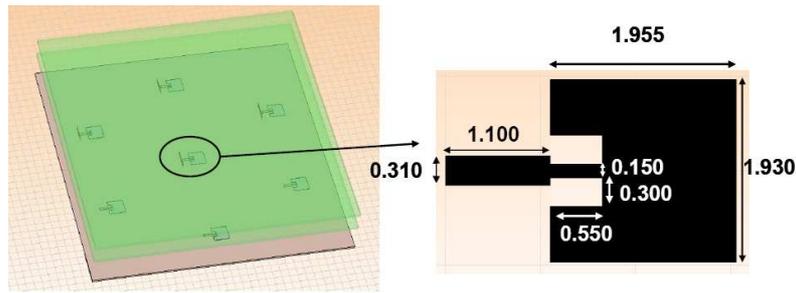
## IV.3 CONCEPTION DU RÉSEAU

Le réseau d'alimentation (figure IV.18) a été conçu sur un substrat RT6002 qui est un substrat de type téflon de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.94$ . Sa hauteur est de  $254\mu\text{m}$  et l'épaisseur de métallisation est de  $18\mu\text{m}$ . Ce type de substrat présente une tangente de pertes de  $\tan \delta = 0.003$ . La largeur de piste minimale fixée par l'industriel qui assure la gravure du circuit est de  $150\mu\text{m}$ . L'entrée du circuit sera adaptée sur  $50\Omega$ .

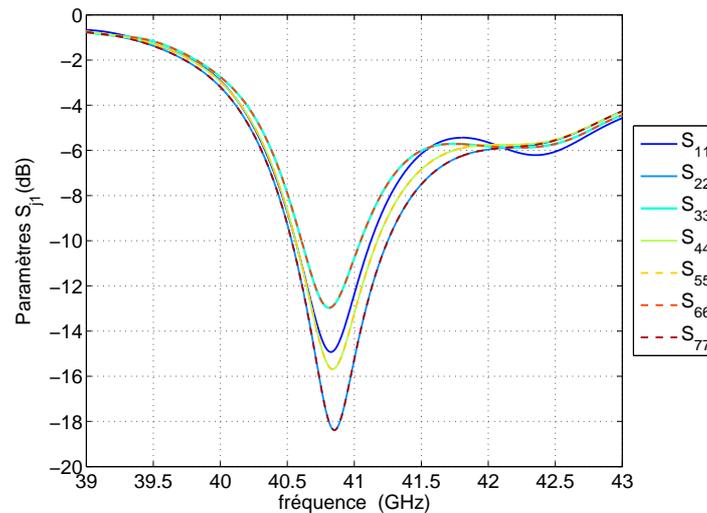


**FIG. IV.18 :** Schéma de l'antenne et du réseau

Les différentes branches de sortie seront quant à elles optimisées sur l'impédance d'entrée des patchs sous la structure BIE. La conception des lignes a été séparée en sous étapes : deux lignes verticales (1 et 2), une ligne horizontale (3) et un diviseur de puissance (4) qui assurera également l'adaptation générale de l'antenne. Il n'a pas été possible de modéliser l'ensemble du réseau de ligne électromagnétiquement. Les résultats ont été obtenus en post traitement avec le logiciel circuit HPADS en associant les boîtes noires des sous parties.



(a) Schéma de principe de la détermination de l'impédance des patches



(b) Adaptation des patches

FIG. IV.19 : Adaptation des patches

Pour être le plus fidèle possible à la réalité il aurait été bon de simuler l'antenne complète mais cela n'a pas été possible faute de ressources matérielles.

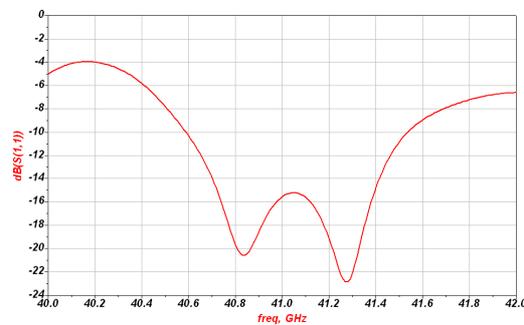
La méthode que nous avons utilisé pour palier à ce problème est de réaliser l'adaptation des éléments rayonnants en considérant leur environnement. Un certain nombre de patches ont donc été placés au sein du résonateur. La proximité de plusieurs patches a permis de déterminer des impédances d'entrée différentes de l'impédance d'entrée qui aurait été déterminée en monosource. La prise en compte de l'effet des patches voisins sur l'adaptation des éléments constitue la nouveauté par rapport à l'antenne réalisée au cours du chapitre précédent. Cependant, l'effet des grandeurs couplées n'a pas été pris en compte, on considère simplement le calcul de l'impédance de chaque patch en fonction des patches qui l'entourent mais les paramètres  $S_{ij}$  (avec  $j \neq i$ ) sont négligés.

Aussi, une simulation menée figure (IV.19.b) a permis d'évaluer de manière approchée l'impédance d'entrée des éléments rayonnants. Une condition de CCM a été placée dans le plan H de la structure, ainsi 4 impédances ont pu être évaluées dans un environnement de 7 patches. Ces impédances ont été réparties en fonction de la position dans le réseau et ont servi de condition d'optimisation du réseau. Chacune des impédances a été déterminée de la manière suivante :

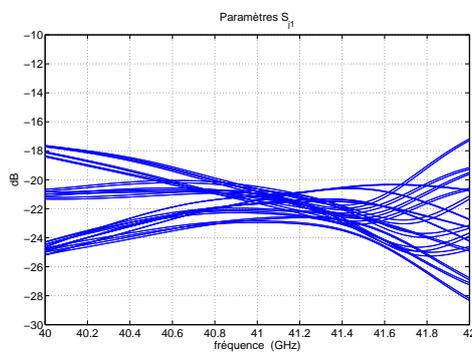
$$Z_{E_i} = Z_{L_i} \frac{1 + \tilde{S}_{ii}}{1 - \tilde{S}_{ii}} \quad (\text{IV.1})$$

Avec :  $Z_{L_i}$ , impédance de normalisation de l'accès  $i$ .

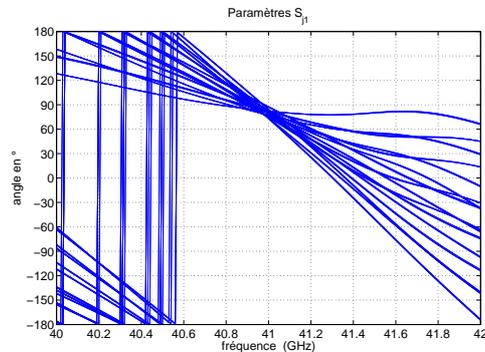
La figure (IV.19.b) permet de déterminer la bande d'adaptation moyenne à -10 dB des patches positionnées sous le miroir BIE. Cette bande est proche de 600MHz autour de 40.75GHz soit de 40.6GHz à 41.2GHz. **Cette bande constitue la bande dans laquelle les pondérations d'amplitude et de phases du réseau seront garanties. A titre indicatif, le niveau maximum des paramètres croisés  $S_{ij}$  est de -17dB.**



(a)  $S_{11}$  du réseau complet



(b) Module des  $S_{j1}$



(c) Phase des  $S_{j1}$

FIG. IV.20 : Paramètres  $S_{j1}$  du réseau

Les résultats attendus sur l'antenne complète au niveau des pondérations affectées au niveau des 64 patches et au niveau de l'adaptation sont représentés figure IV.20. L'antenne doit être adaptée à -10dB sur la bande 40.6GHz à 41.5GHz (figure IV.20.a). Les pondérations d'amplitude sont correctes sur la bande 40.5GHz→41.5GHz (figure IV.20.b). Par contre au niveau de la phase, le point de fonctionnement se situe autour de 41GHz (figure IV.20.c). Autour de cette fréquence, le réseau fonctionnera d'autant moins bien que l'on s'écarte de ce point.

**Les pertes pour ce réseau de distribution ont été évaluées à -4.5dB. Ces pertes tiennent compte des pertes par rayonnement et des pertes dans le diélectrique. Nous évaluons donc les pertes totales dans l'antenne à près de 5.5dB, si l'on ajoute les pertes dans le résonateur BIE.**

## IV.4 MESURES DE L'ANTENNE

Un prototype a été réalisé pour montrer la faisabilité de ce type d'antenne à 40GHz. La réalisation de l'antenne a nécessité de contacter des entreprises de construction mécanique. Nous avons cependant rencontrés quelques problèmes en raison des précisions mécaniques élevées qui étaient demandées.

Le réseau de distribution a été réalisé par l'entreprise LITHOS (La Guerche De Bretagne (35)). Ce réseau a été réalisé sur un substrat de type RT6002 (Rogers). Son épaisseur est de  $254\mu\text{m}$  et sa permittivité relative  $\epsilon_r = 2.94$ . L'épaisseur de métallisation est de  $18\mu\text{m}$ . Le réseau occupe une surface de  $130\text{mm} \times 130\text{mm}$ .

Les plaques d'alumine ont été découpées et rectifiées par l'entreprise UMICORE (Asnières (92)). **Ce fabricant n'a pas pu fournir les plaques aux épaisseurs initialement prévues ( $577\mu\text{m}$ ) car celles-ci étaient trop fragiles à la manipulation. Aussi, nous avons du passer à une épaisseur trois fois supérieure.** L'épaisseur des plaques réalisées est donc  $e = 1.740\text{mm}$ . Le fabricant a garanti ces épaisseurs à  $\pm 10\mu\text{m}$  avec un état de surface à  $\pm 5\mu\text{m}$  sur  $150\text{mm} \times 150\text{mm}$ . Nous n'avons pas pu vérifier ni la planéité des plaques, ni si les épaisseurs étaient respectées sur toute la surface car nous n'avions pas de moyens techniques pour les mesurer.

Le passage à une épaisseur trois fois supérieure ( $3\lambda_g/4$ ) permet de conserver le point de fonctionnement optimal de l'antenne autour de 41.3GHz avec les mêmes potentialités en terme de directivité à cette fréquence précise. Autour de cette fréquence, la qualité du filtrage spatial chute plus rapidement car le coefficient de réflexion du nouveau miroir BIE est moins large bande. Du fait de l'excitation multi sources, la dégradation des performances n'est pas très importante car la formation du faisceau est assurée par le réseau de patch. Le filtrage des lobes secondaires du réseau est moins efficace en bande basse. L'impédance d'entrée des patches dans le résonateur n'a pas été réévaluée étant donné que le réseau a été fabriqué avant ce problème. Mais nous pouvons penser que comme les propriétés du résonateur BIE restent similaires, les nouvelles impédances d'entrée ne sont pas très différentes. Aussi, le comportement du réseau n'en sera pas beaucoup affecté.

La fabrication d'un plan de masse et de 6 lots d'entretoises, le collage du réseau, la soudure du connecteur ont été assurés par l'entreprise EGC-ESPACE (Saint Bauzille (34)).

Nous n'avons pas pu vérifier la planéité du plan de masse. Nous soupçonnons que celle-ci ne soit que moyennement respectée car lors de l'assemblage du plan de masse et des plaques d'alumine, nous avons constaté du jeu au niveau d'une des entretoises. D'autre part, le fabricant était censé fournir plusieurs lots d'entretoises pour réaliser la hauteur de cavité pour des valeurs comprises entre  $3.60\text{mm} < h_{cav} < 3.66\text{mm}$ . Nous avons remesuré chacun des lots et il s'est avéré que les hauteurs demandées n'étaient pas respectées. **Nous n'avons pu réaliser qu'une hauteur de  $h_{cav} < 3.64\text{mm}$ .** Ceci a pour conséquence de décaler la fréquence de fonctionnement du résonateur vers les fréquences basses (figure IV.15).

Par ailleurs, nous émettons des doutes sur la qualité de la soudure IV.21 qui semble assez grossière. La largeur de la ligne sur laquelle devait être réalisée la soudure est de  $600\mu\text{m}$ , on peut voir que celle-ci déborde sur le substrat. L'influence de celle-ci ne sera certainement pas négligeable à 40GHz.

Le coût de réalisation s'est élevé à :

- 600 euros pour le réseau.
- 1000 euros pour 4 plaques d'alumine.
- 1000 euros pour la réalisation du plan de masse et des entretoises, la soudure et le collage du réseau sur le plan de masse métallique.

Le prototype (figure IV.21) a été mesuré dans la base compacte de mesure d'antenne du département OSA (XLIM).

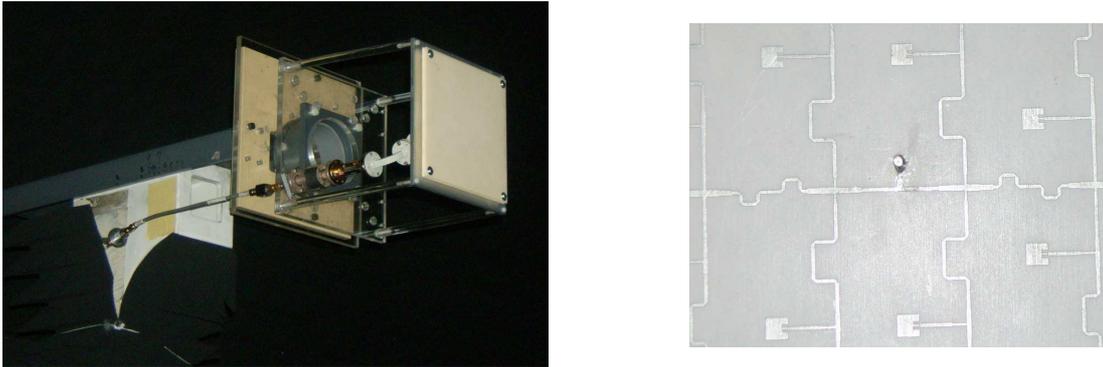


FIG. IV.21 : Photographies de l'antenne BIE dans la base de mesure du département OSA (XLIM) et zoom sur la soudure réalisée sur le réseau

### $S_{11}$ de l'antenne

La figure IV.22 établit la comparaison entre les coefficients de réflexion mesurés et simulés de l'antenne BIE et du réseau de patches à vide. Dans les deux cas, les  $S_{11}$  mesurés sont moins bons que les  $S_{11}$  simulés. On peut constater que l'allure générale de l'adaptation est décalée en fréquence de  $-200\text{MHz}$ . Nous attribuons ces différences de fonctionnement à l'incertitude sur les caractéristiques électromagnétiques du substrat à  $40\text{GHz}$ , à la piètre qualité de la soudure et aux entretoises.

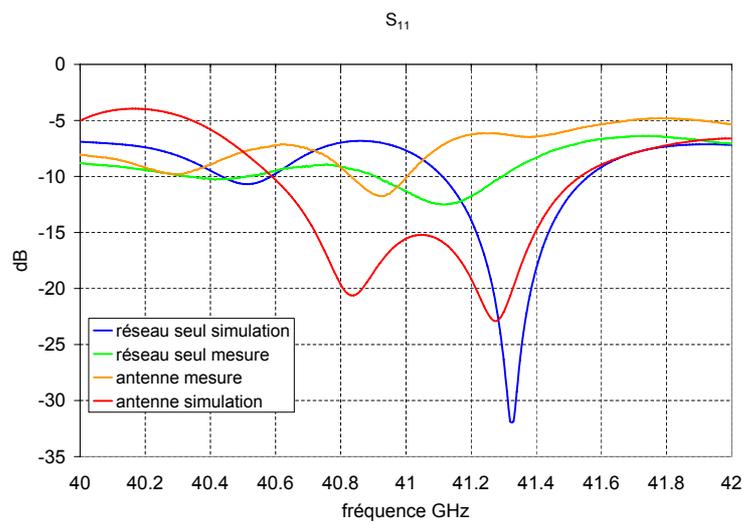
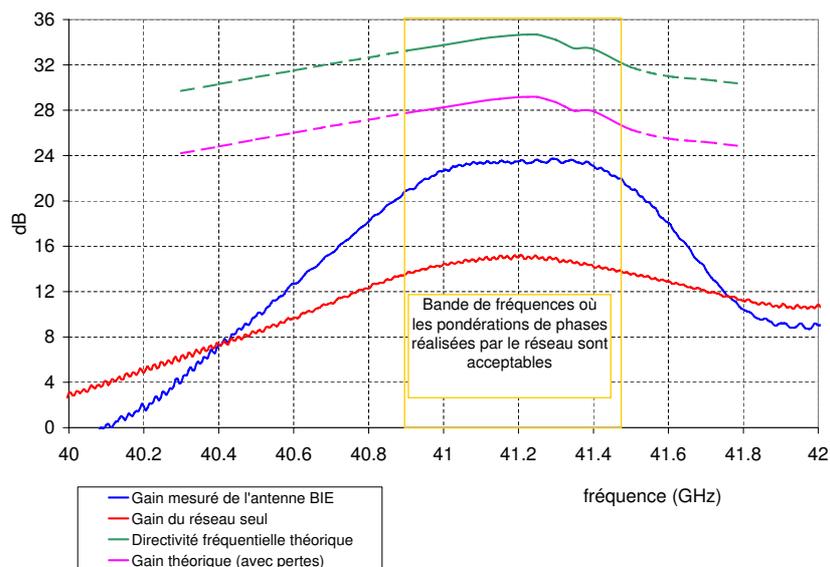


FIG. IV.22 : Comparaison des  $S_{11}$  mesurés et théoriques de l'antenne BIE et de son réseau d'excitation à vide

En effet, le réseau à vide présente déjà des disparités par rapport au fonctionnement théorique évalué. Or, vu l'espacement des patches, les interactions inter-patches sont négligeables et il est possible de négliger les paramètres croisés  $S_{ij}$ . Le  $S_{11}$  de l'antenne BIE est inférieur à -10dB sur la bande 40.85GHz→41GHz et inférieur à -5dB sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne BIE.

### Gain de l'antenne

La figure IV.23 présente le gain de l'antenne BIE obtenu en mesure. Nous pouvons voir qu'il est inférieur à 30dB. Nous avons un gain maximal de 23.8dB et une bande passante en rayonnement à -3dB de 600MHz. Cette bande correspond finalement à la bande de fréquences pour laquelle les pondérations d'amplitude et de phase synthétisées sont conformes aux pondérations à réaliser (figure IV.20.b.c). On peut tout de même remarquer que l'allure du gain mesuré est sensiblement différente de l'allure théorique. Nous avons un plat autour de 41.2GHz. Ceci laisse à penser que le résonateur n'est pas correctement ajusté. Ceci peut éventuellement provenir d'une erreur de dimensionnement de la hauteur de cavité ou de la hauteur entre les plaques.



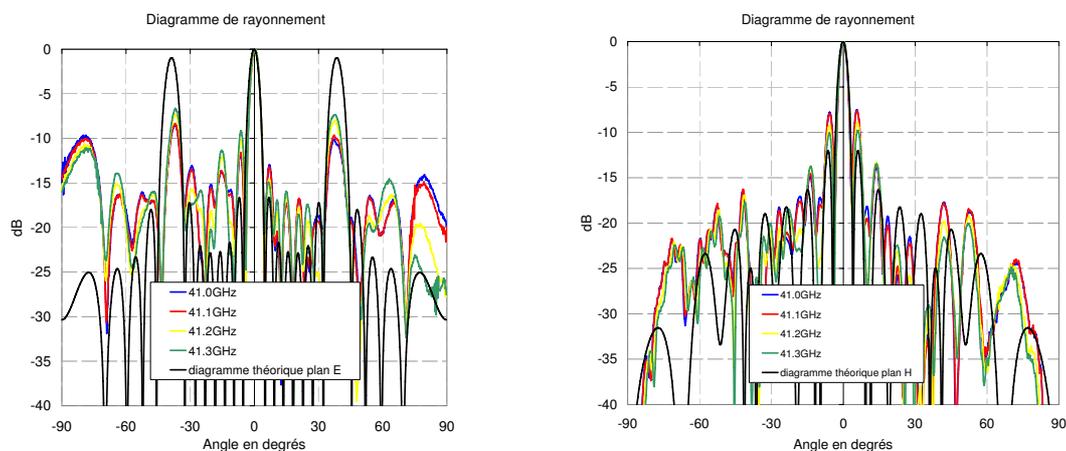
**FIG. IV.23 :** Gain mesuré

Par ailleurs, le gain du réseau à vide est également faible ( $<15\text{dB}$ ), ce qui laisse penser que la quantification des pertes a été sous évaluée. Nous avons évalué les pertes dans l'antenne à  $-4.5\text{dB}$  de pertes dans le réseau de distribution et de  $-1\text{dB}$  dans les plaques d'alumine soit  $-5.5\text{dB}$  sur la valeur de directivité fréquentielle (figure IV.23).

**Nous avons donc une différence de l'ordre de 5dB entre la mesure et les simulations.** Il est possible que les pertes soient plus importantes.

### Diagrammes de rayonnement du réseau

On trace figure IV.24.a et figure IV.24.b, les diagrammes de rayonnement obtenus avec le réseau seul. Si l'on compare ces résultats avec le diagramme de rayonnement théoriques du réseau, on constate que la forme générale du diagramme est conforme au diagramme objectif (noir), l'ouverture du lobe principal est correcte, mais le niveau global des lobes diffus est plus haut surtout dans le plan E. Le niveau à l'horizon approche les  $-15\text{dB}$  (sur cette représentation normalisée à  $0\text{dB}$ ). On voit clairement que la soudure dissymétrise le diagramme dans ce plan. Ces résultats nous ont poussé à réaliser une mesure de directivité. La directivité du réseau est de  $17.6\text{dBi}$  à  $41.3\text{GHz}$ . Cette valeur est à comparer aux  $24\text{dBi}$  obtenus en théorie, bien qu'il n'ait pas été optimisé pour fonctionner à vide.

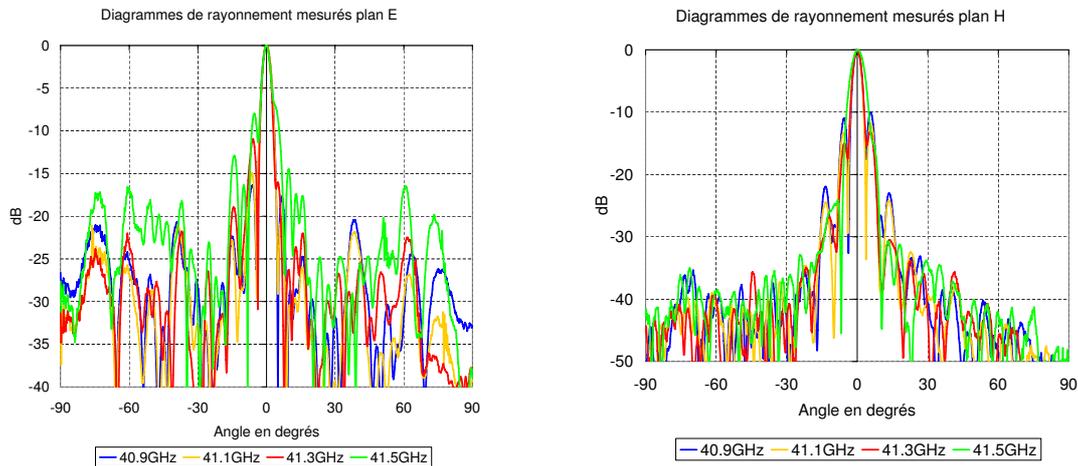


(a) Diagrammes de rayonnement du réseau plan E (b) Diagrammes de rayonnement du réseau plan H

**FIG. IV.24 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement du réseau à vide mesuré et le diagramme à réaliser

### Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE

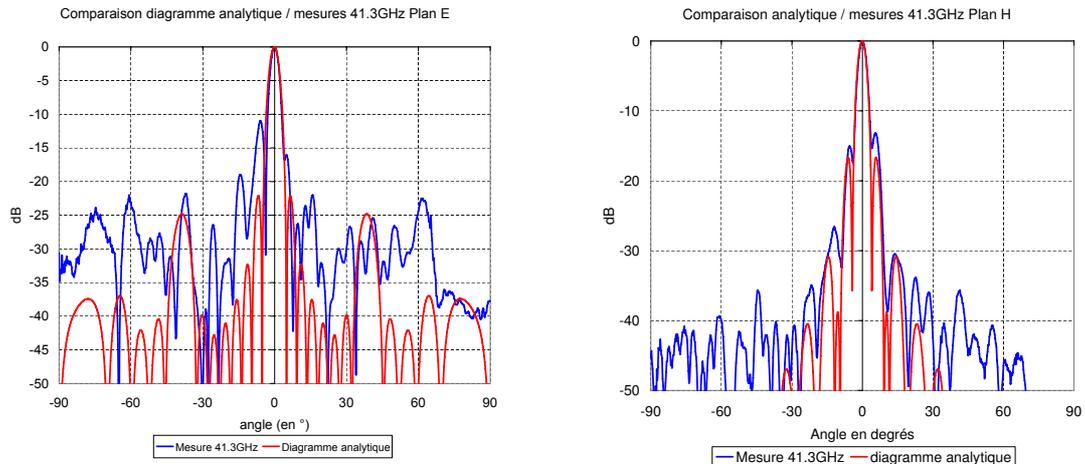
La figure IV.25 présente les résultats en rayonnement de l'antenne BIE complète. Sur la bande 40.9GHz-41.5GHz, le lobe principal est très directif et les lobes secondaires sont inférieurs à -12dB pour le plan E et à -20dB dans le plan H. Les diagrammes de rayonnement sont d'ailleurs assez similaires sur toute la bande de fréquences 40.9GHz→41.5GHz, ce qui est conforme à l'allure du gain mesuré figure IV.23. Ceci confirme que le résonateur est légèrement désaccordé (il est moins sélectif). On peut penser que ceci est du à l'écart sur la hauteur de la cavité ou sur la hauteur entre les plaques. On peut maintenant comparer ces diagrammes au diagramme de rayonnement à réaliser.



(a) Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE plan E (b) Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE plan H

**FIG. IV.25 :** *Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE mesurés*

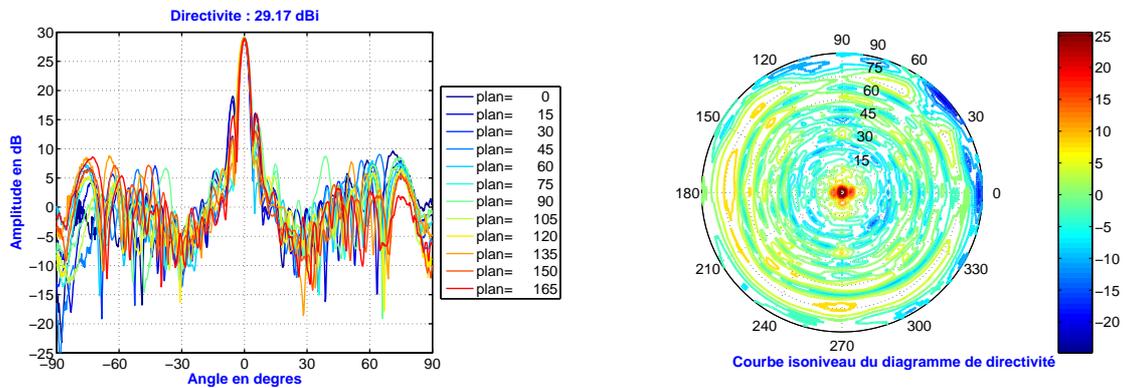
Le diagramme mesuré et le diagramme de rayonnement objectif à 41.3GHz sont comparés figure IV.26. On peut voir que les diagrammes de rayonnement mesurés sont assez fidèles au diagramme de rayonnement théorique en particulier dans le plan H. Le niveau des lobes secondaires est supérieur dans le plan E et oscille autour de -25dB. Il est normal de retrouver un niveau de lobes secondaires plus élevé vu que le filtrage réalisé par le matériau est moins important. Le niveau des lobes dans le plan H se situe autour de -40dB.



(a) Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE plan E (b) Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE plan H

**FIG. IV.26 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE mesurés et le diagramme objectif de l'antenne à 41.3GHz

Nous avons réalisé une mesure de directivité à 41.3GHz sur 12 plans de coupe. La directivité obtenue de l'antenne est de à 29.2dB (figure IV.27). Les lobes secondaires du réseau ont été filtrés et le niveau global de tous les lobes secondaires est inférieur à -10dB (comparés au 29.2dBi du lobe principal).



(a) Mesure de directivité à 41.3GHz (b) Courbe isoniveau de directivité à 41.3GHz

**FIG. IV.27 :** Mesure de directivité à 41.3GHz

## IV.5 CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Ce chapitre a présenté les travaux réalisés sur une antenne BIE multi sources fonctionnant autour de 41GHz. La conception de cette antenne a été fractionnée en un certain nombre de sous étapes :

- une prospection analytique sur les structures BIE associée à leur dispositif d'excitation multi sources susceptible de réaliser une antenne très directive ( $>30\text{dB}$ ) ayant une large bande passante de 2%. Cette étape a permis de choisir un réseau de 64 patchs associé à une architecture BIE composée de 2 plaques d'alumine en  $\lambda_g/4$ .
- une étude de sensibilité sur les caractéristiques du résonateur (hauteurs et permittivité des éléments), étant donné que les contraintes de réalisation mécanique étaient très importantes.
- la conception du réseau de distribution. Celui-ci devait assurer une pondération d'amplitude et attribuer une phase égale à chacun des patchs sur une bande la plus large possible. Nous avons obtenu ces caractéristiques sur une bande de 600MHz. Les accès du réseau de distribution ont été optimisés avec un lot de 4 impédances différentes calculées en fonction de la position de chaque patch au sein du réseau (patchs environnés et dans le résonateur).

Cette étude a été concrétisée par la réalisation d'un prototype de test. Compte tenu des contraintes mécaniques énormes que nous avons demandées à des entreprises spécialisées, le coût de réalisation du prototype s'est élevé à 2600 euros. Cependant, il s'est avéré que certaines contraintes étaient impossibles à tenir, notamment au niveau de l'épaisseur des plaques d'alumine initialement prévue à  $577\mu\text{m}$ . L'épaisseur des plaques a été triplée à  $1.740\text{mm}$ . Nous avons également eu des difficultés avec la hauteur des entretoises qui nous a contraint à restreindre les possibilités de recalibrer le point de fonctionnement de l'antenne en jouant sur la hauteur de cavité (hauteur unique de  $3.640\text{mm}$ ). D'autre part, nous avons émis des doutes sur la qualité de la soudure du connecteur sur le réseau d'alimentation.

L'antenne a été mesurée dans la base de mesure du département OSA (XLIM). Les mesures ont montré que la réalisation de ce type de structure à 40GHz n'était pas impossible. Nous avons obtenu une directivité de 29.2dBi à 41.3GHz et un gain proche de 24dB. Une bande passante en rayonnement de 600MHz a été réalisée conformément à la bande pour laquelle les pondérations de phase ont été garanties. Cependant, nous avons obtenu un écart entre nos prévisions et les mesures de 5dB. Nous attribuons cet écart à plusieurs facteurs :

- Il est possible que les pertes dans l'antenne aient été sous évaluées. En effet, les pertes à 40GHz peuvent être beaucoup plus importantes qu'à 10GHz.
- Le réseau d'alimentation réalisé n'a pas offert les performances attendues même sans le résonateur (voir mesures du réseau seul).
- Le couplage entre les patchs n'a pas suscité d'attention particulière ( $S_{ij} < -17\text{dB}$ ). Le niveau global des lobes secondaires a pu se trouver augmenté et la somme des contributions en rayonnement des sources perturbées peut s'avérer relativement différente du rayonnement initialement prévu.
- Le passage à des épaisseurs trois fois supérieures à réduit la bande passante du résonateur.

Pour conclure sur ce travail, nous pouvons évoquer les améliorations qu'il est possible d'apporter à un tel dispositif. Tout d'abord, nous l'avons véritablement mis en évidence, le système d'alimentation utilisant un réseau imprimé sur substrat présente énormément de pertes ( $\approx 5\text{dB}$ ). Ceci est très préjudiciable pour ce type d'application. Il est certainement possible de réduire les pertes occasionnées par le réseau en utilisant un substrat moins épais et de permittivité relative supérieure. Cependant, nous pensons qu'il ne faut plus utiliser de substrat pour ce type d'application grand gain. Nous pensons qu'il est possible d'usiner des guides d'onde verticaux dans un plan de masse épais ( $>5\text{mm}$ ) et de les alimenter en phase par d'autres guides d'ondes horizontaux. Cette solution permettrait peut être de réduire considérablement les pertes diélectriques. D'autre part, il est vraisemblable qu'une étude incluant la prise en compte des couplages est obligatoire pour diminuer le niveau des lobes secondaires.



# MISE AU POINT D'UNE MÉTHODE DE CONCEPTION GLOBALE POUR LA MISE EN RÉSEAU DE SOURCES RAYONNANTES FORTEMENT COUPLÉES

---

### Sommaire

---

<b>V.1</b>	<b>INTRODUCTION</b>	<b>197</b>
<b>V.2</b>	<b>MISE EN ÉVIDENCE DES EFFETS DU COUPLAGE DANS LES ANTENNES BIE MULTI SOURCES</b>	<b>198</b>
<b>V.3</b>	<b>DÉFINITION D'UN OUTIL DE SYNTHÈSE</b>	<b>200</b>
V.3.1	Formulation du problème	200
V.3.2	Mise en oeuvre de la méthode	202
V.3.2.1	Combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement élémentaires perturbés : synthèse de la fonction de rayonnement objectif	203
V.3.2.2	Analyse du problème électromagnétique : détermination des transconductances de couplage $\alpha_{ij}$ et des impédances intrinsèques $Z_{E_i}$	205

V.3.2.3	Détermination des impédances lorsque tous les ports sont excités : condition d'adaptation . . . . .	206
V.3.2.4	Bilan et conclusion . . . . .	207
<b>V.4</b>	<b>CONCEPTION D'UNE ANTENNE BIE MULTI SOURCES . . . . .</b>	<b>208</b>
V.4.1	Présentation de l'antenne BIE multi sources de validation . . . . .	209
V.4.2	Application de la méthode de synthèse pour concevoir l'excitation . . . . .	211
V.4.3	Validations de la méthode . . . . .	216
V.4.3.1	d) Validation CST complète . . . . .	227
<b>V.5</b>	<b>CONCLUSION . . . . .</b>	<b>232</b>

---

## V.1 INTRODUCTION

Le couplage entre les éléments rayonnants est responsable de nombreuses perturbations, notamment au niveau du rayonnement, de l'attribution des pondérations affectées à chaque source du réseau et de l'adaptation électrique [59, 60, 61].

Pour la mise en réseaux d'antennes, les phénomènes de couplage ne doivent pas être négligés. La multiplication du facteur de réseau avec le diagramme de rayonnement de l'élément rayonnant isolé n'est pas une approximation convenable dans les cas où les couplages sont importants. En effet, les diagrammes des sources ne sont généralement plus comparables aux diagrammes de l'élément isolé.

Conjointement aux problèmes engendrés sur le rayonnement, le couplage modifie aussi les caractéristiques d'adaptation de l'antenne. Contrairement au cas monosource, une partie de l'énergie rayonnée par chacun des accès est captée par les accès à proximité. Dans le meilleur des cas, cette énergie va être perdue. Mais il est possible que cette énergie soit redistribuée via le réseau de distribution qui alimente les antennes. Dans cette configuration, la redistribution suivant les caractéristiques du réseau d'alimentation est très préoccupante, car l'isolation entre les accès n'est généralement pas parfaite.

Nous avons mis en avant les problèmes liés au couplage entre les sources, lors du chapitre III et IV. Pour des systèmes antennaires multi accès fortement couplés, ces couplages ne peuvent pas être négligés. En effet, les interactions parasites qu'ils produisent, altèrent les performances du dispositif multi sources : désadaptation du dispositif et perturbation du rayonnement. Ces couplages sont dûs aux échanges électromagnétiques entre les sources.

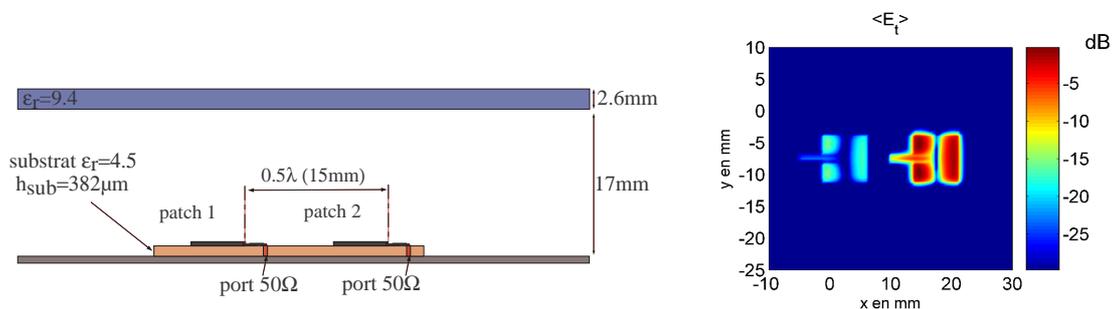
Au cours de ce chapitre, nous allons étudier ces interactions et proposer une méthode de synthèse globale qui pourra être utilisée dans le cadre d'applications où les couplages entre éléments rayonnants constituent une problématique importante. Cette méthode permet de réaliser l'adaptation de chaque accès en configurant le système de telle manière que la puissance issue des couplages, et revenant dans chacun des accès, soit compensée par la fonction d'excitation.

Cette condition n'est toutefois pas suffisante, il faudra également réaliser une fonction de rayonnement conforme aux spécifications. Les différents paramètres qui permettent de réaliser cet objectif seront déterminés. Ainsi, il sera possible d'améliorer le rendement des antennes multi sources et de générer des rayonnements qui satisferont nos attentes.

## V.2 MISE EN ÉVIDENCE DES EFFETS DU COUPLAGE DANS LES ANTENNES BIE MULTI SOURCES

Dans cette section l'influence du couplage inter-patches va être abordée. Cet aspect n'a jamais été étudié jusque là pour les structures BIE. Du fait du caractère résonnant de ces structures qui modifient les caractéristiques en adaptation de la source, il est tout à fait concevable que des perturbations de fonctionnement très importantes puissent exister. Pour s'en convaincre la mise en réseau de deux patches positionnés dans une cavité BIE est suffisante.

La structure simulée (figure V.1.a) est une antenne BIE composée d'une plaque d'alumine  $\epsilon_r = 9.4$  d'épaisseur 2.6mm. La cavité a été dimensionnée pour autoriser un dépointage. Elle mesure 17mm. Les patches sont positionnés sur un substrat semi-étendu et distants de 15mm ( $0.5\lambda$ ). Ils sont tous deux connectés à une charge  $50\Omega$  et sont alimentés l'un après l'autre afin de calculer les paramètres S.

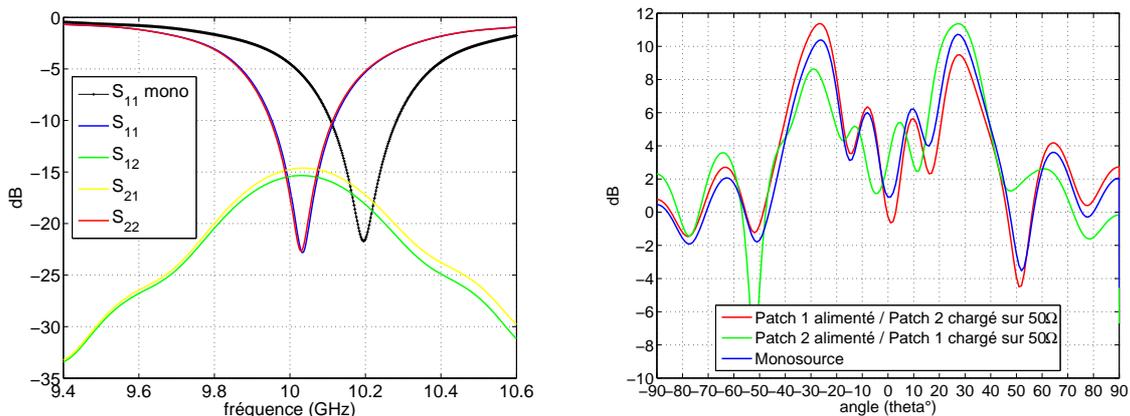


(a) Structure BIE composée d'une plaque d'alumine ( $\epsilon_r = 9.4$ ) d'épaisseur 2.6mm positionnée au dessus d'une cavité de hauteur 17mm. Substrat composé d'un diélectrique ( $\epsilon_r = 4.5$ ) de hauteur  $h_{sub} = 382\mu m$ )

(b) Distribution de champ total à l'intérieur du substrat (seul le patch de droite est alimenté)

FIG. V.1 : Structure simulée pour étudier les phénomènes de couplage inter éléments

Les résultats en adaptation et en rayonnement sont présentés figure V.2.a et figure V.2.b. Ils sont comparés aux résultats qui seraient obtenus en utilisant un seul patch pour alimenter l'antenne. L'adaptation est modifiée, la fréquence du pic de réflexion ( $S_{11}$  et  $S_{22}$ ) est décalé de l'ordre de 15% et le niveau de couplage ( $S_{21}$  et  $S_{12}$ ) est proche de -15dB ce qui signifie qu'une partie importante de l'énergie envoyée par le premier patch est captée par le patch environnant non alimenté.



(a) Paramètres S sur des accès 50Ω de la structure BIE multi sources comparés au  $S_{11}$  obtenu avec un seul patch comme excitation

(b) Diagrammes de rayonnement perturbés (rouge et vert) comparés au diagramme obtenu avec un seul patch (bleu)

**FIG. V.2 :** Effet d'un résonateur BIE sur deux patches identiques, influence sur les paramètres S

Le niveau de couplage est aussi visible sur la cartographie de champ à l'intérieur du substrat (figure V.1.b). Les rayonnement subissent également de fortes interactions et le rayonnement de la source est perturbé par la présence de l'élément voisin. Ainsi, le diagramme obtenu en monosource est déformé. La théorie des réseaux n'est plus aussi bien adaptée car les sources ne sont clairement plus indépendantes. Les couplages inter-éléments doivent être déterminés de manière systématique pour assurer, d'une part la connection correcte des patches au reste du réseau de distribution et d'autre part que le rayonnement n'est pas trop détérioré.

**Pour résumer, ce type de couplage provoque non seulement des changements au niveau des caractéristiques électriques mais aussi au niveau des rayonnements.**

### V.3 DÉFINITION D'UN OUTIL DE SYNTHÈSE

#### V.3.1 Formulation du problème

Considérons un ensemble d'antennes  $i$  excitées par un générateur de tension  $E_{g_i}$  et chargées sur des impédances  $Z_{L_i}$ . Chaque antenne subit des interactions provoquées par les antennes environnantes.

Ces interactions modifient les propriétés des antennes en terme de rayonnement, de pondération et d'impédance d'entrée. Ces interactions sont la somme :

- du rayonnement de chacune des antennes placées dans leur environnement
- du rayonnement des grandeurs électriques couplées dans les antennes couplées.

Afin de définir une méthode systématique pour appréhender, le rayonnement, les pondérations et les impédances d'entrée d'antennes fortement couplées, nous devons travailler sur un schéma électrique des antennes connectées à leur générateur ou à une charge pour les problèmes en réception. **Nous définissons** le schéma électrique de la figure V.3 afin de mener nos investigations.

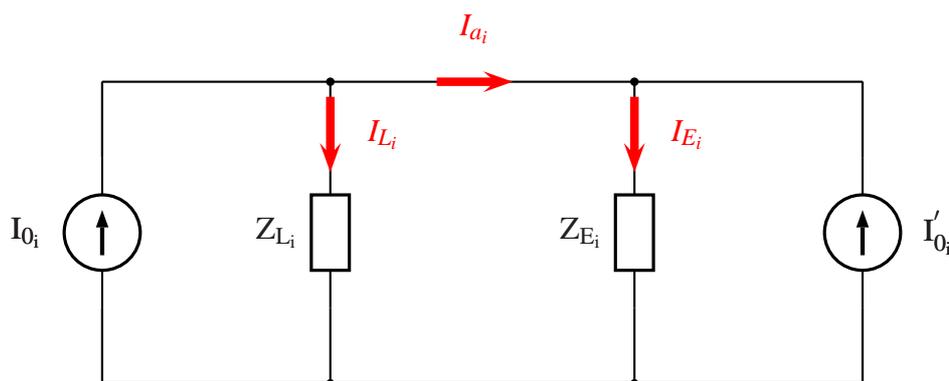


FIG. V.3 : Supposons le schéma électrique d'une antenne  $i$

Dans notre modèle,  $I_{0_i}$  est le courant délivré par l'alimentation  $i$  (générateur équivalent de NOR-TON). Il vaut  $E_{g_i}/Z_{L_i}$  en formalisme de THEVENIN. L'impédance du port d'excitation est  $Z_{L_i}$ .

Nous introduisons le générateur de courant  $I'_{0_i}$  pour traduire le courant induit par le couplage avec les autres antennes environnantes. Ce courant est associé à l'impédance  $Z_{E_i}$ . Il constitue un générateur de Norton pour l'antenne considérée en réception.

Ce courant est issu des rayonnements des sources environnantes  $j \neq i$  captés sur l'antenne  $i$ . Nous proposons ici de relier ce courant aux tensions aux bornes des antennes alentours :

$$I'_{0_i} = \sum_{j \neq i} \alpha_{ij} Z_{E_j} I_{E_j} \quad (\text{V.1})$$

Dans notre modèle, nous recherchons à définir un invariant  $Z_{E_i}$ , que nous appellerons "impédance intrinsèque" de chaque antenne  $i$ . Par opposition à la notion d'impédance active utilisée pour définir l'impédance de chaque antenne dans le réseau d'antennes actif, nous recherchons ces impédances  $Z_{E_i}$  indépendantes des poids affectés à chaque source du système multi-antennes.

$Z_{L_i}$  sont les impédances des ports où sont connectées les antennes. Ces impédances caractérisent également la résistance interne des générateurs.

Les courants  $I_{L_i}$  sont les courants dans le port d'entrée de chaque antenne  $i$

Les courants  $I_{E_i}$  sont les courants dans les impédances  $Z_{E_i}$

Ainsi de cette formulation, nous retenons les grandeurs qui caractérisent notre problème électromagnétique :

- ce sont premièrement les diagrammes de rayonnement de chaque antenne prise dans son contexte.
- ensuite les impédances intrinsèques  $Z_{E_i}$  de chaque antenne toujours considérée dans son environnement.
- finalement les coefficients  $\alpha_{ij}$  qui définissent des transconductances de couplage entre l'antenne  $i$  (victime) et une autre antenne  $j$  (coupable).

Dans la suite, nous mettons en oeuvre une méthode d'analyse et de synthèse pour servir la conception de système rayonnant composé de plusieurs antennes couplées. En plus, d'offrir la possibilité d'accéder à un diagramme de rayonnement objectif, la méthode doit permettre de compenser l'effet des couplages en assurant un transfert optimum (100%) de puissance sur l'accès de chaque antenne élémentaire.

### **V.3.2 Mise en oeuvre de la méthode**

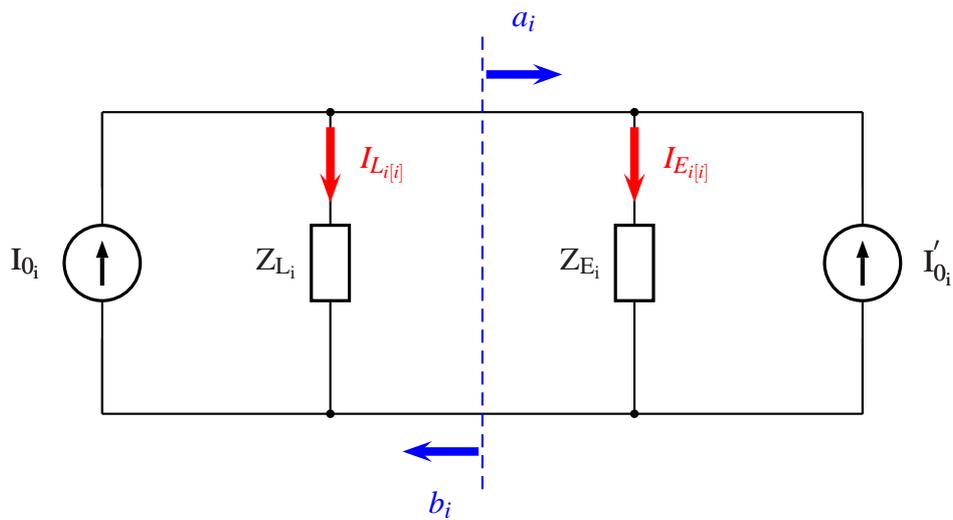
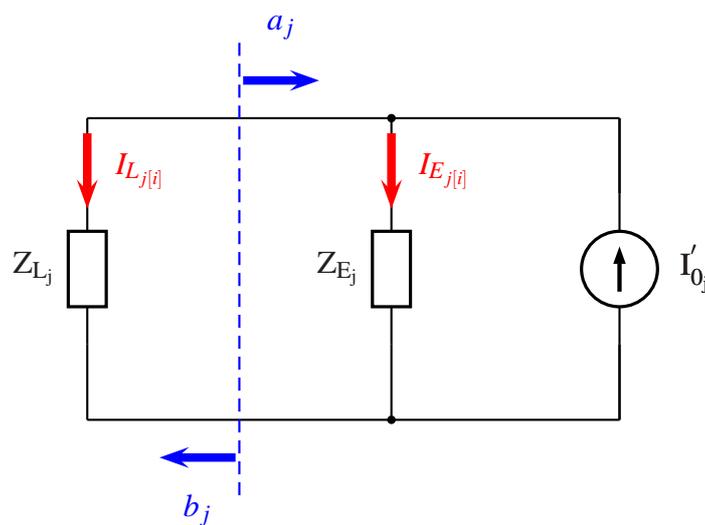
La méthode que nous proposons se décompose en trois étapes.

Il s'agit dans un premier temps de déterminer la combinaison linéaire (et les coefficients pondérateurs) des diagrammes de rayonnement des  $n$  antennes composant le dispositif multi sources pour accéder à un rayonnement objectif.

La seconde étape est une étape d'analyse qui nous permet de déterminer les transconductances de couplage  $\alpha_{ij}$  et les impédances intrinsèques  $Z_{E_i}$ .

Finalement la troisième étape aboutit à définir les impédances à présenter sur chaque antenne et les signaux à leur délivrer pour garantir simultanément l'objectif de rayonnement défini par la première étape et un transfert de puissance optimum de chaque accès vers l'antenne qui lui est connectée.

Avant de poursuivre, nous rappelons les schémas électriques d'après lesquels la méthode est élaborée figures V.4 et V.5.

FIG. V.4 : Antenne  $i$  excitéeFIG. V.5 : Les antennes  $j \neq i$  ne sont pas alimentées (grandeurs couplées)

### V.3.2.1 Combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement élémentaires perturbés : synthèse de la fonction de rayonnement objectif

Pour synthétiser une fonction de rayonnement, on utilise une combinaison linéaire des  $n$  diagrammes  $\Phi_{1..n}$  issus de l'excitation successive des  $n$  antennes (les antennes pouvant être chargées sur des impédances quelconques  $Z_{L_i}$ ). Pour cela, il est nécessaire d'effectuer  $n$  caractérisations électromagnétiques (simulations).

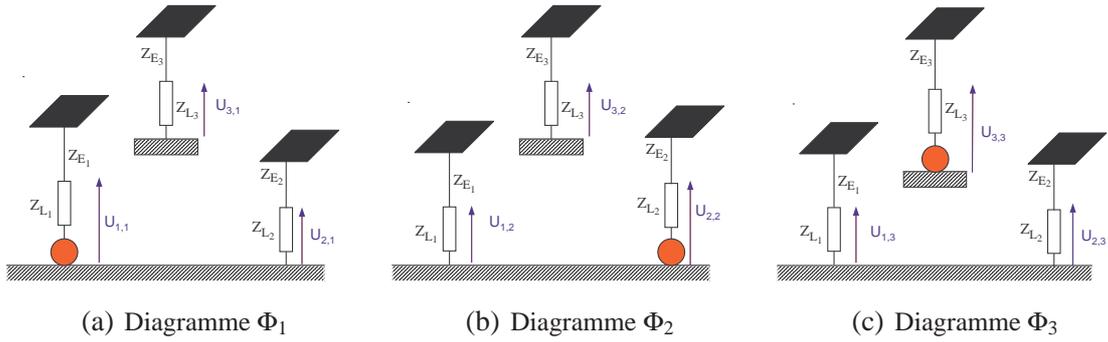


FIG. V.6 : Combinaison linéaire des  $n$  diagrammes

Sur les représentations schématiques de la figure V.6, on note la tension  $U_{i,i}$  la tension aux bornes de l'antenne  $i$  excitée ( $E_{g_i} \neq 0$ ) quand les antennes  $j \neq i$  ne sont soumises à aucun signal issu d'un générateur ( $E_{g_{j \neq i}} = 0$ ).

Les tensions  $U_{ji}$  traduisent les tensions induites sur les antennes  $j$  (quand ( $E_{g_{j \neq i}} = 0$ ) par l'antenne  $i$  excitée ( $E_{g_i} = 0$ ). La fonction de rayonnement est approchée par la combinaison des  $n$  diagrammes.

$$\Phi_{objectif} = \beta_1 \Phi_1 + \beta_2 \Phi_2 + \dots + \beta_n \Phi_n \quad (V.2)$$

Le vecteur  $\vec{\beta}$  représente les poids complexes à affecter à chaque diagramme de rayonnement ( $\Phi_1$  à  $\Phi_n$ ). Ces diagrammes contiennent les composantes vectorielles des champs rayonnés. L'intensité des champs traduit la puissance transmise par chaque accès  $j$ .

Conformément à la figure V.6 et à la relation V.2, la tension aux bornes de chaque antenne résulte du théorème de superposition suivant l'expression V.3 :

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \dots \\ U_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & \dots & U_{1,n} \\ U_{2,1} & U_{2,2} & \dots & U_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ U_{n,1} & U_{n,2} & \dots & U_{n,n} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \dots \\ \beta_n \end{pmatrix} \quad (V.3)$$

L'objectif en rayonnement (V.2) se traduit par des tensions à délivrer aux bornes de chaque antenne.

### V.3.2.2 Analyse du problème électromagnétique : détermination des transconductances de couplage $\alpha_{ij}$ et des impédances intrinsèques $Z_{E_i}$

Nous utilisons la caractérisation électromagnétique fournie par la procédure schématisée figure V.6. Nous utilisons de ce fait les mêmes simulations que lors de la recherche des diagrammes de rayonnement élémentaires.

D'après les schéma des figures V.4, V.5 et V.6, il est évident que la matrice des transconductances s'exprime grâce à la relation V.4 qui se simplifie et devient V.5 dès lors que les impédances de connexions  $Z_{L_i}$  sont toutes identiques et égales à  $50\Omega$  :

$$\begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & \dots & \alpha_{1,n} \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & \dots & \alpha_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n,1} & \alpha_{n,2} & \dots & \alpha_{n,n} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} (1 - S_{11}) \frac{\sqrt{\Re(Z_{L_1})}}{Z_{L_1}^*} & -S_{12} \frac{\sqrt{\Re(Z_{L_1})}}{Z_{L_1}^*} & \dots \\ -S_{21} \frac{\sqrt{\Re(Z_{L_2})}}{Z_{L_2}^*} & (1 - S_{22}) \frac{\sqrt{\Re(Z_{L_2})}}{Z_{L_2}^*} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \quad (\text{V.4})$$

$$\cdot \text{inv} \begin{pmatrix} (1 + S_{11}) \frac{Z_{L_1}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L_1})}} & S_{12} \frac{Z_{L_1}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L_1})}} & \dots \\ S_{21} \frac{Z_{L_2}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L_2})}} & (1 + S_{22}) \frac{Z_{L_2}^*}{\sqrt{\Re(Z_{L_2})}} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & \dots & \alpha_{1,n} \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & \dots & \alpha_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n,1} & \alpha_{n,2} & \dots & \alpha_{n,n} \end{bmatrix} = \frac{1}{50} \cdot \begin{pmatrix} (1 - S_{11}) & -S_{12} & \dots \\ -S_{21} & (1 - S_{22}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} (1 + S_{11}) & S_{12} & \dots \\ S_{21} & (1 + S_{22}) & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{pmatrix}^{-1} \quad (\text{V.5})$$

Dans cette matrice, on montre que  $\alpha_{ii} = -\frac{1}{Z_{E_i}}$ , ceci nous fournit les impédances intrinsèques de chaque antenne environnée. A ce stade, toutes les impédances et transconductances du problème sont connues. Il ne reste plus qu'à définir les ports à connecter à l'entrée de chaque antenne pour satisfaire la relation V.2 et la compensation du couplage par les impédances d'entrée.

### V.3.2.3 Détermination des impédances lorsque tous les ports sont excités : condition d'adaptation

Considérons le schéma électrique suivant :

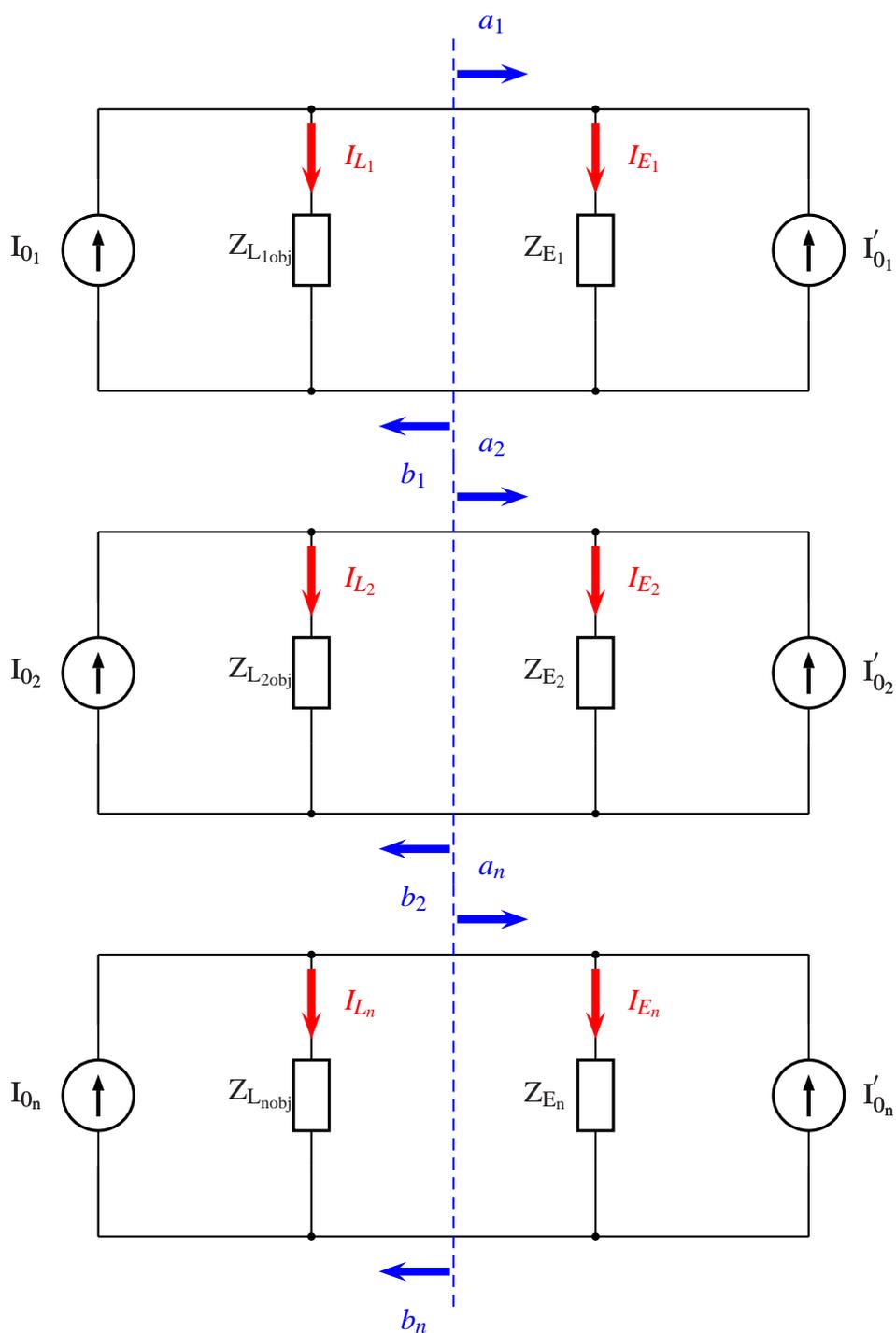


FIG. V.7 : Schéma électrique d'un système multi sources

Pour satisfaire à l'objectif de rayonnement, la relation V.3 nous informe sur les tensions à délivrer à chaque antenne.

Nous recherchons les ondes tensions/courants normalisées à fournir à chacun des accès ainsi que les impédances que ces accès doivent présenter aux antennes pour assurer le transfert de l'énergie et garantir par la même qu'aucune onde  $b_i$  n'entre sur les accès  $i$ .

On montre que la condition d'adaptation  $(b_i) = (0)$  est satisfaite s'il existe des impédances  $Z_{L_iobj}$  telles que V.6 est vérifiée :

$$\begin{pmatrix} \frac{Z_{E_1} - Z_{L_1obj}^*}{Z_{E_1} Z_{L_1obj}^*} & \dots & \alpha_{1i} & \alpha_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{i1} & \dots & \frac{Z_{E_i} - Z_{L_iobj}^*}{Z_{E_i} Z_{L_iobj}^*} & \dots \\ \alpha_{n1} & \dots & \dots & \frac{Z_{E_n} - Z_{L_nobj}^*}{Z_{E_n} Z_{L_nobj}^*} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ \dots \\ U_i \\ U_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{V.6})$$

Il faudra également fournir les puissances incidentes  $a_i$  qui, associées aux impédances  $Z_{L_i}$  permettent de délivrer les tensions  $U_i$  :

$$a_i = U_i \frac{\sqrt{\Re(Z_{L_i})}}{Z_{L_i}} \quad (\text{V.7})$$

### V.3.2.4 Bilan et conclusion

Nous avons mis en oeuvre une méthode de synthèse qui permet de réaliser la combinaison optimale des diagrammes élémentaires perturbés de chacune des sources placée dans son environnement pour accéder à un rayonnement objectif donné.

Cette première étape est complétée par le calcul des transconductances de couplage  $\alpha_{ij}$  et des impédances intrinsèques  $Z_{E_i}$ .

La connaissance des grandeurs  $\alpha_{ij}$  et  $Z_{E_i}$  permet de déterminer les impédances à présenter à chaque antenne et les signaux à leur délivrer de façon à maximiser le transfert de puissance tout en garantissant le rayonnement objectif.

Maintenant, nous allons valider cette méthode dans le cas particulier d'une antenne BIE multi sources qui comme nous l'avons subi dans les chapitres III et IV est une configuration favorable au couplage et défavorable à la conception.

## **V.4 CONCEPTION D'UNE ANTENNE BIE MULTI SOURCES**

Dans cette partie, la méthode de synthèse de réseau d'antennes couplées va être validée. Pour cela, nous allons travailler sur une structure simple constituée d'un résonateur BIE utilisé au dessus de la fréquence de coupure du mode à fuite (fonctionnement en mode leaky-wave) et d'un réseau de 4 antennes patches. Cette antenne va constituer un dispositif répondant typiquement à la problématique exposée chapitre III.

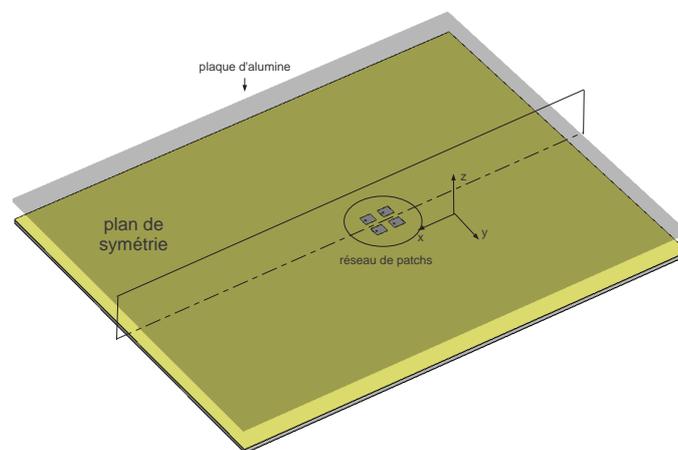
La validation s'échelonne en plusieurs étapes :

- Dans un premier temps, nous utilisons l'outil de synthèse pour définir les poids et les impédances à produire sur les ports d'entrée de chacune des quatre antennes patches.
- Ensuite, nous proposons une validation par la synthèse de ces ports (complexes) par des ports discrets associés avec des éléments localisés. Les résultats de validation seront constatés sur la fonction de rayonnement obtenue et sur les puissances réfléchies et couplées sur chaque accès.
- Puis, nous nous attacherons à concevoir un réseau d'alimentation pour synthétiser simultanément les impédances d'entrées garantissant un transfert de puissance optimum et les pondérations nécessaires à l'obtention d'un diagramme de rayonnement objectif. Les caractéristiques du réseau conçu avec un soft spécifique (MOMENTUM HPADS) seront ensuite connectés sous forme de "boîte noire" avec le logiciel CST Microwave studio pour contrôler le comportement de l'ensemble.

- Finalement, nous avons pu envisager le maillage du système anténaire et du réseau de distribution dans la même simulation moyennant des compromis sur les précisions du maillage. Ceci, nous a permis de contrôler l'efficacité du dispositif et surtout de nous convaincre de la possibilité d'utiliser les deux outils électromagnétiques (CST et MOMENTUM) avec la certitude que le raccordement des dispositifs s'opère parfaitement entre les résultats donnés par chaque soft.

#### V.4.1 Présentation de l'antenne BIE multi sources de validation

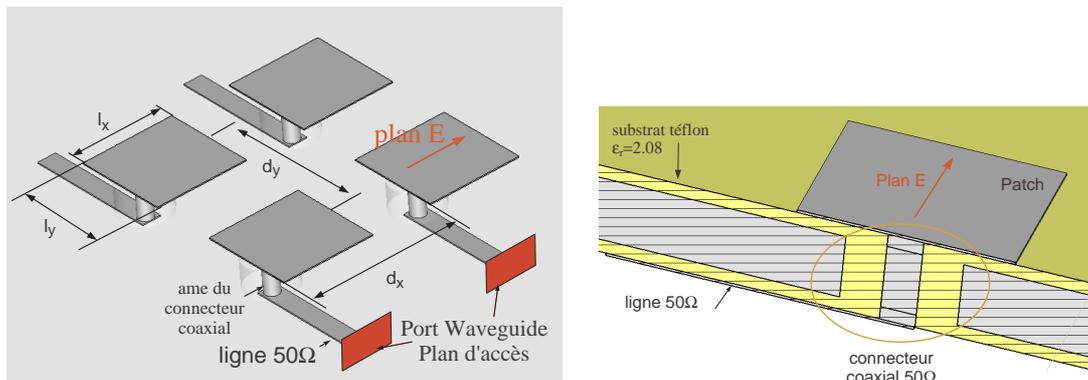
L'antenne BIE multi sources est représentée figure V.8. Le dimensionnement de l'antenne BIE a été fourni par une étude analytique (chapitre II). Elle est composée d'une plaque d'alumine d'épaisseur  $e = 2.446\text{mm}$  positionnée à une hauteur  $D = 15\text{mm}$ . Cet ensemble constitue un résonateur BIE dimensionné pour dépointer à  $30^\circ$  autour de  $11.35\text{GHz}$  (fonctionnement de type leaky wave).



**FIG. V.8 :** Schéma de la structure BIE (avec plan de symétrie magnétique) composée d'une plaque d'alumine  $\epsilon_r = 9.4$  d'épaisseur  $e = 2.446\text{mm}$  positionnée au dessus d'une cavité de hauteur  $D = 15\text{mm}$ . Cette antenne est excitée par quatre antennes patches espacées de  $13.2\text{mm}$

L'antenne est excitée par un réseau de  $2 \times 2$  patches. Ceux ci sont espacés de  $d_y = d_x = 13.2\text{mm}$  (soit  $\lambda/2$ ) à  $11.35\text{GHz}$ . Les dimensions des patches sont de  $l_x = 8.015\text{mm}$  sur l'axe de polarisation et de  $l_y = 7.8\text{mm}$  sur l'autre axe. L'architecture de l'antenne et le fonctionnement que l'on souhaite obtenir permet de réaliser une symétrie magnétique. Ceci va permettre de diviser le volume de calcul par 2 et de simplifier l'étude à seulement deux sources.

Le substrat utilisé pour effectuer cette validation est un substrat de type téflon de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.08$ . Une première couche de substrat d'épaisseur  $e_{sub} = 0.5mm$  est positionnée au dessus du plan de masse. Les patches sont placés sur cette couche. Un connecteur coaxial  $50\Omega$  par patch (figure V.9.b) assure à travers un plan de masse de  $3mm$  d'épaisseur la liaison avec une ligne microruban d'impédance  $Z_c = 50\Omega$  posée sur une seconde couche de substrat. Le rôle de cette seconde couche est de servir de connexion au circuit de distribution. Les caractéristiques du second substrat sont les mêmes que celles du premier. La référence des impédances et des paramètres  $S$  est calculée au bout de la ligne  $50\Omega$  (plan d'accès) comme le montre la figure V.9.a. L'excitation des accès se fait avec des ports ditribués (excitation de la ligne microruban sur un mode type TEM).



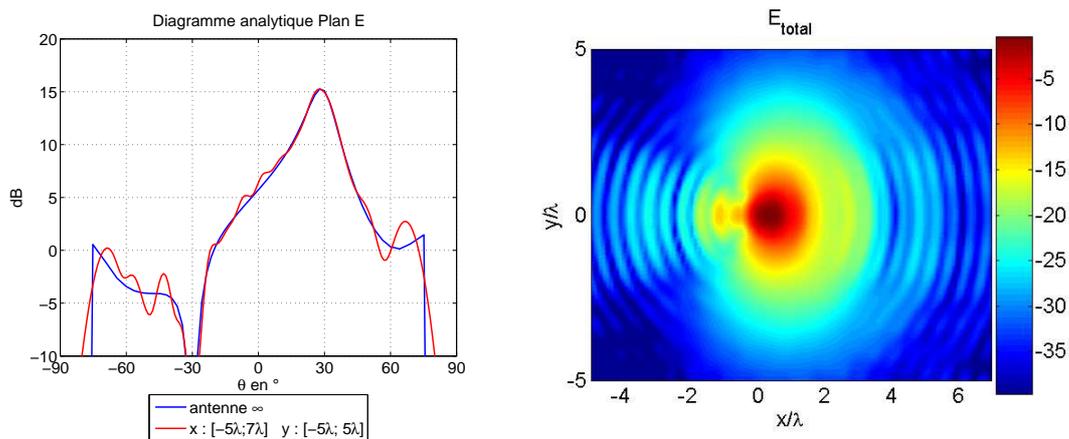
(a) Schéma des sources (substrat supérieur) et des plans d'accès (substrat inférieur)

(b) Schéma du connecteur

FIG. V.9 : Schéma des sources et du connecteur reliant les patches aux lignes  $50\Omega$

La taille transverse de l'antenne simulée est de  $330 \times 280mm$  (soit  $x \in [-5\lambda, 7\lambda]$  et  $y \in [-5\lambda, 5\lambda]$ ). Le dispositif d'excitation est centré en  $(0\lambda, 0\lambda)$ . Sur la figure V.10, on trace le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE limitée et la distribution du champ total sur l'ouverture déterminés par l'outil analytique.

Dans l'approche analytique, nous avons recours au facteur de réseau pour pondérer chacun des patches avec un poids en rayonnement de 1 et avec une phase de  $0^\circ$  ou de  $90^\circ$  en fonction de sa position dans le réseau. Cette configuration permet de réaliser un lobe de rayonnement dans la direction  $\theta = 30^\circ$  et de créer un zéro de rayonnement dans la direction opposée  $\theta = -30^\circ$ . L'approche par l'outil analytique nous fait constater que ce dimensionnement est suffisant pour garantir les résultats optimaux en terme de rayonnement.



(a) Diagrammes de rayonnement obtenus en fenêtrant la surface rayonnante de l'antenne BIE de l'antenne infinie

(b) Distribution du champ total sur l'ouverture (analytique)

**FIG. V.10 :** Dimensionnement latéral de l'antenne avec l'outil analytique

Dans le cadre de cette pré-étude analytique, les diagrammes de rayonnement de chacune des sources sont considérés comme identiques et indépendants. Nous savons que ce n'est pas le cas. Pour cette raison, nous allons calculer les diagrammes élémentaires de chacune des sources placée dans son environnement.

## V.4.2 Application de la méthode de synthèse pour concevoir l'excitation

### a) Calcul des diagrammes de rayonnement élémentaires

Dans ce paragraphe nous allons calculer les diagrammes de rayonnement des sources placées dans leur environnement. Pour cela, nous avons réalisé une simulation par patches. On rappelle que la symétrie magnétique permet de ramener l'étude à seulement deux entrées. L'accès n°1 correspond au patch qui est à gauche sur les figures V.8 et V.9. L'accès n°2 correspond au patch de droite. La direction de rayonnement que l'on souhaite conserver est  $\theta = 30^\circ$ , elle correspond au côté des  $x > 0$  (côté du patch n°1 et où l'antenne BIE est plus grande).

Sur la figure V.11, nous avons représenté les diagrammes de rayonnement plan E de l'antenne, excitée par seulement un des deux accès. Ces diagrammes correspondent aux diagrammes de rayonnement élémentaires perturbés.

On constate que les diagrammes de rayonnement perturbés portent tous les deux la direction favorisée par le résonateur  $|\theta| = 30^\circ$  mais pas de la même façon. En effet, l'accès n°1 privilégie le sens  $\theta = 30^\circ$  et l'accès n°2 le sens opposé.

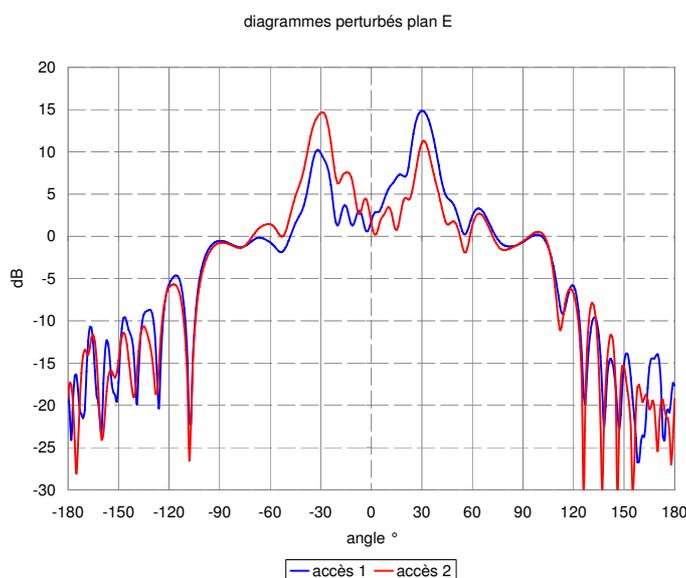


FIG. V.11 : Diagrammes de rayonnement élémentaires perturbés

Les diagrammes de rayonnement perturbés déterminés, il convient d'évaluer quel sera la combinaison des diagrammes de rayonnement optimale qui garantira un rayonnement le plus fidèle possible au rayonnement objectif ( défini par l'outil analytique).

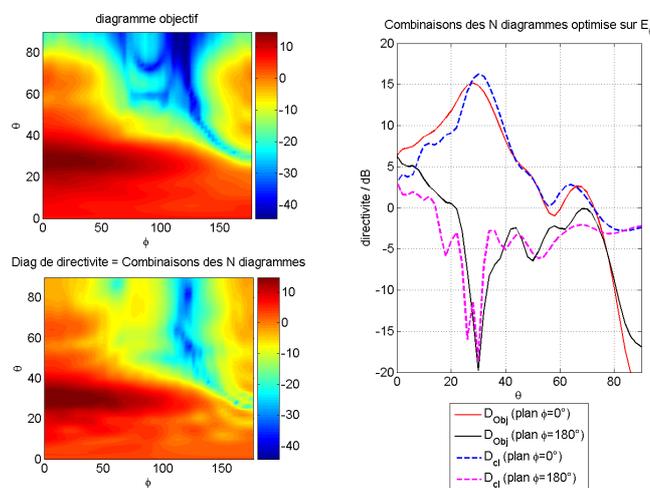
### b) Combinaison des diagrammes de rayonnement élémentaires : définition du diagramme de rayonnement objectif

La simulation électromagnétique a permis de déterminer les diagrammes de rayonnement 3D perturbés. CST MS peut calculer ces diagrammes pour chacune des composantes de champ rayonnées  $E_\theta$  et  $E_\phi$ . Stockés de cette façon, toutes les informations sur le champ rayonné sont connues (module et phase) dans tout l'espace.

Nous cherchons dans cette validation à concevoir une antenne BIE multi sources pointant à  $30^\circ$ . Le gabarit de rayonnement donné par la pré-étude analytique sert de diagramme objectif (diagramme de l'antenne limitée).

Une procédure d'optimisation a permis de déterminer quelle était la meilleure combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement perturbés pour assurer un fort degré de ressemblance entre le diagramme synthétisé et le diagramme analytique (objectif).

Cette opération a été menée sur chacune des composantes de champ (**module et phase**) et sur tout l'espace 3D. Dans notre cas, le meilleur compromis pour ressembler au diagramme analytique a été obtenu en optimisant sur la composante  $E_\theta$ . La figure V.12 présente les résultats obtenus en rayonnement. Sur la gauche, on trace le diagramme en trois dimensions **en dB** pour le diagramme analytique (haut) et pour la combinaison linéaire des 2 diagrammes de rayonnement perturbés (bas) auxquels on a affecté le meilleur couple de poids (module et phase). Sur la droite de la figure V.12, on trace la comparaison des diagrammes dans le plan E. Le diagramme de rayonnement analytique (objectif) est tracé en rouge pour la partie appartenant au plan  $\varphi = 0^\circ$  et en noir pour la partie appartenant au plan  $\varphi = 180^\circ$ . De la même façon, le diagramme synthétisé par combinaison linéaire des pondérations est représenté en pointillés bleus et en pointillés roses.



**FIG. V.12 :** Comparaison du diagramme de rayonnement objectif avec le diagramme synthétisé par optimisation sur la combinaison des pondérations (dB)

Les poids à affecter à chaque diagrammes sont récapitulés dans le tableau V.1 :

Poids à affecter $\beta$	antenne 1	antenne 2
Amplitude	1	0.585
Phase (en $^\circ$ )	$0^\circ$	$72.80^\circ$

**TAB. V.1 :** Tableau récapitulatif des poids en rayonnement à affecter à chaque diagramme perturbé

Comme la forme des diagrammes est perturbée par le couplage entre les sources, les poids qui doivent être affectés aux diagrammes pour maximiser la ressemblance avec le diagramme objectif sont assez éloignés des poids qui ont été définis lors de l'étude analytique. Nous rappelons que les patches n°1 et n°2 ont respectivement reçu un poids de 1 avec une phase de 0° et un poids de 1 déphasé de 90°. Si l'on se réfère aux diagrammes de rayonnement perturbés représentés sur la figure V.11, il semble logique que le patch n°1 reçoive un poids plus important. Cependant, il était difficile de prévoir le déphasage entre les patches qui permet de satisfaire le rayonnement objectif.

**c) Recherche des impédances du dispositif chargé et des poids  $a_i$  à affecter à chaque accès**

La simulation menée pour déterminer les diagrammes de rayonnement perturbés a également permis de calculer la matrice  $S$  qui relie les antennes patches n°1 et n°2. Cette matrice  $S$  est représentée sur la figure V.13. On note que le niveau de couplage est de l'ordre de -12dB où les antennes sont les mieux adaptées. Toutes les informations électromagnétiques sur les impédances intrinsèques  $Z_{E_i}$  et les transconductances de couplages  $\alpha_{ij}$  sont déterminées à l'aide de ces paramètres  $S$ .

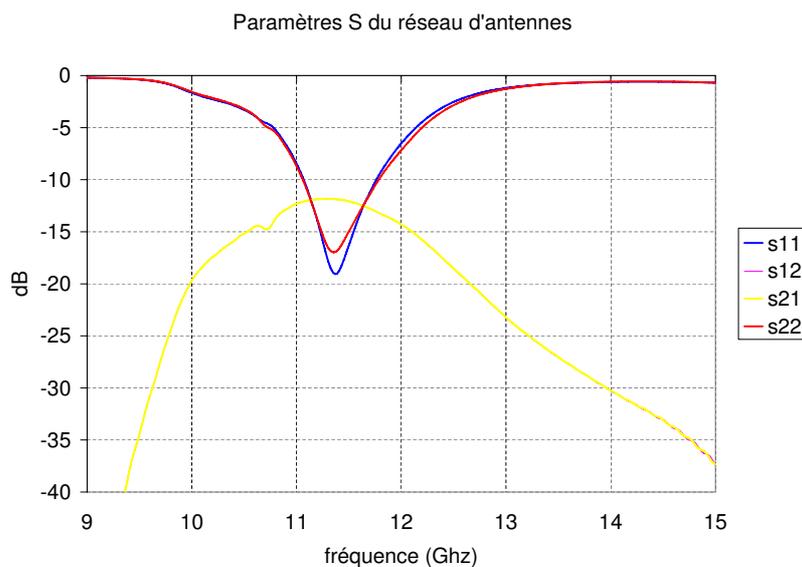


FIG. V.13 : Paramètres  $S$  des antennes élémentaires

A partir des grandeurs  $Z_{E_i}$  et  $\alpha_{ij}$ , on détermine pour une configuration en rayonnement spécifique quelles sont les impédances à présenter aux antennes, ainsi que les tensions  $U_i$  à générer. A partir de ces tensions, on détermine les ondes tensions/courants  $a_i$  à générer.

Le tableau V.2 présente les valeurs des impédances  $Z_L$  à réaliser, les tensions  $U_i$  qui doivent être rayonnées ainsi que les pondérations  $a_i$  à réaliser à 11.35GHz :

Grandeur à réaliser	Source 1	Source 2
Tension (amplitude)	1	0.7263
Tension (phase)	0°	50.3°
Charges $Z_L$	$50.72 - 25.56i$	$83.74 + 47.63i$
$a_i$ (amplitude)	0.8762	0.4820
$a_i$ (phase)	0°	106.6°

**TAB. V.2 :** *Tableau récapitulatif des pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase associé à l'impédance sur laquelle chaque source doit être chargée*

On peut faire un certain nombres de remarques sur les valeurs de ces grandeurs.

Les couples  $\{Z_{L_i}, a_i\}$  ne sont valables que pour la configuration en rayonnement précédemment retenue et autour de la fréquence 11.35GHz.

D'autre part, les impédances  $Z_L$  à réaliser sont complexes et relativement éloignées l'une par rapport à l'autre, bien que leur impédance intrinsèque soient très proches (figure V.13). Les grandeurs couplées reçues par chaque accès en sont responsables. Les pondérations  $a_i$  sont différentes des tensions rayonnées  $U_i$  car elles dépendent des impédances  $Z_{L_i}$ .

Toutes les grandeurs nécessaires à la validation de la méthode ont été déterminées, il est donc possible d'entreprendre des validations numériques.

### V.4.3 Validations de la méthode

#### a) Validation avec des charges localisées

Dans un premier temps, la méthode de synthèse sera validée en excitant le dispositif directement par des ports d'excitation présentant des impédances conformes aux impédances à réaliser  $Z_L$ . Dans ce cas particulier, le simulateur CST ne permet d'exciter une antenne qu'au moyen d'un port d'excitation à l'impédance purement réelle. Cependant, il autorise l'ajout d'éléments distribués. Ainsi, il est possible de réaliser des ports d'excitation à impédance complexe en associant en série un port discret et des éléments capacitifs ou selfiques.

Ainsi, une fois l'impédance complexe  $Z_L$  déterminée pour chaque accès, il est possible de créer un port réel présentant comme impédance la partie réelle  $\Re(Z_L)$  de  $Z_L$ . Après suivant le signe de la partie imaginaire  $\Im(Z_L)$  de  $Z_L$ , une capacité ( $\Im(Z_L) < 0$ ) ou une self ( $\Im(Z_L) > 0$ ) est associé en série au port d'excitation.

Dans le cas ou  $\Im(Z_L) < 0$ , la valeur de la capacité est fournie par la relation :

$$C(f_i) = -\frac{1}{\Im(Z_L) \cdot 2\pi f_i} \quad (\text{V.8})$$

Dans le cas ou  $\Im(Z_L) > 0$ , la valeur de la self est fournie par la relation :

$$L(f_i) = \frac{\Im(Z_L)}{2\pi f_i} \quad (\text{V.9})$$

Il est possible par cet artifice numérique de créer toute sorte de port d'excitation et de vérifier la méthode pour toutes les configurations possibles de couplage.

Les impédances  $Z_{L_i}$  connues, il faut maintenant définir les poids à affecter à chacun des ports d'excitation. Dans le cas, d'une excitation simultanée de plusieurs accès, le simulateur CST fournit des paramètres qui sont appelés paramètres  $F$ , normalisés par rapport à 1Watt (alors que les paramètres  $S$  sont normalisés par rapport aux puissances entrantes  $a_i$ ). Il faut donc normaliser les paramètres  $F$  pour obtenir les informations sur l'adaptation de l'accès  $i$ .

Nous normalisons la somme des puissances délivrées à 1W.

Pour notre application nous avons utilisé les valeurs des  $Z_{L_i}$  et les poids d'excitations à 11.35GHz. Ces valeurs sont récapitulées dans le tableau V.3 avec les valeurs des éléments distribués qui permettront de satisfaire la condition d'adaptation :

Grandeur à réaliser	Source 1	Source 2
Charges $Z_L$	$50.72 - 25.56i \Omega$	$83.74 + 47.63i \Omega$
Résistance du port discret	$50.72 \Omega$	$83.74 \Omega$
Capacité	$5.484e-13F$	non
Self	non	$6.678e-10H$
Amplitude de l'excitation	0.8762	0.4820
Phase de l'excitation	$0^\circ$	$106.6^\circ$

**TAB. V.3 :** *Tableau récapitulatif des pondérations à attribuer aux éléments en amplitude et en phase associé à l'impédance sur laquelle chaque source doit être chargée*

Une simulation a été réalisée pour vérifier les résultats en rayonnement et en adaptation. Les éléments localisés ont été ajoutés en série aux ports d'excitation. Cette simulation n'est valable qu'autour de 11.35GHz, fréquence pour laquelle toutes les caractéristiques ont été établies.

La figure V.14 présente les résultats en adaptation de chacun des accès. A 11.35GHz, **tous les accès sont parfaitement adaptés et <-25dB**. L'adaptation n'est pas inférieure à -25dB, car les ports complexes ont été réalisés avec des ports discrets placés au centre de la ligne  $50\Omega$ . L'effet électromagnétique de ces ports discrets n'est pas anodin, car les courants localisés sur les bords de la ligne  $50\Omega$  doivent emprunter un chemin supplémentaire du bord de la ligne jusqu'au point où est positionné le port. Cette discontinuité entraîne une légère modification de l'adaptation montrée numériquement.

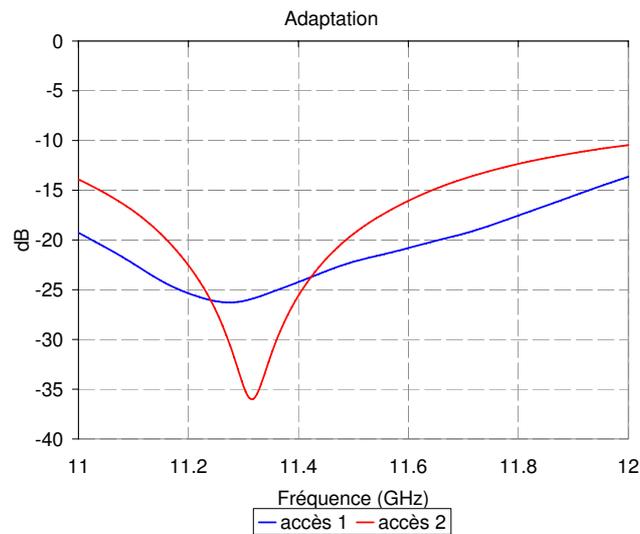


FIG. V.14 : Adaptation des accès 1 et 2

La figure V.15 montre la correspondance des diagrammes de rayonnement entre les diagrammes de rayonnement objectifs et les diagrammes synthétisés à partir des pondérations et des ports qui ont été calculés avec la méthode de synthèse. **Une concordance excellente entre les différents diagrammes est obtenue.**

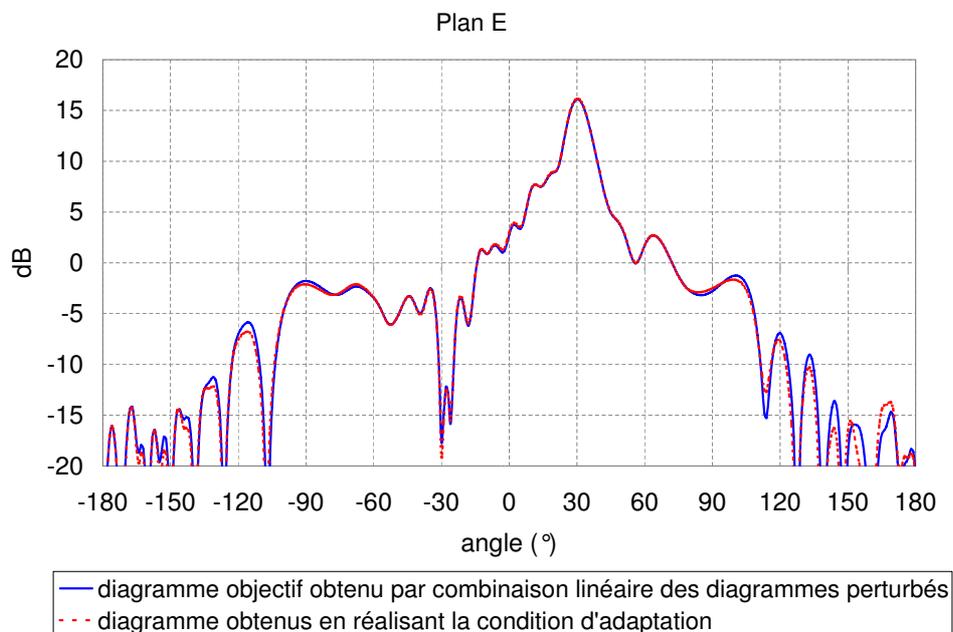


FIG. V.15 : Comparaison du diagramme de rayonnement objectif (combinaison linéaire optimale des diagrammes de rayonnement perturbés) et du diagramme obtenu en réalisant la condition d'adaptation

Ces diagrammes intègrent l'éventuel rayonnement de la transition coaxiale. On constate que le rayonnement arrière reste très faible et le niveau de directivité est quasiment identique au diagramme figure V.12. Le rayonnement arrière est donc négligeable et la transition ne pose pas de problème au niveau du rayonnement.

Un autre moyen de vérifier les résultats obtenus par cette méthode est de quantifier l'efficacité du dispositif multi sources. L'efficacité relie la puissance totale rayonnée à la puissance acceptée par l'antenne. Cette grandeur traduit l'ensemble des pertes du dispositif rayonnant. Elle est calculée en réalisant le rapport suivant :

$$\text{Efficacité} = \frac{\text{Puissance rayonnée}}{\text{Puissance incidente}} \quad (\text{V.10})$$

Pour un dispositif sans pertes (diélectriques et métalliques) :

$$\text{Puissance rayonnée} = \sum |a_i|^2 - \sum |b_i|^2 \quad (\text{V.11})$$

Soit :

$$\text{Efficacité} = \frac{\sum |a_i|^2 - \sum |b_i|^2}{\sum |a_i|^2} \quad (\text{V.12})$$

En remplaçant par les valeurs numériques fournis par CST, on obtient une efficacité de 99.6% :

$$\text{Efficacité} = \frac{1 - (0.05422^2 + 0.0252^2)}{1} = 0.996 \quad (\text{V.13})$$

Comme pour l'ensemble de cette validation nous avons simulé des matériaux sans pertes diélectriques et métalliques, les 0.4% de pertes correspondent à des pertes par désadaptation. Cette valeur est très faible, **l'efficacité de l'antenne est maximum.**

Le rayonnement synthétisé est conforme à la fonction objectif. Cette validation montre que la méthode fonctionne quand le dispositif d'alimentation respecte un certain nombre de contraintes liées aux couplages entre les éléments rayonnant :

- il doit présenter des impédances  $Z_L$  complexes satisfaisant la condition d'adaptation
- il doit alimenter les antennes avec les poids corrects

Ces conditions respectées, le dispositif complet présentera les caractéristiques en rayonnement et en adaptation attendues. De plus l'efficacité de l'antenne multi sources sera maximale.

Cette première validation réalisée, il est temps de concevoir le réseau de distribution permettant de réaliser ces impédances et ces pondérations.

### **b) Conception du dispositif d'excitation : synthèse des impédances $Z_{L_{obj}}$ et des pondérations par le réseau d'alimentation**

Nous allons maintenant assurer la conception du réseau de distribution sur cet exemple particulier. Celui ci doit réaliser la distribution des pondérations de la manière la plus précise possible.

Les pondérations  $S_{ij}$  réalisées par le réseau de distribution sont optimisées sur les impédances de charges  $Z_{L_{obj}}^*$ . Celles ci doivent être égales aux ondes  $a_i$  objectifs à générer dans chaque accès. Les simulations électromagnétiques ont été réalisées sur Momentum (HPADS). Le circuit conçu est représenté sur la figure V.16. Les lignes d'accès n°2 et n°3 sont des lignes  $50\Omega$ . Elles vont assurer le lien avec les lignes d'accès de chacune des antennes n°1 et n°2. La transformation d'impédance se fait une fois que la partie imaginaire de l'impédance ramenée  $Z_{L_i}^*$  est compensée.

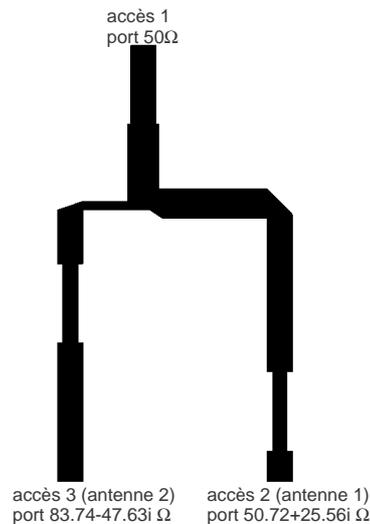


FIG. V.16 : Schéma du réseau de distribution

La figure V.17 présente les modules (linéaires) des paramètres  $S$  du réseau optimisé sur les impédances  $Z_L^*$ . On constate que l'amplitude des poids  $a_i$  réalisés est conforme aux amplitudes objectifs (0.821 contre 0.876 et 0.547 contre 0.482). Le  $S_{11}$  du réseau est très faible de l'ordre de -25dB. Les pertes par rayonnement du réseau sont évaluées en calculant la somme  $1 - \sum |S_{j1}|^2$  ce qui représente environ 2.5%. L'efficacité du réseau de distribution est donc de 97.5%. **Nous rappelons que nous n'avons pas pris en compte les pertes diélectriques et métalliques.**

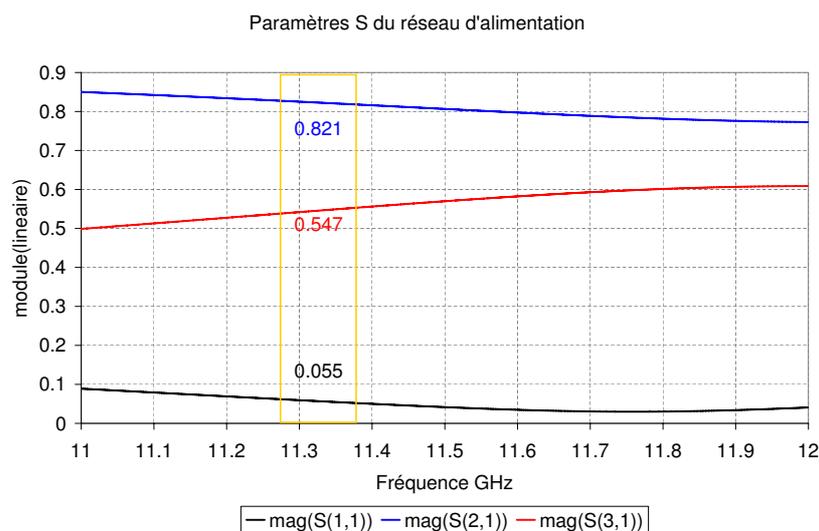


FIG. V.17 : Module des paramètres S du réseau

La figure V.18 présente les phases (linéaires) des paramètres  $S$  du réseau optimisé sur les impédances  $Z_L^*$ . On constate que la phase des poids  $a_i$  réalisés permet d'obtenir un déphasage proche du déphasage idéal ( $103^\circ$  contre  $106^\circ$ ).

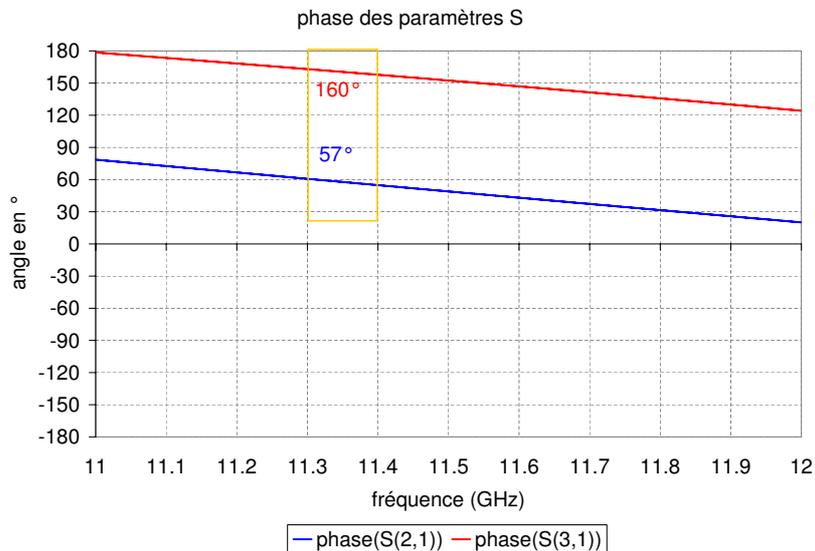


FIG. V.18 : Phase des paramètres  $S$  du réseau

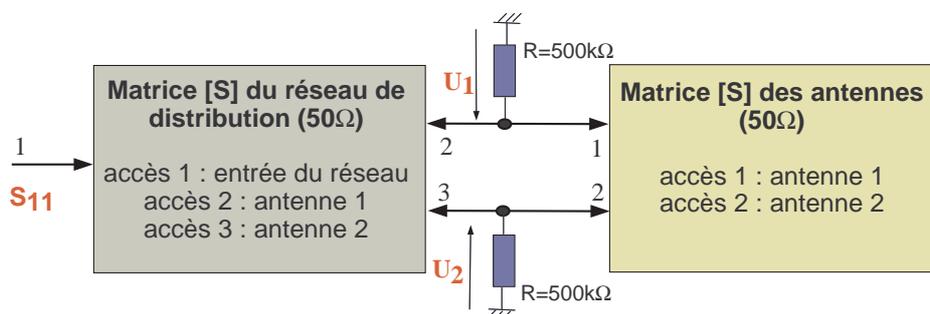
Ces résultats en module et en phase sont proches des poids objectifs à réaliser. De plus, l'adaptation du réseau est performante. On peut envisager le raccordement de ce réseau avec les accès de l'antenne BIE simulée sous CST MS.

### c) Vérification des tensions rayonnées et de l'adaptation de l'antenne

Avant d'envisager une simulation EM complète de l'antenne sous CST MS, nous avons voulu vérifier les résultats qu'il est possible d'atteindre, en connectant les boîtes noires du réseau d'alimentation et des antennes couplées.

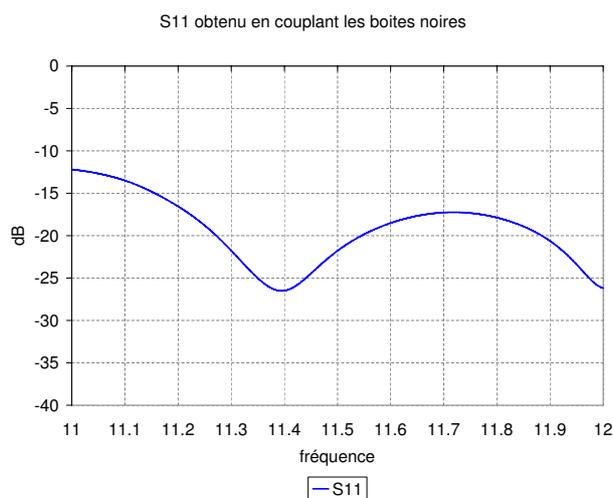
Comme cela a été fait lors du chapitre 3, les "boîtes noires" du circuit d'alimentation ont été connectées à la matrice de couplage des antennes relevée sur  $50\Omega$ . Une résistance très forte a été placée en parallèle de chaque jonction. La tension aux bornes de l'antenne est ainsi accessible.

Les diagrammes de rayonnement perturbés calculés lors de la simulation initiale sont également stockés par CST et il est possible de les utiliser en post traitement pour des combinaisons linéaires de diagrammes. Le logiciel attribue automatiquement les poids résultants calculés lors de la connexion des boîtes noires. Sur la figure V.19 l'accès n°1 du réseau constitue l'entrée du dispositif complet, et les accès n°2 et n°3 sont respectivement reliés aux antennes patch n°1 et n°2. Ce calcul circuit de posttraitement est valable sur toute la bande d'analyse de 11GHz à 12GHz.



**FIG. V.19 :** Schéma de liaison des "boîtes noires" : les tensions rayonnées sont déterminées aux bornes d'une résistance en parallèle très forte

La figure V.20 présente le  $S_{11}$  issu du calcul de chaînage des boîtes noires. On obtient une antenne adaptée au delà de -10dB sur toute la bande d'analyse. Au niveau du point de fonctionnement à 11.35GHz, le  $S_{11}$  est minimum autour de -25dB.



**FIG. V.20 :**  $S_{11}$  de l'antenne obtenu en couplant les boîtes noires

Sur la figure V.21, on trace l'amplitude relative des tensions  $U_1$  et  $U_2$ . Le rapport  $U_1/U_2$  donne 1.24 à 11.35GHz contre 1.38 en objectif (soit 10% d'ecart).

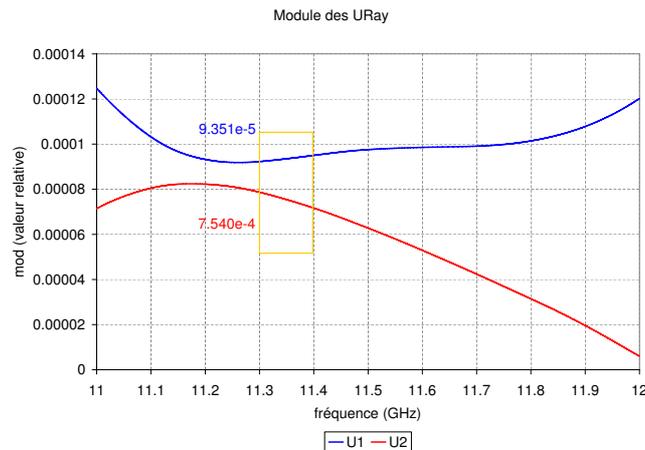


FIG. V.21 : Amplitude des tensions rayonnées par les antennes n°1 et n°2 obtenues en couplant les boîtes noires

Sur la figure V.22, on trace la phase des tensions  $U_1$  et  $U_2$ . Le rapport  $U_1/U_2$  donne un déphasage de  $52^\circ$  contre  $50^\circ$  en objectif (soit 4% d'écart).

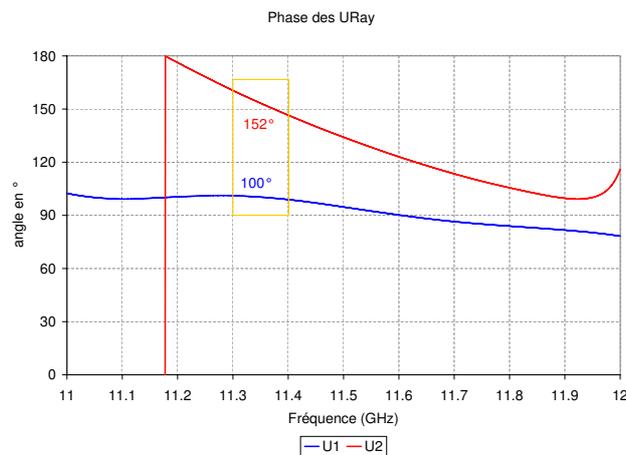
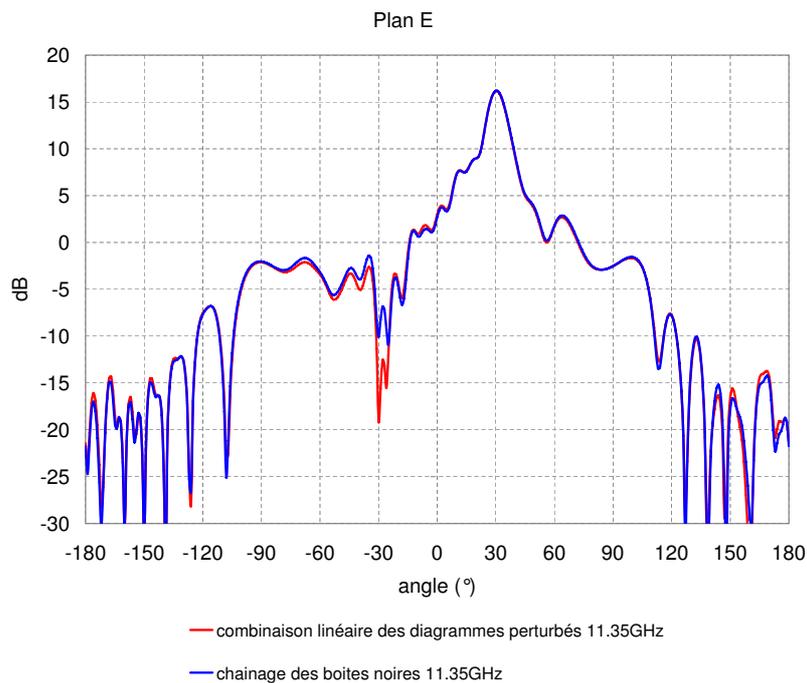


FIG. V.22 : Phase des tensions rayonnées par les antennes n°1 et n°2 obtenues en couplant les boîtes noires

Globalement, la condition sur les tensions à délivrer à chacune des antennes est réalisée à 11.35GHz. On peut remarquer que le point de fonctionnement idéal des tensions est plus proche de 11.4GHz.

Sur la figure V.23, le diagramme de rayonnement plan E calculé en reliant les boîtes noires est comparé au diagramme objectif plan E réalisé avec la combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement perturbés suivant les poids objectifs précédemment définis.

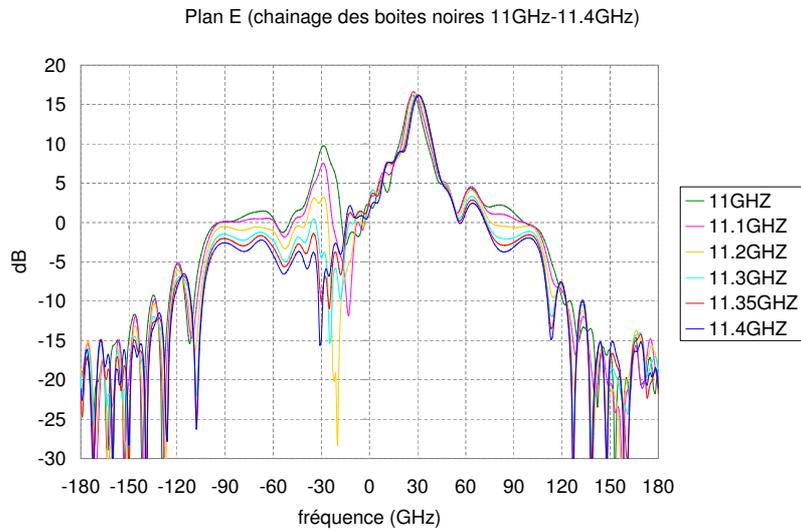


**FIG. V.23 :** *Diagramme de rayonnement plan E obtenu en couplant les boîtes noires comparé au diagramme objectif*

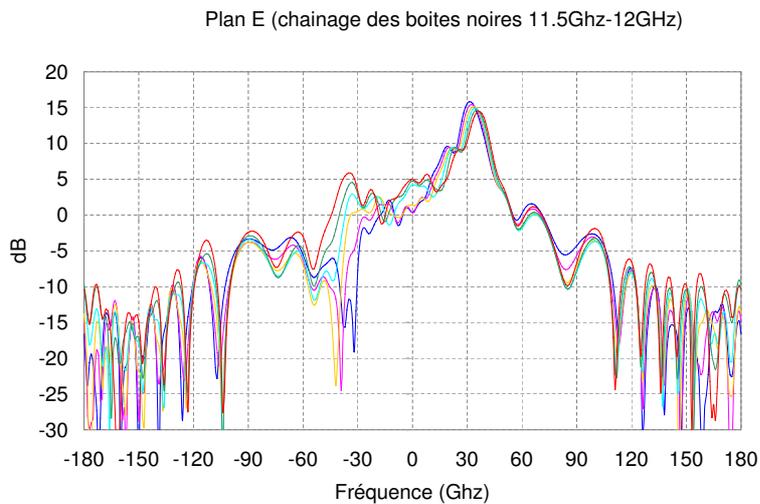
Le diagramme obtenu (en bleu) est très proche du diagramme objectif (en rouge). On peut remarquer que le gain est exactement identique et que le zéro de rayonnement est correctement positionné malgré les écart relatifs au niveau des tensions objectifs.

Le raccordement des bôîtes noires autorise à regarder l'évolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement sur l'ensemble de la bande d'analyse. Ces diagrammes de rayonnement sont tracé sur la figure V.24 sur la bande 11GHz-11.4GHz et sur figure V.25 sur la bande 11.5GHz-12GHz.

Cet ensemble de courbes montre que la bande sur laquelle le fonctionnement optimal de l'antenne est garanti s'étend au delà du seul point de fréquence pour lequel l'étude théorique a été menée.



**FIG. V.24 :** Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement plan E obtenu en couplant les boîtes noires 11GHz-11.4GHz



**FIG. V.25 :** Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement plan E obtenu en couplant les boîtes noires 11.5GHz-12GHz

On peut voir que les diagramme de rayonnement obtenus de 11.3GHz à 11.5Ghz sont très proches du diagramme de rayonnement objectif obtenu avec la combinaison linéaire des diagrammes à 11.35GHz. En effet, il y a un trou de rayonnement autour de  $\theta = -30^\circ$  et le gain sensiblement constant et similaire au gain objectif. Ce résultat est logique car c'est à 11.4GHz que les tensions attribuées aux antennes sont les plus proches des tensions objectifs.

### V.4.3.1 d) Validation CST complète

Une simulation électromagnétique complète sous CST MS du réseau a été menée afin de confirmer les résultats de conception. Dans cette simulation, les patches, le résonateur BIE et le réseau de distribution vont être maillés conjointement moyennant un compromis sur le maillage. Les diagrammes de rayonnement vont être comparés aux diagrammes théoriques. Des sondes de tension ont été positionnées à l'intersection entre l'accès des antennes et le dispositif d'alimentation pour vérifier les pondérations affectées à chaque élément.

La figure V.26 présente le  $S_{11}$  de l'antenne maillée dans sa totalité. On le compare au  $S_{11}$  obtenu en chaînant les boîtes noires. L'allure globale est très similaire légèrement décalé de 50MHz. On attribut ce décalage à des incertitudes numériques sur le maillage qui affectent sensiblement les performances du réseau de distribution.

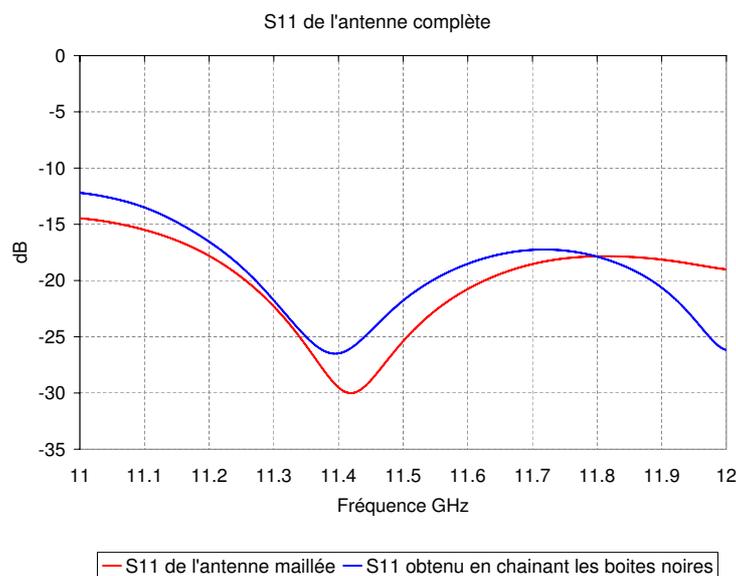
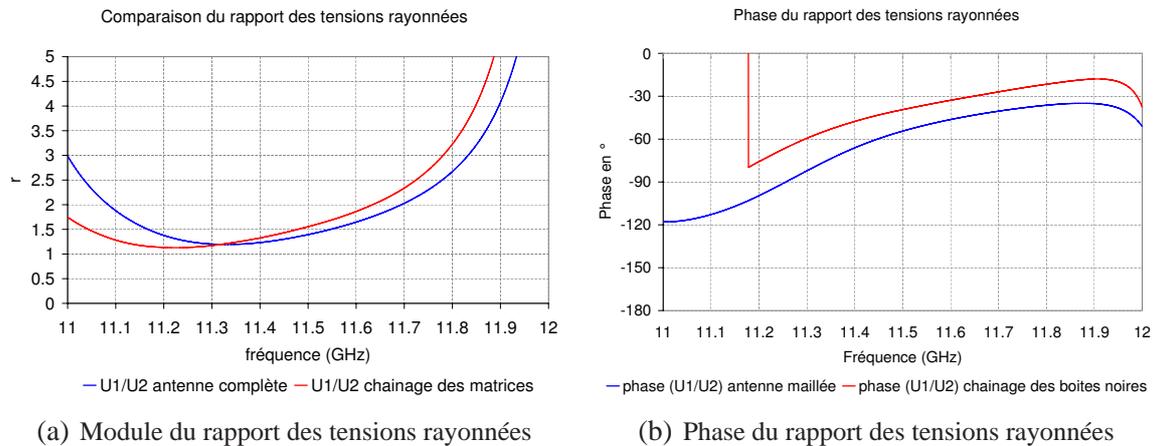


FIG. V.26 :  $S_{11}$  de l'antenne BIE multi sources complète

Sur la figure V.27a et b, on trace le rapport des tensions  $U_1/U_2$  relevées aux bornes des antennes n°1 et n°2. On compare ce rapport au rapport obtenu lors du chainage des boîtes noires. Le comportement global est encore quasi-identique mais décalé de 100MHz.

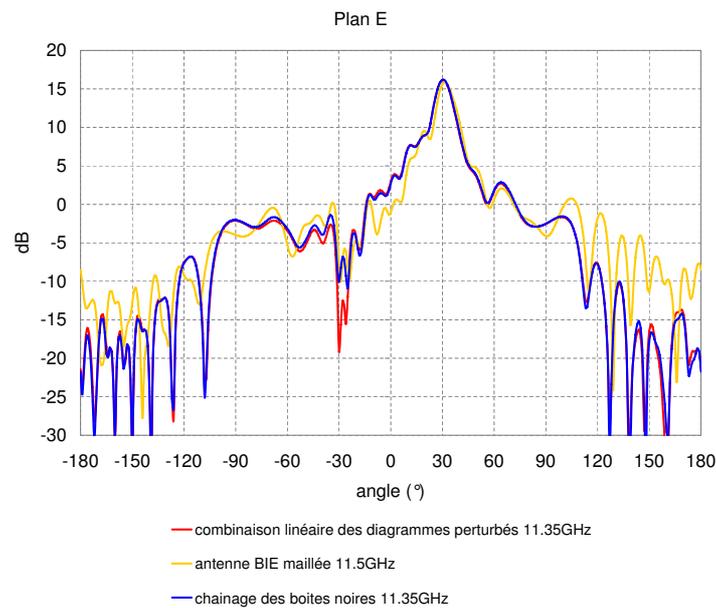


**FIG. V.27 :** Comparaison des rapports des tensions rayonnées  $U_1/U_2$  de l'antenne complète maillée sous CST et obtenus par chainage des boîtes noires (objectif  $|U_1/U_2| = 1.38$  et  $\angle(U_1/U_2) = 50^\circ$  à 11.35GHz)

Ce décalage fréquentiel global du dispositif peut provenir d'un certain nombre de facteurs numériques. Tout d'abord, le maillage du circuit de distribution sous CST n'est pas parfait ( $\lambda/12$  avec des zones d'affinement). Aussi, il est possible qu'il y ait eu de la dispersion sur la détermination de l'impédance des lignes de distribution. D'autre part, le réseau n'a pas été simulé seul sous CST. On peut penser que les résultats du réseau seul auraient été sensiblement différents.

Malgré ces problèmes d'ordre purement numérique, le fonctionnement électromagnétique de l'antenne semble conforme au fonctionnement objectif. **La méthode est validée du point de vue de l'adaptation et de la génération des poids objectifs.** Il faut maintenant voir les résultats en rayonnement et en efficacité.

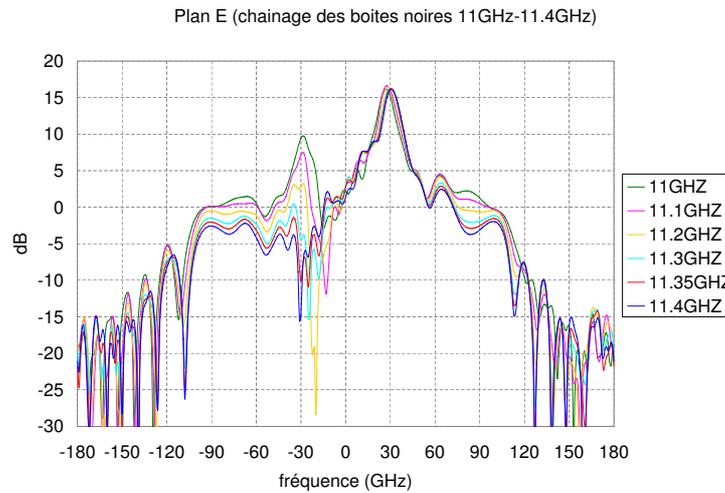
La figure V.28 montre la comparaison des diagrammes de rayonnement obtenus suivant les trois calculs. Le premier diagramme en rouge représente le rayonnement obtenu à 11.35GHz en sommant les contributions des sources perturbées avec les poids théoriques (diagramme objectif). On superpose à ce diagramme théorique le diagramme obtenu en chaînant les boîtes noires du réseau de distribution et des antennes à 11.35GHz (courbe bleue). Enfin, le dernier diagramme (en jaune) est le résultat de la simulation globale de l'antenne complète à 11.5GHz. A 11.5GHz, les tensions rayonnées sont conformes aux tensions théoriques objectifs.



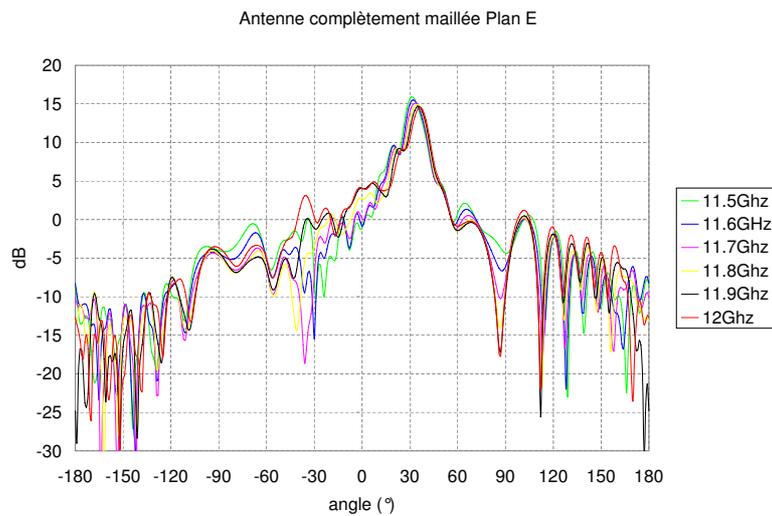
**FIG. V.28 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement plan E aux fréquences où les tensions délivrées aux antennes sont conformes aux tensions théoriques (Gain)

Il est clair que les diagrammes calculés sont véritablement très proches. L'angle de pointage est sensiblement différent car le comportement angulaire du résonateur évolue très rapidement pour un fonctionnement en mode leaky-wave. On retrouve le zéros de rayonnement autour de  $\theta = -30^\circ$  et le gain de l'antenne complètement maillée est identique au gain théorique. Le niveau du rayonnement arrière est très légèrement amplifié, ce qui est du aux pertes par rayonnement du réseau de distribution. **La méthode est donc également validée pour le rayonnement.**

On peut maintenant apprécier les diagrammes de rayonnement obtenus sur l'ensemble de la bande d'analyse avec la figure V.29 et V.30. Dans la bande 11-11.3GHz (figure V.29), les tensions  $U_1$  et  $U_2$  mesurées semblent assez éloignées des poids objectifs. Aussi, le rayonnement de l'antenne n'obéit pas aux mêmes lois. On constate que le zéro de rayonnement se situe autour de  $\theta = -20^\circ$ . Cette configuration ne permet pas d'assurer un filtrage correct de la direction  $\theta = -30^\circ$  favorisée par le résonateur. Aussi, le niveau du lobe secondaire dans cette direction remonte et la dynamique entre le lobe principal et ce lobe est réduite à 5dB. Le fonctionnement de l'antenne devient plus conforme à nos attentes à partir de 11.35GHz, car le zéro de rayonnement se déplace vers la direction à éliminer. Ceci améliore la dynamique entre le lobe principal et le lobe secondaire dans la direction opposée.



**FIG. V.29 :** Diagrammes de rayonnement obtenus en maillant l'antenne complète plan E de 11GHz à 11.4GHz (Gain)



**FIG. V.30 :** Diagrammes de rayonnement obtenus en maillant l'antenne complète plan E de 11.5GHz à 12GHz (Gain)

Sur la figure V.30, les diagrammes de rayonnement de l'antenne complète sont tracés de 11.5GHz à 12GHz. La première remarque est que le maximum de gain est bien obtenu à la fréquence de fonctionnement optimale pour laquelle les tensions objectifs sont respectées. D'autre part, le zéros de rayonnement est positionné dans la direction à éliminer, la dynamique entre le lobe principal et cette direction est maximale  $\approx 25dB$ . Il est à signaler que l'on conserve une bande de fonctionnement assez intéressante de 11.5GHz à 12GHz. En effet, comme la position du zéro augmente quasiment de la même façon que l'angle favorisé par le résonateur le lobe secondaire dans la direction à éliminer ne remonte pas.

Nous pouvons maintenant aborder le sujet de l'efficacité de l'antenne sur la bande 11GHz-12GHz. Sur la figure V.31, l'efficacité de l'antenne est tracée sur l'axe de gauche. Sur l'axe de droite on trace le gain de l'antenne.

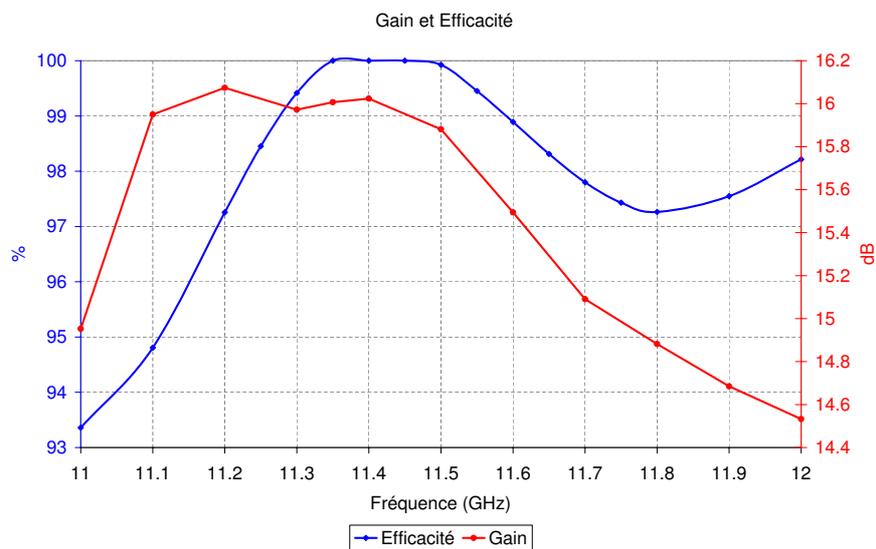


FIG. V.31 : Efficacité et gain de l'antenne de 11GHz à 12GHz

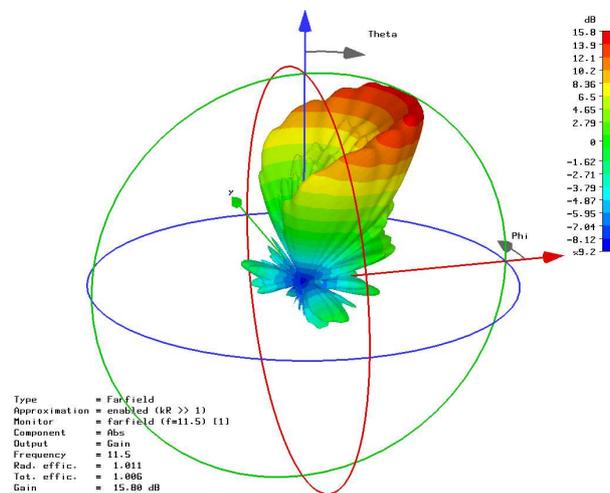


FIG. V.32 : Diagramme de rayonnement 3D de l'antenne à 11.5GHz

On constate que l'efficacité de l'antenne est maximale autour du point de fonctionnement et très bonne de manière générale sur toute la bande d'analyse. Ce résultat valide la méthode de synthèse sur le dernier critère pour réaliser l'adaptation des systèmes couplés.

## V.5 CONCLUSION

Une nouvelle méthode de conception adaptée pour les réseaux de sources fortement couplées vient d'être présentée. Celle-ci permet de répondre aux deux problèmes majeurs engendrés par les couplages : la perturbation du rayonnement et la désadaptation des accès. En effet, la puissance couplée qui revient dans chaque accès est compensée par un choix judicieux de l'excitation et une configuration particulière des accès. La fonction de rayonnement objectif peut alors être synthétisée.

Elle a été validée avec la démarche complète de conception d'une antenne BIE multi-sources dont les accès sont fortement couplés :

- une première fois, en alimentant les accès de l'antenne par des générateurs dont l'impédance interne satisfaisait la condition d'adaptation. Satisfaire cette condition, cela a été montré, est indispensable pour assurer un fonctionnement du système parfaitement conforme aux attentes. Cela permet notamment de réaliser l'adaptation de chaque accès et de réaliser la fonction de rayonnement la plus proche de la fonction objectif.
- une seconde fois, avec la conception complète d'un réseau d'alimentation. La méthode décrite dans le chapitre, fournit tous les objectifs d'optimisation du réseau : les impédances sur lesquelles les accès du réseau d'alimentation doivent être connectés et conçus, les pondérations en module et en phase à affecter à chaque accès.

Cette méthode apporte de manière incontestable toutes les informations nécessaires à la réalisation d'un système couplé conforme aux attentes malgré la présence des effets perturbateurs liés aux couplages inter-sources. L'autre intérêt majeur de cette méthode est qu'elle permet de découpler les étapes de conception. Les caractéristiques des éléments rayonnants peuvent être déterminées séparément du réseau d'alimentation, cette décomposition autorise un gain de temps important au niveau de la conception. Il n'y a plus besoin d'effectuer les réglages sur la structure complète, la partie rayonnante peut alors être directement raccordée au système d'alimentation.

---

---

# **CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES**

---

Ce manuscrit a présenté l'ensemble des travaux qui ont été réalisés au cours de cette thèse dédiée à la mise au point de méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception d'antenne BIE multi sources.

Le contexte du travail a été présenté lors du chapitre I. **Un historique des antennes BIE planaires** a retracé les étapes qui ont contribué à rendre ces antennes attractives. Ce chapitre a notamment insisté sur les développements récents menés par la communauté scientifique. Le contexte des travaux a également été évoqué.

Le second chapitre a d'abord présenté un état de l'art objectif sur les approches théoriques utilisées pour étudier ce type d'antenne. On peut citer les guides à ondes de fuite, les résonateurs Fabry-Pérot, les antennes BIE à défaut. La comparaison des capacités et limites de chacune de ces approches nous a permis de conclure sur leur complémentarité. Dans la seconde partie du chapitre, **une méthode analytique a été présentée**. L'outil issu de cette méthode a été validé par comparaison à des logiciels Fullwave 3D. Cet outil permet de connaître de manière quasi instantanée les potentialités en rayonnement d'une antenne BIE quels que soient son dispositif d'excitation et son ouverture rayonnante.

La première partie du troisième chapitre expose **les clés qui permettent de choisir l'agencement optimal de l'antenne BIE en fonction du cahier des charges à réaliser**. Une étude analytique permet d'évaluer avec une grande efficacité, le couple résonateur BIE / dispositif d'excitation. Cette étude fournit des informations essentielles sur le dimensionnement, sur le nombre de sources, les pondérations à affecter... Elle permet finalement de réaliser des études paramétriques essentielles pour combiner le meilleur couple résonateur / dispositif d'excitation. La seconde partie du chapitre illustre la démarche de conception complète utilisée pour la réalisation d'une antenne BIE multi sources à dépointage. La faisabilité d'un dispositif multi sources permettant de sélectionner une direction précise en  $(\theta, \phi)$  a été montrée. A travers cette étude, un certain nombre de difficultés ont été rencontrées. Parmi celles-ci, **il a été montré qu'il était absolument nécessaire de tenir compte du couplage dans la conception du dispositif d'excitation**. En effet, celui-ci est responsable de la dégradation des diagrammes de rayonnement de chacune des sources et de la désadaptation des accès. Ce dernier point est très préoccupant lorsque l'antenne est alimentée par un réseau de distribution qui peut redistribuer la puissance

revenant dans chacun des accès, car la fonction de rayonnement de l'antenne peut devenir très différente de celle qui était prévue.

Le quatrième chapitre présente les étapes de **la conception et la réalisation d'une antenne BIE multi sources grand gain et large bande**. A travers ce chapitre, la faisabilité technologique d'une antenne BIE grand gain ayant une large bande passante autour de 41GHz a été démontrée. L'analyse théorique des performances a montré qu'un certain nombre de configurations pouvaient permettre de réaliser les performances objectifs. Le choix du matériau constituant le toit de l'antenne a permis de sélectionner une configuration de résonateur. Celui-ci a été réalisé avec deux plaques d'alumine en  $3\lambda_g/4$  autour de 41.3GHz (au lieu de  $\lambda_g/4$  pendant la phase de conception) pour des raisons d'ordre mécanique. Un réseau de 64 patches a été réalisé avec un agencement particulier afin de positionner les lobes de réseau dans des zones où leur niveau a pu être contrôlé. Ses performances en rayonnement mesurées sont de 29.2dB pour la directivité et de 24dB pour le gain. La bande passante en rayonnement est de 600MHz. Ces résultats sont encourageants. Les pertes et les contraintes mécaniques ont limité les performances. Comme pour l'antenne présentée au cours du chapitre III et malgré l'espacement entre les accès relativement important ( $> 1.6\lambda$ ), il aurait sans doute été bon de prendre en compte les interactions dues au couplage inter-éléments.

Le cinquième et dernier chapitre a présenté **une méthode spécifique à la prise en compte du couplage pour des dispositifs multiaccès fortement couplés**. Cette analyse permet de réaliser de manière conjointe l'adaptation de chaque accès et la fonction de rayonnement objectif, malgré la présence du couplage. Par une configuration préalable adéquate des pondérations et des impédances de charge associées à chaque accès, il devient possible de concevoir tout type de dispositif mulisources même dans des environnements particulièrement défavorables comme les résonateurs BIE.

**Au cours de cette thèse, deux grands thèmes ont été abordés :**

- **une réflexion sur les méthodes de conception et le développement d'outils rapides spécifiques aux antennes BIE planaires.**
- **une réflexion sur la problématique des dispositifs multi sources dans une antenne BIE.**

L'analyse analytique du résonateur et de ses sources permet d'entrevoir extrêmement rapidement les performances qu'il est possible d'obtenir avec une antenne BIE. Ceci apporte un gain significatif en temps de conception notamment lors du choix de la structure. Afin d'étendre ces perspectives, une modélisation (angulaire et fréquentielle) de la réflectivité par des méthodes adaptées pourrait permettre de modéliser des dispositifs antennaires plus complexes comme les FSS et les matériaux multi périodicités.

De manière générale ces travaux ont montré qu'il était intéressant de séparer les problématiques lors de la conception d'une antenne BIE. Pour cette raison, il est également proposé de concevoir le dispositif d'alimentation de manière séparée (mais pas décorrélée) avec des logiciels adaptés au design de circuits microruban (MOMENTUM). Bien entendu, ceci suppose de correctement modéliser l'impact du résonateur sur les sources et de chacune des sources sur les antennes voisines. Au niveau des perspectives, cette seconde partie a ouvert des voies vers la conception maîtrisée de dispositifs BIE complexes.

---

---

# Bibliographie

---

- [1] Y. T. Lo and S. W. Lee. *Antenna Handbook : chap 5*. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [2] A.W. Love. *Electromagnetic Horn Antennas*. New York, 1976.
- [3] Y. T. Lo and S. W. Lee. *Antenna Handbook : chap 8*. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [4] A.W. Love. *Reflector antennas*. New York, 1978.
- [5] Y. T. Lo and S. W. Lee. *Antenna Handbook : chap 16*. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [6] Y. T. Lo and S. W. Lee. *Antenna Handbook : chap 11*. Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [7] W. H. Kummer. Basic array theory. In *Proceedings of the IEEE, Vol. 80, N. 1,* 1992.
- [8] R. J. Mailloux. Phased array theory and technology. In *Proceedings of the IEEE, Vol. 70, N. 3,*, MARCH 1982.
- [9] D. M. Pozar. Microstrip antennas. In *Proceedings of the IEEE, Vol. 80, N. 1,* 1992.
- [10] R. J. Mailloux, J. F. McIlvanna, and N. P. Kemweis. Microstrip array technology. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP- 29 :25–37, Jan. 1981.
- [11] J. R. James, P. S. Hall, and C. Wood. Microstrip antenna theory and design. In *Peter Peregrinus*, 1981.

- [12] A.A. Oliner. *Leaky-wave antennas*. McGraw-Hill : New York, McGraw- 1993.
- [13] Tianxia Zhao, D.R. Jackson, and A.A. Williams, J.T.and Oliner. General formulas for 2-d leaky-wave antennas general formulas for 2-d leaky-wave antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Volume 53, Issue 11 :3525 – 3533, Nov. 2005.
- [14] A.A.and Song-Tsuen Peng Oliner, Ting-Ih Hsu, and A Sanchez. Guidance and leakage properties of a class of open dielectric waveguides : Part 2 new physical effects. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 29, Issue 9 :855 – 869, Sep 1981.
- [15] C. Luxey and J.M. Laheurte. Simple design of dual beam leaky wave antennas in microstrip. *IEE Proceedings on Microwave on Antennas and Propagation*, 144 n°6 :397–402, 1997.
- [16] H. F. Hammad, Y. M. M. Antar, A. P. Freundorfer, A. Petosa, and M. Sayer. A dielectric gratings antenna operating at ka-band. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 1 :106–108, 2002.
- [17] E. Yablonovitch. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. *Physical review letters*, 58 :2059, 1987.
- [18] E. Yablonovitch. Photonic band-gap crystals. *Phys. Condens. Matter* 5, 16 :2443–2460, 1993.
- [19] E. Yablonovitch. Photonic band-gap structure. *J.Opt.Society*, 10 :p283–293, 1993.
- [20] M. Thevenot. *Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne*. PhD thesis, Université de Limoges n°34-1999, 1999.
- [21] B. Lenoir, D. Baillargeat, S. Verdeyme, and P. Guillon. Finite element method for rigorous design of microwave bandpass filter device using periodic metallic lattice. In *29th European Microwave Conference Munich*, 1999.
- [22] B. Lenoir, D. Baillargeat, S. Verdeyme, and P. Guillon. Waveguide application of periodic structures. In *29th EuMC, Munich*, 1999.
- [23] M. A. Shapiro, W. J. Brown, C.Chen, V. Khemani, I. Mastovsky, J. R. Sirigiri, and R. J.Temkin. Improved photonic bandgap cavity and metal rod lattices for microwave and millimeter wave applications. In *IEEE MTT-S digest*.

- [24] M. Koshiba, Y. Tsuji, and S. Sasaki. High-performance absorbing boundary conditions for photonic crystal waveguide simulations. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11 No 4, April 2001.
- [25] G.V. Trentini. Partially reflecting sheet arrays. *IRE Transactions on antennas and propagation*, Volume 4, Issue 4 :666 – 671, Oct 1956.
- [26] D.R. Jackson and N. Alexopoulos. Fundamental superstrate (cover) effects on printed circuit antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 32 n°8 :807–816, 1984.
- [27] D.R. Jackson and N. Alexopoulos. Gain enhancement methods for printed circuit antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 33 n°9 :976–987, 1985.
- [28] H.Y. Yang and N. Alexopoulos. Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstrates. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 35 n°7 :860–863, 1987.
- [29] D.R. Jackson and A.A. Oliner. A leaky-wave analysis of the high gain printed antenna configuration. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36 n°7 :905–910, 1988.
- [30] D.R. Jackson and A.A. Oliner. An improved calculation procedure for the radiation pattern of a cylindrical leaky wave antenna of finite size. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 40 n°1 :19–24, 1992.
- [31] D.R. Jackson, A.A. Oliner, and I.P. Antonio. Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation (Communications)*, 41 n°3 :344–348, 1993.
- [32] M. Thevenot, A. Reineix, and B. Jecko. A new fdtd surface impedance formalism to study pbg structures. *Microwave and optical technology letters*, 18 n°3 :203–206, 1997.
- [33] M. Thevenot, A. Reineix, and B. Jecko. Fdtd approach for modelling pbg structures. *Journal Opt.A.Pure Appl.Opt*, 1 :495–500, 1999.
- [34] M. Thevenot, C. Cheype, A. Reineix, and B. Jecko. Directive photonic bandgap antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, 47 n°11 :2115–2121, 1999.
- [35] T.K.Wu. *Frequency selective surface and grid array*. New.York, 1995.
- [36] B.A. Munk. *Frequency selective surfaces : analysis and design*. New-York J.Wiley, 2000.

- [37] A.P. Feresidis. High gain planar antenna using optimised partially reflective surfaces. *IEE Proceedings on Microwave Antennas and Propagation*, 148 n°6 :345–350, 2001.
- [38] Y.J. Lee, J. Yeo, K.D. Ko, R. Mittra, and W.S.Park. Design of a high directivity electromagnetic band gap resonator antenna using a frequency selective surface superstrate. *Microwave and optical technology letters*, 43 n°6 :462–467, 2004.
- [39] Y.J. Lee, J. Yeo, K.D. Ko, R. Mittra, Y. Lee, and W.S. Park. A novel design technique for control of defect frequencies of an electromagnetic bandgap superstrate for dual band directivity enhancement. *Microwave and Optical Technology Letters*, 42 n°1 :25–31, 2004.
- [40] L. Léger, R. Granger, M. Thévenot, T. Monédière, and B. Jecko. Multifrequency dielectric ebg antenna. *Microwave and Optical Technology Letters*, 40 n°5 :420–423, 2004.
- [41] L. Léger. *Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire*. PhD thesis, Université de Limoges n°27-2004, 2004.
- [42] L.Mercier. *Synthèse de propriétés d'agilité électromagnétique par des matériaux artificiels périodiques intégrant de microcomposants. Application à la conception d'antennes à résonateur BIE configurables*. PhD thesis, Université de LIMOGES n°70, 2005.
- [43] M. Diblanc. *Développement du concept de l'antenne à résonateur BIE pour la génération de polarisation circulaire*. PhD thesis, Université de Limoges n°7-2006, 2006.
- [44] M. Diblanc, E. Rodes, E. Arnaud, M. Thévenot, T. Monédière, and B. Jecko. Circularly polarized metallic ebg antenna. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 15 n°10 :638–640, 2005.
- [45] A.P. Feresidis, G. Goussetis, S. Wang, and J.C. Vardaxoglou. Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low profile high gain planar antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 53 n°1 :209–215, 2005.
- [46] A.P. Feresidis and J.C. Vardaxoglou. A broadband high gain resonant cavity antenna with single feed. In *Proceeding EUCAP, Nice*, 2006.
- [47] E. Rodes. *Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications*. PhD thesis, Université de Limoges, 2006.
- [48] O.Roncière, R.Sauleau, and K.Mahdjoubi. Antenne résonateur bie à directivité variable en bande ku. In *JNM2005, Nantes*, 2005.

- [49] C. Serier. *Conception, Réalisation et Caractérisation d'Antennes à Bande Interdite Photonique. Application au fort gain*. PhD thesis, Université de Limoges n°57-2002, 2002.
- [50] R.Chantalat. *Optimisation d'un Réflecteur Spatial à Couverture Cellulaire par l'Utilisation d'une Antenne à Bande Interdite Electromagnétique Multisources*. PhD thesis, Université de Limoges, 2003.
- [51] R.Chantalat, P.Dumon, B.Jecko, M.Thevenot, and T.Monediere. Interlaced feeds design for a multibeam reflector antenna using a 1-d dielectric pbg resonator. In *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2003.
- [52] R.Sauleau, P.Coquet, D.Thouroude, J.P.Daniel, and T.Matsui. Radiation characteristics and performance of millimeter-wave horn-fed gaussian beam antennas radiation characteristics and performance of millimeter-wave horn-fed gaussian beam antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 51 n°3 :378–387, 2003.
- [53] R.Sauleau, P.Coquet, and T.Matsui. Low profile directive quasi planar antennas based on millimetre wave fabry perot cavities. *IEE Proceiding Microwave on Antennas and Propagation*, 150 n°4 :274–278, 2003.
- [54] L. Bernard. *Techniques d'amélioration du gain par empilements diélectriques. Applicabilité à la réduction de la taille des antennes pour station de base UMTS*. PhD thesis, Institut national des sciences appliquées de Rennes, 2003.
- [55] Site de Computer Simulation Technology (CST). <http://www.cst.com>.
- [56] R.Gardelli, M.Albani, and F.Capolino. Array thinning by using antennas in a fabry-perot cavity for gain enhancement. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 54 n°7 :1979–1990, 2006.
- [57] O.Roncière. *Antennes à bande interdite électromagnétique et à cavité Fabry-Pérot reconfigurables*. PhD thesis, IETR (Université de Rennes I), 2007.
- [58] O.Roncière, K.Mahdjoubi, and R.Sauleau. Ebg resonator antennas with highly reflecting metallic grids and embedded planar array : a design methodology. In *EUCAAP, Nice*, 2006.
- [59] R.Borowiec, R.Hossa, P.Slobodzian, and Z.Langowski. Compensation of mutual coupling in small antenna arrays. In *Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2002.

- [60] Y. P. Xi, D. G. Fang, Y. X. Sun, and Y. L. Chow. Mutual coupling in finite microstrip patch arrays. *MICROWAVE AND OPTICAL TECHNOLOGY LETTERS*, Vol44n°6 :577–581, 2004.
- [61] Y. Letestu. *Etude des antennes hélices quadrifilaires imprimées larges bandes et multi-bandes. Application en bande Ku. Contribution à l'étude générale du couplage mutuel.* PhD thesis, IETR, 2004.

---

---

## Liste des travaux

---

## Communications internationales

**DROUET Julien, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard**

*Analytical method for EBG resonator antennas design, FDTD validation*

EuCAP'2006 - European Conference on Antennas and Propagation

Nice - France

**DROUET Julien, THEVENOT Marc, CHANTALAT Regis, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard**

*Comprehensive synthesis method for coupled antenna array design*

EuCAP'2007 - European Conference on Antennas and Propagation

Edinburgh - Ecosse

**MERCIER Laure, RODES Emmanuel, DROUET Julien, LEGER Ludovic, ARNAUD Eric, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard**

*Steerable and tunable EBG Resonator Antennas Using Smart Metamaterials*

2006 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting

Albuquerque, New Mexico, USA

**RODES Emmanuel, DIBLANC Michael, DROUET Julien, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard**

*Design of dual-band EBG resonator antenna using capacitive FSS*

2006 IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting

Albuquerque - New Mexico - USA

**JECKO Bernard, MONEDIERE Thierry, THEVENOT Marc, LEGER Ludovic, FREYTAG Laure, DROUET Julien**

*Overview the high gain EBG resonator-antenna*

Conférence : Workshop on Metamaterials for Microwave and Optical Technologies

Lieu : San Sebastián and Pamplona - Spain

**THEVENOT Marc, DROUET Julien, JECKO Bernard, MONEDIERE Thierry, LEGER Ludovic, FREYTAG Laure, CHANTALAT Régis, DIBLANC Michael**

*New Advancements to Exploit the Potentialities of the EBG Resonator Antennas*

2005 IEEE AP-S - International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting

Washington, DC, USA

## Communications nationales

**DROUET Julien, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard**

*Exploitation d'un code analytique dédié à la conception d'antennes BIE : application au dépointage*

GDR Ondes, Interférences d'ondes

BESANCON, Maison de l'économie

**DROUET Julien, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard**

*Nouvel outil de conception pour antennes planaires à bande interdite électromagnétique*

14èmes Journées Nationales Microondes - JNM 2005

Nantes

**DROUET Julien, THEVENOT Marc, MONEDIERE Thierry, JECKO Bernard**

*Méthode de conception adaptée à l'antenne BIE multisource, mise en évidence et correction du couplage inter élément*

15ème Journées Nationales Micro-ondes, Centre de Congrès Pierre Baudis

TOULOUSE JNM 2007



---

---

## *Annexes*

---



*Détermination des coefficients de réflexion  
et de transmission d'une interface entre  
deux diélectriques*

---

**Sommaire**

---

A.1 Polarisation TE . . . . .	250
A.2 Polarisation TM . . . . .	251

---

Cette annexe décrit la méthode pour déterminer les coefficients de réflexion et de transmission à l'interface entre 2 milieux diélectriques. Il est généralement défini 2 cas de polarisation de l'onde plane :

- la polarisation TE pour laquelle le champ  $E$  est perpendiculaire au plan d'incidence
- la polarisation TM pour laquelle le champ  $H$  est perpendiculaire au plan d'incidence

## A.1 Polarisation TE

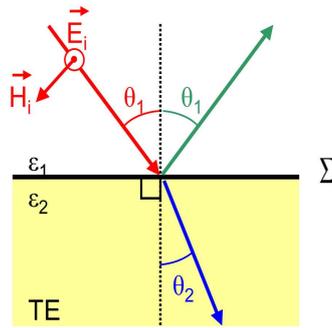


FIG. A.1 : Interface entre deux diélectriques cas de la polarisation TE

Décrivons les conditions de continuité à l'interface entre les 2 diélectriques. Dans ce cas de polarisation les champs  $E$  sont tangentiels à  $\Sigma$  et les composantes tangentielles des champs  $H$  sont en  $\cos \theta$ .

On peut écrire en amplitudes complexes :

$$\begin{cases} \underline{E}_i + \underline{E}_r = \underline{E}_t \\ (\underline{H}_i + \underline{H}_r) \cos \theta_1 = \underline{H}_t \cos \theta_2 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

On a ainsi :

$$\frac{E_i}{H_i} = \xi_1 \quad \frac{E_r}{H_r} = -\xi_1 \quad \frac{E_t}{H_t} = \xi_2$$

Il advient que :

$$\begin{cases} \underline{E}_i + \underline{E}_r = \underline{E}_t \\ \underline{E}_i - \underline{E}_r = \underline{E}_t \frac{\xi_1}{\xi_2} \frac{\cos \theta_2}{\cos \theta_1} \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

On a donc avec A.2/ $E_i$  :

$$1 + r_{TE/E} = t_{TE/E} \quad (\text{A.3})$$

et en additionnant les deux équations A.2 :

$$2\underline{E}_i = \underline{E}_t \left( 1 + \frac{\xi_1 \cos \theta_2}{\xi_2 \cos \theta_1} \right) \quad (\text{A.4})$$

d'où :

$$t_{TE/E} = \frac{2\xi_2 \cos \theta_1}{\xi_2 \cos \theta_1 + \xi_1 \cos \theta_2} \quad (\text{A.5})$$

D'après A.3 on a :

$$r_{TE/E} = t_{TE/E} - 1 \quad (\text{A.6})$$

Soit :

$$r_{TE/E} = \frac{\xi_2 \cos \theta_1 - \xi_1 \cos \theta_2}{\xi_2 \cos \theta_1 + \xi_1 \cos \theta_2} \quad (\text{A.7})$$

Nous avons  $\frac{H_r}{H_i} = -\frac{E_r}{E_i}$ , donc il est possible de définir les coefficients de réflexion et de transmission soit par rapport au champ  $E$  soit par au champ  $H$  :

$$r_{TE/H} = -r_{TE/E} \quad (\text{A.8})$$

et :

$$t_{TE/H} = -t_{TE/E} \cdot \frac{\xi_1}{\xi_2} \quad (\text{A.9})$$

En général  $\xi_i = \sqrt{\mu_0/\epsilon_i}$  en simplifiant A.6 et A.7 les coefficients de réflexion et de transmission relatifs à l'interface entre 2 diélectriques et définis par rapport au champ  $E$  peuvent s'écrire :

$$r_{TE} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 - \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2} \quad (\text{A.10})$$

$$t_{TE} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1}{\sqrt{\epsilon_1} \cos \theta_1 + \sqrt{\epsilon_2} \cos \theta_2} \quad (\text{A.11})$$

## A.2 Polarisation TM

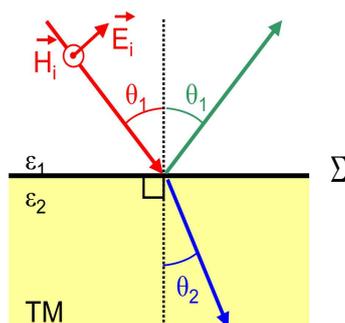


FIG. A.2 : Interface entre deux diélectriques cas de la polarisation TM

Décrivons les conditions de continuité à l'interface entre les 2 diélectriques. Dans ce cas de polarisation les champs  $H$  sont tangentiels à  $\Sigma$  et les composantes tangentielles des champs  $E$  sont en  $\cos\theta$ . On peut écrire en amplitudes complexes :

$$\begin{cases} \underline{H}_i + \underline{H}_r = \underline{H}_t \\ (\underline{E}_i + \underline{E}_r) \cos\theta_1 = \underline{E}_t \cos\theta_2 \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

$$\frac{\underline{E}_i}{\underline{H}_i} = \xi_1 \quad \frac{\underline{E}_r}{\underline{H}_r} = -\xi_1 \quad \frac{\underline{E}_t}{\underline{H}_t} = \xi_2$$

$$\begin{cases} \underline{E}_i - \underline{E}_r = \frac{\xi_1}{\xi_2} \underline{E}_t \\ \underline{E}_i + \underline{E}_r = \underline{E}_t \cdot \frac{\cos\theta_2}{\cos\theta_1} \end{cases} \quad (\text{A.13})$$

On a donc avec A.13/ $E_i$  :

$$1 - r_{TM/E} = \frac{\xi_1}{\xi_2} t_{TM/E} \quad (\text{A.14})$$

et en additionnant les deux équations A.13 :

$$2\underline{E}_i = \underline{E}_t \left( \frac{\xi_1}{\xi_2} + \frac{\cos\theta_2}{\cos\theta_1} \right) \quad (\text{A.15})$$

D'où :

$$t_{TM/E} = \frac{2\xi_2 \cos\theta_1}{\xi_1 \cos\theta_1 + \xi_2 \cos\theta_2} \quad (\text{A.16})$$

D'après A.14 on a :

$$r_{TM/E} = 1 - \frac{\xi_1}{\xi_2} t_{TM/E} \quad (\text{A.17})$$

Soit :

$$r_{TM/E} = \frac{\xi_2 \cos\theta_2 - \xi_1 \cos\theta_1}{\xi_1 \cos\theta_1 + \xi_2 \cos\theta_2} \quad (\text{A.18})$$

Nous avons  $\frac{\underline{H}_r}{\underline{H}_i} = -\frac{\underline{E}_r}{\underline{E}_i}$ , donc il est possible de définir les coefficients de réflexion et de transmission soit par rapport au champ  $E$  soit par au champ  $H$  :

$$r_{TM/H} = -r_{TM/E} \quad (\text{A.19})$$

$$t_{TM/H} = -t_{TM/E} \cdot \frac{\xi_1}{\xi_2} \quad (\text{A.20})$$

En général  $\xi_i = \sqrt{\mu_0/\epsilon_i}$  en simplifiant A.17 et A.18 les coefficients de réflexion et de transmission relatifs à l'interface entre 2 diélectriques et définis par rapport au champ  $E$  peuvent s'écrire :

$$r_{TM} = \frac{\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_2 - \sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_1}{\sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_1 + \sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_2} \quad (\text{A.21})$$

$$t_{TM} = \frac{2\sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_1}{\sqrt{\epsilon_2} \cos\theta_1 + \sqrt{\epsilon_1} \cos\theta_2} \quad (\text{A.22})$$

---

## Annexe B

---

# *Implémentation de sources analytiques dans la méthode décrite au chapitre II*

---

### Sommaire

---

B.1 Dipôle . . . . .	254
B.2 Antenne Patch . . . . .	257

---

Cet annexe traite des différents types de sources qui ont été implémentées dans le code analytique dédiés aux antennes BIE planaires. Si l'on considère un champ électromagnétique créée par un ensemble de sources, le champ électromagnétique au point  $P$  en champ lointain peut s'obtenir en faisant rayonner l'ensemble des courants électriques  $\vec{J}_E$  et magnétiques  $\vec{J}_M$  équivalents à l'aide des intégrales de rayonnement.

On peut calculer l'intégrale de rayonnement d'une source en champ lointain de la manière suivante :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \Psi(r) \iint_S \left\{ \eta \left( \vec{J}_E \wedge \vec{u} \right) \wedge \vec{u} - \left( \vec{J}_M \wedge \vec{u} \right) \right\} \cdot e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} dS \quad (\text{B.1})$$

## B.1 Dipôle

On considère que la répartition du courant est constante sur la longueur du dipôle ( $l \ll \lambda$ ) et que la longueur OM est très faible.

### a) Dipôle sur l'axe Oz

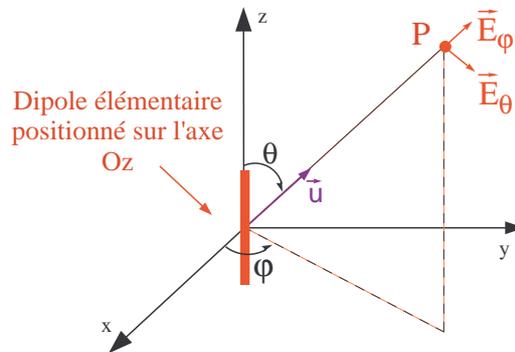


FIG. B.1 : Dipôle positionné sur l'axe Oz

Dans le cas où le dipôle est positionné sur l'axe Oz, on peut écrire :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta J \Psi(r) \cdot \int (\vec{u}_z \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} dz \quad (\text{B.2})$$

soit :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \Psi(r) J l \cdot \{(\vec{u}_z \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u}\} \quad (\text{B.3})$$

avec :

$$(\vec{u}_z \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} = \left[ \begin{pmatrix} \cos \theta \\ -\sin \theta \\ 0 \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right] \wedge \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \sin \theta \\ 0 \end{pmatrix}$$

Finalement le diagramme de rayonnement du dipôle positionné suivant l'axe Oz s'écrit :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \Psi(r) I l \cdot \sin \theta \cdot \vec{u}_\theta = K \cdot \sin \theta \cdot \vec{u}_\theta \quad (\text{B.4})$$

avec  $l$  la longueur du dipôle et  $I$  le courant traversant celui ci.

## b) Dipôle sur l'axe Ox

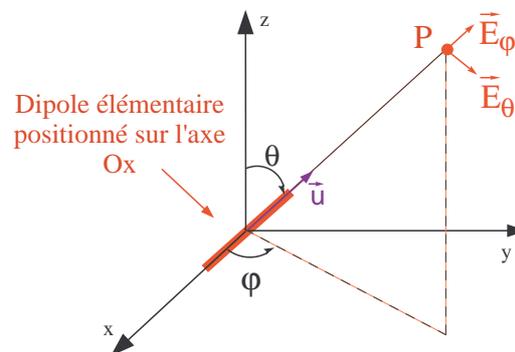


FIG. B.2 : Dipôle positionné sur l'axe Ox

Dans le cas où le dipôle est positionné sur l'axe Ox, on peut écrire :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta J \Psi(r) \cdot \int (\vec{u}_x \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} dx \quad (\text{B.5})$$

soit :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \Psi(r) J l \cdot \{(\vec{u}_x \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u}\} \quad (\text{B.6})$$

avec :

$$(\vec{u}_x \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} = \left[ \begin{pmatrix} \sin \theta \cos \varphi \\ \cos \theta \cos \varphi \\ -\sin \varphi \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right] \wedge \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\cos \theta \cos \varphi \\ \sin \varphi \end{pmatrix}$$

Finalement le diagramme de rayonnement du dipôle positionné suivant l'axe Ox s'écrit :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \Psi(r) I l \cdot (-\cos \theta \cos \varphi \cdot \vec{u}_\theta + \sin \varphi \cdot \vec{u}_\varphi) = K (-\cos \theta \cos \varphi \cdot \vec{u}_\theta + \sin \varphi \cdot \vec{u}_\varphi) \quad (\text{B.7})$$

### c) Dipôle sur l'axe Oy

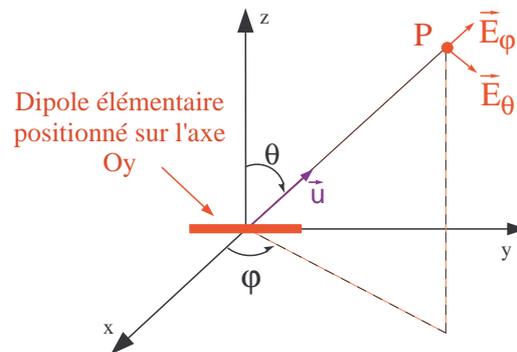


FIG. B.3 : Dipôle positionné sur l'axe Oy

Dans le cas où le dipôle est positionné sur l'axe Oy, on peut écrire :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta J \Psi(r) \cdot \int (\vec{u}_y \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} dy \quad (\text{B.8})$$

soit :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \Psi(r) J l \{ (\vec{u}_y \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} \} \quad (\text{B.9})$$

avec :

$$(\vec{u}_y \wedge \vec{u}') \wedge \vec{u} = \left[ \begin{pmatrix} \sin \theta \sin \varphi \\ \cos \theta \sin \varphi \\ \cos \varphi \end{pmatrix} \wedge \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \right] \wedge \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ -\cos \theta \sin \varphi \\ -\cos \varphi \end{pmatrix}$$

Finalement le diagramme de rayonnement du dipôle positionné suivant l'axe Oy s'écrit :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \eta \Psi(r) I l \cdot (-\cos \theta \sin \varphi \cdot \vec{u}_\theta - \cos \varphi \cdot \vec{u}_\varphi) = K (-\cos \theta \sin \varphi \cdot \vec{u}_\theta - \cos \varphi \cdot \vec{u}_\varphi) \quad (\text{B.10})$$

## B.2 Antenne Patch

On considère le patch comme une cavité de hauteur  $h < \lambda$  et de dimensions latérales  $l_x$  et  $l_y$ . Le mode de fonctionnement du patch est le mode de cavité  $TM_{100}$ . Ce mode est porté par la composante de champ  $E_z$ . Ainsi le champ électrique prend la forme :

$$\vec{E}_z = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) \vec{u}_z \quad (\text{B.11})$$

d'après les équations de Maxwell, le champ magnétique prend la forme :

$$\overrightarrow{\text{rot}} \vec{E} = -j\omega\mu_0 \vec{H} \quad (\text{B.12})$$

soit :

$$\vec{H} = -\frac{j}{\omega\mu_0} \left[ \frac{\delta E_z}{\delta y} \vec{e}_x - \frac{\delta E_z}{\delta x} \vec{e}_y \right]$$

d'où :

$$\vec{H} = -\frac{j}{\omega\mu_0} E_0 \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) \vec{e}_y \quad (\text{B.13})$$

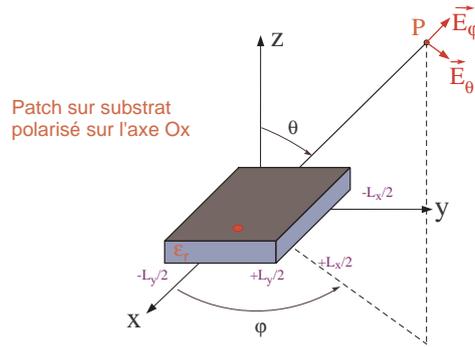
Les courants électriques  $\vec{J}_E$  sur le toit métallique du patch sont donnés par la relation :

$$\vec{J}_E = \vec{n} \wedge \vec{H} \quad (\text{B.14})$$

$$\vec{J}_E = -\frac{j}{\omega\mu_0} \frac{\pi}{a} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) \vec{e}_x \quad (\text{B.15})$$

Le champ  $\vec{E}(P)$  rayonné en champ lointain se calcule à partir de l'intégrale de rayonnement en fonction de  $\vec{J}_E$  :

$$\vec{E}(P) = j \frac{k}{4\pi} \Psi(r) \iint_S \left\{ \eta \left( \vec{J}_E \wedge \vec{u} \right) \wedge \vec{u} \right\} \cdot e^{j\vec{k} \cdot \vec{OM}} dS \quad (\text{B.16})$$



**FIG. B.4 :** Patch polarisé suivant l'axe Ox

On définit

$$W = k_{sub} \sin \theta \cos \varphi$$

et

$$V = k_{sub} \sin \theta \sin \varphi$$

Le champ rayonné par le patch en champ lointain peut alors s'exprimer de la façon suivante :

$$\vec{E}(P) = \begin{bmatrix} 0 \\ f_{patch1}(\theta, \varphi) \cdot \cos \varphi + f_{patch2}(\theta, \varphi) \cdot \sin \varphi \\ -f_{patch1}(\theta, \varphi) \cdot \cos \theta \sin \varphi + f_{patch2}(\theta, \varphi) \cdot \cos \theta \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_r \\ u_\theta \\ u_\varphi \end{bmatrix} \quad (\text{B.17})$$

avec :

$$f_{patch1}(\theta, \varphi) = \frac{\left[ e^{+jW \frac{L_x}{2}} + e^{-jW \frac{L_x}{2}} \right] \cdot \left[ e^{-jV \frac{L_y}{2}} + e^{+jV \frac{L_y}{2}} \right]}{jV}$$

et :

$$f_{patch2}(\theta, \varphi) = \frac{\left[ e^{+jW \frac{L_x}{2}} + e^{-jW \frac{L_x}{2}} \right] \cdot \left[ e^{+jV \frac{L_y}{2}} + e^{-jV \frac{L_y}{2}} \right]}{W^2 - \left( \frac{\pi}{L_x} \right)^2}$$

*Présentation de la base compacte  
millimétrique du département OSA*

---

**Sommaire**

---

C.1 Mesures réalisables . . . . .	260
C.2 Description . . . . .	261
C.3 Contact . . . . .	262

---

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 d'émission est transformée en onde plane après réflexion sur la parabole. Elle est, ensuite, dirigée vers l'antenne sous test. Le volume dans lequel l'onde est parfaitement plane est appelé zone tranquille. La solution technique la plus simple utilise une parabole à source décalée (figure C.1).

## C.1 Mesures réalisables

Il est possible de mesurer la plupart des caractéristiques d'une antenne à savoir :

- Adaptation ( $S_{11}$ )
- Diagrammes de rayonnement
- Diagrammes de polarisation
- Gain réalisé fréquentiel (précision de  $\pm 0.35$  dB)
- Directivité sur une fréquence

Le poids de l'antenne doit être inférieur à 10 Kg.

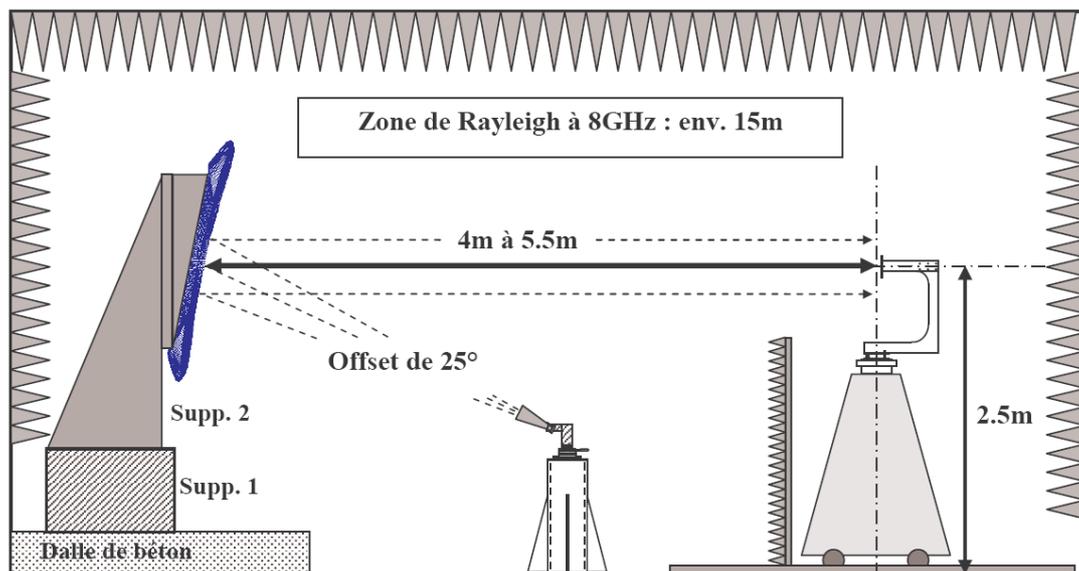


FIG. C.1 : Schéma de la base

## C.2 Description

Un cornet source éclaire la parabole avec un angle d'offset d'environ  $25^\circ$ . Le centre de phase de ce cornet doit être positionné au point focal de la parabole. Ainsi, l'onde réfléchie est une onde quasi plane sur une longueur d'environ 15 m.

1. **Fréquence de travail** : 8 à 50 GHz découpée en cinq bandes.
2. **Zone tranquille** supérieure à 40 cm de diamètre pour une apodisation de 0.5 dB, sur 1 m de profondeur, centrée à 2.5 m de hauteur.
3. **Collimateur** : simple parabole à source décalée, plan d'offset vertical. Le réflecteur en aluminium (ALU 5083) est composé d'une parabole carrée de 90 cm avec une focale de 3 m et des enroulements périphériques. Ces derniers permettent de réduire les phénomènes de diffraction. Ainsi, le diamètre total du réflecteur est d'environ 1.7 m avec une épaisseur maximale de 16 cm. Sa masse totale est de 680 kg. Elle a été usinée avec une tolérance de surface de 50  $\mu$ m. Cette valeur est nécessaire pour garantir le bon fonctionnement de la base dans le domaine des fréquences millimétriques. Les équations de la géométrie du réflecteur ont été fournies par le département OSA, après optimisations numériques.
4. **Locaux** : ESTER TECHNOPOLE (LIMOGES).  
Les dimensions de la chambre anéchoïque est  $7.6m \times 5m \times 5m$  ( $L \times l \times H$ ), climatisée à  $21^\circ \pm 1^\circ\text{C}$  (température d'équilibre du réflecteur). Elle est composée de panneaux à deux faces métalliques et d'une âme centrale de 10 cm en polystyrène (matériau employé pour les chambres froides). L'enceinte est tapissée sur son intérieur de panneaux absorbants de type pyramidal et dièdre. Ils permettent de reproduire la propagation du champ en espace libre, en absorbant les rayonnements électromagnétiques parasites. Douze luminaires (type encastrés basse luminance), placés sur la face externe du plafond, ont été nécessaires pour obtenir un confort visuel suffisant, sans que cela perturbe les mesures.
5. **Positionneurs et Electronique de commande et d'acquisition** : les sources sont positionnées sur des tables de précision qui placeront leur centre de phase au point focal de la parabole. Dans l'alignement de la source et du réflecteur est installé un rail de guidage. Sur ce dernier est placé un cône diélectrique sur roulettes, supportant la motorisation de gisement, la table de translation X, le réglage en site manuel et le support déporté d'antenne sous test.  
La chaîne d'acquisition des mesures se compose d'un analyseur de réseau vectoriel (MVNA 8-350) d'AB-millimètre. Un logiciel pilote simultanément l'analyseur, le moteur de gisement et celui de la source (précision  $\pm 0.25^\circ$ ).

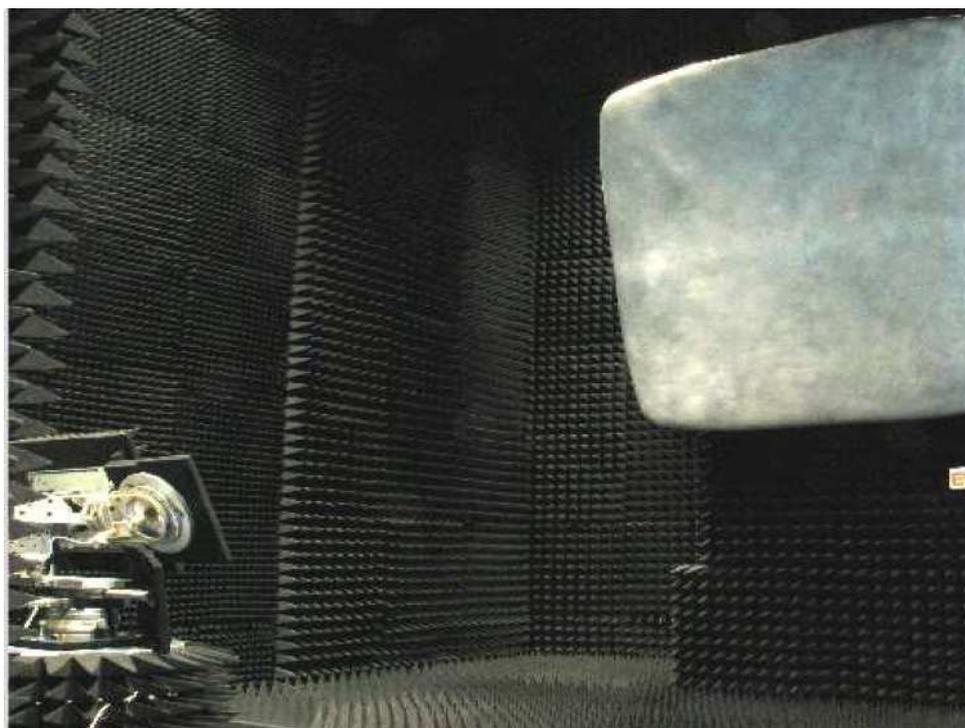


FIG. C.2 : Photographie de la base compacte

### C.3 Contact

Eric ARNAUD, Ingénieur d'études CNRS

Département OSA (XLIM)

ESTER-TECHNOPOLE

BP 6912

87069 LIMOGES

TEL : (33) 555 426 047

Email : eric.arnaud@xlim.fr

*Méthode d'adaptation d'une antenne patch*

---

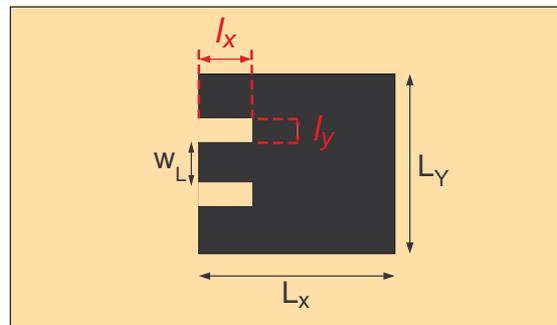
**Sommaire**

---

<b>D.1</b>	<b>Influence de la longueur de l'encoche <math>l_x</math></b>	<b>264</b>
<b>D.2</b>	<b>Influence de la largeur de l'encoche <math>l_y</math></b>	<b>266</b>
<b>D.3</b>	<b>Influence de la largeur de la ligne <math>W_L</math></b>	<b>267</b>

---

Dans cet annexe une démarche simple pour réaliser l'adaptation d'une antenne patch sur substrat est présentée. La technique utilisée consiste à ajouter des encoches parallèles à l'axe de polarisation du patch comme le montre la figure D.1. Ces inclusions dans la partie métallique du patch vont apporter une modification de l'impédance d'entrée du patch.



**FIG. D.1 :** Schéma du patch à encoches

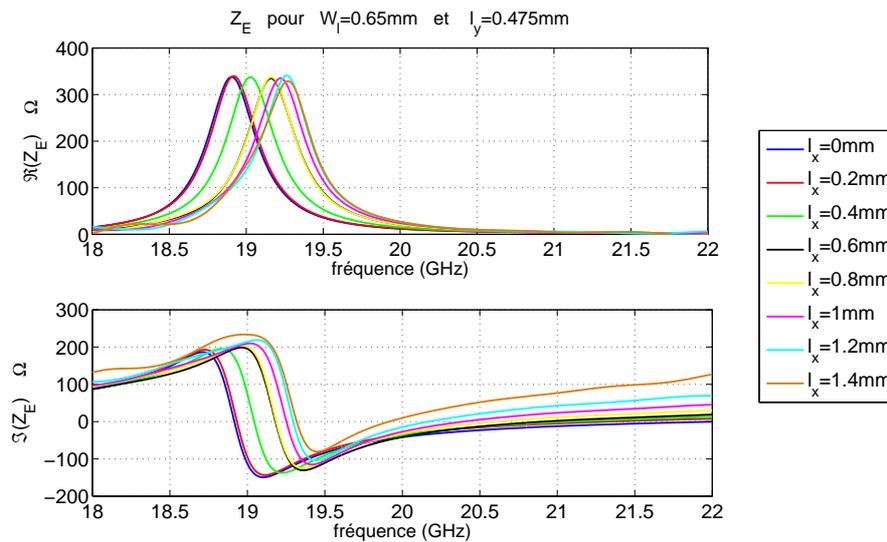
Elles vont permettre de relever la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, généralement très négative, empêchant la bonne adaptation de l'antenne. Ceci peut s'avérer intéressant notamment dans l'optique de réaliser l'adaptation d'une antenne patch ou d'une antenne BIE excitée par ce moyen. Cette technique présente l'autre avantage après l'adaptation de ne pas dégrader de façon importante le rayonnement de l'antenne et de ne pas élever le niveau de polarisation croisée.

Le patch étudié est représenté figure D.1. Ses dimensions latérales sont  $L_x = 4.3\text{mm}$  et  $L_y = 4.3\text{mm}$ . Le substrat utilisé est le RT6002 de Rogers de permittivité relative  $\epsilon_r = 2.94$ . La hauteur de substrat est  $h_{sub} = 254\mu\text{m}$ . La métallisation présente une épaisseur de  $18\mu\text{m}$ . Les inclusions dans le toit du patch sont respectivement de longueur et de largeur  $l_x$  et  $l_y$  séparées d'une ligne de largeur  $W_L$ . L'influence de ces trois paramètres va être brièvement rapellée.

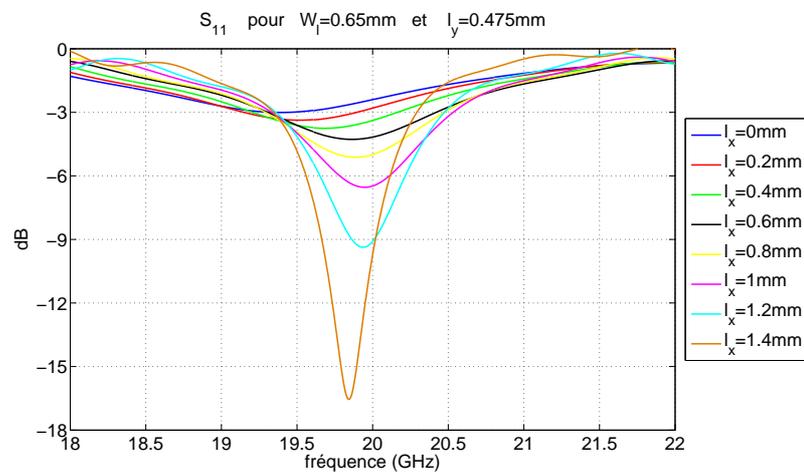
## D.1 Influence de la longueur de l'encoche $l_x$

Le premier paramètre dont la variation a été étudiée est la longueur de l'encoche  $l_x$ . Ce paramètre est le plus important dans cette étude. Comme le montre la figure D.2, plus la longueur de l'encoche est importante plus partie imaginaire de l'impédance d'entrée est relevée.

De grandes encoches permettent de réaliser des parties imaginaires faiblement négatives voire faiblement positives. En contre partie, la fréquence de résonance augmente également. Il est bon de signaler que la partie réelle de l'impédance n'est pas affectée en terme de facteur de qualité par le changement de géométrie. Seule la fréquence de résonance peut éventuellement bouger. Cependant, en recalant la fréquence de fonctionnement il est généralement possible d'adapter le patch quel que soit la configuration.



(a) Impédance d'entrée du patch en fonction de la longueur des encoches  $l_x$

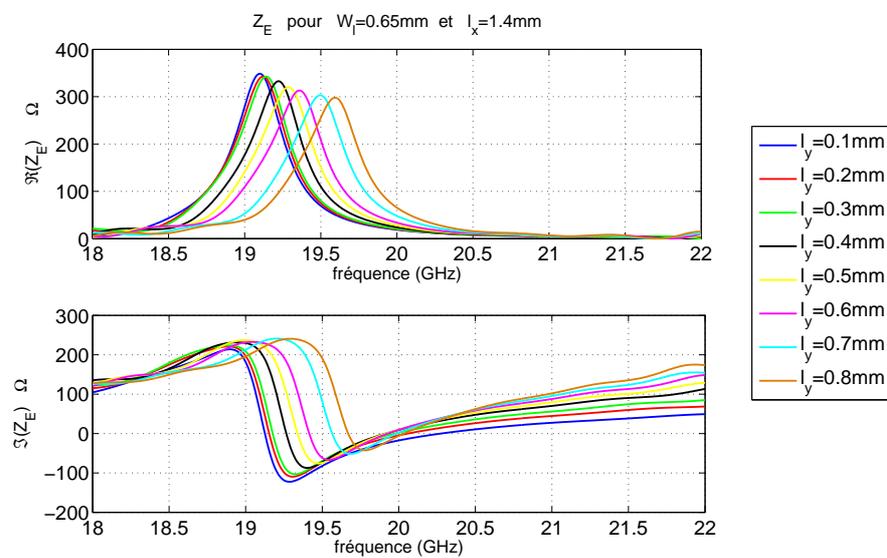


(b)  $S_{11}$  du patch en fonction de la longueur des encoches  $l_x$

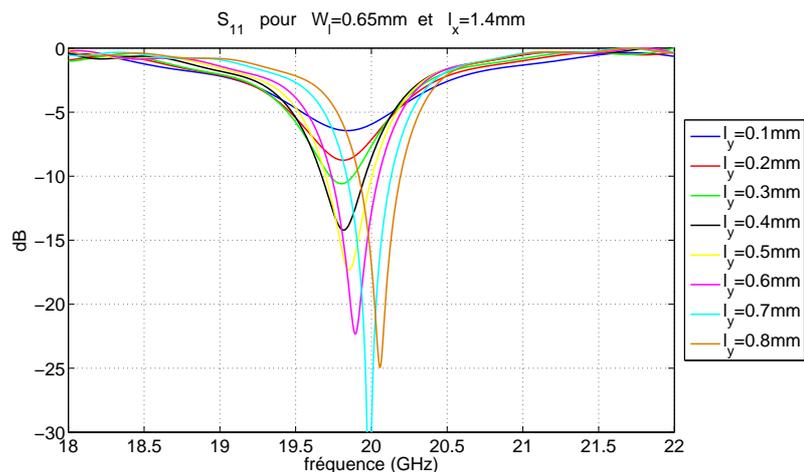
**FIG. D.2 :** Etude de la variation de la longueur de l'encoche  $l_x$  à  $W_l$  et  $l_y$  fixés

## D.2 Influence de la largeur de l'encoche $l_y$

Le second paramètre dont la variation a été étudiée est la largeur de l'encoche  $l_y$ . Comme le montre la figure D.3, plus la largeur de l'encoche est importante plus la partie imaginaire de l'impédance d'entrée est relevée. En contre partie, la fréquence de résonance augmente également. La partie réelle de l'impédance est aussi modifiée. En effet, plus l'encoche est large plus la partie réelle de l'impédance d'entrée est faible à la résonance. Il est donc intéressant de choisir une encoche suffisamment large pour éventuellement faire baisser le facteur de qualité de la résonance et gagner en bande passante.



(a) Impédance d'entrée du patch en fonction de la largeur des encoches  $l_y$

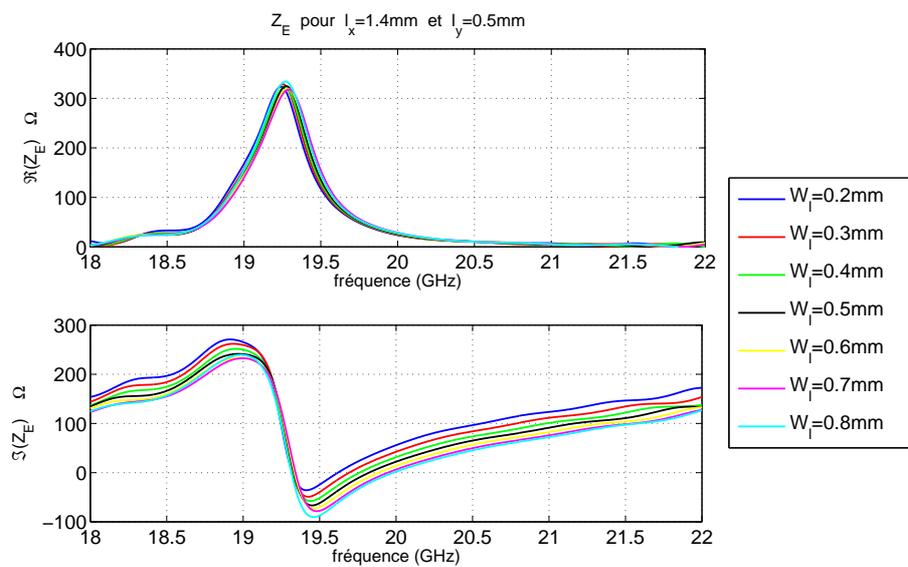


(b)  $S_{11}$  du patch en fonction de la largeur des encoches  $l_y$

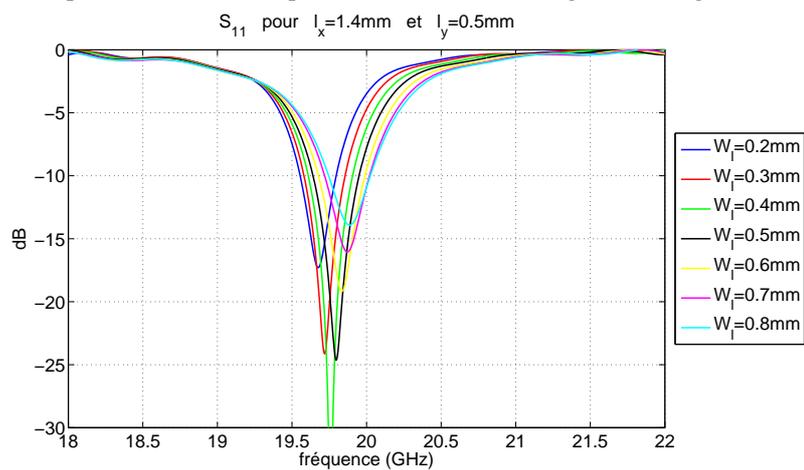
**FIG. D.3 :** Etude de la variation de la largeur de l'encoche  $l_y$  à  $W_l$  et  $l_x$  fixés

### D.3 Influence de la largeur de la ligne $W_L$

Le troisième paramètre dont la variation a été étudiée est la largeur de la ligne  $W_l$ . Comme le montre la figure D.4, plus la largeur de la ligne est importante plus la partie imaginaire de l'impédance d'entrée est basse à fréquence de résonance quasi constante. Ce paramètre peut donc être utilisé comme ultime degré de liberté pour réhausser la partie imaginaire. Il est à noter que ce paramètre est celui qui influe le moins sur le comportement en adaptation de l'antenne.



(a) Impédance d'entrée du patch en fonction de la largeur de la ligne  $W_l$



(b)  $S_{11}$  du patch en fonction de la longueur des encoches  $W_l$

**FIG. D.4 :** Etude de la variation de la largeur de la ligne  $W_l$  à  $l_x$  et  $l_y$  fixés



# METHODES D'ANALYSE ELECTROMAGNETIQUE SPECIFIQUES A LA CONCEPTION DES ANTENNES A RESONATEUR BIE MULTI SOURCES

## *Résumé :*

La mise en réseau de sources d'excitation au sein d'un résonateur BIE permet de bénéficier à la fois des avantages des réseaux (tels que la formation de faisceau, création de zéros de rayonnement, faisceaux dépointés) et du caractère filtrant du résonateur (filtrage spatial, augmentation de directivité, dépointage). Ce manuscrit présente un ensemble de démarches adaptées à la conception et au développement des antennes BIE et en particulier des antennes BIE multi sources.

Le calcul de la fonction Sélectivité spatiale est d'abord présenté. Cette fonction traduit le caractère filtrant du résonateur BIE. Pondérée par le diagramme de rayonnement d'une source, cette fonction permet d'analyser rapidement ses performances. La seconde partie du travail est consacrée à la problématique de l'excitation multi sources. Cette partie est illustrée avec la conception, la réalisation et la mesure de deux prototypes. De part le caractère résonant de ce type de structure, la démarche de conception est plus délicate. En effet, l'antenne BIE exacerbe les phénomènes de couplage inter éléments déjà présents dans les antennes multi sources. Pour cette raison, une nouvelle méthode permettant de lever cette difficulté a été développée.

---

## ELECTROMAGNETIC ANALYTICAL METHODS DEDICATED TO THE DESIGN OF MULTI SOURCE EBG RESONATOR ANTENNAS

## *Abstract :*

A feeding sources arrangement installed in an EBG resonator leads to profit at the same time from the array advantages (such as beamforming, nulling patterns, beam steering) and the resonator filtering attributes (spatial filtering, directivity increasing, steering). This report presents a set of steps that is adjusted to the EBG antennas development and design in particular multi sources EBG antennas.

First, a spatial function computation is presented. This function results in the EBG resonator filtering attributes. Weighting the EBG resonator by a source radiation pattern allows the defined function to quickly evaluate the EBG performances. The second part focuses on the multi sources feeding problems. The goal of this part is to design and realize two prototypes. Then, the measures come to validate the antenna design. Aside from the resonating attributes of this kind of structure, the design steps are more tricky. Indeed, the EBG antenna intensifies the coupling phenomena between the radiating elements in the multi sources antennas. For this reason, a novel method overcoming the coupling complication was developed.

---

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

---

## *Mots clés :*

Antenne BIE	Formation de faisceaux
Multi sources	Couplages
Dépointage	Outils analytiques

*Adresse du laboratoire :* XLIM, Département O.S.A., UMR 6172 - Faculté des Sciences et Techniques – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex