

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

Année : 2003

Thèse N° 36-2003

# THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

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

**Spécialité : "Télécommunications"**

présentée et soutenue par

***Régis CHANTALAT***

le 3 novembre 2003

***OPTIMISATION D'UN REFLECTEUR SPATIAL A  
COUVERTURE CELLULAIRE PAR L'UTILISATION  
D'UNE ANTENNE A BANDE INTERDITE  
ELECTROMAGNETIQUE MULTISOURCES.***

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

**JURY :**

<b>Monsieur</b>	<b>Daniel MAYSTRE</b>	Président
<b>Monsieur</b>	<b>André DE LUSTRAC</b>	Rapporteur
<b>Monsieur</b>	<b>Philippe GELIN</b>	Rapporteur
<b>Monsieur</b>	<b>Patrick DUMON</b>	Examineur
<b>Monsieur</b>	<b>Bernard JECKO</b>	Examineur
<b>Monsieur</b>	<b>Hervé LEGAY</b>	Examineur
<b>Monsieur</b>	<b>Cyril MANGENOT</b>	Examineur
<b>Monsieur</b>	<b>Thierry MONEDIERE</b>	Examineur
<b>Monsieur</b>	<b>Marc THEVENOT</b>	Examineur



*A mes parents et mon frère.*

*A Elodie.*

*A mes amis.*



## REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué à la faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (I.R.C.O.M.), dirigé par Monsieur P.Y. GUILLON. Je lui exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je remercie Monsieur le Professeur B. JECKO de l'Université de Limoges, responsable de l'équipe CREAPE, pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche et pour avoir assuré la direction de cette thèse avec une grande disponibilité et un soutien continu.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur D. MAYSTRE, Professeur et Directeur du GRD Ondes, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur A DE LUSTRAC, Professeur à l'Université de Paris Sud XI, et Monsieur P. GELIN, Professeur à ENSTB et chef du département Micro ondes, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, H.LEGAY, ingénieur au sein de la société ALCATEL SPACE INDUSTRIE, C.MANGENOT, ingénieur et responsable du département "Antenna and Sub-millimeter" au sein de la société Electromagnetic Division European Space à Noordwijk pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ces travaux.

Je remercie tout particulièrement Monsieur P. DUMON, ingénieur au sein du CNES, Monsieur T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, ainsi que Monsieur Marc Thevenot, chargé de recherche CNRS, pour les discussions enrichissantes et conviviales, leur disponibilité et leur précieux conseils qui ont permis l'accomplissement de ce travail dans une ambiance sympathique et chaleureuse.

Je tiens aussi à vivement remercier nos secrétaires N. AYMARD et P. LEROY pour leur très grande disponibilité et leur gentillesse. Un grand merci à Messieurs Frugier et Casteignau pour les réalisations d'antennes qui m'ont donné pleinement satisfaction.

Je remercie également Monsieur E. ARNAUD, ingénieur d'étude CNRS, pour les mesures d'antennes, pour les conversations acharnées mais toujours dans la bonne humeur autour du café et du journal L'équipe.

Un grand merci à tous mes collègues du CREAPE et notamment à LUDOVIC LEGER, G.TROUILLARD, PIERRE LISSARD, CEDRIC SERRIER, DAVID CHIRON pour leur aide, leur bonne humeur et leur gentillesse. Une mention spéciale à mon collègue de bureau et partenaire du MIAMI BIP DEVICES : LUDOVIC LEGER avec qui j'ai eu des discussions sympas et qui a réussi à me supporter, dieu sait que ce n'est pas évident, sans jamais craquer enfin presque...mais je te comprends.

Pour finir un ENORME REMERCIEMENT à mes amis du CREAPE et de l'IRCOM avec qui j'ai passé trois années formidables : DAVID CARSENAT, CEDRIC SABOUREAU, MICKAEL DIBLANC, STEPHANE NOUILLAHAGUET, CHARLES AMPEAU ET TANGUY JAFFRE. L'ambiance parmi ces énergumènes a toujours été géniale. Même s'il y a eu quelques heurtes à cause de notre esprit de compétition et de notre fierté, cette relation qui dépasse le cadre du travail m'a apporté énormément. Encore merci car je garderai de vous un souvenir impérissable

---

# SOMMAIRE

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

## CHAPITRE I

### *PRESENTATION DE L'ETUDE*

<b>I - CONTEXTE DE L'ETUDE .....</b>	<b>9</b>
I.1 - PRESENTATION .....	9
I.2 - CARACTERISTIQUES ELECTROMAGNETIQUES DES ANTENNES SPATIALES .....	11
I.2.1 - Gain.....	11
I.2.2 - Bande passante.....	12
I.2.3 - Couverture et faisceaux.....	12
<b>II - DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES SPATIALES .....</b>	<b>13</b>
II.1 - ANTENNE RESEAU .....	14
II.1.1 - Principe [I.3] [I.4] [I.5].....	14
II.1.2 - Application multifaisceaux .....	15
II.2 - ANTENNE A SYSTEME FOCALISANT.....	16
II.2.1 - Généralités .....	17
II.2.1.1 - Source élémentaire .....	17
II.2.1.2 - Principe de fonctionnement .....	17
II.2.1.3 - Système focalisant comme antenne multifaisceaux.....	19
II.2.2 - Spécificité des réflecteurs paraboliques.....	19
<b>III - REFLECTEUR PARABOLIQUE EN OFFSET ALIMENTE PAR UN RESEAU FOCAL .....</b>	<b>23</b>
III.1 - REFLECTEUR PARABOLIQUE EN OFFSET ALIMENTE PAR UNE SEULE SOURCE .....	23
III.1.1 - Description géométrique .....	24
III.1.1.1 - Valeurs remarquables.....	24
III.1.1.2 - Influence des paramètres géométriques .....	25
III.1.2 - Gain, pertes et rendement.....	26
III.1.2.1 - Gain.....	26
III.1.2.2 - Pertes, facteurs de gain .....	27
III.1.2.3 - Rendement du focaliseur .....	31
III.2 - SYSTEME MULTIFAISCEAUX : REFLECTEUR PARABOLIQUE ALIMENTE PAR UNE BATTERIE DE SOURCES ..	33
III.2.1 - Présentation.....	33
III.2.1.1 - Caractéristiques des faisceaux.....	33

III.2.1.2 - Zones de Couverture.....	35
III.2.1.3 - Conception d'une antenne à couverture cellulaire.....	37
III.2.2 - Limitations du système.....	39
III.2.3 - Amélioration du dispositif.....	41
III.2.3.1 - Système à multiples focaliseurs [I.31] [I.33] .....	41
III.2.3.2 - Système multifaisceaux à bouquets de source .....	44
III.2.4 - Solution proposée.....	46
III.2.4.1 - Principe du BIP résonant à défaut .....	46
III.2.4.2 - Application du BIP résonant à défaut comme source focale d'un réflecteur multifaisceaux ..	47
<b>IV - DEMARCHE DE L'ETUDE .....</b>	<b>49</b>
IV.1 - ETAPES DES TRAVAUX DE RECHERCHES.....	49
IV.2 - MOYENS THEORIQUES ET EXPERIMENTAUX UTILISES.....	50
IV.2.1 - Moyens théoriques.....	50
IV.2.2 - Moyens expérimentaux .....	50

## CHAPITRE II

### **ETUDE ET CONCEPTION DE L'ANTENNE A CAVITE BIP**

<b>I - MATERIAU BIP .....</b>	<b>55</b>
I.1 - HISTORIQUE.....	55
I.2 - DESCRIPTION .....	57
I.3 - COMPORTEMENT ELECTROMAGNETIQUE DES STRUCTURES BIP.....	58
I.4 - MATERIAUX BIP A DEFAUT .....	60
I.4.1 - Présentation.....	60
I.4.2 - Coefficient de transmission des structures BIP à défaut .....	61
I.4.2.1 - Caractérisation .....	61
I.4.2.2 - Propriétés.....	63
I.4.2.3 - Evolution du facteur de qualité en fonction de la composition du cristal photonique .....	64
I.4.3 - Caractérisation dans l'espace réciproque .....	65
I.4.3.1 - Principe de la méthode.....	66
I.4.3.2 - Cartographies .....	66
I.4.4 - Matériaux BIP à défaut avec plan de masse.....	67
I.4.4.1 - Principe.....	67
I.4.4.2 - Application au domaine des antennes .....	68
<b>II - ANTENNE BIP RESONANT A DEFAUT.....</b>	<b>69</b>
II.1 - COMPOSITION DE L'ANTENNE.....	69
II.1.1 - Alimentation de la structure.....	70



II.1.1.1 - Restrictions géométriques .....	70
II.1.1.2 - Restrictions électromagnétiques .....	71
II.1.1.3 - Présentation de quelques sources excitatrices .....	72
II.1.2 - Cavité BIP .....	74
II.1.2.1 - Fréquence de fonctionnement .....	74
II.1.2.2 - Rôle de la cavité.....	75
II.2 - ETUDE ELECTROMAGNETIQUE .....	77
II.2.1 - Impédance d'entrée et adaptation .....	77
II.2.1.1 - Impédance d'entrée.....	77
II.2.1.2 - Adaptation.....	78
II.2.2 - Diagramme de rayonnement et directivité.....	79
II.2.2.1 - Principe de l'ouverture rayonnante équivalente.....	79
II.2.2.2 - Influence de la cavité BIP.....	81
II.3 - ANTENNE A RESONATEUR BIP AVEC PLUSIEURS SOURCES .....	87
II.3.1 - Description de la structure .....	87
II.3.2 - Caractéristiques électromagnétiques.....	89
II.3.2.1 - Impédance d'entrée.....	89
II.3.2.2 - Diagramme de rayonnement.....	90
II.3.2.3 - Couplage entre éléments.....	91

### **CHAPITRE III**

#### **ANTENNE A CAVITE BIP ALIMENTEE PAR GUIDE D'ONDE**

<b>I - DEFINITION D'UNE TRANSITION RAYONNANTE ALIMENTATION PAR GUIDE D'ONDE STANDARD:.....</b>	<b>98</b>
I.1 - CARACTERISTIQUES DU GUIDE D'ALIMENTATION .....	98
I.1.1 - Quelques notions théoriques [III.1] [III.2] [III.3] .....	98
I.1.1.1 - Equation des champs.....	98
I.1.1.2 - Longueur d'onde guidée.....	99
I.1.1.3 - Impédance d'onde .....	101
I.1.2 - Simulation du guide d'onde WR90.....	102
I.2 - ADAPTATION D'UNE TRANSITION RAYONNANTE SUR LE GUIDE WR90 .....	105
I.2.1 - Méthode de simulation.....	105
I.2.2 - Choix de la source élémentaire de l'antenne BIP .....	107
I.2.2.1 - Spécifications .....	107
I.2.2.2 - Source constituée d'une fente excitée par guide .....	108
I.2.2.3 - Source constituée de deux fentes excitées par guide .....	110
<b>II - ANTENNE A CAVITE BIP ADAPTABLE SUR GUIDE D'ONDE WR90.....</b>	<b>112</b>

II.1 - CHOIX DU MATERIAU BIP.....	112
II.2 - DESCRIPTIF ET CARACTERISTIQUES ELECTROMAGNETIQUES DE L'ANTENNE A RESONATEUR BIP .....	114
II.2.1 - Description .....	114
II.2.2 - Adaptation .....	115
II.2.2.1 - Première méthode : Calcul direct.....	115
II.2.2.2 - Seconde méthode : passage par les impédances.....	116
II.2.3 - Diagramme de rayonnement.....	119
II.3 - COMPARAISON AVEC UNE ALIMENTATION PAR ANTENNE PLAQUEE.....	121
II.3.1 - Antenne à résonateur B.I.P alimentée par patch .....	122
II.3.1.1 - Descriptif.....	122
II.3.1.2 - Impédance d'entrée et adaptation.....	122
II.3.1.3 - Diagramme de rayonnement.....	124
II.3.2 - Comparaison du rayonnement des deux antennes .....	124
II.3.2.1 - Comparaison des diagrammes.....	125
II.3.2.2 - Bande passante en rayonnement.....	127
II.4 - REALISATION.....	128
II.4.1 - Descriptif.....	128
II.4.2 - Adaptation .....	130
II.4.3 - Diagramme de rayonnement et gain réalisé.....	131
<b>III - ANTENNE A CAVITE BIP EXCITEE PAR FENTES ET ALIMENTEE PAR CONNECTEUR SMA.....</b>	<b>133</b>
III.1 - DESCRIPTIF .....	133
III.2 - IMPEDANCE D'ENTREE ET ADAPTATION .....	136
III.3 - RAYONNEMENT.....	137
III.3.1 - Comparaison avec le système adaptable sur guide.....	137
III.3.2 - Diagrammes expérimentaux.....	138

## CHAPITRE IV

### **STRUCTURE FOCALE BIP POUR REFLECTEUR PARABOLIQUE A COUVERTURE CELLULAIRE**

<b>I - PRESENTATION .....</b>	<b>144</b>
I.1 - DESCRIPTION DU REFLECTEUR PARABOLIQUE MULTIFAISCEAUX A COUVERTURE CELLULAIRE .....	144
I.2 - LIMITATION DU SYSTEME AVEC SOURCES FOCALES : CORNETS.....	146
I.2.1 - Calcul de l'apodisation .....	146
I.2.2 - Efficacité du réflecteur parabolique.....	147
I.3 - SOLUTION PROPOSEE ET PERFORMANCES REQUISES.....	148
I.3.1 - Solution proposée : Antenne à cavité BIP.....	148

I.3.2 - Performances requises .....	149
I.3.2.1 - Directivité.....	150
I.3.2.2 - Fréquence.....	150
<b>II - ANTENNE A CAVITE BIP EXCITEE PAR UNE SEULE SOURCE.....</b>	<b>151</b>
II.1 - CHOIX DU MATERIAU BIP.....	151
II.2 - CHOIX DE LA SOURCE ELEMENTAIRE .....	153
II.3 - ANTENNE BIP RESONANTE A DEFAULT .....	155
II.3.1 - Description .....	155
II.3.2 - Impédance d'entrée et adaptation .....	156
II.3.3 - Diagramme de rayonnement.....	157
<b>III - MISE EN PLACE DES SOURCES ELEMENTAIRES ANNEXES .....</b>	<b>159</b>
III.1 - INTRODUCTION.....	160
III.2 - POSITIONNEMENT DES TROIS SOURCES ALIGNEES .....	161
III.2.1 - Description de la première structure.....	161
III.2.2 - Diagrammes de rayonnement.....	162
III.2.2.1 - Comparaison .....	162
III.2.2.2 - Interprétation.....	163
III.2.3 - Antenne BIP avec trois sources alignées dans le plan H.....	166
III.3 - POSITIONNEMENT DES QUATRE SOURCES EN DIAGONALE.....	168
III.3.1 - Première structure : même polarisation des sources.....	168
III.3.2 - Seconde structure : polarisation différente des sources.....	171
<b>IV - ANTENNE A CAVITE BIP AVEC UN SEPTET DE SOURCES .....</b>	<b>173</b>
IV.1 - SIMULATION .....	173
IV.1.1 - Descriptif de la structure .....	173
IV.1.2 - Impédance d'entrée et adaptation.....	175
IV.1.3 - Diagramme de rayonnement .....	176
IV.1.4 - Apodisation.....	177
IV.2 - REALISATION .....	178
IV.2.1 - Description.....	179
IV.2.2 - Paramètre $S_{ij}$ .....	180
IV.2.2.1 - Adaptation .....	180
IV.2.2.2 - Couplage.....	181
IV.2.3 - Diagrammes de rayonnement.....	182
IV.2.3.1 - Comparaison simulation expérimentation .....	182
IV.2.3.2 - Polarisation croisée.....	183
IV.2.3.3 - Variation suivant la fréquence et la position.....	184
IV.2.4 - Apodisation.....	187
<b>V - SIMULATION DU REFLECTEUR PARABOLIQUE EN OFFSET.....</b>	<b>189</b>
V.1 - PRESENTATION.....	190
V.2 - UNE SEULE SOURCE ALIMENTEE.....	191

---

V.2.1 - Source focale BIP .....	191
V.2.2 - Comparaison : source BIP –source cornet.....	193
V.3 - SEPT SOURCES ALIMENTEES .....	194
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>199</b>
<b>ANNEXES.....</b>	<b>205</b>
<b>ANNEXE 1 : LES ANTENNES.....</b>	<b>207</b>
<b>ANNEXE 2 : CALCUL DU NIVEAU DE RECOUPEMENT DES SPOTS.....</b>	<b>223</b>
<b>ANNEXE 3 : LA METHODE DES DIFFERENCES FINIES DANS LE DOMAINE TEMPOREL.....</b>	<b>229</b>
<b>ANNEXE 4 : BASE DE MESURE DE L'IRCOM .....</b>	<b>245</b>
<b>ANNEXE 5 : ANTENNE PLAQUEE .....</b>	<b>249</b>
<b>ANNEXE 6 : ANTENNE A CAVITE BIP : PARAMETRAGE.....</b>	<b>255</b>
<b>ANNEXE 7 : DONNEES CONSTRUCTEUR FLANN MICROWAVES.....</b>	<b>261</b>
<b>ANNEXE 8 : DISCRETISATION DES EQUATIONS DE MAXWELL AU SENS DE LA FDTD .....</b>	<b>265</b>
<b>ANNEXE 9 : PARAMETRAGE DOUBLET DE FENTES.....</b>	<b>269</b>
<b>ANNEXE 10 : DONNEES CONSTRUCUTEUR RADIAL : CONNECTEUR SMA DROIT .....</b>	<b>277</b>
<b>ANNEXE 11 : CARACTERISTIQUES DES PRODUITS UTILISES .....</b>	<b>279</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE .....</b>	<b>283</b>

***INTRODUCTION GENERALE***



Le domaine des télécommunications connaît actuellement une croissance sans précédent. Le rythme de cette expansion ne devrait pas fléchir pendant de nombreuses années. En effet, l'émergence de nouvelles technologies assure le renouvellement des produits et étoffe les services proposés aux clients toujours plus exigeants.

Cependant, l'abondance de l'offre et de la demande s'accompagne d'une saturation des réseaux de transmission à l'échelle planétaire. Une façon de résoudre ce problème consiste à déployer une quantité grandissante de supports de transmission (comme les lignes de cuivre, les fibres optiques et les câbles coaxiaux) dont le principal inconvénient est de demander des infrastructures onéreuses à installer et à entretenir. La diffusion des signaux par faisceaux hertziens représente une autre solution permettant un déploiement rapide, évolutif et économique d'un système de communication. Quelques stations de base suffisent pour émettre vers un grand nombre d'abonnés équipés de récepteur.

Les réseaux de télécommunications terrestres occupent une place prépondérante comme moyen de transmission à haut débit. Mais dans les années 1960, un nouveau procédé de diffusion par voie hertzienne depuis un satellite a vu le jour. Longtemps dénigré pour des raisons de coût, de durée de vie et de performances (délai et capacité de transmission), le satellite commence à trouver sa place sur le marché de la connexion haut débit notamment dans les zones périurbaines et rurales. Une fiabilité accrue des lanceurs, le progrès des techniques hyperfréquences (antennes à faisceaux conformés, réutilisation des fréquences, amplificateurs de plus en plus puissants ...) et l'augmentation considérable des applications sont à l'origine de l'émergence des télécommunications spatiales. C'est en fait dans les 1980 avec le développement de l'utilisation de la bande Ku qui permet l'emploi de stations munies d'antenne à petit diamètre que le marché a décollé avec notamment l'avènement des réseaux de données VSAT, des liaisons de reportage TV ainsi que la radiodiffusion par satellite directe. Aujourd'hui le satellite est devenu un canal d'échange entre des milliers de petites stations car il peut collecter et diffuser mieux que tout autre type de réseau des messages et des données entre des points répartis dans des régions isolées ou difficiles d'accès. Avec trois satellites seulement, il peut être établi un service mondial homogène couvrant la quasi-totalité du globe à l'exception des régions polaires très peu peuplées. Pour une couverture équivalente avec des moyens terrestres, il faudrait un réseau d'émetteurs au sol très dense, très coûteux et qui plus est très long à mettre en place. Les avantages liés à l'utilisation du satellite sont mis à

profit dans un nombre toujours croissant de domaines comme la communication avec les mobiles, la télédiffusion numérique, la radiodiffusion sonore numérique pour mobile, transmission d'appels de détresse ou l'accès Internet à haut débit.

Pour des communications utilisant la propagation en espace libre des ondes électromagnétiques, l'antenne (**annexe 1**) est un élément incontournable pour assurer l'émission et la réception de l'information. Les antennes utilisées dans le domaine du spatial requièrent des gains importants afin de compenser au mieux l'affaiblissement du trajet satellite-Terre et ainsi limiter la puissance des amplificateurs. Cette notion est surtout primordiale pour les antennes embarquées sur le satellite qui doivent générer un gain optimum pour réduire la consommation d'énergie et donc la masse du satellite pénalisante en terme de coût de lancement. Les antennes multifaisceaux qui offrent des gains et des capacités en terme de débit importants sur des grandes zones flexibles de couverture correspondent aux exigences des missions de télécommunications spatiales. Une antenne très utilisée répondant à ces besoins est le réflecteur parabolique alimenté par une batterie de sources qui satisfait également aux contraintes draconiennes liées au domaine du spatial comme la fiabilité, la tenue en puissance, le poids et le coût. Cependant, ces systèmes sont affectés de pertes qui sont compensées par l'utilisation de dispositifs électroniques en amont de l'antenne complexes et coûteux.

Les matériaux à bande interdite photonique (BIP) possèdent des propriétés électromagnétiques particulières conférées par leur agencement périodique dans une, deux ou trois dimensions. Par analogie avec la bande d'énergie interdite caractérisant les réseaux cristallins atomiques, les structures BIP possèdent une bande de fréquence interdite où aucune onde électromagnétique ne peut se propager au sein du matériau. Cette propriété a été utilisée par Bragg pour concevoir les célèbres miroirs. L'introduction d'un défaut au sein de ces structures périodiques diélectriques peut permettre de générer un pic de transmission à l'intérieur de la bande interdite photonique. A cette fréquence, les ondes électromagnétiques peuvent se propager à l'intérieur de structures BIP mais uniquement pour certaines directions. Cette propriété a permis d'aboutir à la création d'une antenne directive à faible lobes secondaires : l'antenne BIP résonant à défaut.



Les travaux de ce mémoire ont consisté à étudier l'antenne BIP résonant à défaut comme source focale du réflecteur parabolique multifaisceaux en lieu et place des cornets classiques qui génèrent des pertes. L'objectif est de réaliser un système passif et sans perte permettant de s'affranchir des dispositifs électroniques en amont du réseau focal de la parabole. Ces travaux ont été menés au sein de l'équipe CREAPE de l'IRCOM (*Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes*) en partenariat avec le CNES (*Centre National d'Etudes Spatiales*).

Le contexte et les objectifs de l'étude font l'objet du premier chapitre de ce mémoire. Les caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales et les types de dispositifs répondant favorablement à ces critères sont d'abord présentés. Puis, une étude détaillée du réflecteur parabolique multifaisceaux est effectuée afin de mettre en évidence les limites de ce dispositif. Les dispositifs auxiliaires destinés à améliorer les performances du système sont présentés afin de mettre en évidence leur complexité, leur encombrement et leur coût excessif. Nous verrons les avantages d'utiliser une antenne à résonateur BIP comme source focale d'un réflecteur parabolique multifaisceaux qui représente une solution simple, bas coût et qui ne nécessite pas l'adjonction de dispositifs complémentaires.

Le second chapitre est consacré à la description des principes de conception de l'antenne à résonateur BIP. L'historique des matériaux BIP et les démarches qui ont permis d'aboutir à cette antenne sont tout d'abord présentés. Puis, la méthode de modélisation de l'antenne suivant les performances requises est détaillée. Le comportement de l'aérien en présence d'une multitude de sources est exposé en vue d'une application multifaisceaux.

Au cours du troisième chapitre nous étudions une alternative à l'excitation par antenne plaquée classiquement utilisée comme source élémentaire de l'antenne BIP résonante à défaut. Une structure BIP alimenté par guide d'onde, technologie très utilisée dans les dispositifs spatiaux, est défini dans ce chapitre. Une antenne permettant d'obtenir 20 dB à 12 GHz est conçue et comparée à son homologue alimenté par une antenne plaquée. Les techniques de simulation ainsi que la validation par l'expérimentation sont exposées au cours de ce chapitre.

La conception et la réalisation du dispositif BIP composé de sept éléments alimentés par guide d'onde destiné à illuminer le réflecteur parabolique multifaisceaux sont menées au cinquième chapitre. Par conséquent, nous analyserons l'influence de l'adjonction des sources annexes sur le comportement électromagnétique de l'antenne à cavité BIP qui est classiquement excitée par un seul élément. Finalement, une comparaison des couvertures Terrestres générées par le réflecteur avec notre système et avec les cornets classiques comme sources focales est effectuée.

Ce mémoire se termine par une conclusion sur les travaux présentés et par les perspectives de développement possibles.

# CHAPITRE I

## *PRESENTATION DE L'ETUDE*

\* \* \* \* \*

- ❑ CONTEXTE DE L'ETUDE
- ❑ DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES SPATIALES
- ❑ REFLECTEUR PARABOLIQUE EN OFFSET  
MULTIFAISCEAUX
- ❑ DEMARCHE DE L'ETUDE



## **I - CONTEXTE DE L'ETUDE**

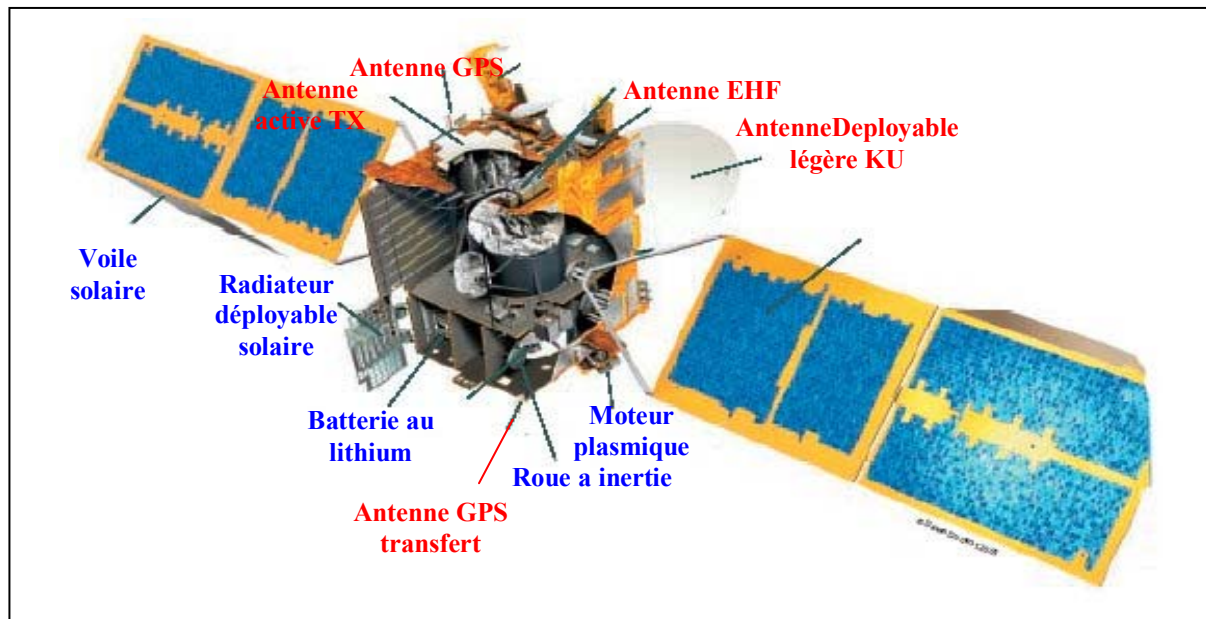
### **I.1 - Présentation**

Les télécommunications par satellite permettent de repousser les limites de la transmission de données par voie terrestre. Ainsi, une audience de millions de foyers et d'entreprises peut être desservie par un même satellite même lorsque les utilisateurs sont situés dans des régions hostiles aux moyens classiques de transmission et de diffusion. La position en haute altitude des émetteurs autorise, bien évidemment, des zones de couverture très étendues. Avec seulement trois satellites, il est possible de transmettre sur la quasi-totalité du globe. Pour obtenir une couverture équivalente avec des moyens terrestres, il faudrait un réseau d'émetteurs au sol très dense et très coûteux.

De plus, la transmission de données s'effectue par liaison directe assurant ainsi un service homogène et ceci quelle que soit la position de l'utilisateur. La polyvalence totale des systèmes satellitaires se traduit par une omniprésence dans le domaine des télécommunications. Télévision, radio, Internet et multimédia, communications d'entreprise, et services de communications mobiles, le satellite peut être utilisé pour un large éventail d'applications, dont la coexistence peut être particulièrement avantageuse. En effet, TV, radio, Internet et multimédia peuvent être combinés en une seule offre, ce qui permet de réduire les coûts des équipements et des services. A ces avantages, il peut être rajouté d'autres atouts comme une qualité de service exceptionnelle, une rentabilité appréciable ou une large capacité de transmission...

Les informations entre la Terre et le satellite sont transmises par ondes électromagnétiques. Au fur et à mesure ces ondes se propagent le long du trajet radioélectrique (Terre/ satellite) et subissent un affaiblissement (pour un trajet de 36 000 kilomètres correspondant à peu près à la distance entre un point de la Terre et un satellite géostationnaire, l'intensité d'une onde radio de 100 W à l'émission n'est plus que de  $1/(2.10^{14})$  Watt par mètre carré à la réception). La principale fonction des antennes utilisées dans les systèmes de télécommunications par satellite est de compenser la perte de puissance du signal qui se produit lors de son émission du sol vers l'espace (et vice versa). Les antennes spatiales

installées à bord des satellites géostationnaires peuvent émettre, recevoir ou les deux à la fois. La conception d'une antenne dépend des exigences de la mission, lesquelles deviennent de plus en plus complexes. Elles sont caractérisées par le nombre de zones de services, la bande passante, la réutilisation des fréquences, la connectivité des canaux entre les zones de service, la flexibilité et la tenue en puissance. Pour répondre à de nombreuses applications, le satellite embarque une multitude d'aériens comme le montre la **Figure I.1**.



**Figure I.1** : Représentation des antennes embarquées sur un satellite

Cependant, l'environnement spatial, le lanceur et le satellite imposent des contraintes sévères à la conception de l'antenne qui doit présenter le meilleur compromis entre les performances radioélectriques, mécaniques et thermiques [I.1]. Son développement exige une pluridisciplinarité nécessitant des compétences électromagnétiques mais aussi thermomécaniques et technologiques.

- Contraintes thermiques : les variations de températures, généralement de  $-180^{\circ}\text{C}$  à  $150^{\circ}\text{C}$  engendrent des fortes contraintes thermomécaniques qui imposent d'utiliser des matériaux à faible coefficient de dilatation
- Contraintes mécaniques engendrées par la présence de nombreux sous-systèmes coexistant dans un satellite mais aussi par les fortes vibrations inerrantes au décollage.

## **I.2 - Caractéristiques électromagnétiques des antennes spatiales**

### **I.2.1 - Gain**

L'antenne satellitaire, relais hertzien situé à 36000 Km doit avoir un grand gain pour compenser l'affaiblissement des signaux hyperfréquences sur les trajets montants et descendants. Le signal reçu sur la terre devra être de puissance suffisante afin de limiter le coût des nombreux terminaux de réceptions dont le prix est classiquement défini par la puissance des amplificateurs.

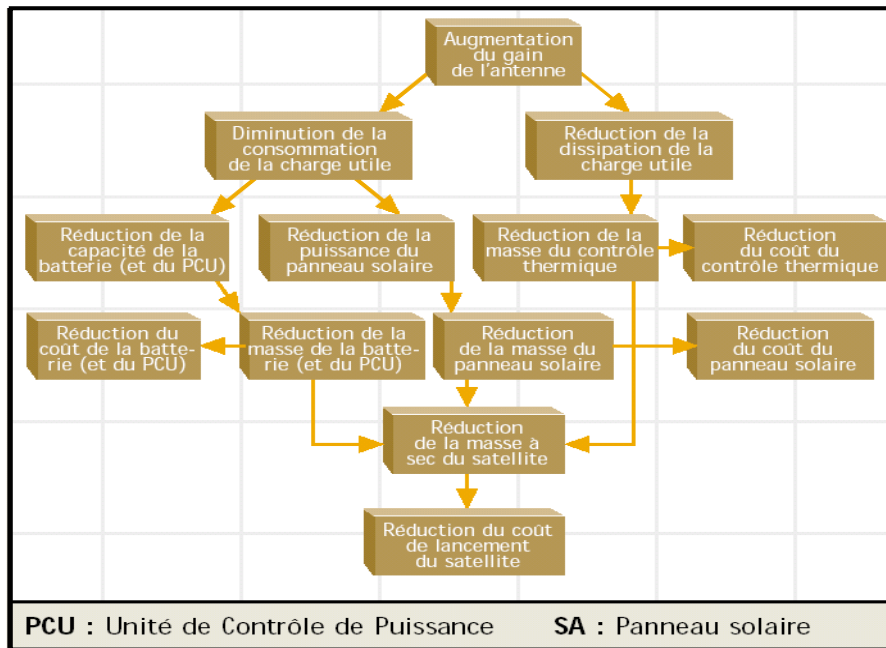
L'objectif majeur pour une antenne de télécommunications est donc de maximiser le gain dans une zone géographique de forme complexe.

A l'interface entre l'espace libre et le répéteur, les antennes ont un rôle important pour obtenir la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) à l'émission et un rapport gain sur température de bruit (G/T) satisfaisant à la réception.

A l'émission, pour une PIRE donnée il est essentiel de maximiser le gain de l'antenne afin d'optimiser les bilans de consommations d'énergie et de dissipation du satellite. Une augmentation du gain permet la réduction de la puissance de sortie du répéteur et donc l'utilisation d'un satellite de taille réduite moins lourd et donc moins cher.

Dans le cas d'une mission de télécommunications type, avec 46 répéteurs équipés d'amplificateurs RF de 105 W, un gain d'antenne supplémentaire de 1 dB réduit la consommation d'énergie de 1.8 kW et la masse du satellite de 120 kg, ce qui diminue le coup du lanceur de 7 Meuros (8 à 10%). La **Figure I.2** montre l'incidence du gain des antennes sur les autres sous-systèmes.

En réception, lorsque les températures de bruit du répéteur et de l'antenne sont fixes, l'augmentation du gain améliore le facteur de mérite G/T optimisant le bilan de liaison de la voie montante.



**Figure I.2** : Conséquences de l'augmentation du gain d'une antenne spatiale

### I.2.2 - Bande passante

Afin de satisfaire simultanément de nombreux usagers, des transmissions à haut débit sont requises. Pour transmettre un débit de un Gigabit par seconde, la bande passante de l'antenne doit être approximativement de 1 GHz. Les antennes satellitaires doivent conserver un comportement homogène sur des larges bandes de fréquence (3 GHz en bande Ka).

### I.2.3 - Couverture et faisceaux

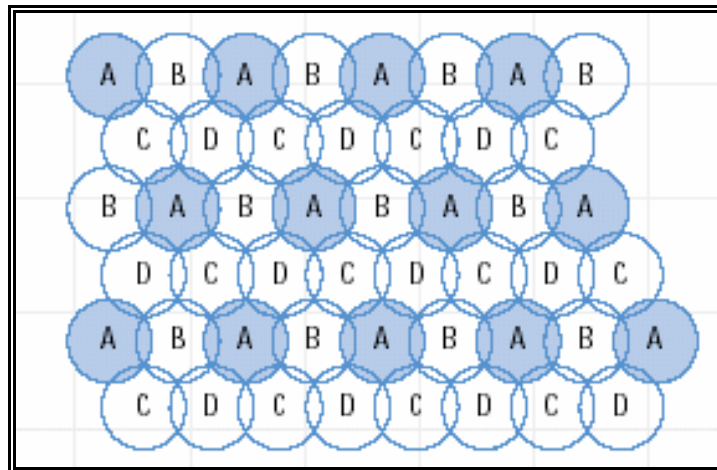
Le diagramme de rayonnement d'une antenne spatiale est typiquement caractérisé par un lobe principal qui concentre la plupart de la puissance rayonnée dans une direction définie et des lobes secondaires bas afin de limiter les interférences. Le lobe principal est classiquement appelé faisceau et son intersection avec la terre constitue un spot.

Etant donné que le gain d'une antenne est inversement proportionnel à l'ouverture du faisceau, il est nécessaire d'utiliser des antennes multifaisceaux pour couvrir une zone étendue



avec un gain homogène et élevé. L'utilisation de  $N*N$  spots pour couvrir une zone donnée divise par  $N$  la taille de ces derniers. Par conséquent, les faisceaux associés à chacun de ces spots auront une ouverture  $N$  fois plus petite. Ainsi, le gain sur chacun des spots et donc sur la zone à couvrir sera augmenté de  $20 \log N$ . Cependant, pour augmenter l'isolation entre les spots, la bande de fréquence est divisée en canaux. Ainsi, deux spots adjacents fonctionnent dans un canal différent. Un autre avantage présenté par ces antennes multifaisceaux concerne le débit [I.2]. En effet, avec un système formant  $N*N$  spots et utilisant  $M$  sous bande, le débit est multiplié par  $N/M$  par rapport à son homologue à une seule source.

Un exemple de couverture composé de 48 spots fixes fonctionnant dans quatre sous bande de fréquence (A,B,C,D) est donné **Figure I.3**.



**Figure I.3** : Couverture à multiples spots fixes

Cependant, l'utilisation d'un système multifaisceaux nécessite une antenne au diagramme de rayonnement à faibles lobes secondaires et une polarisation croisée minimale afin de limiter les interférences entre les spots

## **II - DIFFERENTS TYPES D'ANTENNES SPATIALES**

Les télécommunications par satellites, où les transmissions de données s'effectuent sur de grandes distances, nécessitent des performances d'antennes particulières : grand gain, faisceaux étroits, faibles lobes secondaires pour limiter les interférences dans les applications

multifaisceaux, bon découplage de polarisation et large bande passante. Les antennes réseaux et les antennes à système focalisants (lentilles et surtout réflecteurs paraboliques en offset) sont les systèmes les plus utilisées pour ce genre d'application.

## **II.1 - Antenne réseau**

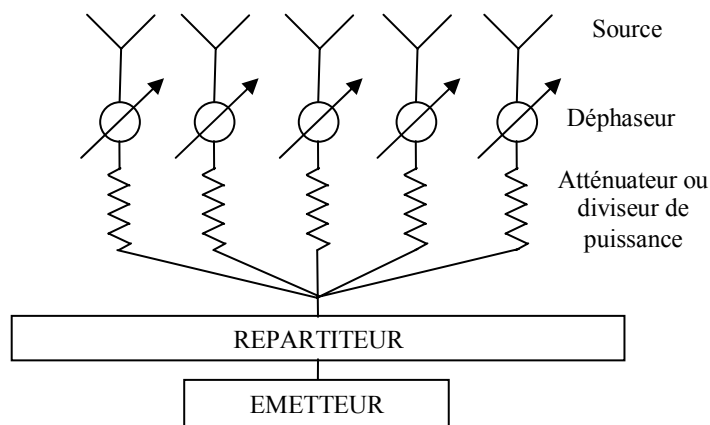
### **II.1.1 - Principe [I.3] [I.4] [I.5]**

Ce type d'antenne est composé d'une multitude d'éléments identiques et indépendants. L'énergie est distribuée entre les diverses sources selon une loi donnée grâce à un répartiteur qui distribue le signal sur chaque élément avec une amplitude et une phase connue. Des déphaseurs commandables peuvent être insérés entre les éléments rayonnants et le répartiteur pour former un réseau phasé. Les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue.

Les caractéristiques de rayonnement du système dépendent à la fois :

- Du diagramme de rayonnement de l'élément de base multiplié par le facteur de réseau
- Des coefficients d'excitation en amplitude et phase de chacune des sources
- De la distance entre éléments

La mise en réseau des éléments rayonnants permet également une augmentation du gain. En effet, l'utilisation de  $N$  éléments permet de multiplier par  $N$  le gain de l'élément élémentaire. La pondération de phase relative sert à diriger le lobe principal dans une direction donnée. La pondération en amplitude permet de diminuer le niveau des lobes secondaires et de conformer la forme du faisceau. Cependant, ce type d'aériens nécessite un nombre important d'éléments pour limiter les lobes de réseau ou pour former un faisceau avec une précision extrême. La représentation symbolique d'un réseau phasé est donnée **Figure I.4**



**Figure I.4 :** Représentation d'un réseau phasé

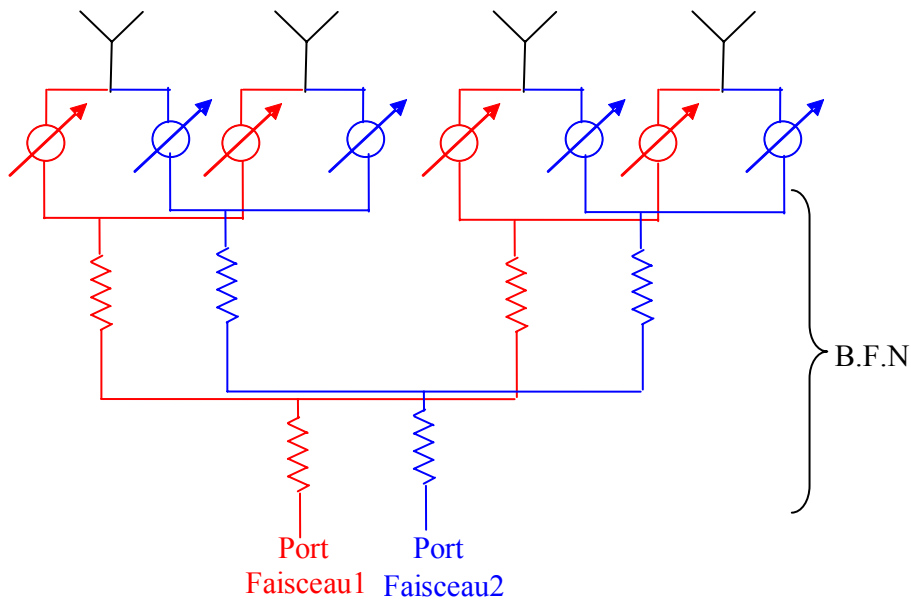
## II.1.2 - Application multifaisceaux

Avec un même réseau d'antenne, il est possible de générer une multitude de faisceaux en associant au système un circuit de formation de faisceaux (BFN : Beam Forming Network). Ce système peut être passif ou actif pour pouvoir reconfigurer les faisceaux [I.6]. Les BFN sont très souvent réalisés avec des composants analogiques (coupleur, déphaseur, diviseur) mais des versions numériques plus performantes et plus coûteuses existent. Ces dispositifs possèdent un nombre de ports d'entrée correspondant au nombre de faisceaux et le nombre de sortie correspond au nombre d'éléments rayonnants. Sur chacun des ports d'entrée est appliqué une loi en phase et en amplitude spécifique au faisceau considéré.

Afin de simplifier le dispositif de formation de faisceaux, de limiter la complexité de l'électronique et donc réduire les coûts, les sources et leur module peuvent être groupés en sous réseau où il est appliqué la même phase [I.7].

Un exemple simple de circuit formateur de faisceaux analogique passif est donné **Figure I.5**. Il permet de distribuer les signaux issus de deux faisceaux sur 4 sources rayonnantes avec les amplitudes et phases désirées afin de pouvoir former deux zones de couvertures. Ce dispositif constitue la forme la plus simple de circuit formateur de faisceaux car il est essentiellement constitué de diviseur de puissance. Un circuit fonctionnant sur le

même principe a été utilisé sur satellite GLOBSTAR [I.8] et permet de former 16 faisceaux avec un réseau de 91 éléments rayonnants.



**Figure I.5 :** Circuit formateur de faisceaux passif associé à un réseau de 4 éléments

Les matrices de Butler [I.9] sont également très utilisées pour réaliser des circuits formateurs. Elles sont constituées d'une alternance de rangées de déphaseurs et de coupleurs qui permettent de réaliser, à partir de  $N$  accès,  $N$  lois d'illumination sur  $N$  éléments rayonnants. La loi est différente pour chaque accès et un accès correspond à un faisceau. Elles présentent l'avantage de nécessiter un nombre limité de coupleurs.

## II.2 - Antenne à système focalisant

Un système focalisant transforme une onde sphérique produite par une source élémentaire placée en son foyer en une onde plane sur l'ouverture de l'antenne permettant ainsi d'avoir un gain maximal pour une envergure donnée. Deux types de système sont particulièrement utilisés : la lentille [I.10] [I.11] et le réflecteur parabolique [I.12] [I.13] [I.14] [I.15].

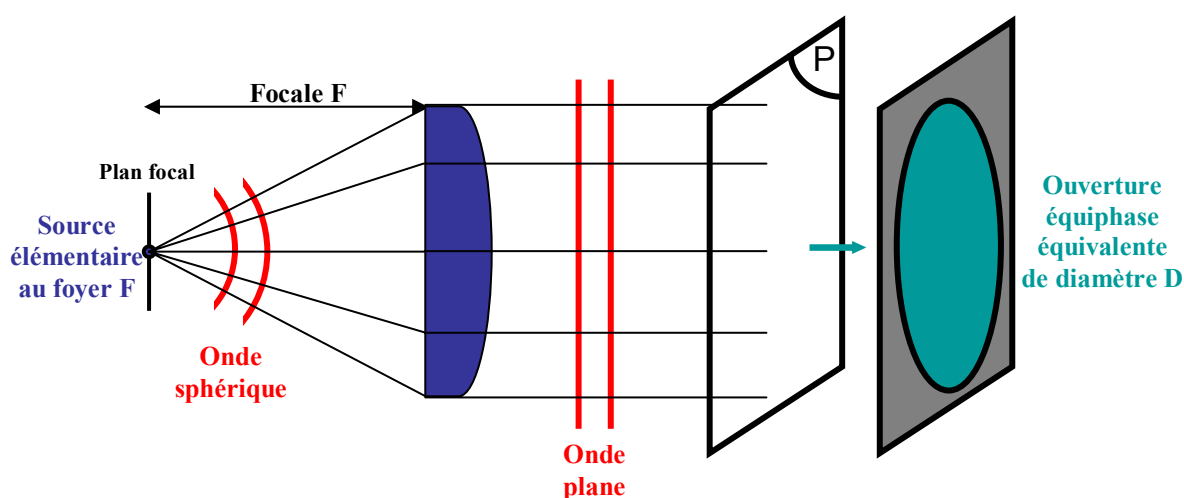
## II.2.1 - Généralités

### II.2.1.1 - Source élémentaire

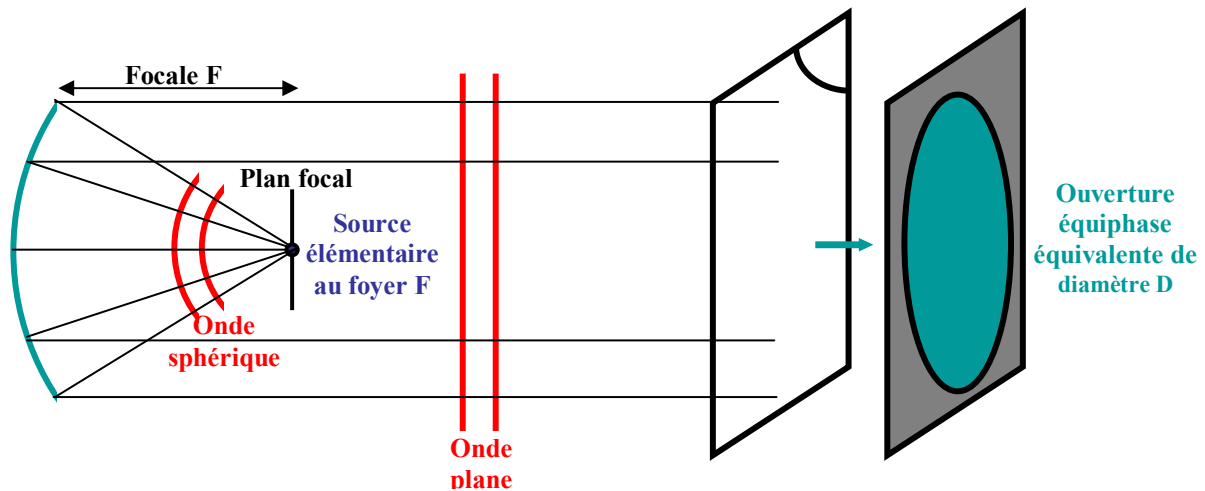
La source primaire a pour rôle d'illuminer le projecteur d'onde collimateur à l'émission ou de recueillir l'énergie concentrée par le focalisant à la réception. Les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne source doivent être parfaitement maîtrisées : position du centre de phase de l'onde émise, forme du diagramme de rayonnement, phase et polarisation [I.16]. Différentes antennes peuvent constituer la source primaire, mais dans la grande majorité des cas ce sont les cornets qui sont utilisés.

### II.2.1.2 - Principe de fonctionnement

Un système focalisant transforme en onde plane l'onde sphérique émise par l'antenne élémentaire placée à son foyer. Dans le cas de la lentille, la focalisation s'effectue en transmission (**Figure I.6**) alors que dans le cas d'un réflecteur parabolique celle-ci est effectuée en réflexion (**Figure I.7**). L'ensemble des rayons issus du foyer, qui sont transmis ou réfléchis (suivant le focaliseur choisi) émergent parallèlement à l'axe de l'antenne. Dans un plan P orthogonal à cet axe situé en sortie de focaliseur, tous les rayons ont parcouru le même chemin optique. Ce faisceau de rayons délimite donc, dans ce plan, une ouverture équivalente circulaire équiphase de diamètre D.



**Figure I.6** : Lentille : système focalisant en transmission



**Figure I.7 :** Réflecteur parabolique : système focalisant en réflexion

Avec des dimensions d'ouverture équivalente grandes devant la longueur d'onde, le rayonnement de ces systèmes à projecteur d'onde peut donc être assimilé à celui d'une ouverture circulaire rayonnante dont la loi d'illumination est équiphase mais varie en amplitude essentiellement en fonction du diagramme de la source primaire. (Pour être vraiment rigoureux, il faudrait tenir compte de la fonction de transfert du focaliseur qui dépend essentiellement de son état de surface et de sa constitution dans le cas des lentilles [I.17]).

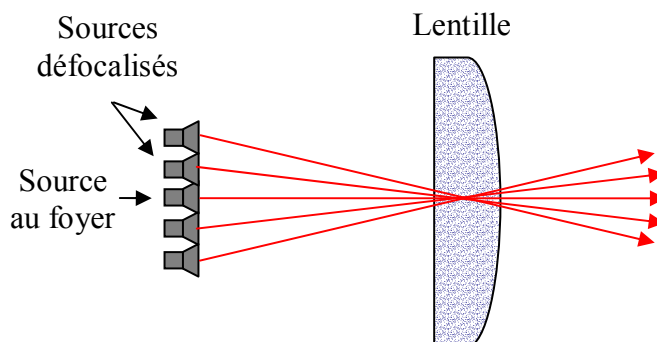
De nombreux ouvrages exposent la théorie des ouvertures rayonnantes [I.18] [I.19] [I.20] et permettent de connaître l'expression des champs en zone de Fraunhofer et donc le rayonnement en champ lointain de ces systèmes focalisants. Il est rappelé que pour une ouverture rayonnante équiphase de plus grande dimension  $D$ , la zone de Fraunhofer [I.18] qui correspond à la zone où les ondes sont sphériques et où la puissance décroît en  $1/R^2$  se situe pour :

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (\text{I.1})$$

Une antenne à système focalisant peut être assimilée en première approximation à une antenne à ouverture rayonnante. Le gain est directement lié aux dimensions de l'ouverture rayonnante équivalente affectée de pertes inerrantes à l'illumination de la source (Chap1 § III.1.2).

### II.2.1.3 - Système focalisant comme antenne multifaisceaux

L'insertion de plusieurs sources au voisinage du foyer du focaliseur permet de générer une multitude de faisceaux comme le montre schématiquement la **Figure I.8**.



**Figure I.8** : Principe du multifaisceaux avec un système focalisant

Ces antennes multifaisceaux sont constituées de trois composantes majeurs : un réseau d'antennes sources (classiquement des cornets), un focaliseur assurant la collimation, et un circuit de distribution permettant de répartir la puissance d'alimentation sur les sources. Ce circuit de distribution peut varier d'une configuration simple réalisant la commutation des sources à des configurations plus complexes permettant de reconfigurer les faisceaux.

Cependant, du fait de la défocalisation des sources, les performances électromagnétiques varient selon le faisceau considéré (Chap1 § III.2.1.1). Cette perturbation peut être minimisée en utilisant des configurations de focaliseur adaptées, en utilisant des réseaux non planaires ou même électroniquement.

### II.2.2 - Spécificité des réflecteurs paraboliques

Une énumération de caractéristiques qui différencient le réflecteur parabolique de la lentille est exposée :

- *Moins de flexibilité*

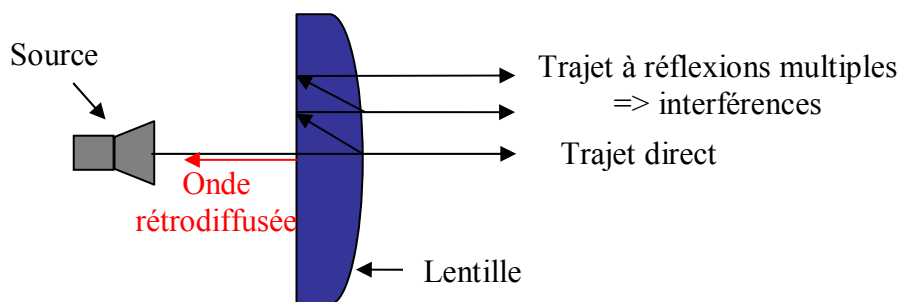
La lentille offre trois degrés de liberté supplémentaire par rapport aux réflecteurs : la géométrie des deux surfaces et le choix de l'indice de réfraction. L'architecture de la lentille peut donc être adaptée à une application donnée. Cette notion est primordiale dans une application multifaisceaux où les aberrations de phases causées par la défocalisation peuvent être minimisées. Avec une lentille de LEE [I.21], des faisceaux dépointés de  $9^\circ$  ne subissent qu'une perte de 1 dB du gain maximum avec une dégradation minimale du diagramme de rayonnement par rapport au faisceau central.

- *Peu de pertes*

Les pertes diélectriques et les pertes par transmission représentent un problème majeur des lentilles car elles nuisent aux rendements de l'antenne. En effet, de multiples réflexions s'opèrent aux interfaces et engendrent une diminution de la puissance transmise. Les réflecteurs ne sont affectés que par des pertes négligeables : les pertes métalliques et les pertes liées à l'état de surface du paraboloïde.

- *Pas de réflexions parasites sur la surface du focaliseur*

Les lentilles sont sujettes à de multiples réflexions sur les interfaces qui engendrent des effets néfastes [I.22] comme : perte de puissance, remontée des lobes secondaires, onde rétro-diffusée perturbant la source, interférences entre les ondes (**Figure I.9**).



**Figure I.9** : Réflexions multiples et néfastes d'une lentille



- *Encombrement et poids limités*

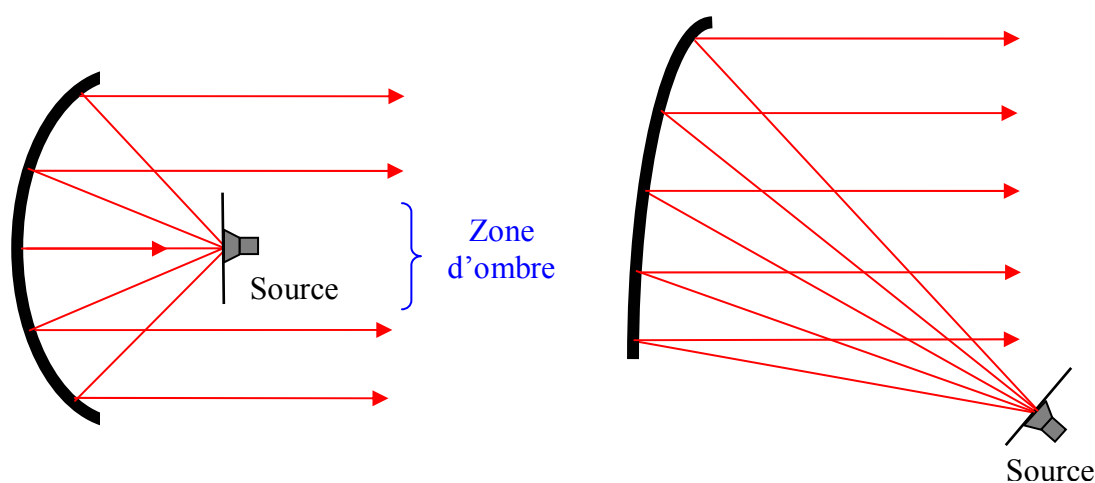
Les réflecteurs possèdent une masse inférieure et une distance focale moins importante par rapport à une lentille de performance similaire. Ces critères sont capitaux dans le domaine spatial où la quête du toujours plus léger et du toujours plus petit est primordiale.

- *Coût faible et simplicité*

Du fait de la simplicité et de la maîtrise du concept, l'antenne réflecteur parabolique est à moindre coût. En effet, les lentilles présentent souvent des géométries singulières [I.11] (zonage pour réduire le poids, traitement anti-réflexion des surfaces, forme particulière pour corriger les aberrations de phase) induisant une complexité et un coût élevé de l'antenne.

- *Mise en offset*

Le réflecteur parabolique doit être utilisé en offset afin d'éviter la zone d'ombre engendrée par la source. Cette dernière provoque une perturbation du diagramme de rayonnement du réflecteur caractérisée par une remontée excessive des lobes secondaires et une baisse du gain [I.23]. Dans une application multifaisceaux où des batteries de source de taille prohibitive sont utilisées, cette notion prend une importance capitale. Une représentation est donnée sur la **Figure I.10**.



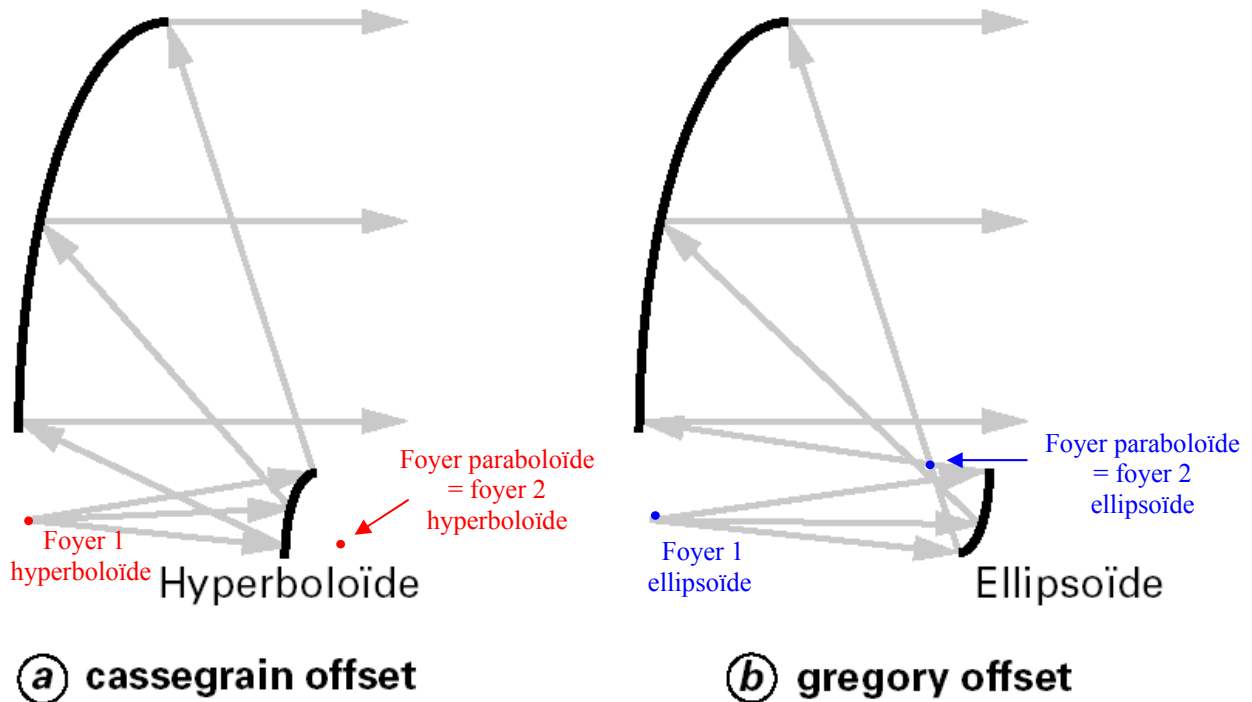
**Figure I.10** : *Mise en offset du réflecteur pour éviter la zone d'ombre*

- *Structure à multiples réflecteurs [I.12] [I.13] [I.14] [I.15]*

Un réflecteur auxiliaire peut être adjoint au réflecteur parabolique en offset afin de réaliser des dispositifs à performances particulières. Un hyperboloïde (caractérisé par deux foyers situés de part et d'autre du sommet) utilisé comme réflecteur secondaire définit une antenne *Cassegrain*. Cette dernière permet notamment de diminuer le niveau de polarisation croisée et d'augmenter la distance focale équivalente minimisant ainsi les perturbations liées à la défocalisation.

Une variante du *Cassegrain* est l'antenne *Grégorienne* définie par un réflecteur secondaire elliptique (deux foyers situés du même côté par rapport au sommet). L'opposition de courbure entre les deux réflecteurs réduit considérablement la polarisation croisée. Ces deux antennes sont représentées **Figure I.11**.

Des dispositifs utilisant des réflecteurs s'éloignant un peu des paraboloïdes et hyperboloïdes appelés réflecteurs conformés sont utilisés pour obtenir une illumination uniforme sur le réflecteur principal [I.24]. Le rendement de ces dispositifs est par conséquent supérieur aux structures "classiques".



**Figure I.11** : Structure à multiples réflecteurs : a) Cassegrain – b) Grégorienne

Le réflecteur parabolique en offset est couramment utilisé dans les télécommunications spatiales. Une étude plus approfondie de ce dispositif est proposée au paragraphe suivant. En effet, l'amélioration de ce dispositif par la technologie BIP a été le point de départ et le fil conducteur des travaux de recherche de ce recueil.

### **III - REFLECTEUR PARABOLIQUE EN OFFSET ALIMENTÉ PAR UN RESEAU FOCAL**

Le but de ce paragraphe est de décrire ce dispositif antennaire couramment utilisé dans les applications spatiales multifaisceaux. Pour se faire, dans un premier temps, une étude sur le réflecteur alimenté par une seule source sera réalisée afin de mettre en évidence l'influence des différents paramètres sur le comportement électromagnétique de l'aérien.

Ensuite, l'aspect multifaisceaux de l'antenne sera détaillé et notamment les performances obtenues suivant les paramètres de l'aérien pour mettre en évidence les limites d'un tel système. Il sera ensuite exposé deux procédés utilisés actuellement pour compenser ces déficiences.

Finalement, une solution alternative plus simple basée sur l'utilisation des matériaux à bande interdite photonique sera exposée. Ce nouveau procédé constitue la base de tous les travaux effectués au cours de ma thèse.

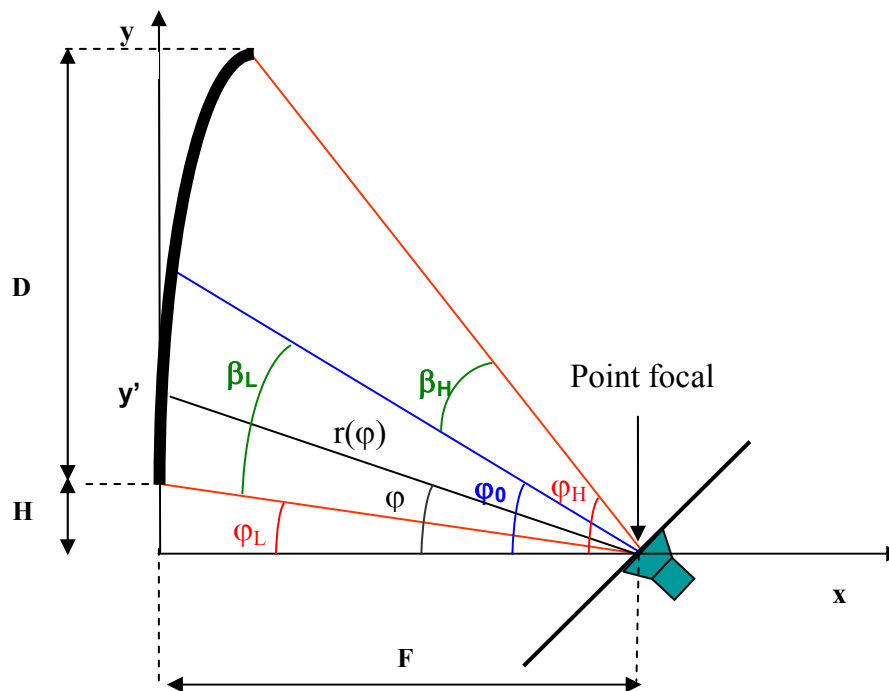
#### **III.1 - Réflecteur parabolique en offset alimenté par une seule source**

Nous allons décrire dans ce paragraphe les paramètres géométriques et la conception d'un réflecteur parabolique en offset. Puis, le comportement électromagnétique de cette antenne sera analysé.

### III.1.1 - Description géométrique

#### III.1.1.1 - Valeurs remarquables

Les fonctions (I.2) (I.3) décrivent la géométrie d'un réflecteur parabolique en offset ainsi que la distance entre le point focal et un point de la surface du focaliseur. Une représentation du focaliseur avec ses valeurs remarquables est donnée **Figure I.12**.



**Figure I.12** : Représentation d'un réflecteur parabolique en offset

$$x = \frac{y^2}{4 \times F} \quad \text{en coordonnées cartésienne} \quad (\text{I.2})$$

$$r(\varphi) = \frac{2F}{1 + \cos(\varphi)} \quad \text{en coordonnées polaires} \quad (\text{I.3})$$

Avec F : Distance focale

$\varphi$  : Angle de pointage depuis le foyer vers un point du réflecteur  $y'$

$r(\varphi)$  : Distance entre le foyer et un point du réflecteur  $y'$

La géométrie de ce type d'aérien est définie par trois caractéristiques essentielles : le diamètre  $D$ , la focale  $F$  et l'offset  $H$ .

En fonction de ces données, il est aisé de déterminer les angles remarquables de la parabole [I.25] comme l'angle de pointage de la source ( $\varphi_0$ ) ou l'angle d'interception de la parabole ( $2\beta_L$ ) donné par les formules (I.4) (I.5). Ces dernières permettent de déterminer les caractéristiques de la source à adopter afin de se placer dans les meilleures conditions d'illumination.

$$\varphi_0 = 2 \arctan\left(\frac{2H + D}{4F}\right) \quad (\text{I.4})$$

$$2\beta_L = 2 \times \left( \arctan\left(\frac{H}{2F}\right) - \arctan\left(\frac{D + H}{2F}\right) \right) \quad (\text{I.5})$$

Avec  $D$ ,  $F$  et  $H$  : respectivement diamètre, focale et offset du focaliseur

### III.1.1.2 - Influence des paramètres géométriques

#### ➤ Diamètre $D$

Le diamètre  $D$  de la parabole est généralement choisi en fonction du gain et de l'angle d'ouverture du faisceau désirés. La parabole peut être assimilable à une surface circulaire rayonnante de diamètre  $D$ .

#### ➤ Rapport $F/D$

Le rapport  $F/D$  varie globalement entre 0.75 et 1.8. Un rapport trop petit engendre une dissymétrie du rayonnement du réflecteur et un problème d'astigmatisme qui limitent la performance du système :

- dissymétrie du rayonnement du réflecteur [I.26] : Les bords du réflecteur parabolique en offset ne sont pas situés à égale distance de l'axe de rayonnement de la source ( $r(\varphi_L) \neq r(\varphi_H)$ ). Pour que cette différence soit

limitée et ainsi obtenir une illumination homogène des bords du réflecteur, il est primordial d'utiliser une focale suffisamment grande soit  $F > 0.75 D$ . Dans ce cas, il est considéré que  $\beta_L$  est égale à  $\beta_H$  et que l'angle d'interception de la parabole vaut  $2\beta_L$ .

- problème d'astigmatisme : le rayonnement de la source n'est pas un pur point d'ondes sphériques au niveau du réflecteur.

Cependant, un rapport  $F/D$  élevé nécessite une source directive et implicitement de grande taille pour que toute l'énergie émise soit interceptée par le focaliseur. De plus, une grande focale augmente l'encombrement de l'aérien.

➤ Rapport  $H/D$

Quant au choix de l'offset, il ne dépend que de l'encombrement de la source ou de la batterie de sources afin qu'aucun effet d'ombre ne se produise. Classiquement un rapport compris entre 0.2 et 0.5 est adopté

### III.1.2 - Gain, pertes et rendement

#### III.1.2.1 - Gain

Si une antenne d'aire  $S$  réalisait parfaitement une ouverture équiphase sur laquelle la distribution du champ en amplitude était uniforme, son gain serait donné par :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \quad (I.6)$$

Un réflecteur est assimilable à une ouverture circulaire rayonnante de diamètre  $D$ . Cependant, les systèmes réflecteurs sont tributaires du rayonnement de la source primaire et sont donc affectés de pertes qui limitent le gain (I.7).

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \times k1 \times k2 \quad (I.7)$$

Avec k1 et k2 facteurs de gain qui sont respectivement dépendants de :

- Pertes par débordement qui correspondent à l'énergie rayonnée par la source primaire qui n'est pas intercepté par le focaliseur.
- Pertes par apodisation qui correspondent au facteur de gain d'une ouverture dont la loi d'illumination n'est pas uniforme

D'autres phénomènes inévitables qui ne proviennent pas d'une conception maladroite du système, diminuent également le gain. On peut citer les pertes ohmiques, les pertes par désadaptation, les pertes liées à l'état de surface du réflecteur (rugosité). Des problèmes issus de la fabrication ou provenant d'un positionnement erroné de la source limitent également l'efficacité du système.

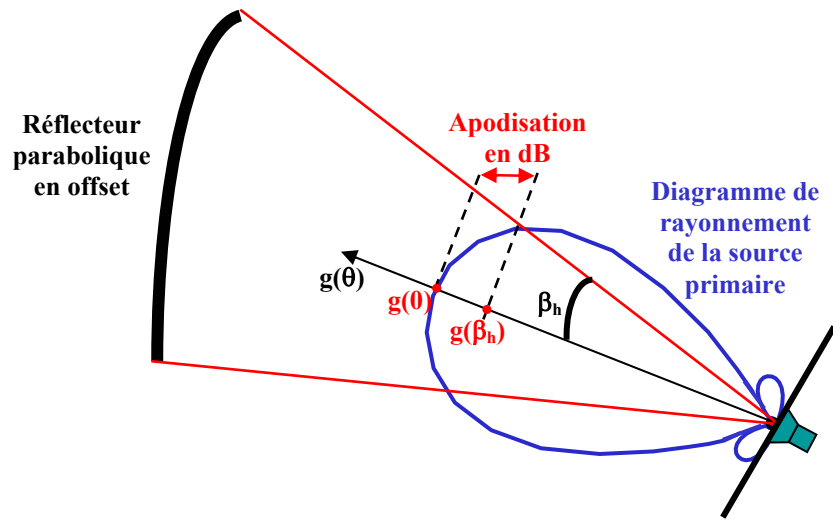
### **III.1.2.2 - Pertes, facteurs de gain**

Le gain d'un système focalisant est donc équivalent au gain d'une ouverture équi-amplitude et équi-phase affecté de deux facteurs de gain qui correspondent respectivement aux pertes par apodisation et aux pertes par débordements. Ces dernières qui sont directement liés au rayonnement de la source primaire sont exprimées en fonction de l'apodisation, notion qui est détaillée dans le paragraphe suivant.

#### **III.1.2.2.1 - Apodisation**

L'apodisation correspond au rapport des niveaux de champs entre le centre du focaliseur et ses bords. L'amplitude du champ sur chacun des bords n'étant pas parfaitement égale, plusieurs notions d'apodisation ont été définies [I.25]. Cependant, les réflecteurs utilisés présentent généralement un rapport F/D suffisant pour considérer que cette différence

est minimale. C'est pour cette raison que l'apodisation est couramment définie à partir du diagramme de rayonnement de la source primaire comme le montre la **Figure I.13**.



**Figure I.13** : Représentation de l'apodisation

L'apodisation  $N$  est très souvent exprimée en dB car elle est définie à partir du diagramme de rayonnement de la source primaire  $g(\theta)$  qui est lui-même le plus souvent représenté avec une échelle logarithmique.

$$N_{dB} = g_{dB}(0^\circ) - g_{dB}(\beta_h) \quad (\text{I.8})$$

Avec  $g_{dB}(\theta)$  Directivité en dB de la source dans la direction  $\theta$   
 $\beta_h$  demi angle intercepté par le réflecteur

Cette expression est déterminée dans un seul plan et n'est parfaitement rigoureuse que si toutes les composantes du système sont à symétrie de révolution.

Le lobe principal du diagramme de rayonnement de la source primaire peut-être approximé par une expression du type  $\cos^n(\theta)$ . Dans ce cas, l'apodisation  $N$  en dB devient :

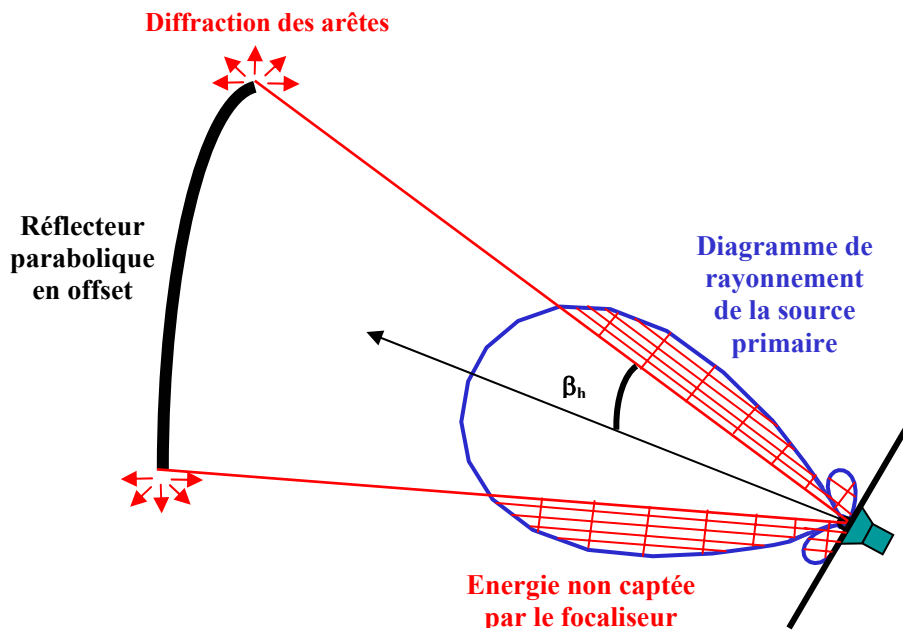
$$N_{dB} = 20 \log(\cos^n(\beta_h)) \quad (\text{I.9})$$

Avec  $\beta_h$  demi angle intercepté par le réflecteur



### III.1.2.2.2 - Pertes par débordement

Les pertes par débordements (“spill-over”) sont dues à un angle d'ouverture du lobe de rayonnement de la source primaire trop élevé (**Figure I.14**). Une partie de l'énergie rayonnée par la source n'intercepte pas le réflecteur. Elle est donc perdue. Ces pertes traduisent une diminution du gain de l'antenne. De plus, une diffraction élevée des bords de l'antenne génère une dégradation du diagramme de rayonnement caractérisée par des lobes secondaires élevés.



**Figure I.13** : Représentation des pertes par débordement

Le facteur de gain  $K_1$  traduit ces pertes par débordement. Il peut être quantifié en effectuant le rapport de la quantité de puissance rayonnée par la source dans l'angle solide délimité par  $\beta_h$  sur la quantité de puissance rayonnée par la source dans le demi espace. Nous considérons que le source possède un rayonnement à symétrie de révolution et donc que la densité de puissance par unité d'angle solide  $\psi(\theta)$  est indépendante de  $\varphi$ .

$$K_1 = \frac{2\pi \int_0^{\beta_h} 2\psi(\theta) \sin \theta d\theta}{2\pi \int_0^{\frac{\pi}{2}} 2\psi(\theta) \sin \theta d\theta} = \frac{\int_0^{\beta_h} g(\theta) \sin \theta d\theta}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} g(\theta) \sin \theta d\theta} \quad (\text{I.10}).$$

Le facteur de gain  $KI$  en fonction de l'apodisation peut être déterminé simplement de façon analytique en approximant la forme du lobe de rayonnement de la source par une expression du type  $\cos^n(\theta)$  et en considérant l'apodisation égale à l'équation (I.9). Une équation approximant  $KI$  en fonction de l'apodisation calculé avec  $n = 1$  est donnée par les formules (I.11) (I.12). Cette fonction est représentée **Figure I.15**.

$$K_1 = \frac{\int_0^{\beta_h} \cos \theta \sin \theta d\theta}{\int_0^{\frac{\pi}{2}} \cos \theta \sin \theta d\theta} = 2 \int_0^{\beta_h} \cos \theta \sin \theta d\theta \quad (\text{I.11})$$

$$\beta_h = ar \cos \left( 10^{\frac{N_{dB}}{20}} \right) \quad (\text{I.12})$$

Avec  $\beta_h$  : demi angle intercepté par le réflecteur

$N_{dB}$  : Apodisation en dB

### III.1.2.2.3 - Pertes par apodisation

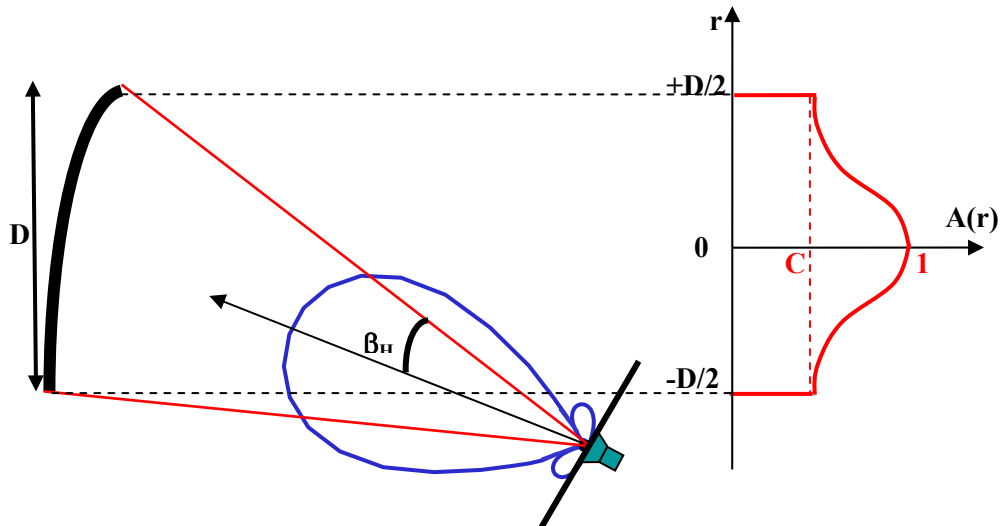
L'illumination du réflecteur s'effectue par le biais d'une source primaire au foyer dont le diagramme de rayonnement n'est pas omnidirectionnel. Il existe donc un contraste entre le niveau de champ sur les bords et le niveau maximum généralement au centre du réflecteur. Les pertes par apodisation traduisent le fait que la distribution du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente du focaliseur n'est pas équiampitude (**Figure I.14**).

Sur l'ouverture rayonnante, la loi d'illumination en amplitude normalisée  $A(r)$  peut être exprimé en fonction de la position sous la forme analytique suivante :

$$A(r) = C + \cos^n \left( \frac{\pi r}{D} \right) \quad (\text{I.13})$$

Avec  $C$  : Apodisation linéaire si l'amplitude est normalisée

$D$  : Diamètre du focaliseur



**Figure I.14** : Distribution du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente du réflecteur

La fonction de transfert du réflecteur est unitaire, la répartition cosinusoidale du champ sur l'ouverture est donc de la même forme que le diagramme de rayonnement de la source primaire.

Le facteur  $K_2$  est un rapport correspondant au gain engendré par une ouverture dont la répartition du champ est régie par la formule (I.13) sur le gain généré par une ouverture équi-amplitude de même dimension. Pour une distribution du champ sur l'ouverture donnée formule (I.13) avec  $n = 1$ , l'expression analytique du facteur de gain  $K_2$  [I.27] est :

$$K_2 = \frac{\left(C + \frac{2}{\pi}\right)^2}{C^2 + \frac{4C}{\pi} + 0.5} \quad (\text{I.14})$$

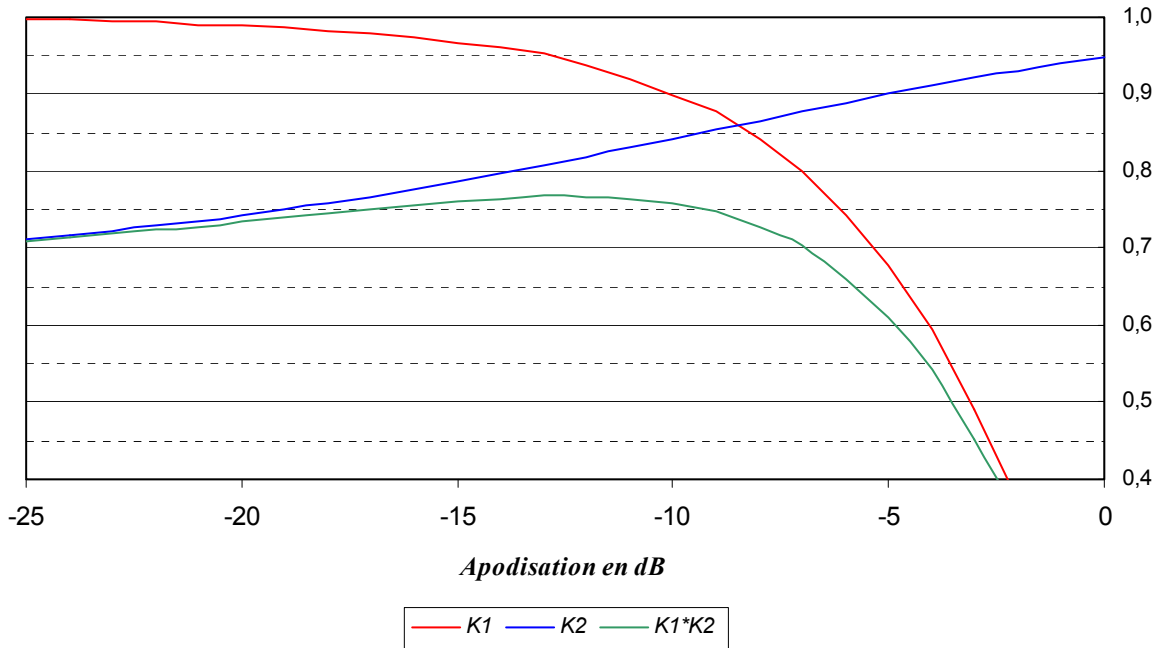
Avec  $C$  : Apodisation linéaire

Cette fonction est représentée **Figure I.15**.

### III.1.2.3 - Rendement du focaliseur

Les facteurs de gain  $K_1$  (qui traduit les pertes par débordement) et  $K_2$  (qui traduit les pertes par apodisation) varient en sens inverse en fonction de l'apodisation (**Figure I.15**). Il

faut donc trouver un compromis entre les pertes par débordement (importantes si la source est peu directive) et les pertes par apodisation (importantes si la source est directive) pour obtenir un rendement du focaliseur optimal. Il est donc nécessaire de rechercher le maximum du facteur de gain global  $K1 \times K2$  en fonction de l'apodisation. Ce maximum (0.77) s'obtient pour une apodisation de l'ordre -12 dB.



**Figure I.15** : Facteurs de gain et rendement du réflecteur

La géométrie de la source a donc un rôle prépondérant dans l'optimisation du rendement du système. En effet, son illumination doit engendrer une apodisation de l'ordre de -12 dB afin d'obtenir un facteur de rendement optimale du réflecteur de l'ordre de 0.8.

Ce facteur de rendement idéal ne tient pas compte des pertes liées aux erreurs de phase sur le réflecteur engendré par l'éclairement de la source (*problème d'astigmatisme : chap1 § III.1.1.2*). Par exemple, un écart de  $90^\circ$  entre le bord de la parabole et son centre conduit à une perte de 2 dB supplémentaire soit une nouvelle efficacité de 0.5.

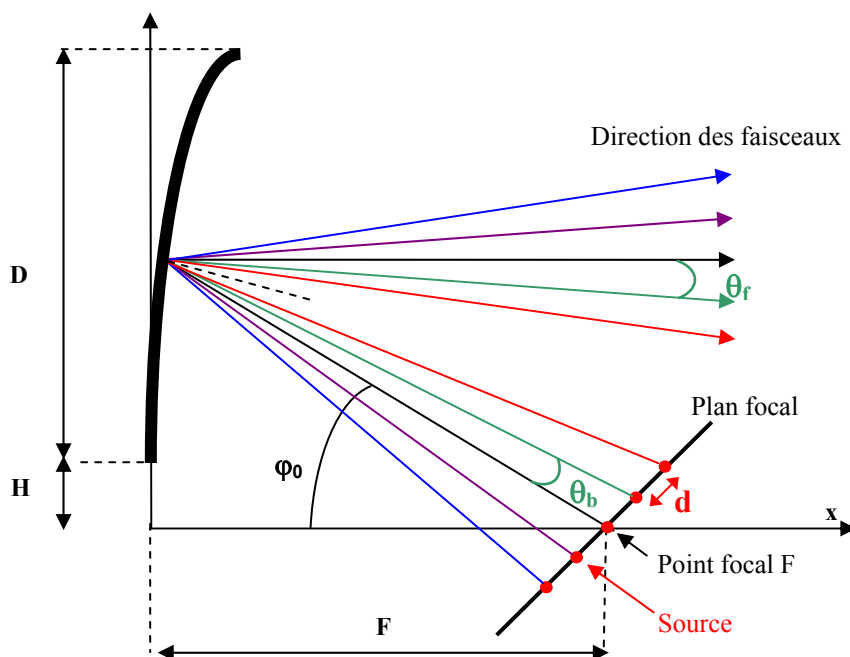
## III.2 - Système multifaisceaux : réflecteur parabolique en offset alimenté par une batterie de sources

Pour générer plusieurs faisceaux, dans le cas d'une couverture multispots fixes de la Terre par une antenne embarquée, il suffit de disposer dans le plan focal du réflecteur autant de sources que de spots désirés. Une présentation du fonctionnement de ce système va donc être détaillé pour ensuite montrer ses limites.

### III.2.1 - Présentation

#### III.2.1.1 - Caractéristiques des faisceaux

Il est possible d'obtenir un rayonnement par faisceaux multiples du focaliseur par le biais d'un groupe de sources primaires disposés dans le plan focal du réflecteur. A chacun de ces éléments correspond un faisceau fin rayonné dont la direction dépend de la position de la source considérée par rapport au point focal comme le montre la **Figure I.16**.



**Figure I.16** : Faisceaux multiples engendrés par le réflecteur

Les directions de pointage des faisceaux sont multiples d'une grandeur angulaire  $\theta_f$ . Avec une batterie de  $2n+1$  sources, les angles de pointage des faisceaux sont compris entre  $-n*\theta_f$  et  $n*\theta_f$  en considérant que le faisceau engendré par la source focale pointe à  $0^\circ$ .

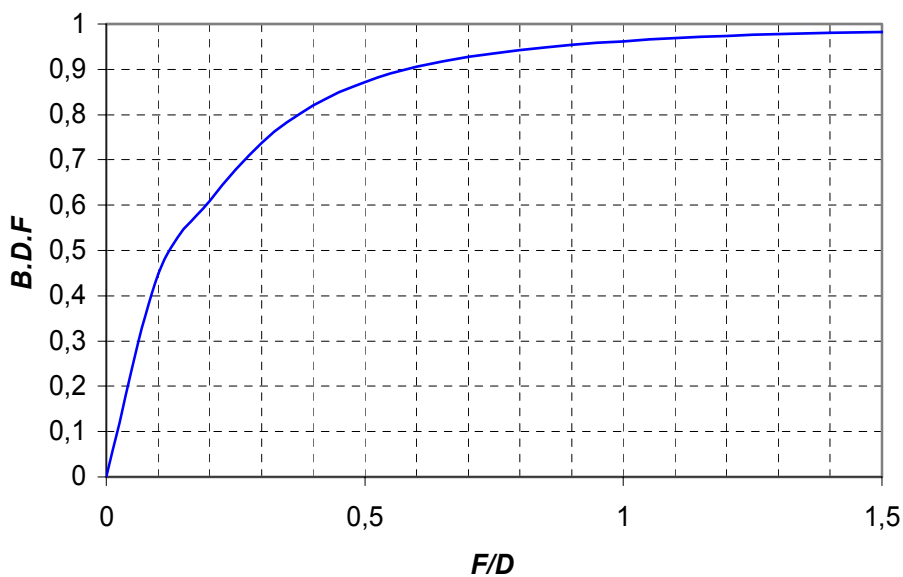
L'écart entre deux faisceaux  $\theta_f$  est tributaire de  $\theta_b$ , différence d'angle de pointage de deux sources adjacentes vers le centre du focaliseur. Cette notion est exprimée par *le facteur de déviation des faisceaux (BDF)* [I.28]. Ce terme dépend de la géométrie du focaliseur et tend vers la formule (I.15) quand la distance entre les sources est petite ce qui est le cas dans une application de couverture Terrestre.

$$BDF = \frac{\theta_b}{\theta_f} = \frac{\left[ 1 + 0.36 \times \left( \frac{D}{4F} \right)^2 \right]}{\left[ 1 + \left( \frac{D}{4F} \right)^2 \right]} \quad (\text{I.15})$$

Avec  $F$  : Distance focale du réflecteur

$D$  : Diamètre du réflecteur

Le facteur de déviation des faisceaux approximé par la formule (I.15) est représenté **Figure I.17**.



**Figure I.17** : Facteur de déviation des faisceaux

La plupart des réflecteurs présentent un rapport F/D compris entre 0.75 et 1.8 (Chap1 § III.1.1.2), il est donc possible de considérer que le BDF équivaut à 1. Par conséquent, l'écart angulaire entre les faisceaux émergents  $\theta_f$  est égale à  $\theta_b$ . Dans ce cas, l'expression de  $\theta_f$  est donnée dans la formule (I.16).

$$\theta_f = \theta_b = \arctan\left(\frac{d}{R(\varphi_0)}\right) \quad (\text{I.16})$$

Avec  $R(\varphi_0)$  : distance entre le point focal et le centre de la parabole (**Figure I.12**)

$d$  : distance entre deux sources contiguës

D'après (I.3), la formule (I.16) devient

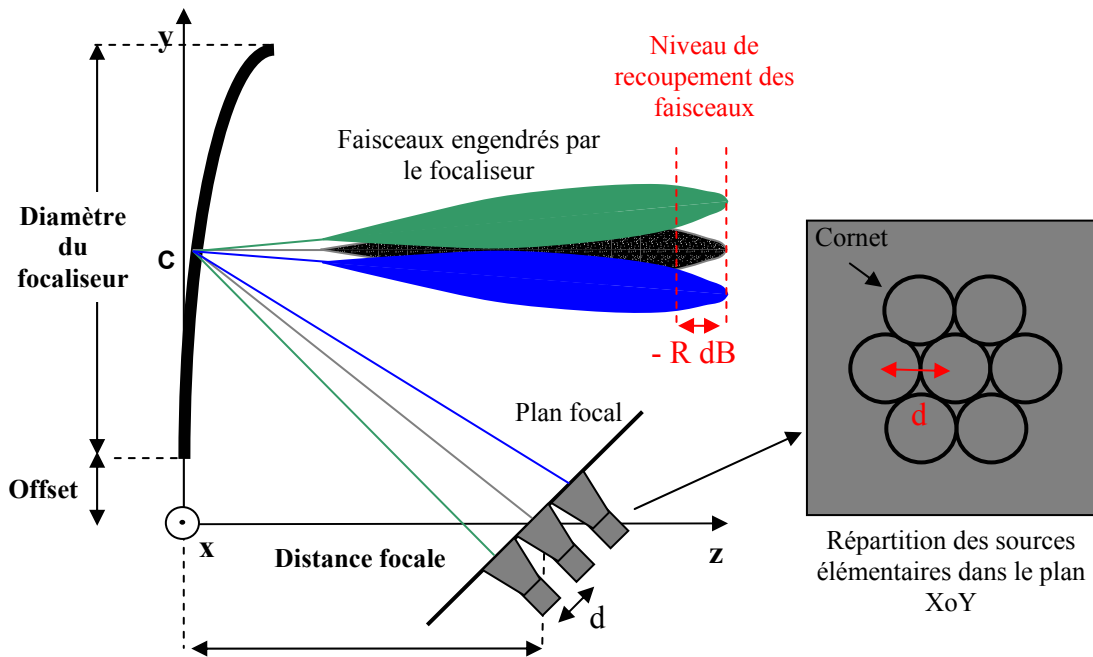
$$\theta_f = \theta_b = \arctan\left(\frac{d \times (1 + \cos(\varphi_0))}{2F}\right) \quad (\text{I.17})$$

Pour une géométrie de focaliseur donnée, la distance entre les sources  $d$  est un critère majeur pour fixer l'écart angulaire entre les faisceaux.

Néanmoins le comportement du système n'est pas homogène selon le faisceau considéré. En effet, les aberrations de phases causées par la défocalisation des sources génèrent une dégradation substantielle du rayonnement du réflecteur. Les faisceaux engendrés par les sources défocalisées subissent alors une légère dissymétrie, une diminution du gain ainsi qu'une remontée des lobes secondaires [I.29]. Ces effets parasites sont d'autant plus importants que la source générant le faisceau est éloigné du point focal. Un réseau non planaire ou un rapport F/D élevé [I.30] permettent de limiter ces problèmes.

### III.2.1.2 - Zones de Couverture

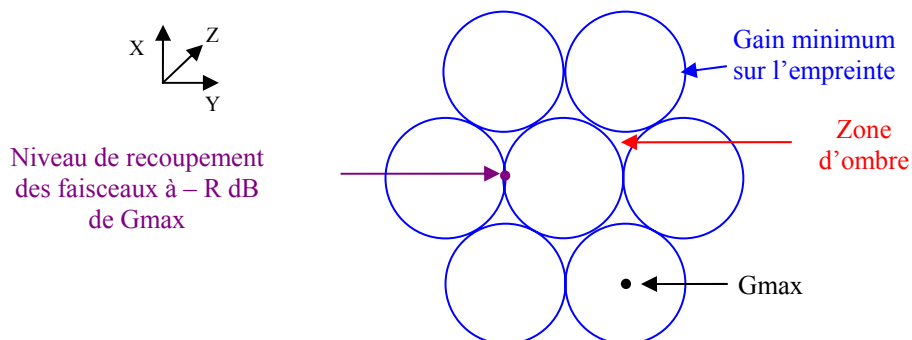
Dans l'exemple donné sur la **Figure I.18**, l'antenne multifaisceaux est alimentée par une batterie passive de sept cornets qui est répartie sur une grille hexagonale de maille  $d$  au niveau du plan focal.



**Figure I.18** : Antenne multifaisceaux alimentée par une batterie de sept cornets

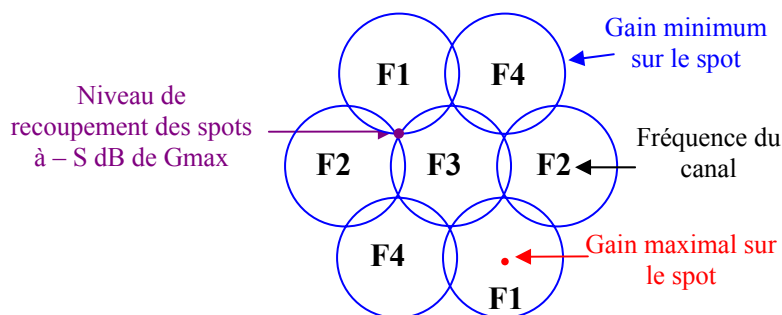
Cette répartition des sources placées sur le réseau focal du focaliseur permet de générer sept faisceaux qui se recoupent dans le plan  $YoZ$  à  $-R$  dB du gain maximum. La largeur angulaire d'un faisceau est définie à partir du diagramme de rayonnement du réflecteur à l'endroit où ils se recoupent dans le plan  $YoZ$ . Ces faisceaux réalisent une couverture multitâche sur la Terre comme le montre la **Figure I.19**.

Cependant, une couverture classique est légèrement différente de la représentation Figure II.19 qui contient des zones d'ombres pénalisantes. Des empreintes de taille supérieure que nous avons dénommées spots sont requises pour éviter ces trous de réception (**Figure I.20**).



**Figure I.19** : Empreintes au sol générées par les faisceaux issus du réflecteur





**Figure I.20** : Couverture multispots

Les spots au sol sont répartis de façon hexagonale et se recoupent à  $-S$  dB du gain maximum sur le spot. Cependant, la détermination de ce niveau de recouvrement  $S$  n'est pas aisée si l'on n'a pas accès au rayonnement en trois dimensions du réflecteur. Un simple calcul géométrique donné en **annexe 2** permet de définir le niveau de recouvrement des spots  $S$  en dB en fonction du niveau de recouvrement des faisceaux  $R$  qui est facilement identifiable à partir du diagramme de rayonnement en deux dimensions du focaliseur :

$$S_{dB} = R_{dB} \times \frac{4}{3} \quad (\text{I.18})$$

Ces niveaux de recouvrement sont tributaires de la distance entre les sources qui fixe l'écart angulaire entre les faisceaux et donc entre les spots.

Deux spots adjacents sont à fréquence différente afin de limiter les interférences. En effet, dans une couverture cellulaire la plage de fréquence allouée est divisée en canaux dont le nombre dépend de la répartition des spots et de l'applicatif.

### III.2.1.3 - Conception d'une antenne à couverture cellulaire

Quelques caractéristiques primordiales permettent de définir la qualité d'une antenne à couverture cellulaire comme :

- le gain minimum sur un spot et donc sur la couverture. Ce gain est fixé par la puissance requise au sol.

- les niveaux de lobes secondaires des faisceaux qui définit l'isolation entre les spots doit être inférieur à -25 dB du maximum.
- l'homogénéité du gain sur la couverture traduit par un niveau de recouplement des spots inférieur à -4 dB du maximum.
- le poids et l'encombrement de l'antenne (capitales pour les satellites).
- l'efficacité optimale de l'antenne.

Les paramètres géométriques de l'aérien doivent permettre de concevoir une antenne répondant au mieux à ces spécifications et au cahier des charges. L'influence de ces paramètres sur les performances électriques du paraboloïde en offset est listée :

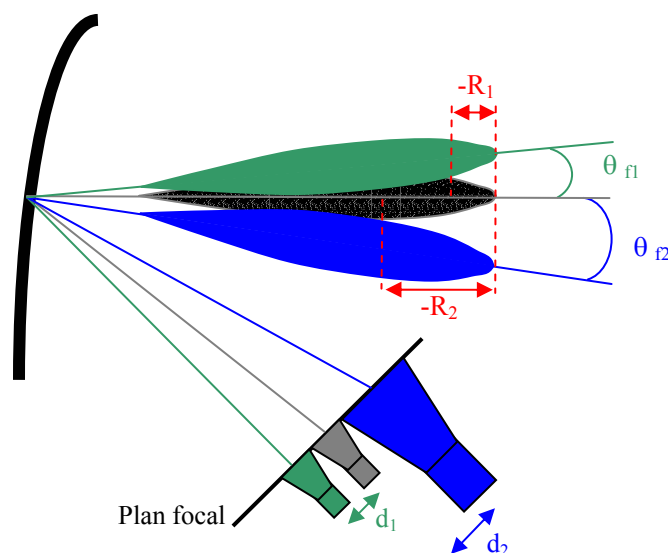
- Le diamètre  $D$  de l'antenne influe sur le gain, le niveau des lobes secondaires et la taille angulaire des faisceaux
- $d$  écart entre les sources détermine l'écart angulaire entre les faisceaux et donc entre les spots (Chap1 § III.2.2.2).
- Le rapport  $F/D$  reste compris entre 0,8 et 1.8 (Chap1 § III.1.1.2). De plus, dans une application multifaisceaux, un rapport  $F/D$  élevé est pénalisant car il nécessite l'utilisation d'un réseau de grande taille, du fait de la directivité des sources qui limitent les pertes par débordements. Par contre, ce rapport élevé limite la dégradation du rayonnement pour les sources très défocalisés.
- Le nombre de sources primaires est fixé par le nombre de faisceaux nécessaires pour couvrir la surface terrestre
- Le rayonnement de la source doit être optimisé pour illuminer au mieux le paraboloïde

Tous ces paramètres sont étroitement liés et dépendants les uns des autres. L'optimisation de ces antennes multifaisceaux reste un enjeu complexe qui consiste à trouver la meilleure harmonie entre l'ensemble des degrés de liberté listés précédemment.

### III.2.2 - Limitations du système

L'homogénéité du gain sur la couverture terrestre qui est déduite du niveau de recouvrement entre les spots est un critère primordial.

Pour cela, il est indispensable que l'écart angulaire entre les faisceaux  $\theta_f$  engendrés par le focaliseur soit petit de façon à ce que le niveau de recouvrement entre ces derniers  $R$  et donc entre les spots  $S$  soit élevé (classiquement de l'ordre de -4 dB). Pour se placer dans ces conditions, l'espacement  $d$  entre les centres de phase des sources devra être de petite dimension impliquant un encombrement limité de ces dernières. En effet, l'utilisation de sources de grande ouverture éloignant les centres de phases des différents éléments augmente le décalage entre les faisceaux au détriment d'un bon niveau de recouvrement (**Figure I.21**).



**Figure I.21** : Augmentation du décalage entre les faisceaux

Cependant avec des sources de faible encombrement, qui permettent donc d'obtenir un niveau de recouvrement satisfaisant, le système focaliseur est affecté de pertes. En effet, leur ouverture rayonnante étant de petite dimension, l'angle d'ouverture trop important de chaque source primaire engendre des pertes par débordements au niveau du réflecteur. De plus, la diffraction des arêtes du focaliseur génère de lobes secondaires élevés pénalisants dans une application multifaisceaux. Une telle configuration ne permet pas d'obtenir l'apodisation requise de -12 dB synonyme d'efficacité optimale du réflecteur.

Le **Tableau I.1** établit une relation entre le niveau de recouvrement entre les faisceaux et l'efficacité du réflecteur pour différentes tailles de sources  $t/\lambda$  et pour un rapport  $F/D$  fixé à

0.8 [I.31]. Du fait de la contiguïté des sources dans le plan focal, une taille de source de  $t/\lambda$  limite l'espacement minimum entre ces dernières à  $d/\lambda$ .

<i>Taille des sources (<math>t/\lambda</math>)</i>	<i>Apodisation (dB)</i>	<i>Efficacité (%)</i>	<i>Niveau des lobes secondaires (dB)</i>	<i>Recouvrement des spots (dB)</i>
0.7	-1	40	-18.4	-1.84
0.9	-1,7	43.8	-18.8	-2.8
<b>1.1</b>	<b>-2,5</b>	<b>52.8</b>	<b>-19.2</b>	<b>-4</b>
1.3	-3,5	55.9	-20	-5.6
1.5	-4,7	65	-20.4	-7.2
1.7	-6	71.9	-21.2	-9.6
1.9	-7,5	76.6	-22.2	-12
2.1	-9,2	78.9	-23.4	-14.8
<b>2.3</b>	<b>-11</b>	<b>79.1</b>	<b>-24.2</b>	<b>-17.6</b>
2.5	-13	76.7	-26	-20
2.7	-15,2	72.9	-28	-22.4
2.9	-17,5	67.9	-36	-24
3.1	-20	61.9	-41	-25.2

**Tableau I.1** : *Caractéristiques d'une antenne multifaisceaux ( $F/D=0.8$ ) pour différentes tailles de sources dans le plan focal*

**Remarque :** Ce tableau peut être généralisé à toute parabole qui a un rapport  $F/D$  différent de 0.8 en multipliant la taille des sources par  $1.25 \cdot F/D$  pour obtenir la nouvelle taille de sources permettant d'obtenir les mêmes résultats. Par exemple, avec un focaliseur qui a un rapport  $F/D$  égale à 1, des sources distantes de  $1,875 \lambda$  conduisent à une efficacité de 65% et un niveau de recouvrement de -7.2 dB.

Le tableau I.1 montre que pour avoir une efficacité optimum et un niveau de lobes secondaires bas (proche de -25 dB = valeur requise par le cahier des charges), il est indispensable d'utiliser des sources de grande taille  $2.3\lambda$  qui présentent une apodisation de -12 dB en bords du réflecteur. Cependant dans cette configuration, la variation du gain sur la couverture est trop importante (17.6 dB). Pour obtenir une homogénéité du gain sur les spots

terrestres, classiquement 3 à 4 dB sont tolérés, il faudrait utiliser des sources plus proches soit  $1.1\lambda$  et implicitement plus petites. Dans ce cas là, les pertes par débordements deviennent préjudiciables et détériorent l'efficacité du dispositif. De plus, les interférences entre les spots seront accrues du fait de l'augmentation du niveau des lobes secondaires.

Il est donc impossible avec un système passif classique d'obtenir à la fois un bon recouvrement des faisceaux et une efficacité maximale de l'antenne. Les systèmes passifs utilisés privilégient l'homogénéité de la couverture terrestre et donc leur efficacité s'approche du critère d'efficacité limite définie par STEIN [I.32] soit 50 %.

Nous arrivons à la conclusion idéaliste suivante : il faudrait utiliser des sources directives et implicitement de grande dimension (de taille  $2.3\lambda$  pour un focaliseur présentant un rapport F/D de 0.8) avec un espacement réduit (de taille  $1.1\lambda$  pour un focaliseur présentant un rapport F/D de 0.8) équivalent à celui obtenu lors de l'utilisation de petites sources.

### **III.2.3 - Amélioration du dispositif**

Pour pallier à ces problèmes, des dispositifs plus complexe et plus volumineux ont été développés. Nous allons décrire deux procédés différents permettant d'obtenir une couverture répondant aux exigences spatiales. Le premier est conçu à partir d'une multitude de réflecteurs, chacun alimenté par un réseau focal. Ce dispositif est caractérisé par un encombrement et un poids excessif. Le deuxième requiert un simple réflecteur mais nécessite en amont des dispositifs de répartition complexes et coûteux.

#### ***III.2.3.1 - Système à multiples focaliseurs [I.31] [I.33]***

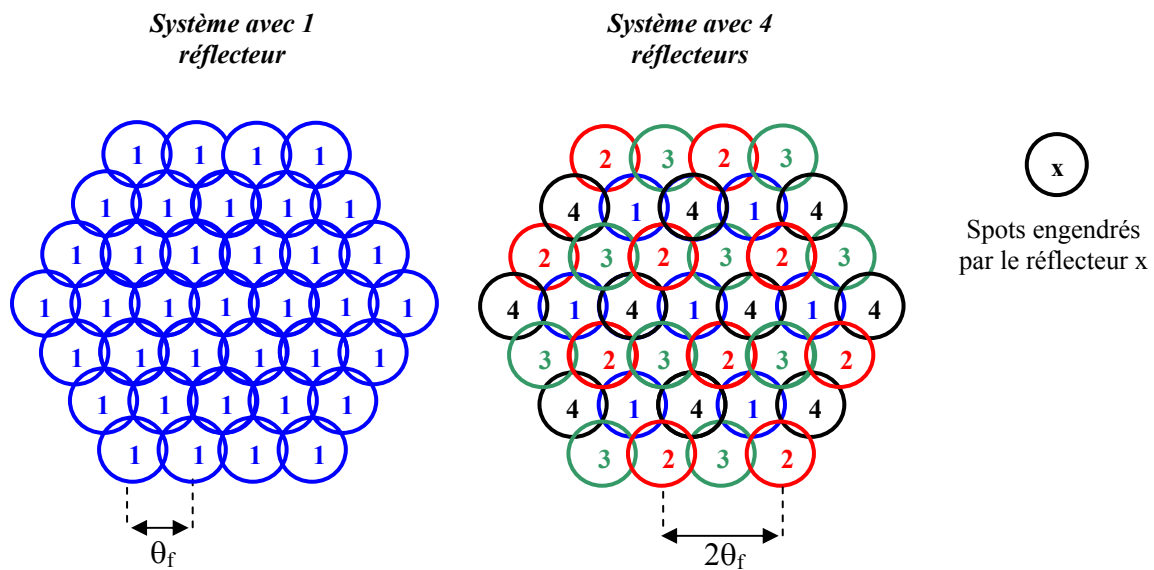
##### **III.2.3.1.1 - Principe**

Ce concept emploie plusieurs réflecteurs paraboliques en offset où deux spots adjacents de la couverture terrestre sont générés par un réflecteur différent. Les faisceaux engendrés par un même réflecteur ont donc un écart angulaire plus important. Chaque réseau

comportera des sources de plus grandes dimensions et implicitement plus directives. L'efficacité de chacun des focaliseurs est donc optimum dans le sens où toutes les sources illuminent les réflecteurs avec une apodisation de -12 dB.

### III.2.3.1.2 - Exemple

Dans cette exemple, nous avons comparé deux types de système : le système un classique avec un seul réflecteur et un système deux avec quatre réflecteurs. Tous les focaliseurs présentent les mêmes caractéristiques soit  $F/D$  égale à 0.8,  $H/D$  égale à 0.3 avec un diamètre  $D$  égale à  $60\lambda$ . La **Figure I.22** montre les couvertures multicellulaires associées aux deux dispositifs.



**Figure I.22** : Couvertures cellulaires du dispositif simple et du dispositif à 4 réflecteurs

Afin que les spots se recoupent à -4 dB, le système 1 est composé de sources de taille  $1.1\lambda$  (voir tableau I.1). L'écart entre deux spots adjacents dans les deux systèmes vaut  $\theta_f$  soit  $2.1^\circ$  d'après les formules (I.3) (I.4) et (I.17).

L'utilisation de quatre réflecteurs permet de doubler l'écart angulaire entre les spots générés par un même réflecteur soit  $2\theta_f$ . L'encombrement des sources à la focale d'un même

réflecteur est donc doublé par rapport à un système à unique focaliseur. Il est donc possible d'utiliser des sources de taille  $2.2 \lambda$  synonyme d'efficacité maximale du réflecteur.

Le **Tableau I.2** résume les données caractéristiques des deux types de couvertures.

	<u><i>Système à un réflecteur</i></u>	<u><i>Système à 4 réflecteurs</i></u>
Ecart angulaire entre deux cellules	$\theta_f$ soit $2.1^\circ$	$\theta_f$ soit $2.1^\circ$
Taille d'une cellule	$\frac{2}{\sqrt{3}}\theta_f$ soit $2.42^\circ$	$\frac{2}{\sqrt{3}}\theta_f$ soit $2.42^\circ$
Ecart angulaire entre deux cellules générées par le même réflecteur	$\theta_f$ soit $2.1^\circ$	$2\theta_f$ soit $4.2^\circ$
Niveau de recoupement des spots	-4 dB	Environ -4 dB (légèrement inférieur)
Distance entre les sources $\Leftrightarrow$ taille des sources	$1.1\lambda$	$2.2\lambda$
Apodisation	-2.5 dB	-12 dB
<b>Niveau des lobes secondaires</b>	<b>-19.2 dB</b>	<b>-24.2 dB</b>
<b>Efficacité des réflecteurs</b>	<b>52.8 %</b>	<b>79.2%</b>
Gain maximal sur la couverture	42.66 dB	44.48 dB
<b>Gain minimal sur la couverture</b>	<b>38.66 dB</b>	<b>légèrement supérieur à 40.5 dB</b>

**Tableau I.2** : Comparaison des couvertures engendrées par le dispositif simple et le dispositif amélioré composé de quatre réflecteurs

Malgré une nette amélioration de la couverture caractérisée par une hausse du gain minimum et une meilleure isolation entre les spots, ce système à multiples réflecteurs est pénalisé par son encombrement excessif. De plus, il nécessite un réglage précis du pointage des multiples réflecteurs pour que les spots n'interfèrent pas.

### **III.2.3.2 - Système multifaisceaux à bouquets de source**

#### **III.2.3.2.1 - Principe**

Dans les dispositifs décrits précédemment, chaque faisceau était généré à partir d'une seule source. Il a été vu que pour obtenir une couverture homogène caractérisée par une variation minimale du gain, il était primordial d'utiliser des sources peu espacées. Cependant, cette configuration conduisait à des pertes par débordement au niveau du focaliseur du fait du rayonnement large des petites sources utilisées.

Il est possible d'engendrer un faisceau à partir d'un bouquet de sources du réseau focal par l'intermédiaire de dispositifs répartiteurs en amont de l'antenne. L'utilisation de plusieurs sources élémentaires en réseau permet de générer un rayonnement plus directif et donc limiter les pertes par débordement. Cependant, les éléments centraux de deux bouquets de sources engendrant deux faisceaux adjacents correspondent à deux sources élémentaires adjacentes. En effet, la distance séparant deux sources élémentaires adjacentes est choisie suffisamment petite de façon à obtenir des faisceaux rapprochés et ainsi limiter les pertes par recoupement. Les bouquets ont donc des sources en commun et chaque source élémentaire participe à plusieurs bouquets (et donc implicitement à la génération de plusieurs faisceaux).

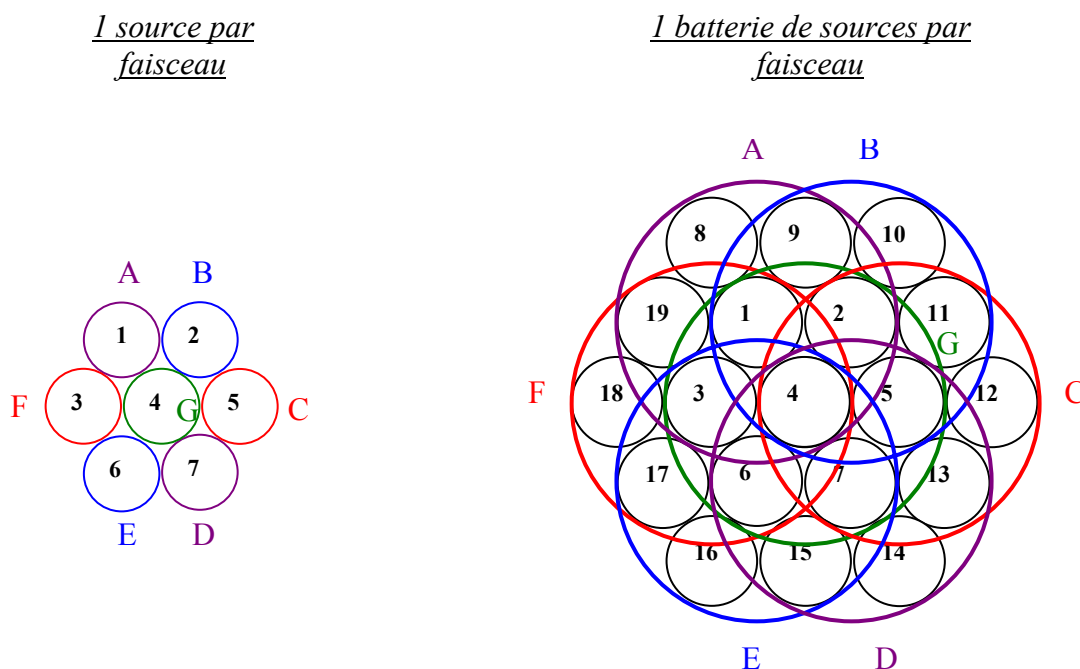
#### **III.2.3.2.2 - Exemple**

Le concept " un faisceau généré par un bouquet de sources " est comparé au concept basique " un faisceau généré par une source ". Dans notre exemple illustré sur la **Figure I.23**, les deux systèmes permettent de générer sept faisceaux. Le premier dispositif nécessite 7 sources alors que le second en requiert 19. Le **Tableau I.3** permet de répertorier les sources utilisées pour chacun des faisceaux émis.

Par ce procédé de réutilisation des sources, la distance entre deux bouquets correspond à la distance entre deux sources adjacentes. Cette distance est choisie de façon à obtenir un niveau de recoupement des faisceaux de l'ordre de -4 dB. Le nombre d'éléments dans chaque bouquet, sept dans notre exemple, permet d'obtenir -12dB d'apodisation en bords du



réflecteur. Cependant, ce nombre peut varier pour compenser la défocalisation des bouquets. Il est également possible d'appliquer une loi d'excitation spécifique à chacun des éléments composants le bouquet pour compenser les aberrations de phase [I.34].



**Figure I.23** : Illustration des sources utilisées dans la génération de sept faisceaux pour les 2 dispositifs

Faisceaux générés	Fréquence	Sources utilisées	
		Système "un faisceau généré par un bouquet de sources"	Système "un faisceau généré par une source"
Faisceau A	F1	Bouquet A : 1,2,3,4,19,8,9	1
Faisceau B	F2	Bouquet B : 2,11,5,4,1,9,10	2
Faisceau C	F3	Bouquet C : 5,12,13,7,4,2,11	5
Faisceau D	F1	Bouquet D : 7,13,14,15,6,4,5	7
Faisceau E	F2	Bouquet E : 6,7,15,16,17,3,4	6
Faisceau F	F3	Bouquet F : 3,4,6,17,18,19,1	3
Faisceau G	F4	Bouquet G : 4,5,6,7,3,1,2	4

**Tableau I.3** : Sources utilisées suivant les faisceaux générés

Ce type de dispositifs très efficace complique cependant de façon substantielle le circuit de distribution en amont des sources situées dans le plan focal. De nombreuses études ont été réalisées sur ces répartiteurs utilisant le principe de réutilisation des sources [I.35] [I.36] [I.37] [I.38]. Il sera cité entre autres les systèmes composés de deux larges matrices de Buttler [I.39] (nombre de ports de sorties égale aux nombres de sources) en regard l'une de l'autre, les systèmes utilisant une multitude de matrice de Buttler de taille limité dont le nombre correspond au nombre de sources excités pour chaque faisceau [I.38]. Ces dispositifs qui autorisent une grande flexibilité et une grande reconfigurabilité dans la gestion des faisceaux sont complexes, lourds, chers et à pertes.

### **III.2.4 - Solution proposée**

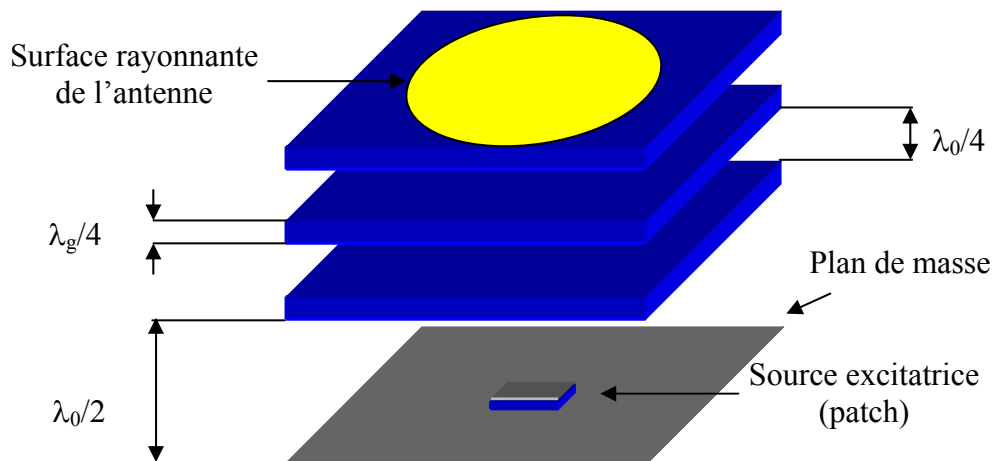
L'utilisation d'un BIP résonant à défaut [I.40] [I.41] [I.42] est envisagée pour réaliser des sources pour focaliseur multifaisceaux. La conception et le fonctionnement du BIP résonant à défaut sera largement décrite et expliquée dans le chapitre deux. Dans ce paragraphe, juste quelques notions permettant de mettre en évidence l'intérêt d'un tel dispositif dans une application spatiale sont exposées.

#### ***III.2.4.1 - Principe du BIP résonant à défaut***

Ce dispositif est conçu à partir de matériaux qui présentent une périodicité dans une, deux ou trois dimensions. Cette périodicité confère à ces cristaux photoniques des propriétés de filtre spatial et fréquentiel. L'insertion d'un défaut dans ces matériaux BIP autorise une fréquence de transmission à l'intérieur de la bande interdite photonique. Ainsi, le matériau ne propose qu'un seul mode de propagation à la fréquence de ce pic de transmission. Ce mode de défaut est utilisé pour forcer les ondes électromagnétiques à transiter dans une direction et à une fréquence particulière. Cette propriété est à l'origine de la conception de l'antenne BIP résonant à défaut. En effet, en excitant le matériau à la fréquence autorisée par le biais d'une source adaptée, seul le mode de défaut peut exister et le matériau devient le principal élément

rayonnant. L'énergie rayonnée par l'élément excitateur peut donc se répartir sur la surface du matériau. Une antenne plus directive est ainsi obtenue.

Une représentation d'une antenne BIP résonant à défaut est donnée **Figure I.24**.



**Figure I.24** : Représentation du BIP résonant à défaut

Le gain de l'antenne est directement lié à la taille de la surface rayonnante équivalente qui est fixée par les propriétés électromagnétiques du matériau.

### **III.2.4.2 - Application du BIP résonant à défaut comme source focale d'un réflecteur multifaisceaux**

L'idée est d'associer au BIP résonant à défaut une multitude de sources élémentaires dont le nombre correspond au nombre de faisceaux désirés. Ceci afin de reproduire le fonctionnement du système utilisant un bouquet de source pour générer un faisceau (Chap1 §III.2.3.2) mais sans dispositif complexe en amont de l'antenne. La directivité de chacun de ces éléments pourra donc être augmentée par le biais de notre dispositif BIP. Par conséquent, il correspondra à chacun de ces éléments une surface rayonnante équivalente élargie sur la surface du BIP.

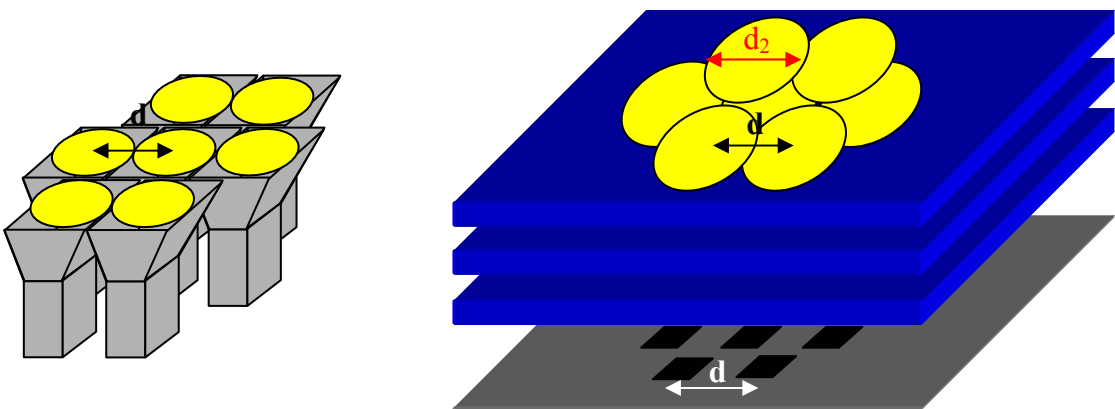
La distance entre ces sources élémentaires devra être choisi de telle sorte que les faisceaux engendrés par le focaliseur se recoupent à -4 dB de façon à ce que la variation du gain sur la couverture n'excède pas 4 dB. Pour obtenir un tel niveau de recouvrement, il est

nécessaire que la distance  $d$  entre ces éléments soit environ égale à  $1.1\lambda \times 1.25 \times F/D$  d'après le tableau I.1 (Chap1 §III.2.2).

Avec ce type d'espacement, une structure classique à base de cornets ne permet pas d'engendrer une efficacité optimum du réflecteur. En effet, ce faible espacement ne permet pas d'utiliser des cornets suffisamment directifs (c'est à surface rayonnante importante) permettant d'obtenir une apodisation idéal de  $-12$  dB en bord de réflecteur (tableau I.1). L'intérêt du BIP résonant à défaut illustré **Figure I.25** est double :

1. augmenter la surface rayonnante et donc la directivité associée à chaque sous réseau de manière à obtenir une apodisation de  $-12$  dB en bord de réflecteur. (Ces surfaces devront avoir un diamètre  $d_2$  égal à  $2.3\lambda \times 1.25 \times F/D$  comme le montre le tableau I.1)
2. entrelacer ces surfaces rayonnantes de manière à avoir une distance  $d$  centre à centre égale à  $1.1\lambda \times 1.25 \times F/D$  (pour obtenir un niveau de recouvrement des faisceaux égale à  $-4$  dB)

Le focaliseur avec une source focale BIP permettra de générer des faisceaux qui se recoupent à  $-4$  dB d'un gain maximum. Cette solution basé sur le principe du BIP résonant à défaut paraît être un moyen peu encombrant et peu coûteux pour optimiser les antennes réflecteurs à réseaux focaux.



**Figure I.25** : Illustration du principe à base de BIP résonant à défaut

## **IV - DEMARCHE DE L'ETUDE**

L'objectif de ce travail de thèse est de montrer la faisabilité d'une antenne BIP résonante à défaut comme sources entrelacées d'un focaliseur à couverture cellulaire.

### **IV.1 - Etapes des travaux de recherches**

Le déroulement de cette étude suit les principales étapes rencontrées dans tous les projets de recherche et de développement.

- Etude bibliographique et réalisation d'un état de l'art des connaissances des antennes spatiales : le but est d'une part de mettre en évidence la méthode de conception d'une antenne multifaisceaux et d'en montrer ses limites. Ceci pour montrer l'intérêt d'utiliser la technologie BIP dans la conception d'une antenne multifaisceaux performante et peu coûteuse.
- Etude des structures BIP (*chapitre II*)
- Développement et réalisation d'une antenne BIP résonante à défaut alimentée par une source nouvelle et adaptable sur un guide. En effet, initialement la structure BIP devait être intégrée à un système d'alimentation par guide fourni par ALCATEL ESPACE. INDUSTRY (*chapitre III*).
- Etude d'un focaliseur développé par ALCATEL ESPACE INDUSTRY, prise en compte des besoins et conception d'une source focale par la technologie BIP => Développement et réalisation d'une antenne BIP résonante à défaut alimenté par un septet de sources adaptables sur guides.

## **IV.2 - Moyens théoriques et expérimentaux utilisés**

### **IV.2.1 - Moyens théoriques**

La conception des antennes BIP résonantes à défauts représente un point primordial de cette étude. En effet, la connaissance, la maîtrise et l'optimisation des caractéristiques de cet aérien sont indispensables pour concevoir une source focale aux propriétés optimisées.

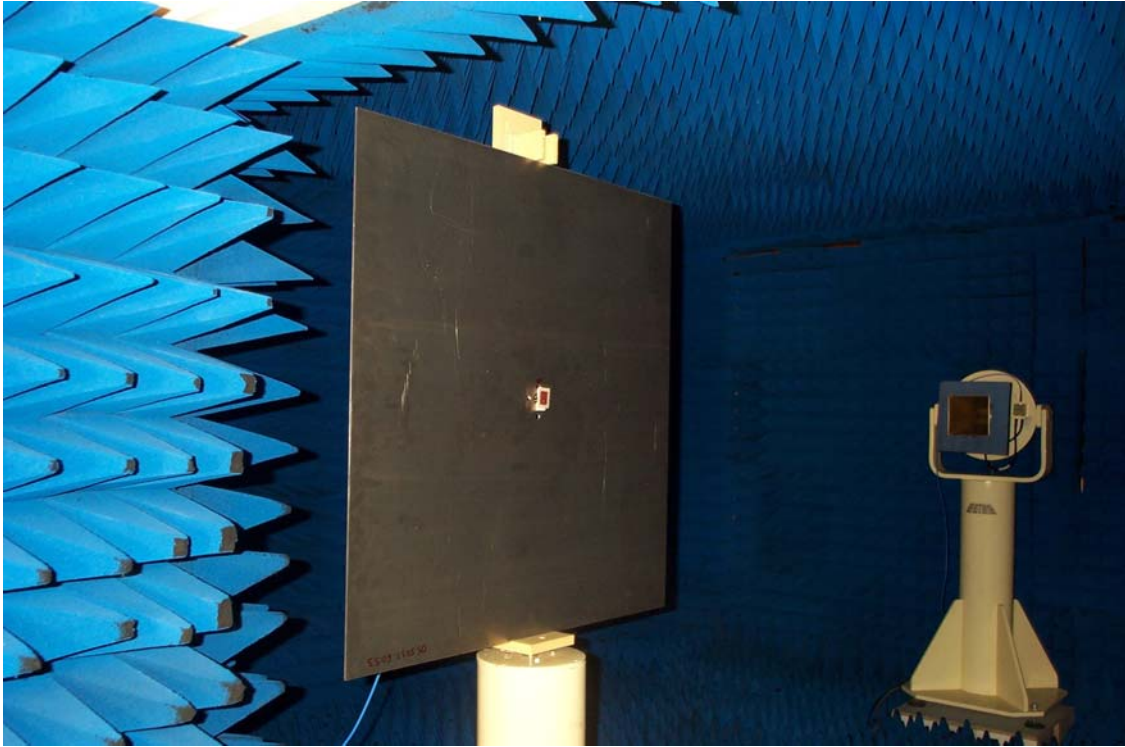
L'étude des antennes BIP résonantes à défaut est réalisée à partir d'un code de calcul performant développé à l'I.R.C.O.M [I.43]. Ce code met en œuvre une méthode initiée par Yee en 1966 [I.44] résolvant les équations de Maxwell par la méthode des différences finies dans le domaine temporel (Finite Difference Time Domain). Le principe de fonctionnement de ce code est décrit en **annexe 3**. Cet outil ne fait aucune approximation sur les équations de Maxwell, il est parfaitement adapté à l'étude de ce type d'antennes. Cependant, cette méthode implique certaines limites aux études. En effet, la structure étudiée est discrétisée en mailles élémentaires, dont la taille doit permettre de modéliser précisément l'objet et les phénomènes électromagnétiques. Les limitations informatiques (temps de calcul et place mémoire) imposent de ne pas dépasser un volume de  $(10 \lambda_0)^3$  pour les structures étudiées. Ainsi, l'utilisation du code FDTD a été limitée à l'étude de la structure BIP.

Le système rayonnant associant un réflecteur parabolique en offset et sa source focale BIP ne peut être étudié globalement par la méthode F.D.T.D. Un logiciel nommé GRASP8 [I.45] a été utilisé pour déterminer le rayonnement du réflecteur et la couverture Terrestre associée. Ce logiciel est basé sur les méthodes de l'optique physique combinées avec la théorie de la diffraction.

### **IV.2.2 - Moyens expérimentaux**

Les différentes réalisations de cette étude ont été caractérisées dans la base de mesure d'antennes de l'IRCOM dont le domaine d'application est 1-12.4 GHz. La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système en transmission

comprenant deux antennes : l'antenne de référence en émission (cornet large bande (1 à 12.4 GHz)) et l'antenne sous test en réception. Les analyseurs de réseau vectoriel WILTRON 360 et MNVA8-360 permettent la mesure des paramètres  $S_{ij}$ . Le descriptif de cette base représentée **Figure I.26** est donné en **annexe 4**.



**Figure I.26** : Photographie de la base de mesure de l'IRCOM





## CHAPITRE II

### *ETUDE ET CONCEPTION DE L'ANTENNE A CAVITE BIP*

\* \* \* \* \*

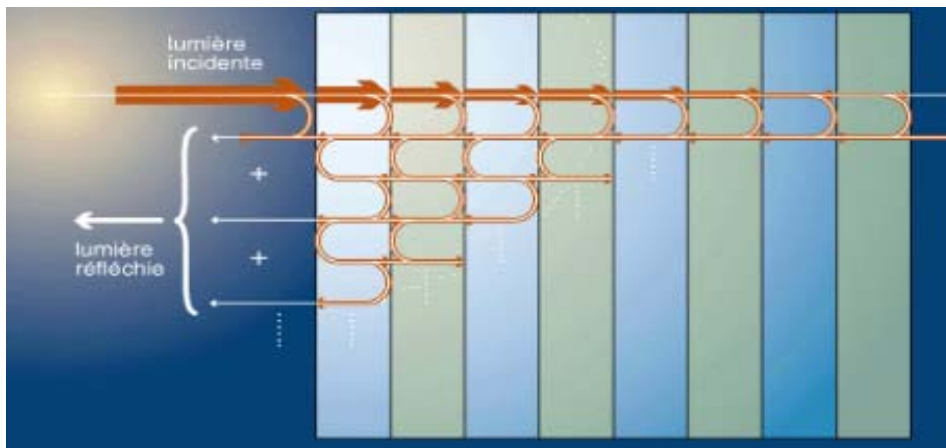
- MATERIAU BIP
- ANTENNE BIP RESONANT A DEFAUT



## I - MATERIAU BIP

### I.1 - Historique

Le concept des structures à Bandes Interdites Photoniques est apparu très récemment mais dès 1915, le physicien anglais William Laurence BRAGG a développé ce qui est considéré comme l'ancêtre des BIPs, le miroir de BRAGG. Ce dernier est composé d'un empilement de surfaces planes transparentes et permet grâce à des phénomènes d'interférences constructives de réfléchir 99,5% de l'énergie incidente à condition que cette dernière attaque le miroir sous une incidence proche de zéro degré. Une distance de  $\lambda_g/4$  entre les différentes interfaces est nécessaire pour atteindre ce rendement (**Figure II.1**).



**Figure II.1** : Principe du miroir de Bragg

L'analogie existant entre l'équation de Schrödinger et l'équation de propagation issue des équations de Maxwell permit au Professeur Eli Yablonovitch de faire le rapprochement entre les propriétés des cristaux solides et des cristaux phoniques. Ainsi à l'image des semi-conducteurs dont la régularité du paysage atomique entraîne l'existence d'une bande d'énergie interdite, le Professeur Eli Yablonovitch a démontré la possibilité d'obtenir des bandes de fréquences interdites pour des matériaux diélectriques périodiques[II.1] [II.2] [II.3]. Pour ces bandes de fréquences, aucune onde électromagnétique ne peut se propager dans le matériau et ceci quel que soit l'angle d'incidence considéré. Ces plages de fréquences ont pris le nom générique de Bande Interdite Photonique.

Les matériaux B.I.P ont suscité un vif intérêt de la part de la communauté scientifique, tout d'abord en optique dans le but de réaliser des cavités LASER à haute résolution spectrale [II.4] [II.5], des diodes électroluminescentes à faible pertes [II.6], des fibres optiques à dispersion limitée [II.7], des guides d'ondes [II.8] [II.9] [II.10], des puces optiques (filtre, miroirs très intégrés ...). Cependant les difficultés à réaliser de tels cristaux à de si petites dimensions ont amené les chercheurs à étendre le concept au domaine des fréquences centimétriques et millimétriques.

Dans le domaine des micro-ondes, nous pouvons exploiter le concept des matériaux BIP aussi bien pour des applications circuits que pour réaliser des antennes [II.11]. Il est possible par exemple de filtrer un signal se propageant sur un support de type "fine line" [II.12] grâce à une série de plots métalliques circulaires ou bien encore, de créer des guides d'onde accordables en fréquence [II.13] dans une structure BIP métallique composée de fils et de varactors.

Toutefois, une des voies les plus prometteuses concerne le domaine des antennes. Beaucoup de travaux ont été réalisés dans le but de prouver l'intérêt de disposer d'un substrat à BIP. Il a été montré [II.14] [II.15] [II.16] que le fait de disposer un substrat BIP métallique planaire au-dessous d'un monopole permettait d'améliorer les performances du dispositif. La présence d'un substrat BIP diélectrique sous une antenne patch a pour principal effet de réduire les effets d'onde de surface [II.17] ainsi que le niveau des lobes secondaires.

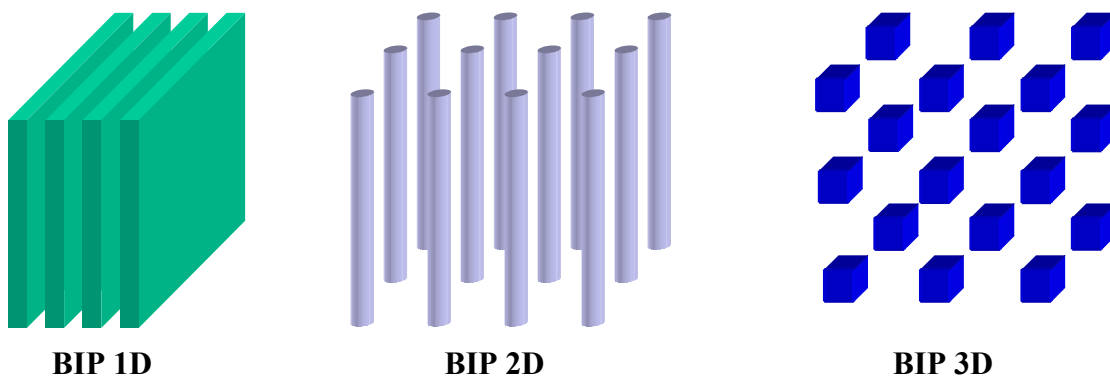
Les matériaux BIPs sont également intéressants du point de vue de la discrétion. Il est possible de réduire la SER d'un aérien en couplant ce dernier avec un BIP métallique possédant des caractéristiques de transparence durant le temps d'émission ou de réception et des caractéristiques d'opacité durant le reste du temps [II.18].

Différents travaux concernant les BIP diélectriques ont été réalisés à l'IRCOM (Limoges) au sein du thème électromagnétisme. Une première série d'études a consisté à réaliser des réflecteurs paraboliques [II.19] [II.20]. Ces réflecteurs ont par exemple été constitués d'un empilement de sept lames à courbure parabolique en matériau réxolyte séparées par des lames d'air. Le comportement de ce dispositif est équivalent à celui des

réflecteurs métalliques sur une bande de fréquence donnée mais ils sont complètement transparents aux ondes électromagnétiques en dehors de cette bande. Un second axe qui concerne les dispositifs rayonnants a également été développé et a permis d'aboutir à la conception d'une antenne fort gain à faibles lobes secondaires et à encombrement réduit. Cette structure appelée *antenne BIP résonant à défaut* [II.21] [II.22] [II.23] a été à la base de tous les systèmes qui vont être développés dans ce mémoire.

## I.2 - Description

Les matériaux à bande interdite photonique, plus simplement appelés BIPs, sont des structures diélectriques ou métalliques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux. Cette périodicité peut exister dans une, deux ou bien dans les trois dimensions de l'espace. Les motifs élémentaires composant cette structure, peuvent quant à eux avoir la forme de plaques (1 D) ou de cylindriques (2 D) répartis sur un réseau dont la maille élémentaire est carrée [II.24], triangulaire [II.25] [II.26] [II.27]. Les structures périodiques 3D sont obtenues par enchevêtrement de tiges (structure "tas de bois") ou par l'agencement de sphères ou des cubes (**Figure II.2**) répartis périodiquement comme les mailles d'un réseau cristallin (cubique, cubique centré, cubique face centrée...).



**Figure II.2** : Visualisation de structures BIP 1D, 2D et 3D

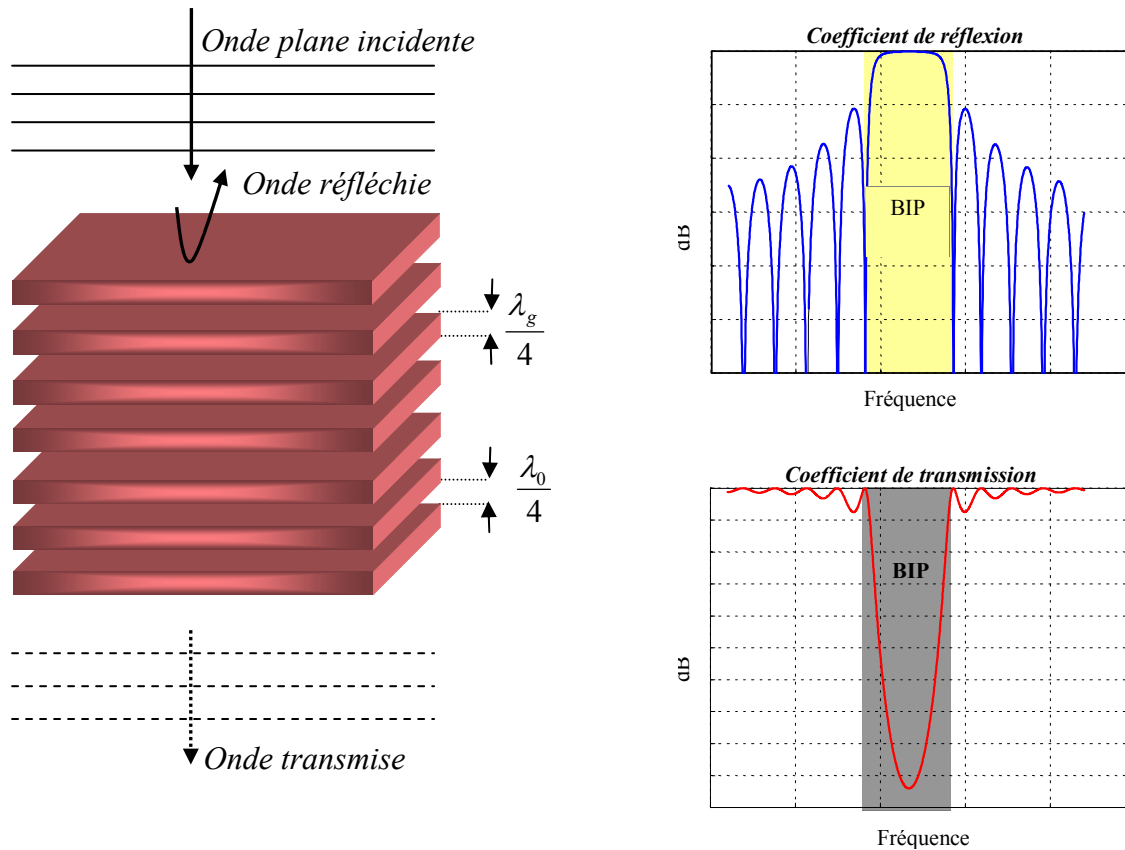
Les structures BIP unidimensionnelles 1D sont les plus simples mais leurs propriétés sont très sensibles à l'angle d'incidence des ondes électromagnétiques alors que les structures

2D ou 3D, au demeurant plus difficiles à réaliser, permettent un contrôle de la propagation des ondes électromagnétiques pour des angles d'incidence variables.

### I.3 - Comportement électromagnétique des structures BIP

La propriété fondamentale d'une structure périodique BIP est sa faculté à réfléchir partiellement ou totalement les ondes électromagnétiques dans une certaine bande de fréquence. L'illumination d'un cristal photonique par une onde plane en incidence normale permet de déduire les coefficients de réflexion et de transmission présentés **Figure II.2**.

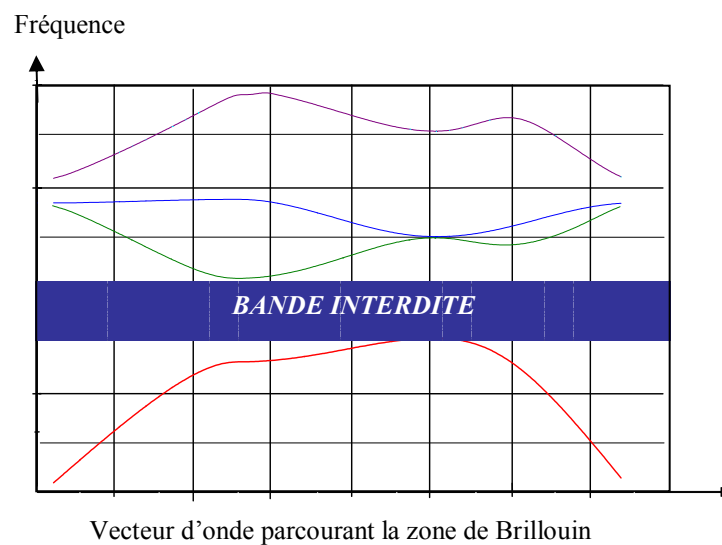
Ces résultats sont obtenus théoriquement grâce à la méthode numérique FDTD (**annexe3**) qui fonctionne sur le principe de la discrétisation spatiale et temporelle simultanées [**II.28**]. Pour les structures périodiques à une dimension, l'utilisation d'une méthode basée sur le calcul des impédances ramenées est suffisante [**II.29**].



**Figure II.2** : Coefficients de réflexion et de transmission de la structure BIP sans défaut

Un matériau BIP possédant un nombre fini de périodes présente une bande de fréquence interdisant la transmission des ondes électromagnétiques. Dans le cas des structures périodiques à une seule dimension, un empilement de  $n$  plaques d'épaisseur  $\lambda_g/4$  et séparés de  $\lambda_0/4$  permet de créer une bande interdite centrée en  $f_0$ . Le niveau de transmission à  $f_0$  sera d'autant plus faible que le nombre de périodes  $n$  composant la structure est élevé ; un nombre de périodes élevé limite cependant la largeur fréquentielle de la bande interdite photonique [II.30]. Si l'agression électromagnétique n'arrive pas en incidence normale, la largeur de la bande interdite photonique sera modifiée.

Une autre méthode pour étudier les matériaux à bande interdite photonique consiste à calculer le diagramme de dispersion du matériau infini. Le réseau cristallin est transposé dans l'espace réciproque des vecteurs d'ondes. Un nouveau réseau orthogonal au réseau cristallin de l'espace direct est ainsi obtenu. Ceci permet de déduire la première zone Brillouin qui représente le domaine élémentaire dans lequel doivent être recherchées les solutions aux équations de propagation. La méthode consiste alors à calculer l'enveloppe des modes autorisés à se propager en faisant parcourir au vecteur d'onde en abscisse le contour prédéfini par la première zone de Brillouin. Cette étude permet de déterminer si le matériau possède une bande de fréquences interdites commune à tous les angles de propagation envisageables. Les propriétés du matériau infini sont présentées sous la forme d'un diagramme de bande ou diagramme de dispersion (**Figure II.3**).



**Figure II.3** : Diagramme de bande d'une structure BIP

Cette représentation qui trace en ordonnée les fréquences autorisées en fonction du vecteur d'onde est très utile pour localiser les bandes interdites photoniques et ceci quelle que soit la direction de propagation des ondes électromagnétiques. En effet, sur le diagramme, chaque courbe correspond à un mode pouvant exister dans la structure infinie. Ainsi, les fréquences ne correspondant à aucun mode de propagation définissent la bande interdite photonique.

Cette technique est particulièrement adaptée aux matériaux périodiques à plusieurs dimensions car elle considère l'ensemble des directions de propagation de l'onde électromagnétique dans le matériau pour chaque fréquence étudiée. Elle trouve néanmoins ses limites car elle ne permet pas de faire des prévisions sur des échantillons de dimension finies.

## **I.4 - Matériaux BIP à défaut**

Se limiter à l'étude classique des structures à BIP diélectrique (BIPD) dans laquelle la périodicité est parfaite réduit considérablement le champ des applications. En effet, la périodicité entraîne uniquement la formation de zones passantes et de zones interdites, ce qui revient grossièrement à réaliser des filtres fréquentiels simples. Dans cette situation, les seuls paramètres sur lesquels il est possible d'intervenir sont la largeur et la position de la bande interdite. Ces paramètres sont réglables en changeant la périodicité de la structure par exemple.

Afin d'élargir le spectre des possibilités offertes par les BIP, nous allons présenter dans ce paragraphe les effets provoqués par l'insertion de défauts à l'intérieur de la structure, c'est à dire en rompant la périodicité de la structure.

### **I.4.1 - Présentation**

La similitude entre les équations de Schrödinger et l'équation de propagation issue des équations de Maxwell permet de faire le lien entre les semi conducteurs et les matériaux photoniques. Or, l'introduction d'impuretés dans la structure cristalline d'un semi conducteur



(inclusion d'atomes ayant un nombre d'électrons différents sur la couche de valence) rompt la répartition électronique à l'intérieur du cristal. Cette rupture de la périodicité génère des niveaux très étroits d'énergie permise à l'intérieur de la bande interdite électronique.

Par analogie, la rupture de la répartition périodique de la permittivité  $\varepsilon$  dans le matériau BIP engendre l'ouverture d'une bande de fréquence autorisée à l'intérieur de la bande interdite photonique. La largeur et la position de cette bande autorisée sont pilotées par les caractéristiques du défaut.

Ce défaut peut être une variation locale de la permittivité ou une rupture locale de la périodicité de la structure (suppression localisée de quelques motifs élémentaires, modification localisée de la distance entre motifs élémentaires, changement localisée de la géométrie des motifs élémentaires ...)

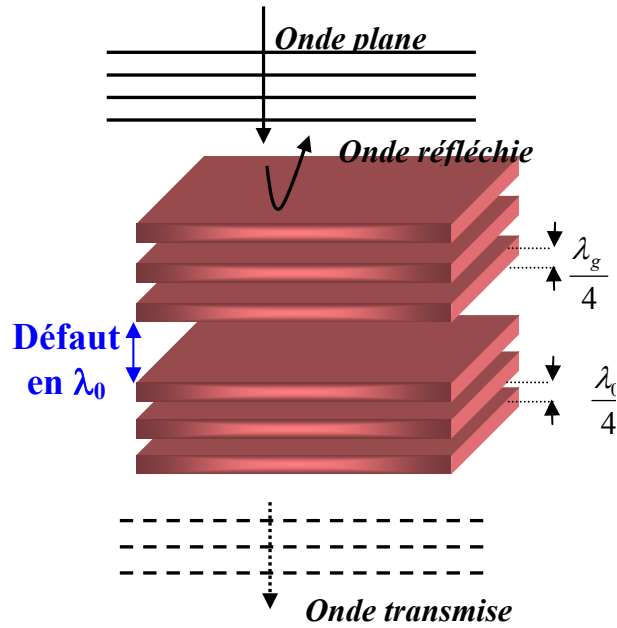
Les études suivantes se limiteront aux structures BIP périodiques suivant une dimension, plus faciles à caractériser. Cependant tous les principes seront applicables aux structures périodiques à deux ou trois dimensions.

## **I.4.2 - Coefficient de transmission des structures BIP à défaut**

Les modes de défaut des matériaux BIP peuvent être mis en évidence par un calcul ou une mesure du coefficient de transmission. Ce dernier est défini par la fraction de l'énergie transmise divisée par l'énergie incidente pour une onde plane en incidence normale sur un matériau BIP non borné suivant les dimensions transverses.

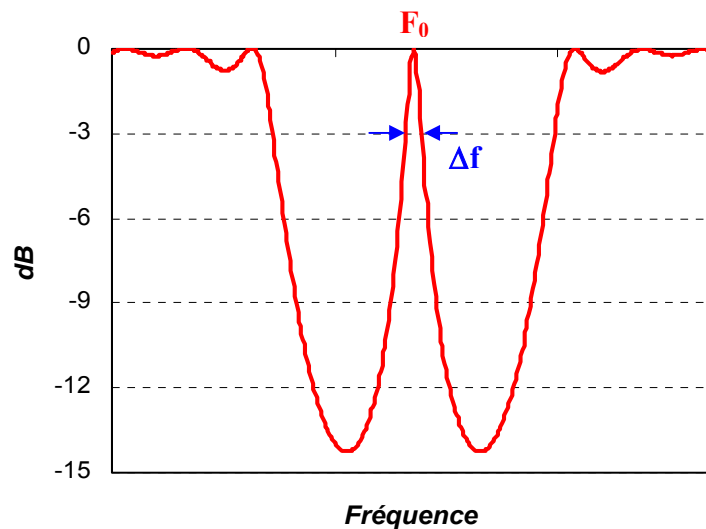
### ***I.4.2.1 - Caractérisation***

La caractérisation sera réalisée sur la base d'un matériau BIP périodique unidimensionnel avec des interfaces distantes de  $\lambda_g/4$  selon le procédé du miroir de BRAGG. Pour notre étude, le défaut unique est lié à une absence de plaque diélectrique sur une épaisseur de  $\lambda_0$  au centre de la structure (**figure II.4**).



**Figure II.4** : Structure BIP à défaut 1D

La **figure II.5** présente le coefficient de transmission en fonction de la fréquence de cette structure à défaut. Ce coefficient montre l'apparition d'un pic de transmission au milieu de la bande interdite pour la fréquence  $f_0$ . L'insertion d'un défaut de hauteur égale à un multiple de  $\lambda_0$  permet de générer des pics de transmission tous les  $f_0$ . La fréquence de cette bande permise peut être décentrée dans la bande interdite par une hauteur du défaut différente de  $\lambda_0$  au sein de la structure périodique assemblant les couches d'épaisseur  $\lambda_g/4$ .



**Figure II.5** : Coefficient de transmission d'une structure BIP à défaut

### 1.4.2.2 - Propriétés

Les propriétés du matériau BIP à défaut peuvent être caractérisées grâce au pic de transmission par l'intermédiaire du coefficient de qualité  $Q$ .

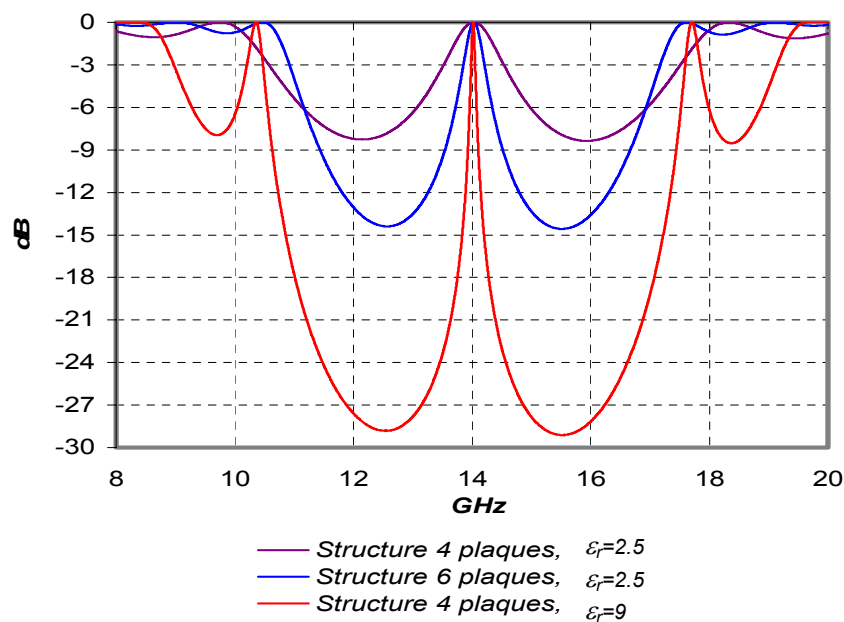
$$Q = \frac{F_0}{\Delta f} \quad (\text{II.1})$$

Avec  $F_0$  : Fréquence du pic de transmission

$\Delta f$  : Bande passante à - 3 dB

Le facteur de qualité de la structure BIP dépend du nombre de plaques et du contraste de permittivité diélectrique des matériaux de la structure. Cette grandeur traduit la faculté du matériau BIP à conserver l'énergie à l'intérieur du défaut.

La **Figure II.6** présente le coefficient de transmission de trois structures BIP à défaut 1D différentes. Le nombre de plaques d'épaisseur  $\lambda_g/4$  et leur permittivité diélectrique sont précisés par la légende de la figure II.6.

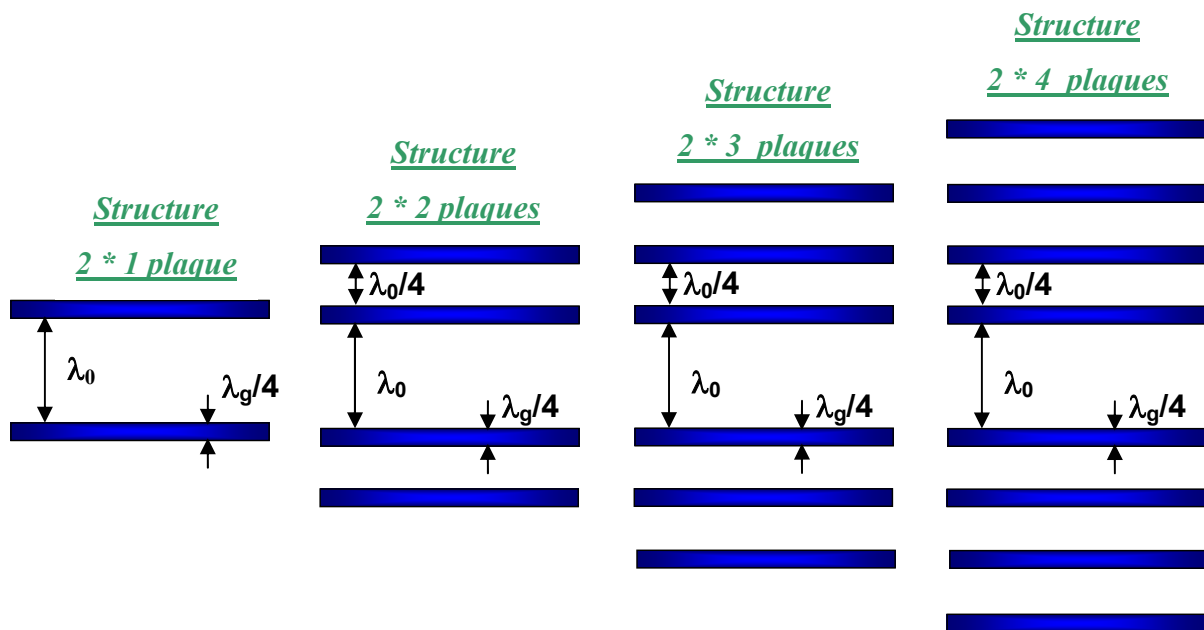


**Figure II.6 :** Evolution du coefficient de transmission en fonction de la nature des matériaux du cristal photonique

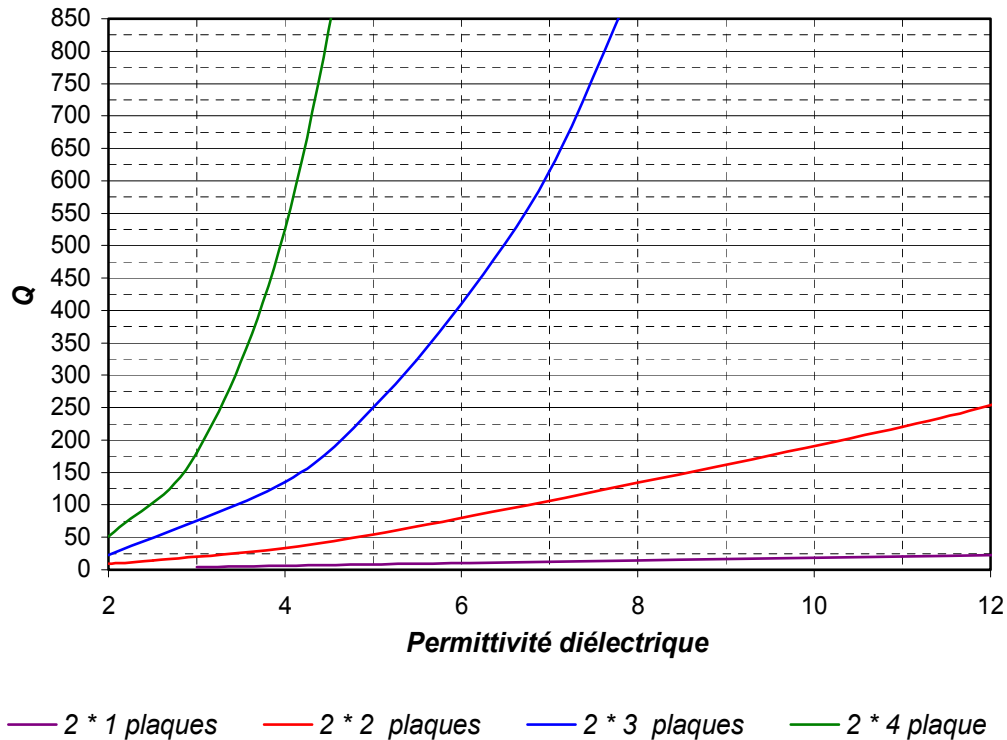
On remarque que le facteur de qualité est d'autant plus grand que le nombre de plaques et que la permittivité diélectrique des matériaux sont élevés. Dans le paragraphe suivant, une étude globale permettant d'exprimer le facteur de qualité de toute structure BIP à défaut va être réalisée.

#### ***1.4.2.3 - Evolution du facteur de qualité en fonction de la composition du cristal photonique***

Le facteur de qualité de plusieurs matériaux BIP à défaut (composés de plaques d'épaisseur  $\lambda_g/4$  séparées par  $\lambda_0/4$  avec un défaut de dimension  $\lambda_0$ ) qui se différencient par le nombre de plaques (**figure II.7**) est représenté sur la **figure II.8**. Pour chaque structure considérée, le coefficient de qualité est exprimé en fonction de la permittivité diélectrique du matériau composant le BIP.



**Figure II.7 :** Différentes structures BIP à défaut



**Figure II.8 :** Evolution du facteur de qualité en fonction de la composition du BIP à défaut

Après avoir analysé le BIP à défaut par son coefficient de transmission, cette structure va être étudiée dans l'espace réciproque des vecteurs d'ondes afin de faire ressortir les directions de propagation des ondes électromagnétiques dans le matériau à défaut.

### I.4.3 - Caractérisation dans l'espace réciproque

L'analyse des cristaux photoniques dans l'espace réciproque permet de déterminer la distribution spatiale des champs électromagnétique en fonction des vecteurs d'ondes dans la structure finie considérée [II.20] [II.31]. Tout d'abord, le principe de la méthode permettant d'obtenir ces résultats va être exposée. Puis, un exemple de cartographie caractérisant une structure BIP à défaut 1 D dans l'espace réciproque va être donnée.

### 1.4.3.1 - Principe de la méthode

IL est nécessaire au préalable d'étudier les champs électromagnétiques de la structure de dimension finie dans l'espace direct. Cette étude peut être réalisée à l'aide d'un outil numérique du type F.D.T.D (**annexe 3**).

Les composantes de champ  $\vec{E}(f, x, y, z)$  et  $\vec{H}(f, x, y, z)$  pour différentes fréquences sont alors transposées dans l'espace réciproque des vecteurs d'onde par une simple transformée de Fourier spatiale (II.2) (II.3).

$$\vec{E}_{f_0}(k_x, k_y, k_z) = \int \int \int \vec{E}_{f_0}(x, y, z) \cdot e^{j(k_x \cdot x + k_y \cdot y + k_z \cdot z)} \partial x \cdot \partial y \cdot \partial z \quad (\text{II.2})$$

$$\vec{H}_{f_0}(k_x, k_y, k_z) = \int \int \int \vec{H}_{f_0}(x, y, z) \cdot e^{j(k_x \cdot x + k_y \cdot y + k_z \cdot z)} \partial x \cdot \partial y \cdot \partial z \quad (\text{II.3})$$

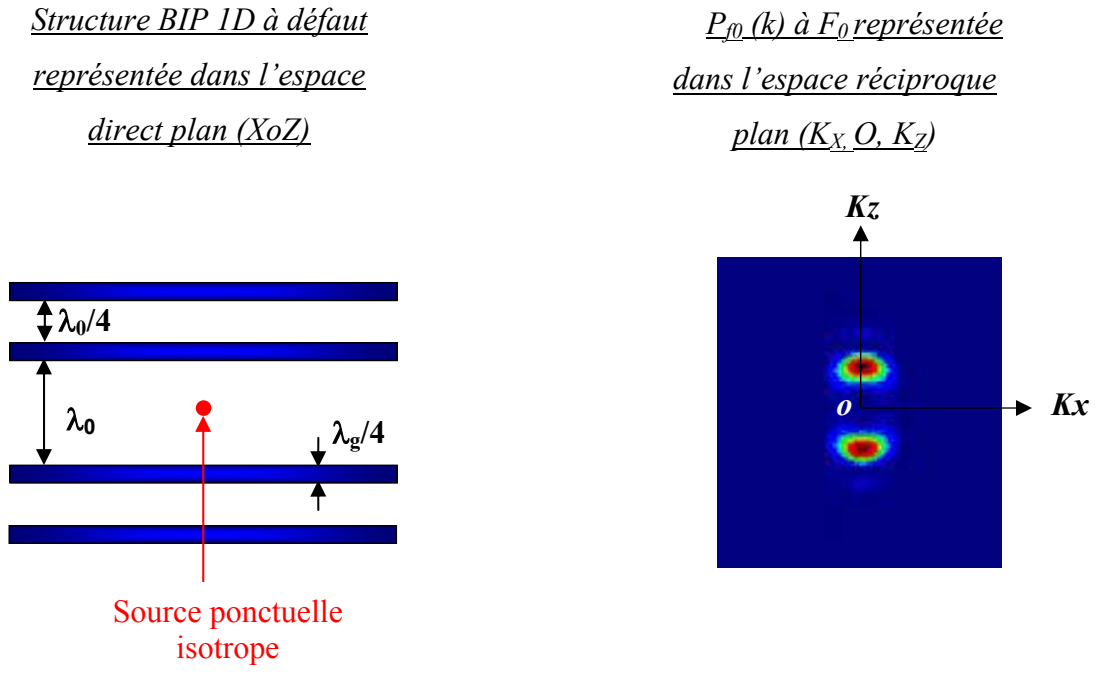
La densité de puissance de rayonnement  $P_{f_0}(\vec{k})$  donnée formule (II.4) est présentée sous forme de cartographie afin de mettre en évidence les valeurs de vecteurs d'ondes des champs pouvant se propager au sein de la structure B.I.P simulée.

$$P_{f_0}(\vec{k}) = \left\| \vec{E}_{f_0}(\vec{k}) \right\| \cdot \left\| \vec{H}_{f_0}(\vec{k}) \right\| \quad (\text{II.4})$$

Un code de calcul permettant de caractériser les BIP dans l'espace réciproque a été développé au sein de l'équipe électromagnétisme de l'IRCOM [II.20] [II.31].

### 1.4.3.2 - Cartographies

Une distribution de densité de puissance rayonnée  $P_{f_0}(\vec{k})$  obtenue avec une structure BIP à défaut 1D excitée par une source ponctuelle isotrope est représentée **Figure II.9**. Cette cartographie est tracée pour la fréquence  $F_0$  du pic de transmission (**figure II.5**) engendré par le défaut de dimension  $\lambda_0$ .



**Figure II.9 :** Exemple de distribution de densité de puissance obtenue avec une structure BIP 1D à défaut pour la fréquence  $F_0$

Ce résultat montre qu'il existe deux valeurs distinctes de vecteurs d'onde et donc deux directions privilégiées pour la propagation de l'énergie au sein d'une structure BIP à défaut. Cette constatation est valide à la fréquence du pic de transmission ( $F_0$ ).

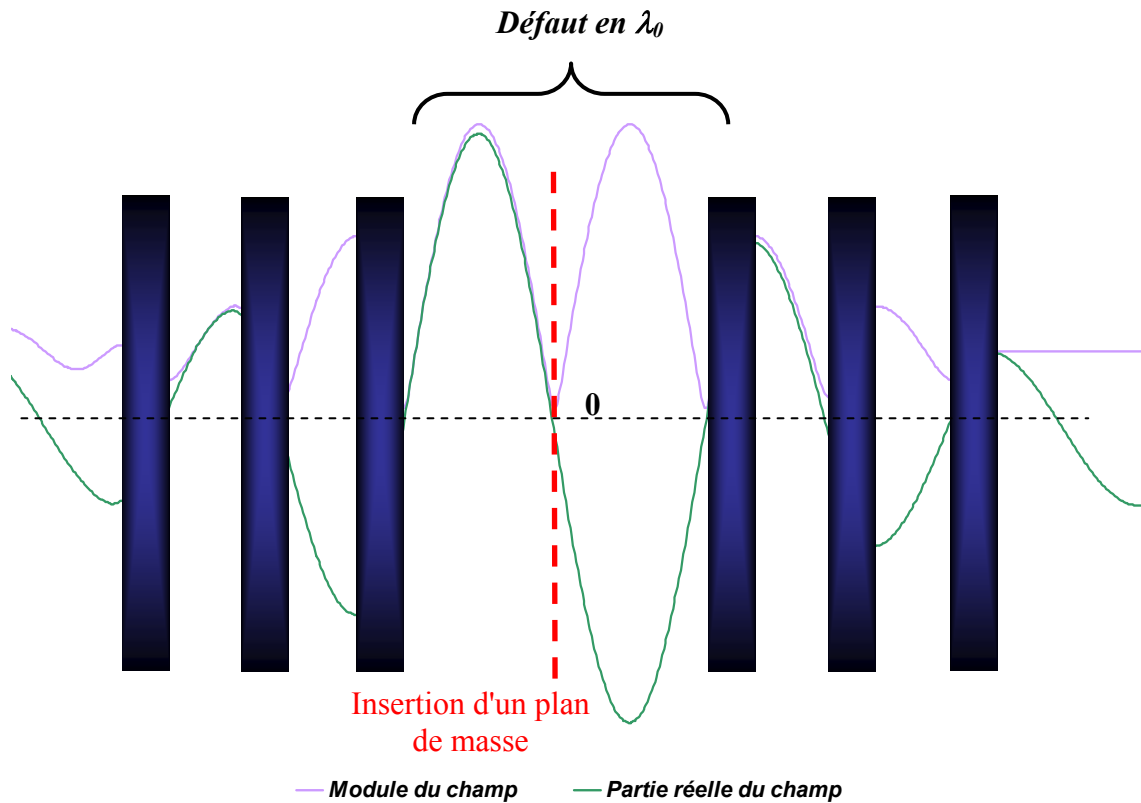
Afin d'obtenir une seule direction de propagation des champs dans la structure BIP à défaut, il est possible d'insérer un plan de masse métallique à l'intérieur du défaut.

## I.4.4 - Matériaux BIP à défaut avec plan de masse

### I.4.4.1 - Principe

La distribution du champ électrique dans la structure à la fréquence  $F_0$  du pic de transmission (**Figure II.10**) montre qu'il est possible d'insérer un plan de masse au centre du défaut. En effet, le champ électrique tangentiel caractérisé par une valeur nulle satisfait la condition de court circuit électrique au milieu de la structure. De plus, le champ réparti de façon antisymétrique de part et d'autre du centre de la structure satisfait au principe de

l'image électrique imposée par le plan de masse. Mais, il est nécessaire d'utiliser des BIP qui ont un défaut multiple entier de  $\lambda_0$  pour conserver ces propriétés.



**Figure II.10 :** *Distribution du champ électrique tangentiel dans une structure BIP 1D à défaut à  $F_0$*

#### **1.4.4.2 - Application au domaine des antennes**

La possibilité d'insertion d'un plan de masse au sein de la structure à défaut offre des propriétés intéressantes dans la réalisation d'antennes directives.

Ce dispositif n'autorisant plus qu'un seul mode de propagation force les ondes électromagnétiques à transiter dans une seule direction ; cette direction sera la direction de pointage de l'antenne. Ainsi en excitant le matériau à la fréquence autorisée, seul le mode de défaut peut exister et le matériau devient le principal élément rayonnant de l'antenne. Il est



défini ainsi une antenne à ouverture rayonnante dont le gain est donné par les dimensions transverses du matériau.

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

Toutes ces propriétés permettent de réaliser une antenne directive avec un encombrement réduit. Cette antenne appelée *BIP résonant à défaut* a été créée pour la première fois à l'IRCOM [II.20] [II.21]. La conception et le fonctionnement de cet aérien qui a été à la base de toutes les structures réalisées au cours de ma thèse vont être détaillés dans le paragraphe suivant.

## **II - ANTENNE BIP RESONANT A DEFAULT**

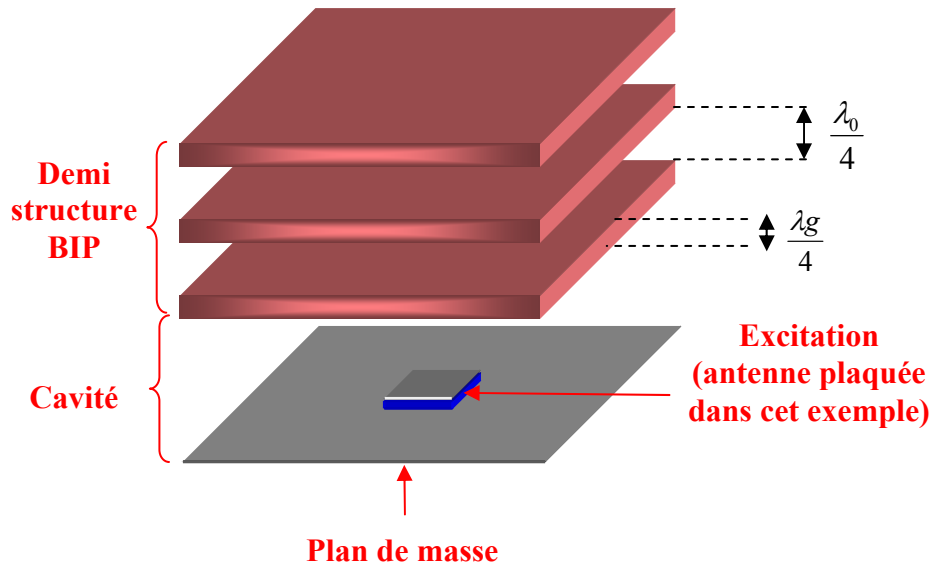
Dans ce paragraphe, nous allons étudier l'antenne à résonateur BIP. Tout d'abord, nous allons détailler les éléments constituant cette antenne pour mettre en évidence son mode de fonctionnement. Puis, les performances électromagnétiques de cet aérien vont être décrites afin de mettre en évidence l'influence des différents paramètres constituant l'antenne. Ce dernier point définira une méthodologie de conception de l'antenne à résonateur BIP. Finalement, le comportement de l'antenne BIP résonant à défaut excitée par une multitude de sources sera analysé.

### **II.1 - Composition de l'antenne**

L'antenne à résonateur BIP se compose de trois parties principales qui sont :

- Le plan de masse sur lequel repose le système d'excitation
- Une cavité située entre le plan de masse et la première plaque diélectrique de la demi structure photonique

- Le demi matériau BIP formé par un agencement périodique d'éléments diélectriques. Dans l'exemple représentant un BIP résonant à défaut 1D donné **Figure II.11**, le demi BIP est composé d'un empilement de plaques diélectriques.



**Figure II.11** : Antenne à résonateur BIP 1D

### II.1.1 - Alimentation de la structure

La structure BIP doit être alimentée par un dispositif favorisant le rayonnement de l'ensemble. Les propriétés physiques et géométriques intrinsèques de la structure BIP diélectrique imposent certaines restrictions quant au choix du dispositif d'alimentation.

#### II.1.1.1 - Restrictions géométriques

La structure BIP résonant à défaut dispose nécessairement d'un plan de masse métallique sur lequel se greffe le dispositif d'excitation. Ce dispositif s'insère entre le plan de masse métallique et la première plaque diélectrique constituant la structure. Ceci limite la taille verticale disponible, pour le dispositif exciteur.

Un des éléments constitutifs fondamental de cette structure BIP est la cavité résonante où l'énergie est emmagasinée. Cette dernière ne doit pas être perturbée électromagnétiquement par son système d'excitation interne. Pour obtenir un tel résultat, ce dernier devra posséder un encombrement réduit dans le volume défini par la cavité. De plus, les dispositifs servant à acheminer l'énergie (câbles coaxiaux, lignes...) à l'élément exciteur devront le moins possible passer à l'intérieur de la cavité. Une alimentation provenant de la face inférieure du plan de masse est préférable.

Pour alimenter correctement notre structure, nous sommes non seulement contraints de respecter des conditions géométriques, évoquées précédemment, mais aussi des contraintes de type électromagnétiques dues au principe de fonctionnement du cristal BIP.

### ***II.1.1.2 - Restrictions électromagnétiques***

La première contrainte concerne le comportement fréquentiel du dispositif. L'alimentation devra être choisie pour être capable d'exciter convenablement le mode de défaut du matériau (ou mode de la cavité) à la fréquence souhaitée.

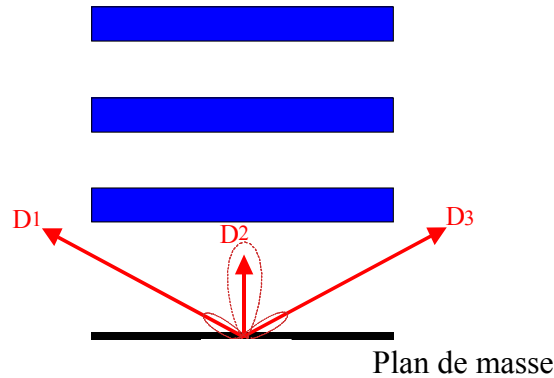
Le second critère concerne l'adaptation de la structure complète. En effet, elle est réalisée par le biais du mode de résonance de l'élément exciteur. L'expérience montre que la présence du demi matériau BIP détériore l'adaptation du dispositif d'alimentation seul; c'est pourquoi il faut prendre un dispositif originel dont l'adaptation est performante ( $S_{11}$  faible et large bande).

Une troisième contrainte également très importante concerne les caractéristiques de rayonnement du dispositif d'alimentation seul (c'est à dire son diagramme de rayonnement et sa polarisation).

- ***Diagramme de rayonnement***

Le diagramme de rayonnement de l'élément exciteur doit présenter un seul lobe principal à la verticale du plan de masse. En effet, la direction de l'énergie émise par le système d'alimentation doit correspondre avec la direction de propagation autorisée par le

matériau BIP. Ainsi, le dispositif antennaire complet aura un fonctionnement optimal. De plus, cette énergie ne doit pas être rayonnée directement hors du BIP (**figure II.12**). Il est donc primordial d'utiliser des sources ayant un rayonnement de type *antenne plaquée* avec un niveau des lobes secondaires faible pour favoriser la direction  $D_2$ .



**Figure II.12** : directions de rayonnement de la source

- **Polarisation des champs**

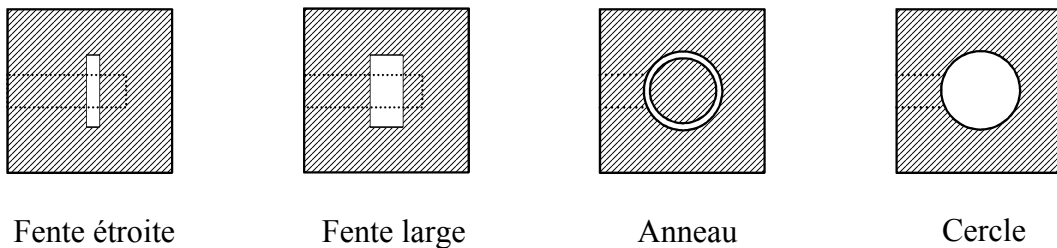
Pour permettre à la structure de fonctionner, il faut respecter une certaine polarisation. En effet, la visualisation de cartographie de champs à l'intérieur d'une structure BIP à défaut révèle que la composante dominante de champ E est la composante tangentielle aux plaques. Afin d'exciter convenablement la cavité du BIP résonant à défaut, le dispositif d'alimentation devra générer des composantes de champ E de même orientation.

### **II.1.1.3 - Présentation de quelques sources excitatrices**

Finalement, le dispositif excitateur devra respecter un grand nombre de conditions énumérées ci-dessus. Plusieurs types de sources pourraient exciter convenablement le dispositif BIP résonant à défaut tels que les cornets, les dipôles sur plan de masse [II.32], mais les antennes qui semblent les plus adéquates sont les antennes imprimées [II.33]. En effet, ce sont des dispositifs bien maîtrisés, légers, peu volumineux et peu onéreux. Leurs inconvénients sont caractérisés par une faible bande passante, un rayonnement parasite de la sonde d'alimentation et une réalisation difficile dans le domaine millimétrique.

Les antennes imprimées se répartissent en deux grandes familles :

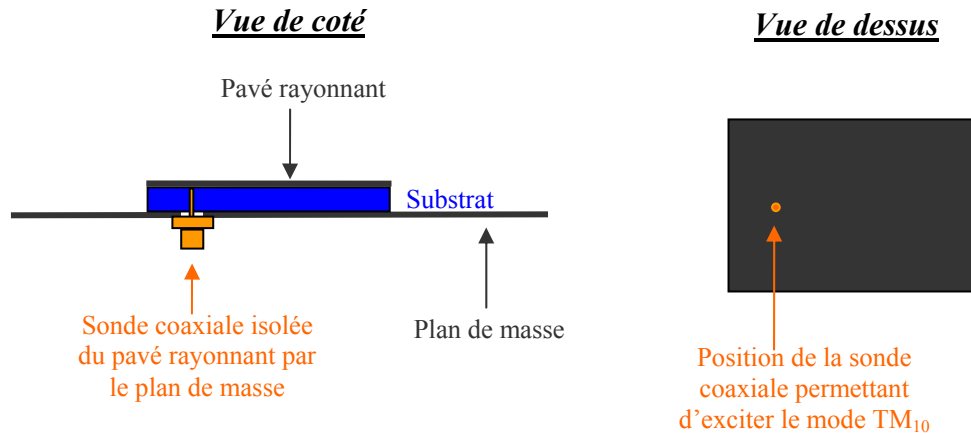
- La première famille appelée "antennes à fente" (**Figure II.13**) dont l'élément rayonnant est constitué par une ouverture dans un plan métallique. Schématiquement, l'élément rayonnant est constitué par l'absence de matière à l'intérieur d'une plaque métallique. Un excitateur de ce type alimenté par une ligne micro ruban a été expérimenté [II.29] au sein de l'équipe électromagnétique de l'IRCOM. Un dispositif plus performant basé sur ce principe avec une alimentation par guide (défini par le cahier des charges) fera l'œuvre du chapitre suivant.



**Figure II.13** : Antennes à fentes

- La deuxième famille, appelée antenne plaquée, est le dual de la première. L'élément rayonnant est constitué d'une fine lame métallique placée au milieu d'un diélectrique quelconque. Le principe de fonctionnement ainsi que les différents moyens d'alimentation de ce dispositif sont présentés en **annexe 5**. L'antenne plaquée alimentée par sonde coaxiale constitue la structure la plus utilisée pour exciter un BIP résonant à défaut du fait de sa simplicité de réalisation (du moins dans le domaine centimétrique). Le deuxième avantage concerne la voie d'alimentation qui reste isolée de l'élément rayonnant n'entraînant pas de perturbation de la cavité BIP. Ce point pénalise fortement l'alimentation par ligne qui peut avoir un rayonnement parasite au sein de la cavité.

La **Figure II.14** présente une antenne plaquée alimentée par sonde coaxiale fonctionnant sur son mode fondamental  $TM_{10}$ , configuration qui permet d'exciter convenablement le BIP résonant à défaut.



**Figure II.14 :** Représentation d'une antenne plaquée fonctionnant sur son mode fondamental

L'antenne *BIP résonant à défaut* fonctionne sur le principe d'une cavité à fuite définie entre le plan de masse et le demi matériau BIP à défaut. Cette cavité occupe un rôle prépondérant dans le fonctionnement de l'antenne et va être détaillé dans le paragraphe suivant.

## II.1.2 - Cavité BIP

### II.1.2.1 - Fréquence de fonctionnement

Cette cavité provient de la mise en place du plan de masse au centre d'un BIP à défaut. Sa hauteur correspond donc à la demi longueur du défaut. Dans les études préliminaires concernant les matériaux BIP, un défaut de dimension  $\lambda_0$  au sein d'une structure composée de plaques de  $\lambda_g/4$  permettait de définir un matériau transparent à  $F_0$ . Ces études ont été réalisées sur des structures aux dimensions transverses infinies afin de simplifier la simulation.

Cependant, l'antenne ayant des dimensions finies, la fréquence de résonance de la cavité dépend des dimensions transverses du matériau BIP. Le calcul de cette dernière peut être approximé grâce à la formule (II.5) qui détermine la fréquence de résonance des modes se propageant au sein d'une cavité parfaite fermée par des murs électriques.

$$f_{n,m,p} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{n.\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{m.\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p.\pi}{h}\right)^2} \quad (\text{II.5})$$

Avec  $l, L, h$  : Dimensions de cavité

$n, m, p$  : Indices du mode de la cavité

$c$  : Célérité de la lumière.

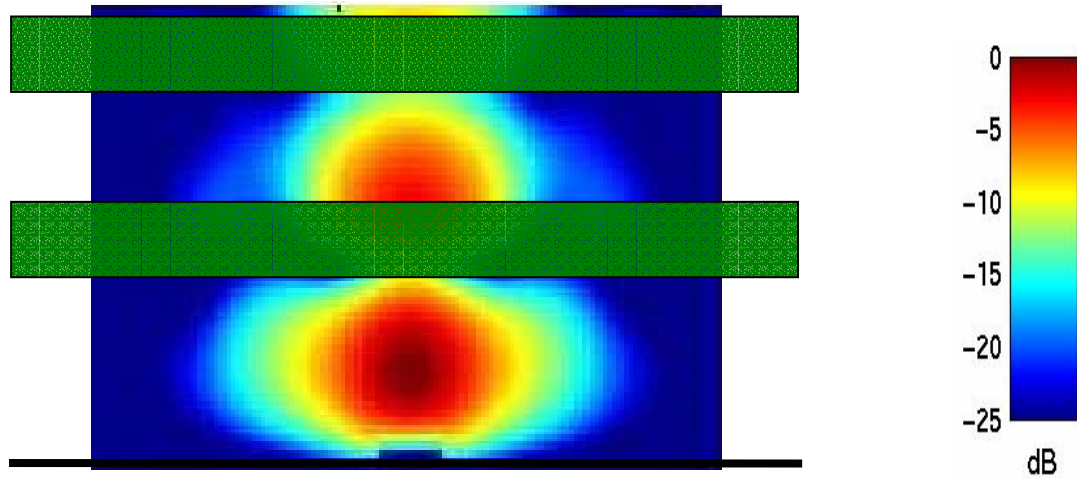
Cette cavité doit fonctionner sur le mode 111 (ou sur des modes de la même famille : 11x) qui offre une répartition idéale des champs permettant d'obtenir un diagramme de rayonnement du BIP résonant à défaut caractérisé par un lobe directif et peu de lobes secondaires. Les modes supérieurs qui engendrent des diagrammes avec plusieurs lobes semblent peu intéressants, du moins pour une application d'antenne directive. La fréquence de ce mode doit donc correspondre avec la fréquence des éléments constituant le demi matériau B.I.P. Pour cela il faut ajuster la hauteur de la cavité  $h$  qui n'est plus tout à fait égale à  $\lambda_0/2$ , de façon à obtenir la fréquence de fonctionnement  $F_0$  désirée. Cette correction est d'autant plus faible que les dimensions latérales sont importantes.

### II.1.2.2 - Rôle de la cavité

L'énergie emmagasinée à l'intérieur de la cavité fuit dans la seule direction autorisée par la structure qui correspond à la normale au plan de masse comme cela a été montré dans le **paragraphe I.4.3.2**. En effet, cette énergie qui est distribuée transversalement traverse tous les éléments du matériau et se répartit sur la dernière plaque de l'antenne BIP résonant à défaut. La cartographie du module du champ  $E$  tangentiel dans un plan de coupe vertical au milieu de l'antenne à résonateur BIP représentée **Figure II.15** illustre ce phénomène.

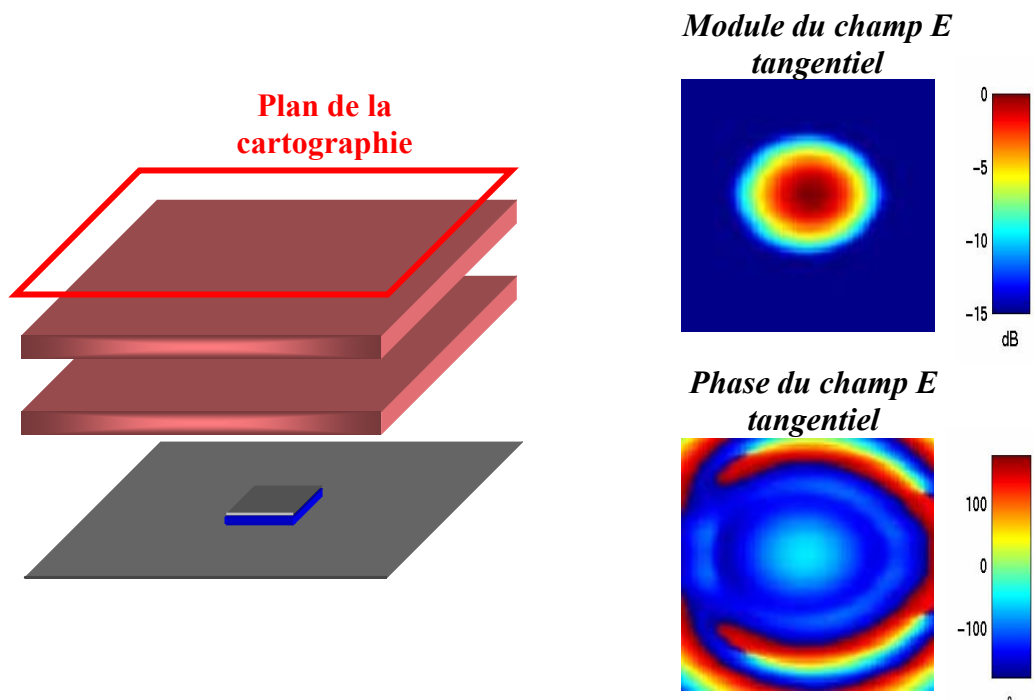
Cette cartographie a été réalisée à la fréquence  $F_0$  correspondant au fonctionnement optimal de l'antenne où le demi matériau BIP à défaut est totalement transparent.

Il est à noter qu'il n'existe dans la structure qu'une seule composante tangentielle de champ  $E$  et qu'une seule composante tangentielle de champ  $H$ . Ces champs sont en quadrature et leur direction dépend de la polarité de la source excitatrice.



**Figure II.15** : Cartographie verticale au milieu de l'antenne à résonateur BIP du module du champ  $E$  tangentiel

La répartition du champ  $E$  tangentiel sur la dernière plaque représentée **Figure II.16** définit la surface rayonnante équivalente de l'antenne à résonateur BIP.



**Figure II.16** : Cartographie horizontale au dessus de l'antenne à résonateur BIP du champ  $E$  tangentiel



La taille de cette surface rayonnante équivalente dépend du coefficient de qualité de la cavité BIP. En effet, plus cette dernière est résonante, plus l'énergie s'étale à l'intérieur de la cavité et, par voie de conséquence sur la face supérieure de l'antenne.

Le BIP résonant à défaut assimilable à une ouverture rayonnante équivalente aura donc une directivité d'autant plus élevée que le coefficient de qualité de la cavité sera grand. Cette notion sera détaillée dans le paragraphe traitant des performances électromagnétiques de l'antenne BIP à résonateur BIP.

**Remarque**: Il est nécessaire d'utiliser l'antenne sur une plage de fréquence où les modes supérieurs de la cavité ne sont pas installés. En effet, la répartition des champs étant totalement modifiée, le diagramme de rayonnement de l'antenne ne s'apparente plus à un lobe directif [II.29].

Après avoir décrit le fonctionnement de l'antenne à résonateur BIP, nous allons détailler le comportement électromagnétique de cet aérien.

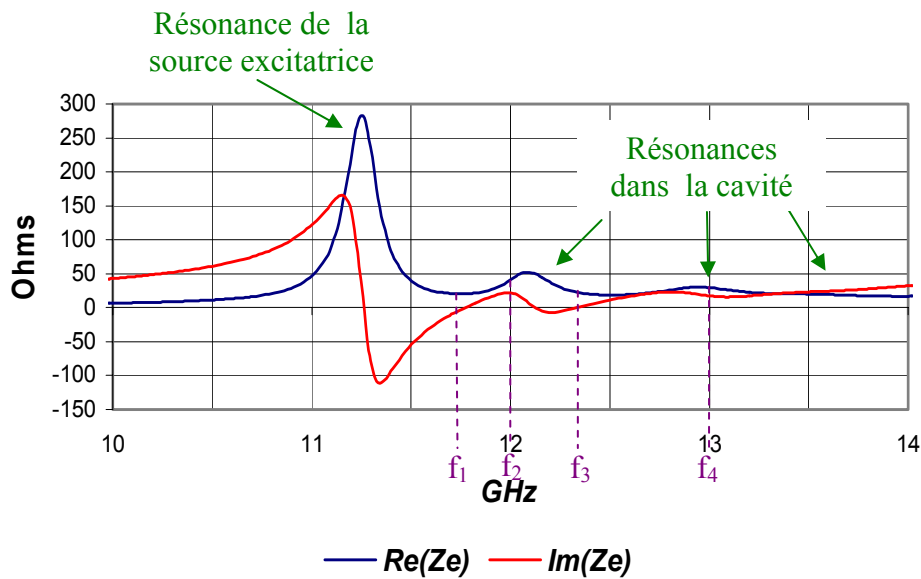
## **II.2 - Etude électromagnétique**

Dans ce paragraphe, l'impédance d'entrée et le rayonnement de l'antenne à résonateur BIP sont présentés.

### **II.2.1 - Impédance d'entrée et adaptation**

#### **II.2.1.1 - Impédance d'entrée**

L'impédance d'entrée est un des objectifs incontournables lors de la réalisation d'une antenne. En effet celui-ci détermine directement les pertes d'insertions de la structure. Un exemple d'impédance d'entrée d'une antenne à résonateur BIP 1D fonctionnant à 12Hz avec un gain de 19.6 dB est présenté sur la **Figure II.17**.



**Figure II.17** : Impédance d'entrée d'une antenne résonnante BIP 1D

Cette impédance d'entrée révèle la présence de plusieurs pics de résonance :

Le premier de plus forte amplitude correspond à la résonance de la source excitatrice (antenne patch) en présence du matériau BIP. Cette source fonctionne dans la majorité des cas sur son mode fondamental ( $TM_{10}$  dans le cas d'une antenne plaquée) afin d'exciter convenablement l'antenne à résonateur BIP.

Le second pic correspond à la fréquence de résonance 111 de la cavité BIP (**formule II.4**). Ce mode indique la fréquence de fonctionnement optimale de l'antenne du fait de la transparence du matériau BIP à défaut à cette fréquence (**Chap. 2 § II.1.2**). Les modes suivants sont les modes supérieurs de la cavité considérés comme parasites dans cette application d'antenne directive.

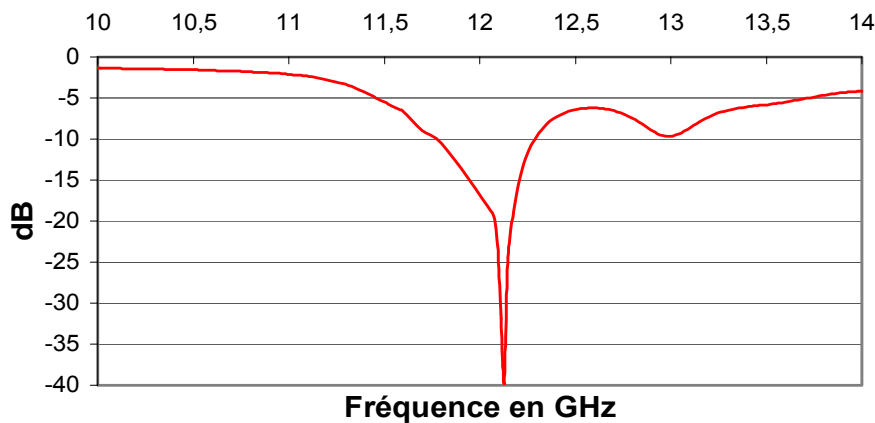
L'amplitude de ces différents pics augmente avec le coefficient de qualité de la cavité et donc avec le gain de l'antenne à concevoir.

### II.2.1.2 - Adaptation

L'impédance d'entrée de la **Figure II.17** conduit au module de  $s_{11}$  en puissance présentée **Figure II.18** qui caractérise l'adaptation de l'antenne à résonateur BIP.

L'antenne à résonateur BIP paraît généralement le mieux adaptée à la fréquence où son fonctionnement est optimale c'est à dire quand le premier mode de la cavité résonne. En effet, l'amplitude de ce pic est proche de la valeur de l'impédance de normalisation ( $50\Omega$ ), synonyme d'adaptation. Il faut néanmoins optimiser les paramètres de la source excitatrice de façon à ce que son pic de résonance ait la fréquence et l'amplitude voulues.

Avec ce type d'antenne, une bande passante de quelques pour cent (4,5% dans cet exemple) est obtenue.



**Figure II.18** : Module du  $S_{11}$  d'une antenne résonnante BIP 1D

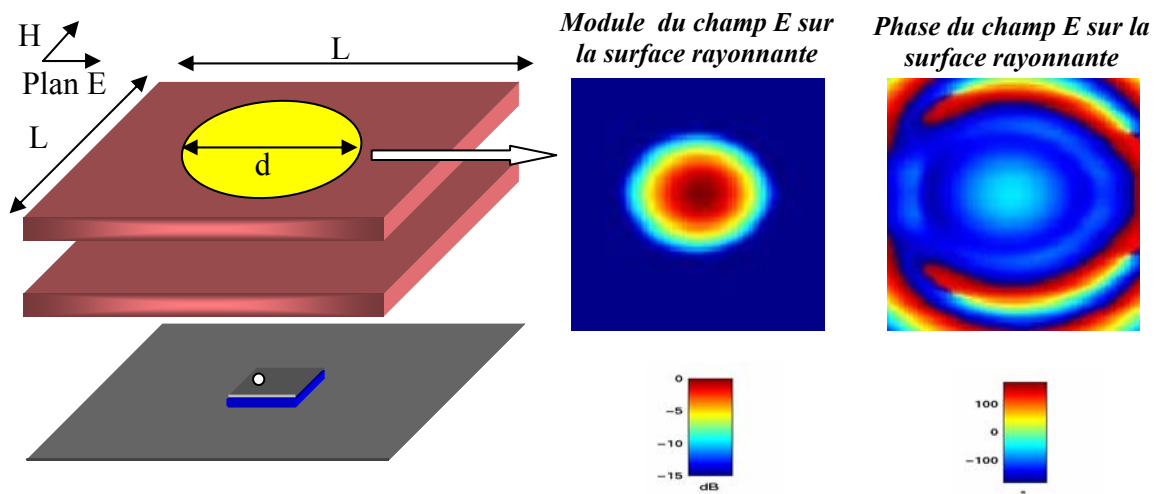
## II.2.2 - Diagramme de rayonnement et directivité

### II.2.2.1 - Principe de l'ouverture rayonnante équivalente

Comme nous l'avons expliqué précédemment (**Chap. 2 § II.1.2**), le rayonnement d'un BIP résonant à défaut est assimilable à celui d'une surface rayonnante équivalente, elle même définie par la répartition du champ sur la dernière plaque de l'antenne (dans le cas du 1D). Cette ouverture rayonnante équivaut à un disque de diamètre  $d$  (**Figure II.19**) dont la surface est :

$$S = \frac{\pi d^2}{4} \quad (\text{II.6})$$

La directivité  $D$  de l'antenne à résonateur BIP est donc dictée par le rapport  $d/\lambda$  où  $d$  est le diamètre de cette surface rayonnante et  $\lambda$  la longueur d'onde à la fréquence considérée. Cependant, la répartition du champ sur cette surface  $S$  n'étant ni équi-amplitude ni équi-phase, un rendement d'illumination rentre en compte comme le montre la formule (II.7). La différence de directivité entre une ouverture rayonnante équi-amplitude, équi-phase de diamètre  $L$  et une antenne à résonateur BIP excitée par patch, de dimensions transverses  $L$  égale au diamètre  $d$  de la surface rayonnante définie à -15 dB du maximum, ont permis d'évaluer le rendement d'illumination qui est égal à 0.65.



**Figure II.19** : Surface rayonnante d'une antenne résonnante BIP 1D

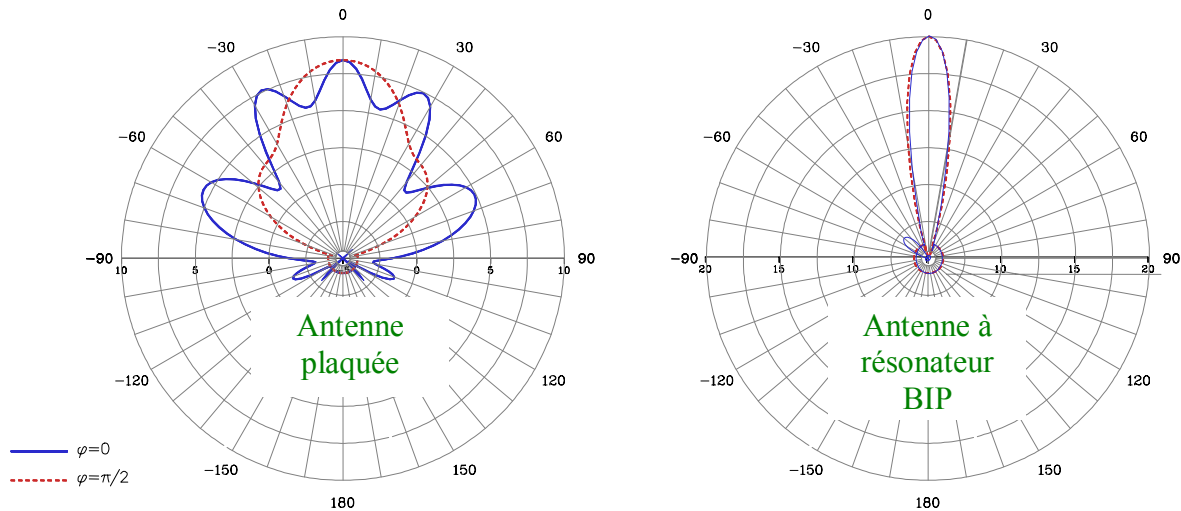
$$D_{\text{dB}} = 10. \log \left( \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} \right) + 10 \log(\rho) = 20 \log \left( \frac{\pi d}{\lambda_0} \right) + 10 \log(\rho) \quad (\text{II.7})$$

Avec  $S$  et  $d$  respectivement surface et diamètre de l'ouverture rayonnante équivalente

$\lambda_0$  : Longueur d'onde dans le vide.

$\rho$  : Rendement d'illumination (environ 0.65 pour une structure BIP résonnante à défaut excitée par une antenne plaquée)

Le BIP résonnant à défaut est assimilable à une antenne à ouverture rayonnante. Il présente un diagramme de rayonnement particulièrement directif avec des lobes secondaires faibles et une directivité importante comparée à une antenne plaquée seule (**Figure II .20**).



**Figure II.20** : Comparaison des diagrammes de rayonnement entre une antenne plaquée et une antenne à résonateur B.I.P. 1D

Les caractéristiques de la surface rayonnante, et par conséquent les performances de l'antenne BIP résonant à défaut, sont directement liées à la cavité BIP.

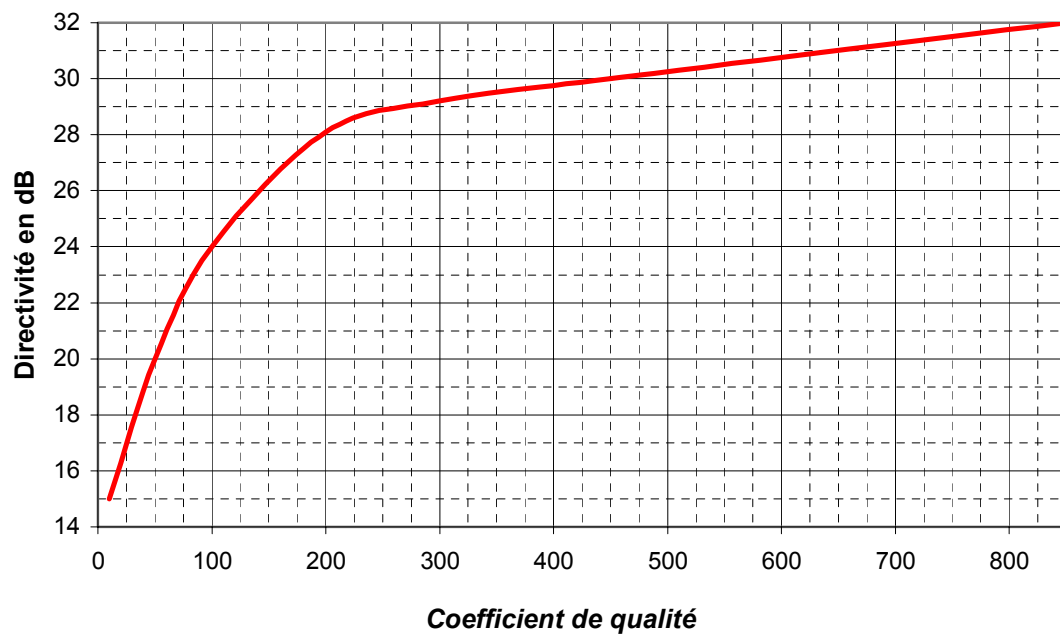
## II.2.2.2 - Influence de la cavité BIP

### II.2.2.2.1 - Directivité

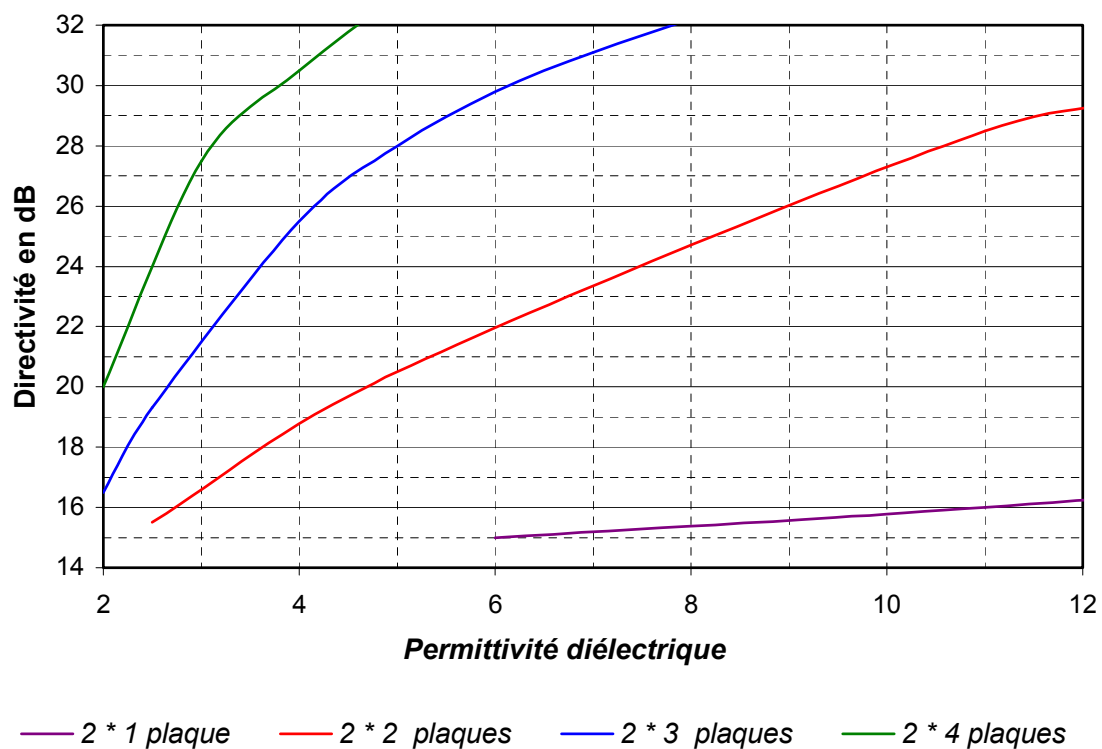
Le diamètre de la surface rayonnante et donc la directivité de l'antenne BIP résonante à défaut dépendent du coefficient de qualité de la cavité BIP. En effet, plus une cavité est résonante, plus l'énergie se répartit transversalement d'abord dans la cavité puis sur la surface supérieure de l'antenne définissant ainsi une ouverture rayonnante de grande dimension.

La directivité de l'antenne en fonction du coefficient de qualité de la cavité BIP est représentée **Figure II.21**. La valeur de ce coefficient de qualité est déterminée à partir du coefficient de transmission du matériau BIP à défaut entier sans plan de masse et infinies suivant les dimensions transverses(**Chap. 2 § I.4.2.**).

La figure II.8 dans le paragraphe I.4.2.3 qui donne le coefficient de qualité en fonction de la composition du matériau BIP à défaut nous a permis de déterminer les agencements possibles pour obtenir une directivité donnée **Figure II.22**.



**Figure II.21** : Evolution de la directivité en fonction du coefficient de qualité

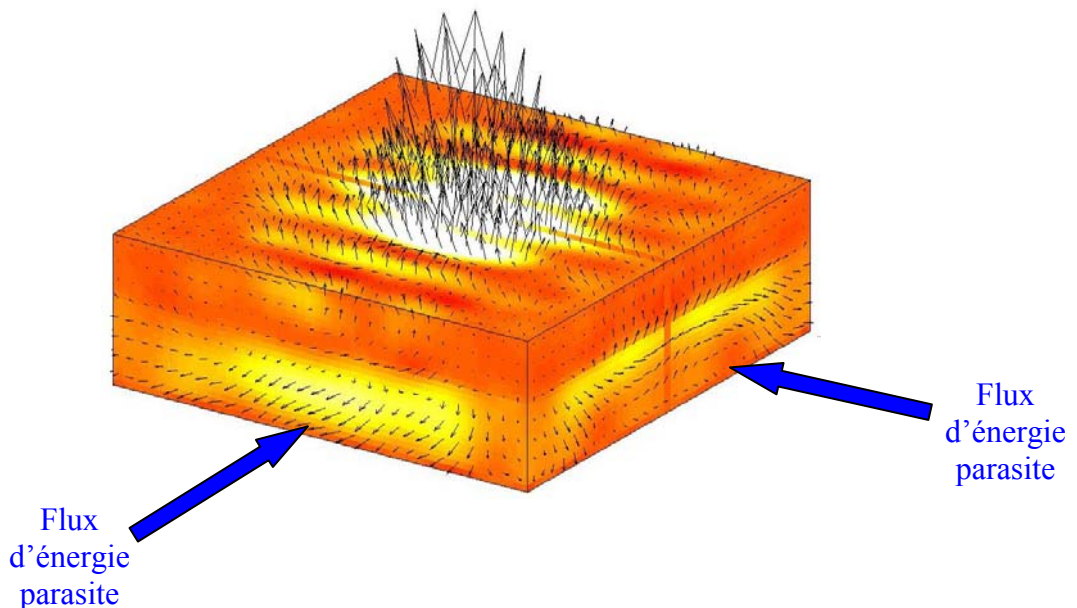


**Figure II.22** : Evolution de la directivité en fonction de la composition du matériau BIP à défaut

Ce graphique permet de choisir le cristal photonique à défaut et donc la demi structure à adopter pour concevoir l'antenne avec la directivité désirée (ces cristaux photoniques sont conçues par un empilement de plaques en  $\lambda_g/4$  avec un défaut en  $\lambda_0$  (Figure II.7)).

A titre d'exemple, le diagramme de rayonnement présenté **Figure II.20** est engendré par une structure BIP résonante à défaut constituée d'un plan de masse, d'une antenne plaquée et de deux plaques de diélectrique ayant une permittivité  $\epsilon_r$  de 4.5. Cependant, une antenne composée de quatre plaques de diélectrique de permittivité 1.9 ou une antenne composée de trois plaques de diélectrique de permittivité 2.5 permettrait d'obtenir les mêmes performances. Le choix du BIP à défaut est dicté par l'encombrement autorisé et surtout par les caractéristiques des matériaux disponibles dont la liste n'est pas infinie.

Cependant, il faut optimiser les dimensions transverses de l'antenne  $L$  pour obtenir les performances prédites par la **Figure II.22**. En effet, ces dernières devront être choisies suffisamment grandes de façon à ce que l'énergie définissant la surface rayonnante puisse se répartir correctement sur la dernière plaque de l'aérien. En effet, une cavité BIP trop résonante pour des dimensions latérales données provoque une fuite de l'énergie par les cotés de l'antenne comme le montre le flux du vecteur de Poynting à travers chaque face d'un parallélépipède entourant l'aérien (**Figure II.23**). Cet effet parasite se caractérise par une remontée des lobes secondaires et une baisse de la directivité en rayonnement.



**Figure II.23** : Flux du vecteur de Poynting autour de l'antenne résonateur B.I.P

Par conséquent, les dimensions latérales  $L$  de l'antenne devront être supérieures au diamètre  $d$  de la surface rayonnante équivalente soit :

$$L > \left( \frac{\lambda_0}{\pi} \times 10^{\left( \frac{D - 10 \log \rho}{20} \right)} \right) \approx 0.4 \lambda_0 \times 10^{\left( \frac{D}{20} \right)} \quad (\text{II.8})$$

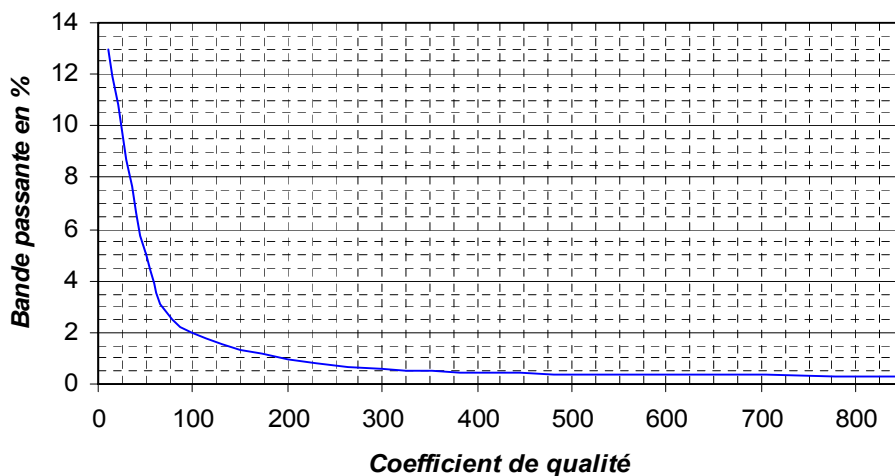
Avec  $D$  : Directivité désirée en dB

$\lambda_0$  : Longueur d'onde dans le vide.

$\rho$  : Rendement d'illumination (environ 0.65 pour une structure BIP résonante à défaut excité par une antenne plaquée)

#### II.2.2.2.2 - Bande passante

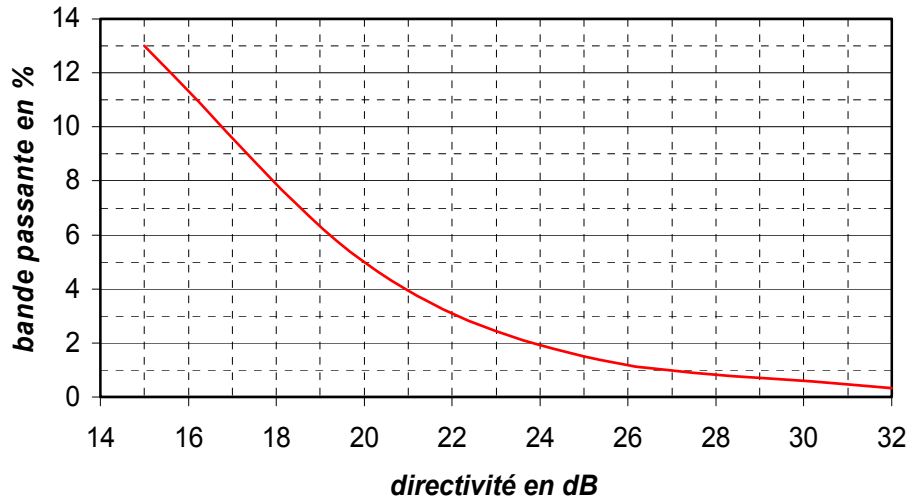
Un matériau BIP à défaut n'a pas un comportement homogène suivant la fréquence. En effet, il est transparent pour une fréquence unique. Par conséquent, l'antenne BIP résonant à défaut conçue à partir de ce matériau BIP possède des caractéristiques de rayonnement qui varient suivant la fréquence. La bande passante en rayonnement de l'antenne est directement liée à la tenue en fréquence du coefficient de transmission du matériau BIP à défaut. Cette dernière notion est caractérisée par le coefficient de qualité de la cavité BIP (ou du matériau BIP à défaut). Plus ce coefficient de qualité sera élevé, plus la cavité sera sélective en fréquence et donc plus la bande passante à  $-3$  dB de l'antenne sera réduite (**Figure II.24**).



**Figure II.24** : Bande passante à  $-3$  dB en fonction du coefficient de qualité

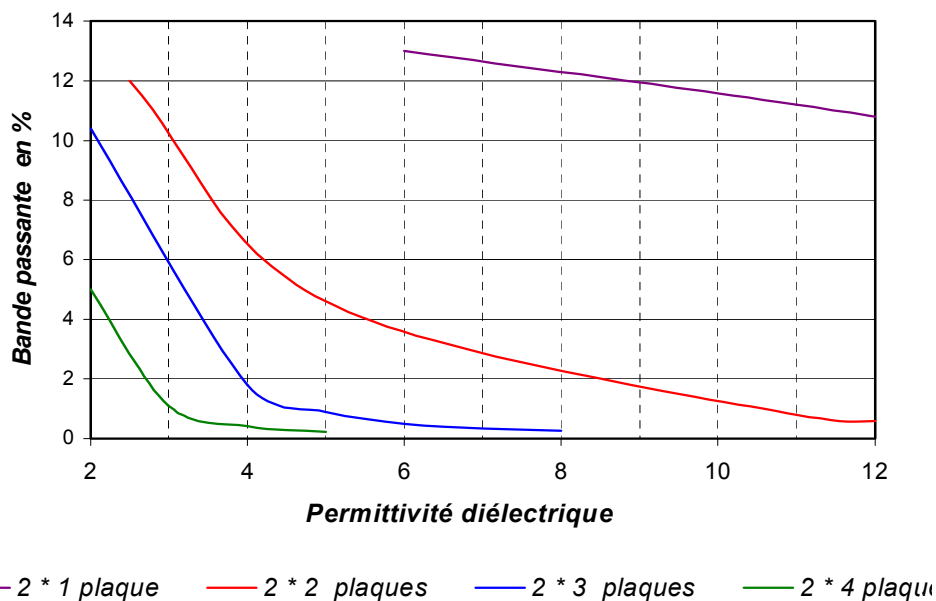


Une antenne directive conçue à partir d'un matériau BIP à défaut présentant un coefficient de qualité élevé sera donc affectée d'une bande passante réduite. Une lecture transversale des figures II.21 et II.24 permet de relier la bande passante en rayonnement à la directivité (**Figure II.25**).



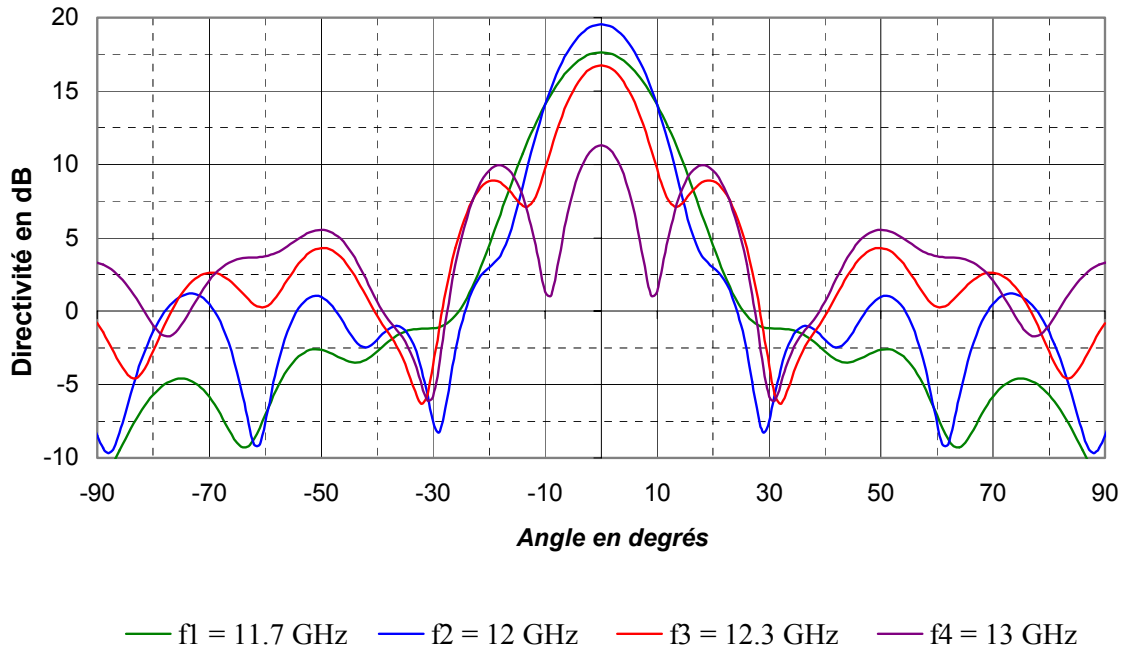
**Figure II.25** : Evolution de la bande passante à  $-3$  dB en fonction de la directivité de l'antenne à résonateur BIP

Après avoir exprimé la directivité de l'antenne en fonction du demi matériau BIP qui la compose (Figure II.22), la bande passante associée à cette directivité a également été représentée en fonction de la composition du cristal photonique à défaut (**Figure II.26**).



**Figure II.26** : Evolution de la bande passante à  $-3$  dB suivant le matériau BIP à défaut

A titre d'exemple, l'évolution du diagramme de rayonnement suivant la fréquence d'une antenne BIP fonctionnant à 12 GHz avec une directivité maximale de 19.6 dB est représentée sur la **Figure II.27** pour le plan E et sur la **Figure II.28** pour le plan H.

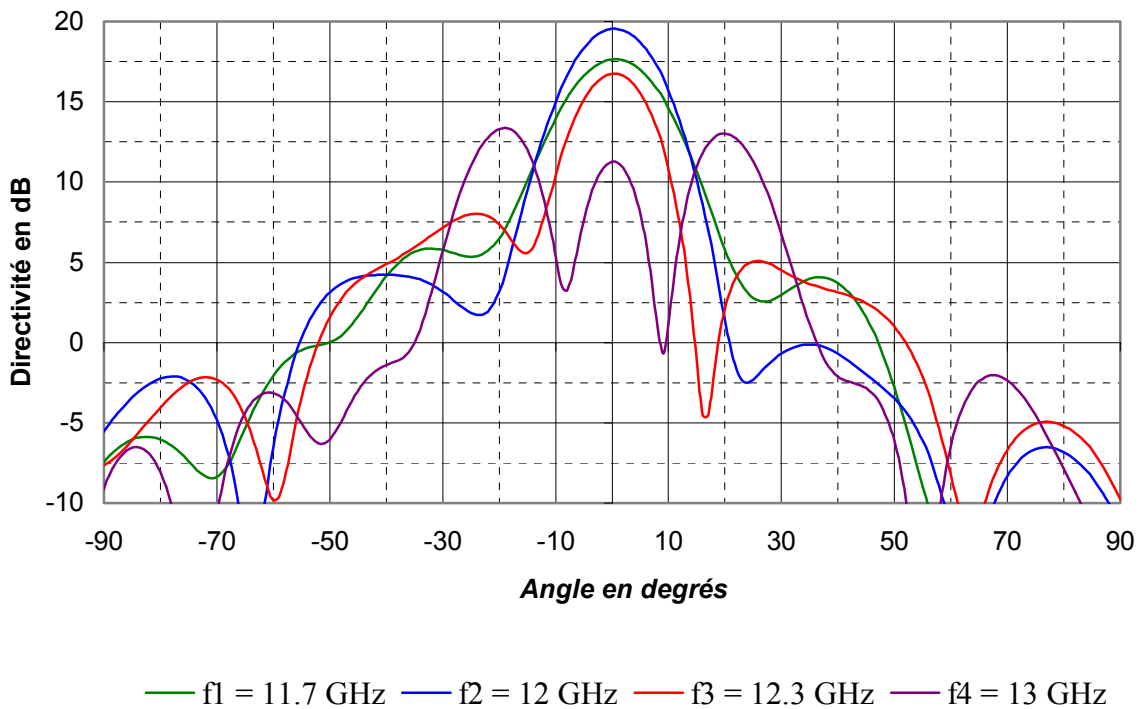


**Figure II.27** : Evolution du diagramme de rayonnement suivant la fréquence dans le plan E

Cette antenne constituée de deux plaques de diélectrique ayant une permittivité  $\epsilon_r$  égale à 4.5 présente une bande passante de l'ordre de 5.25 % confirmant les valeurs données par les figure II.26 et figure II.25.

Cependant, outre la sélectivité naturelle engendrée par le coefficient de qualité du matériau BIP à défaut, un autre phénomène limite cette bande passante. En effet, la forme des diagrammes évolue en fonction de la fréquence : d'un lobe principal avec des lobes secondaires faibles, le diagramme se transforme peu à peu vers trois lobes principaux. Ce phénomène parasite est dû aux modes supérieurs de la cavité BIP qui n'engendrent pas une répartition adéquate du champ sur la surface supérieure de l'antenne. L'impédance d'entrée qui révèle la fréquence de résonance de ces modes a été présentée figure II.17. Le mode supérieur parasite situé à 13 GHz perturbe le diagramme de rayonnement à cette fréquence mais également sur la plage de fréquence correspondant à son installation c'est-à-dire à partir de 12,3 GHz. Ceci se traduit par une augmentation progressive des lobes secondaires jusqu'à la formation de trois lobes distincts de même amplitude.

Cette perturbation est d'autant plus restrictive que l'antenne possède une directivité élevée. En effet, plus l'antenne est directive, plus elle nécessite de grandes dimensions latérales et ceci provoque un rapprochement de la fréquence des modes supérieurs parasites vers la fréquence de fonctionnement optimale de l'antenne.



**Figure II.28** : Evolution du diagramme de rayonnement suivant la fréquence dans le plan H

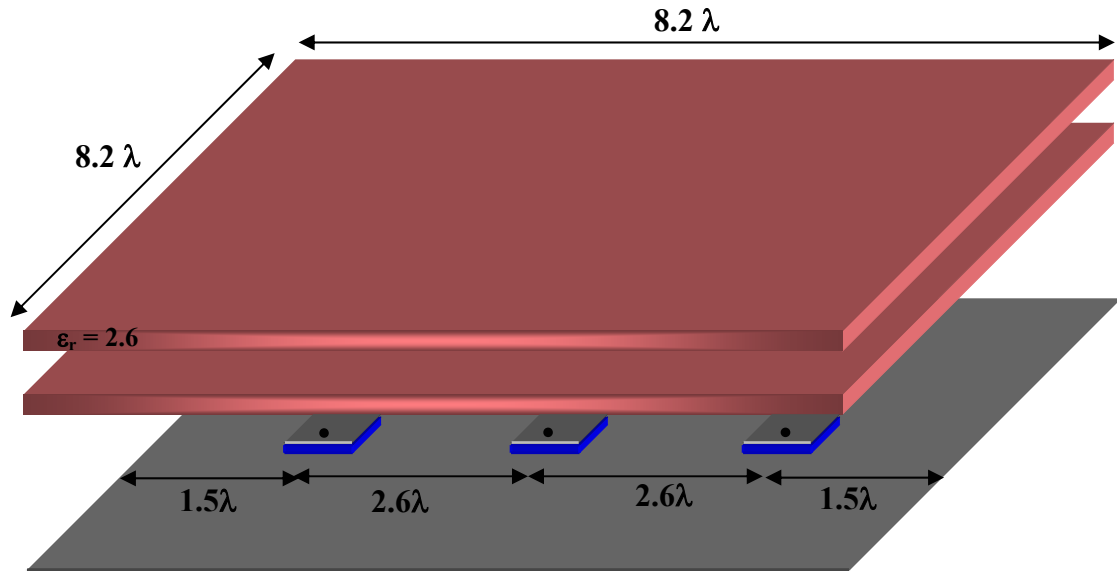
Après avoir étudié le fonctionnement d'une antenne BIP résonant à défaut excitée par une seule source, nous allons insérer plusieurs éléments excitateur sur le plan de masse.

### II.3 - Antenne à résonateur BIP avec plusieurs sources

#### II.3.1 - Description de la structure

L'antenne est composée d'un demi matériau BIP de 2 plaques de permittivité  $\epsilon_r$  égale à 2.6 autorisant un gain de 15.5 dB et d'un plan de masse sur lequel reposent trois antennes plaquées séparées de  $2.6 \lambda_0$ . Ces éléments excitateurs sont alignés suivant le plan

correspondant au plan H d'une source élémentaire (**Figure II.29**). Une seule antenne plaquée est excitée à la fois car le fonctionnement de l'antenne est indépendant suivant la source choisie.



**Figure II.29** : Représentation du BIP résonant à défaut avec plusieurs sources

L'écart entre les sources de  $2.6\lambda$  a été choisi de façon à ce qu'il reste supérieur au diamètre d'une surface rayonnante équivalente associée à une sonde excitatrice. De cette manière, ces ouvertures rayonnantes seront disjointes. En considérant un rendement d'illumination égale à 0.65 pour une antenne BIP excitée par antenne plaquée, le diamètre  $d$  d'une surface rayonnante vaut  $2.3\lambda_0$  comme le montre la formule II.9 :

$$d = \left( \frac{\lambda_0}{\pi} \times 10^{\left( \frac{D - 10 \log \rho}{20} \right)} \right) = \left( \frac{\lambda_0}{\pi} \times 10^{\left( \frac{15.5 - 10 \log 0.65}{20} \right)} \right) = 2.3\lambda_0 \quad (\text{II.9})$$

Avec  $d$  : Diamètre de l'ouverture rayonnante équivalente

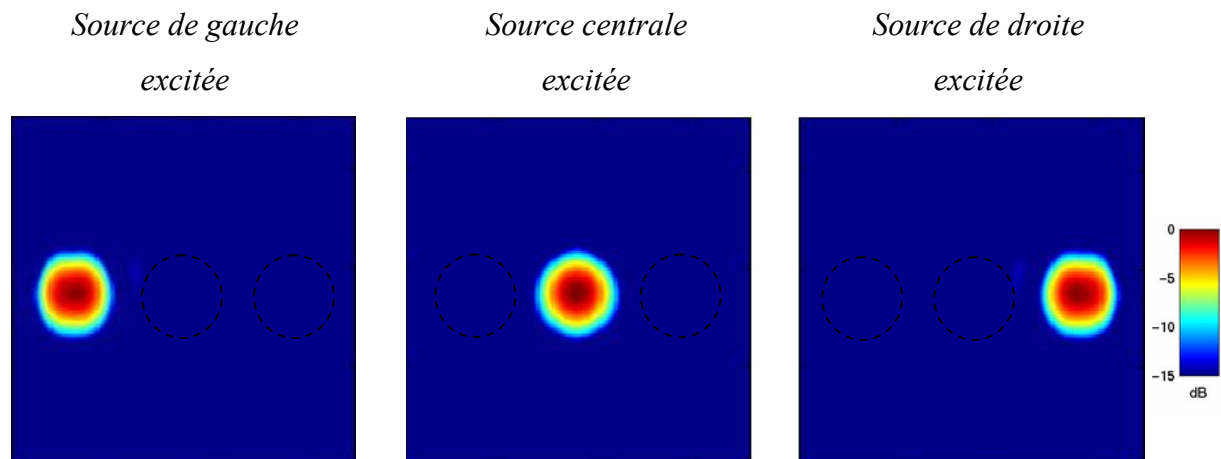
$D$  : Directivité en dB

$\lambda_0$  : Longueur d'onde dans le vide.

$\rho$  : Rendement d'illumination

Les dimensions latérales de l'antenne sont telles que chacune des trois ouvertures rayonnantes de dimension  $2.3 \lambda$  pourra se répartir sur la surface supérieure de l'antenne sans qu'il y ait de fuite d'énergie parasite par les cotés de l'aérien.

La **Figure II.30** représente ces surfaces rayonnantes qui ont été obtenues par une excitation successive et non simultanée des trois sources.



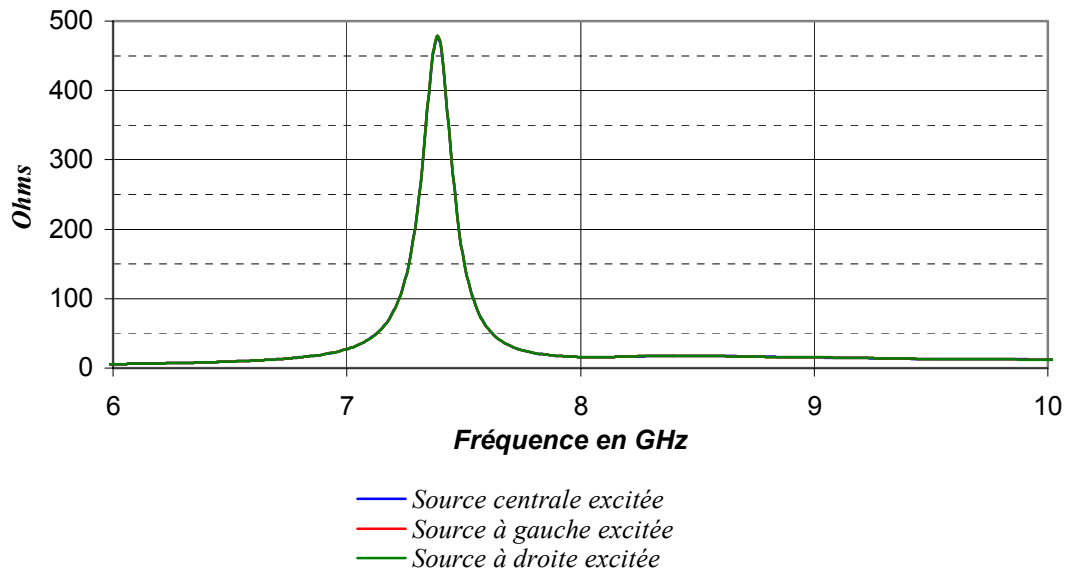
**Figure II.30** : Surface rayonnante associé à chacune des sources

## II.3.2 - Caractéristiques électromagnétiques

### II.3.2.1 - Impédance d'entrée

La **Figure II.31** représente la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne selon la source excitée.

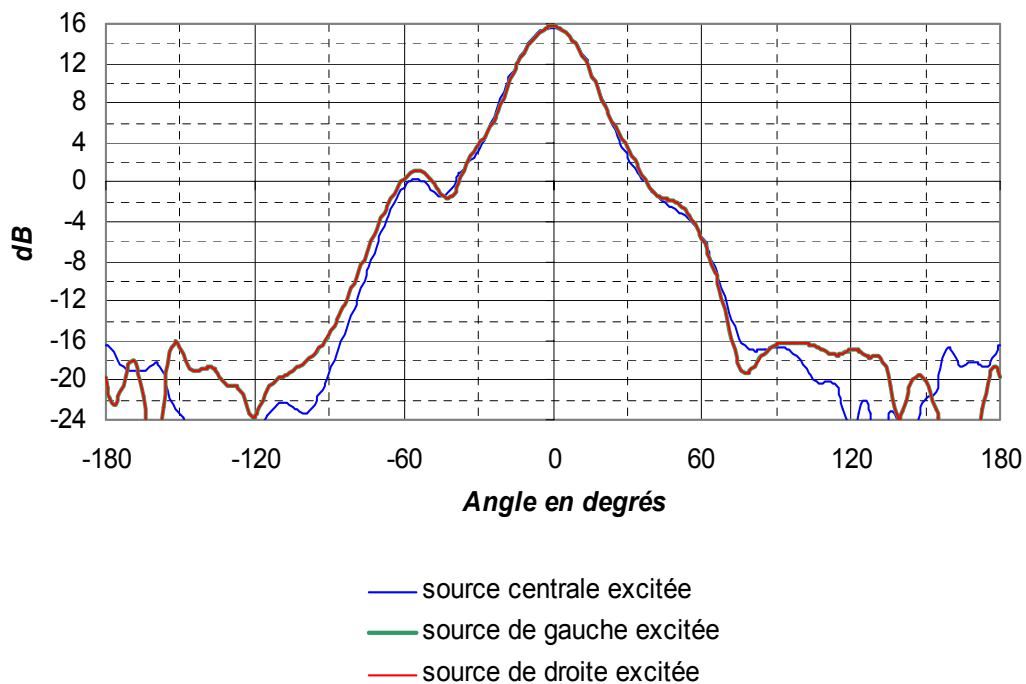
Quelle que soit la source excitée, l'antenne BIP résonant à défaut possède la même impédance d'entrée. Ceci traduit une homogénéité du comportement de la structure quelle que soit la position de l'élément excité.



**Figure II.31** : Partie réelle de l'impédance d'entrée

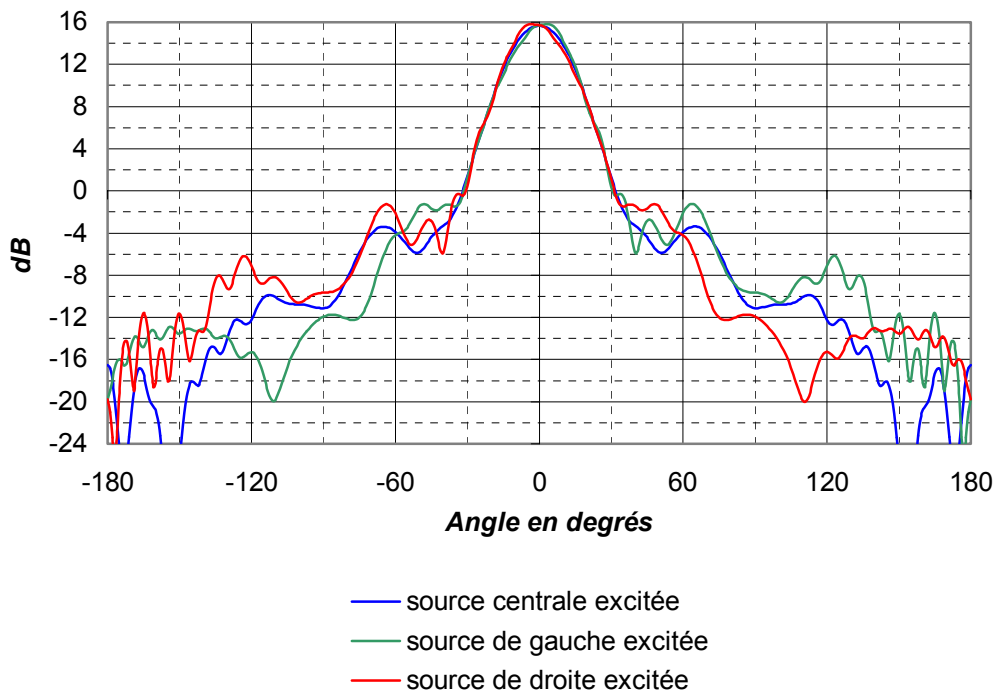
### II.3.2.2 - Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement simulés de l'antenne BIP résonant à défaut ont été relevés pour les différentes positions de la source excitatrice dans le plan E (**Figure II.22**) et dans le plan H qui correspond au plan où les éléments sont alignés (**Figure II.33**).



**Figure II.32** : Rayonnement dans le plan E pour différentes positions de la source

Quelle que soit la position de la source excitée, les diagrammes ont une forme et une directivité similaires, notamment dans le plan E. En effet, dans le plan H, un léger dépointage ainsi qu'une faible dissymétrie apparaissent quand la source excitée est excentrée. Une étude paramétrique établie en **annexe 6** démontre que seule la position décalée de l'élément exciteur par rapport au centre du matériau BIP provoque cet effet parasite. En effet, l'écart entre les sources étant supérieur à 80% du diamètre de la surface rayonnante de l'antenne, les patches annexes ne sont pas à l'origine de la perturbation du diagramme de rayonnement (**annexe 6**).



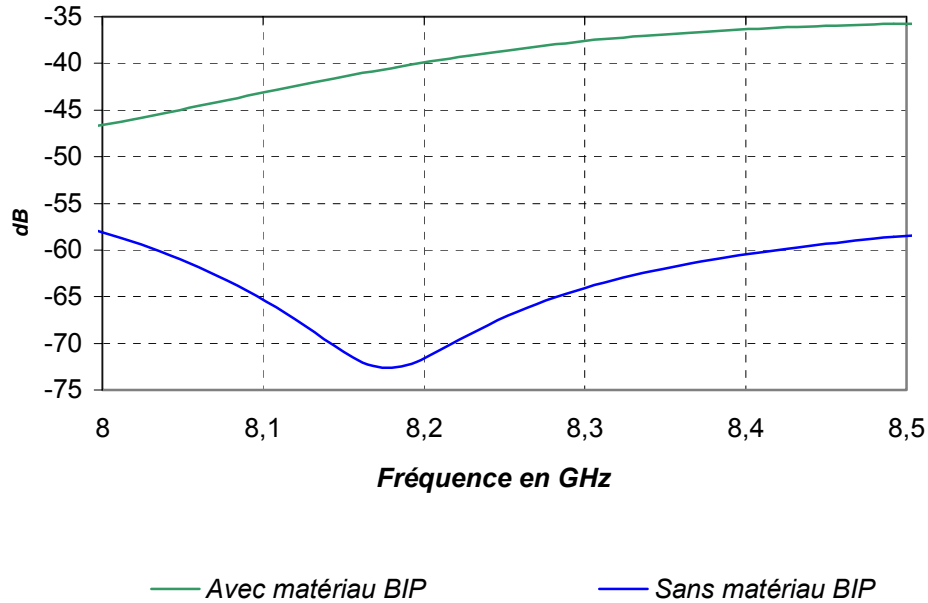
**Figure II.33** : Rayonnement dans le plan H pour différentes positions de l'élément exciteur

Aux vues de l'impédance d'entrée et des diagrammes de rayonnement, quelque que soit la source excitée, le comportement de l'antenne peut être considéré identique.

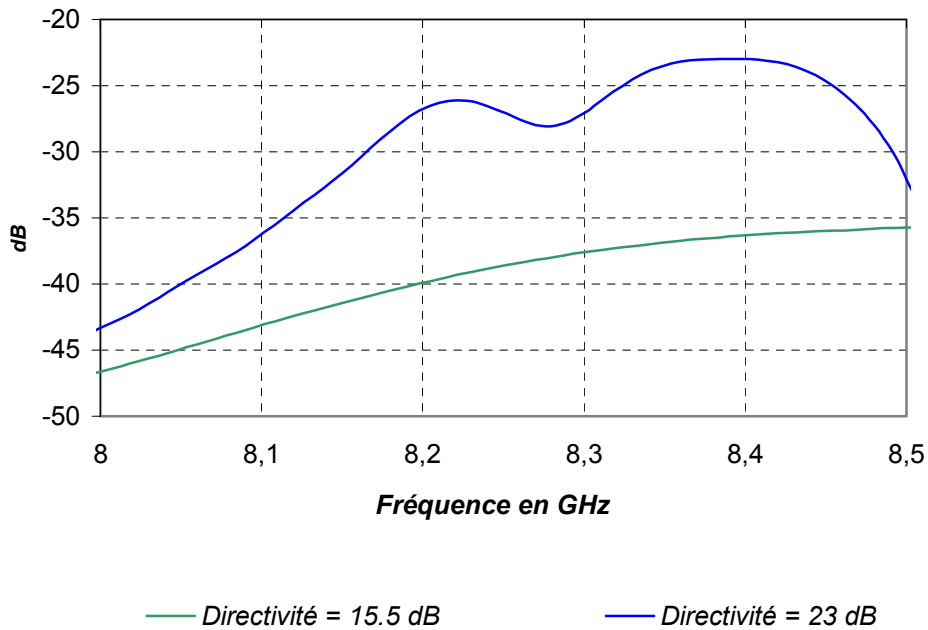
### II.3.2.3 - Couplage entre éléments

Les sources situées à l'intérieur de la cavité BIP où de multiples résonances s'opèrent subissent plus l'effet du couplage que dans une configuration en espace libre (**Figure II.34**).

Avec une antenne BIP présentant une directivité de 15.5 dB, les pertes par couplage sont minimales (- 40 dB à la fréquence de fonctionnement de l'aérien). Cependant, une antenne plus directive qui nécessite une cavité BIP à fort coefficient de qualité augmente de manière significative ce couplage entre les sources. La **figure II.35** permet de comparer le couplage entre les antennes plaquées distantes de  $2.3\lambda$  de deux structures BIP générant 15.5 dB et 23 dB de directivité.



**Figure II.34 :** Couplage entre sources avec et sans présence du demi matériau BIP



**Figure II.35 :** Couplage entre sources pour deux structures BIP à directivité différente



## **CONCLUSION**

Ce chapitre a permis d'expliquer le fonctionnement de l'antenne BIP résonant à défaut et de définir une méthode de conception de ce type d'aérien suivant la fréquence, la bande passante et la directivité désirées. Nous avons également vu qu'il était possible d'insérer une multitude de sources au sein de la cavité BIP tout en conservant un comportement constant de l'antenne quelle que soit la source excitée. Dans ce chapitre, les surfaces rayonnantes associées à chaque élément excitateur étaient disjointes. Mais, il est possible d'entrelacer ces surfaces rayonnantes en rapprochant suffisamment les sources. De cette manière, une multitude d'antennes directives peuvent être générées tout en conservant un espace entre ces éléments réduit.

De part le faible écart entre les sources excitatrices, l'entrelacement de surfaces rayonnantes perturbent le comportement électromagnétique de l'antenne BIP. Ce point fera l'oeuvre du chapitre quatre dans une application pour focaliseur à couverture cellulaire



<b>CHAPITRE III</b>
---------------------

***ANTENNE A CAVITE BIP ALIMENTEE PAR GUIDE  
D'ONDE***

\* \* \* \* \*

- ❑ DEFINITION D'UNE TRANSISTION RAYONNANTE ALIMENTEE PAR GUIDE D'ONDE STANDARD
  
- ❑ ANTENNE A CAVITE BIP ADAPTABLE SUR GUIDE D'ONDE WR90
  
- ❑ ANTENNE A CAVITE BIP EXCITEE PAR FENTES ET ALIMENTEE PAR CONNECTEUR SMA



## PRESENTATION :

Après avoir défini les caractéristiques électromagnétiques et la conception d'une antenne à résonateur BIP, ce chapitre propose d'étudier une alternative à l'excitation par antenne plaquée. En effet, la source élémentaire patch ne convient pas à des applications spatiales où de fortes puissances sont mises en jeu. De plus, ce type d'excitation est caractérisé par des problèmes de réalisation dans le domaine des longueurs d'onde du millimétrique et par un rayonnement parasite de la sonde d'alimentation.

Ce chapitre est donc consacré à l'étude d'une structure BIP alimentée par guide d'onde, technologie très utilisée dans les dispositifs spatiaux.

L'étude débute par la caractérisation du guide d'onde et par la conception d'une transition rayonnante pour réaliser une excitation adéquate du BIP résonant à défaut. Puis, une antenne BIP permettant d'obtenir 20 dB à 12 GHz est conçue et comparée à son homologue alimenté par une antenne plaquée. Les techniques de simulation ainsi que la validation par l'expérimentation sont exposées au cours de ce chapitre.

Après avoir conçu une antenne BIP résonante à défaut adaptable sur guide standard, la dernière étape consiste à concevoir et à réaliser une antenne BIP possédant le même principe de fonctionnement mais alimenté par sonde coaxiale.

## **I - DEFINITION D'UNE TRANSITION RAYONNANTE ALIMENTATION PAR GUIDE D'ONDE STANDARD:**

Dans ce paragraphe, nous allons concevoir une source élémentaire adaptable sur guide d'onde standard capable d'exciter convenablement la structure BIP à défaut. Tout d'abord, les caractéristiques théoriques puis simulées du guide d'émission vont être présentées. Ensuite, le fonctionnement et la conception de la source qui sera utilisée ultérieurement comme élément excitateur de l'antenne à cavité résonante BIP seront détaillés.

### **I.1 - Caractéristiques du guide d'alimentation**

Un rappel théorique des caractéristiques du guide d'alimentation sera effectué au préalable. A partir de ces données, une comparaison avec la simulation sera faite pour valider la qualité de la modélisation du guide d'onde.

#### **I.1.1 - Quelques notions théoriques [III.1] [III.2] [III.3]**

##### ***I.1.1.1 - Equation des champs***

La source élémentaire doit être alimentée par un guide standard WR90 (**annexe 7**) de section rectangulaire de dimensions  $a = 22.86$  mm et  $b = 10.16$  mm. D'après la formule (III.1) donnant les fréquences de coupures, seul le mode fondamental  $TE_{10}$  peut se propager au sein du guide à la fréquence de 12 GHz ( $fc_{10} = 6.57$  GHz). En effet, les modes supérieurs  $TE_{01}, TE_{20}$  et les modes dégénérés  $TE_{11}$  et  $TH_{11}$  commencent à se propager respectivement pour les fréquences suivantes 13.1 GHz, 14.7 GHz, 16.2 GHz et 16.2 GHz.

$$fc_{m,n} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \times \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (\text{III.1})$$

Avec  $m, n$  : Indice du mode

$\epsilon_r$  : Permittivité diélectrique du guide ( $\epsilon_r = 1$  dans le cas du WR90)

$c$  : Célérité de la lumière

$a, b$  : Dimensions de la section du guide

Par conséquent, la distribution des champs se propageant à l'intérieur du guide à 12 GHz est présentée par les formules (III.2). Le guide est orienté suivant l'axe (Oz). (Ox) et (Oy) sont respectivement les axes parallèles à la grande arête  $a$  et à la petite arête  $b$  de la section du guide. Les distributions des champs sont invariantes suivant (Oy).

$$H_z = H_0 \times \frac{j\omega\mu_0}{kc^2} \times \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-\gamma z} e^{j\omega t}$$

$$E_y = -H_0 \times \frac{j\omega\mu_0}{kc^2} \times \frac{\pi}{a} \times \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-\gamma z} e^{j\omega t}$$

$$H_x = H_0 \times \frac{\gamma}{kc^2} \times \frac{\pi}{a} \times \sin\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-\gamma z} e^{j\omega t}$$

$$E_x = E_z = H_y = 0 \quad (III.2)$$

$$\text{Avec } kc = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{c} \times fc = \frac{\pi}{a} \quad (\text{dans le cas présent du TE}_{10}) \quad (III.3)$$

$\gamma$  : Paramètre caractéristique de la propagation

### 1.1.1.2 - Longueur d'onde guidée

En considérant le milieu sans perte, le paramètre caractéristique de la propagation guidée  $\gamma = \alpha + j\beta$  peut être assimilé à  $j\beta$  avec  $\beta$  paramètre de phase de la propagation longitudinale. D'après l'équation (III.4), le terme  $\beta$  dépend de la fréquence et du mode installé à l'intérieur du guide.

$$\beta^2 = k_0^2 \epsilon_r - k_c^2 \quad (III.4)$$

$$\text{Avec } k_0 : \text{ Constante de propagation dans le vide} = \frac{2\pi f}{c} \quad (\text{III.5})$$

$\epsilon_r$  : Permittivité diélectrique du guide (= 1 dans le cas du WR90)

$k_c$  dépend de la fréquence de coupure et donc du mode installé (III.3)

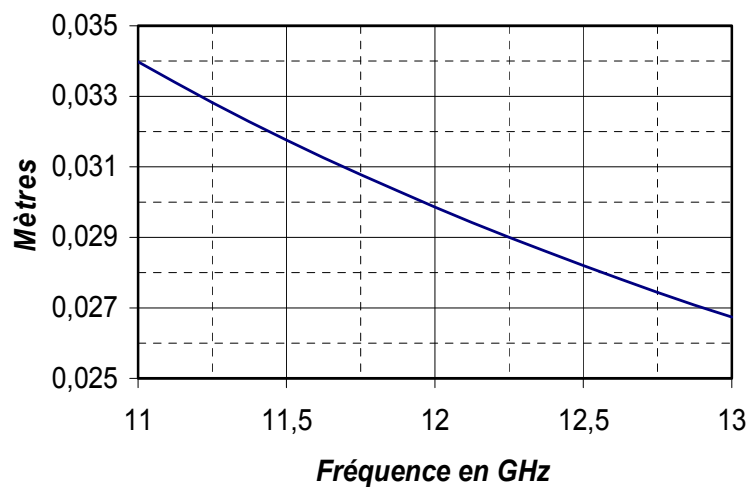
L'expression de la longueur d'onde guidée en fonction de paramètre de phase de la propagation longitudinale est donnée formule (III.6).

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (\text{III.6})$$

D'après (III.4) et (III.6), il est possible d'exprimer la longueur d'onde guidée en fonction de la fréquence et de la longueur d'onde de coupure :

$$\left(\frac{1}{\lambda_g}\right)^2 = \left(\frac{f}{c}\right)^2 \epsilon_r - \left(\frac{1}{\lambda_c}\right)^2 \quad (\text{III.7})$$

Dans le cadre de notre application où le guide WR 90 composé d'air est utilisé sur son mode fondamental ( $\lambda_c=2a=57.2$  mm), on peut exprimer la longueur d'onde guidée en fonction de la fréquence (**Figure III.1**). A 12 GHz, la longueur d'onde guidée vaut approximativement 30 mm.



**Figure III.1** : Longueur d'onde guidée en fonction de la fréquence



Cette notion qui caractérise la propagation longitudinale des champs permettra de simuler correctement les différentes structures étudiées au cours de ce chapitre.

### 1.1.1.3 - Impédance d'onde

De façon analogue à n'importe quel système qui guide de l'énergie électromagnétique, les guides d'onde sont caractérisés par une impédance spécifique : l'impédance d'onde  $\eta$ . D'après la formule (III.8), ce terme correspond au rapport du champ électrique transversal sur le champ magnétique transversal. A partir des équations de champs définies en (III.2), la valeur de l'impédance d'onde a été définie par la formule (III.9).

$$\vec{E} = -\eta \vec{u} \wedge \vec{H} \quad (\text{III.8})$$

Avec  $\vec{u}$  : direction de propagation suivant  $\vec{e}_z$

$$\eta = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{w\mu_0}{\beta} = \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \times Z_0 \quad (\text{III.9})$$

Avec  $\lambda_g$  : Longueur d'onde guidée (III.7)

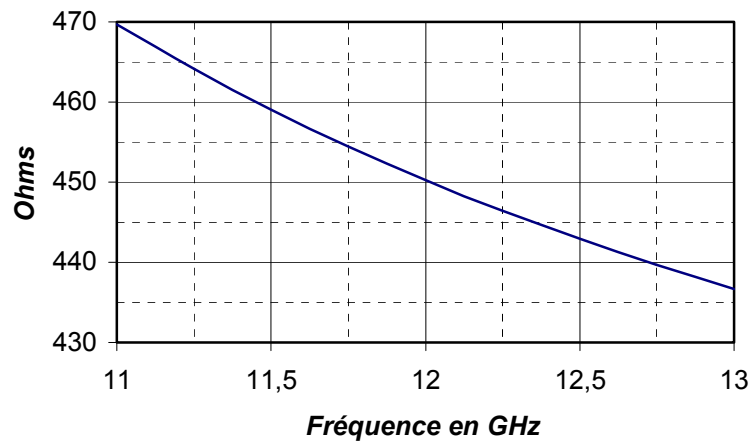
$\lambda_0$  : Longueur d'onde dans le vide

$Z_0$  : Impédance d'onde du vide =  $120 \pi$

L'impédance d'onde du guide WR 90 fonctionnant sur son mode fondamental a été représentée sur la **Figure III.2**.

Caractériser l'impédance d'onde est capital dans l'objectif d'adapter notre structure sur le guide standard. Afin de limiter les pertes par insertion, il faudra que l'impédance d'entrée présentée par notre système soit égale à l'impédance d'onde du guide.

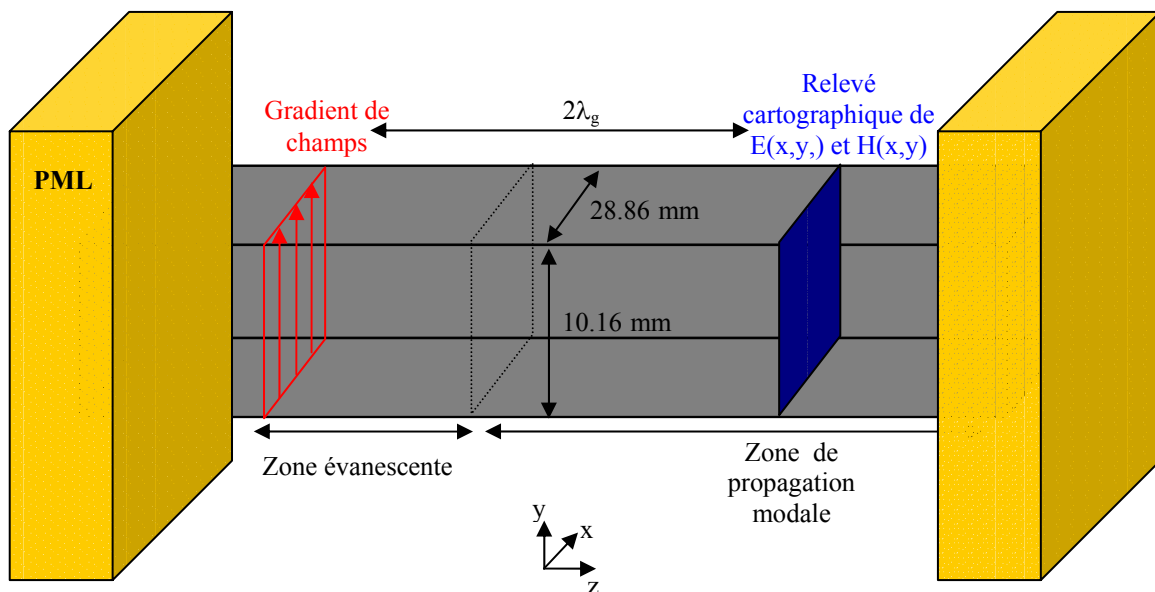
Après avoir défini les caractéristiques théoriques, le guide d'onde a été modélisé par méthode FDTD (**annexe3**) dans le but de vérifier la validité du procédé de simulation.



**Figure III.2 :** Impédance d'onde du guide

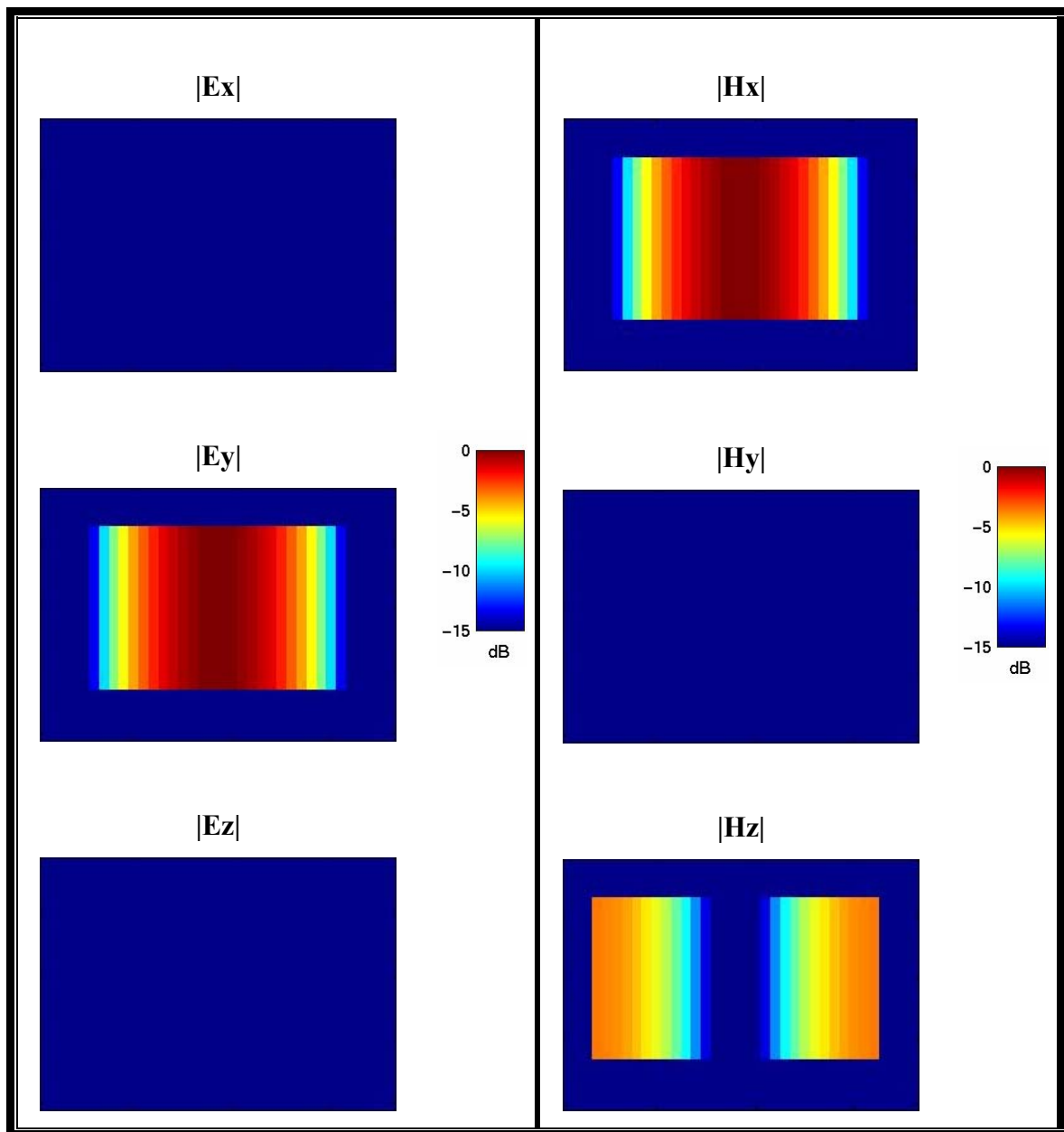
### I.1.2 - Simulation du guide d'onde WR90

La première étape consiste à simuler le guide avec des dimensions longitudinales infinies de manière à obtenir une propagation pure du mode fondamental numérique. Pour obtenir cette condition, les deux accès du guide rentreront dans les couches absorbantes PML [III.4] afin d'éviter la réflexion des ondes électromagnétiques (**Figure III.3**).



**Figure III.3 :** Simulation du guide d'onde

L'excitation est réalisée par le biais d'un gradient de potentiel qui doit être colinéaire à la direction du champ électrique du mode fondamental (orthogonal au plus grand côté de la section du guide). La dimension longitudinale du guide est choisie suffisamment grande ( $2.5\lambda_g$ ) de façon à ce que les ondes électromagnétiques se propagent avec une distribution des champs conforme au mode  $TE_{10}$ . En effet, les différentes cartographies des champs relevées à  $2\lambda_g$  de l'excitation et à 12 GHz présentées **Figure III.4** sont conformes aux expressions (III.2) définissant la répartition théorique des champs au sein du guide.



**Figure III.4** : Cartographie des champs

- Impédance d'onde du guide

Afin d'évaluer l'impédance d'onde du mode numérique propagé par le maillage du guide, un relevé des champs électriques et magnétiques transversaux doit être effectué en un point quelconque du maillage du guide. Néanmoins, cette grandeur invariante spatialement a été caractérisée à  $2\lambda_g$  du gradient d'excitation afin que le mode  $TE_{10}$  soit convenablement installé.

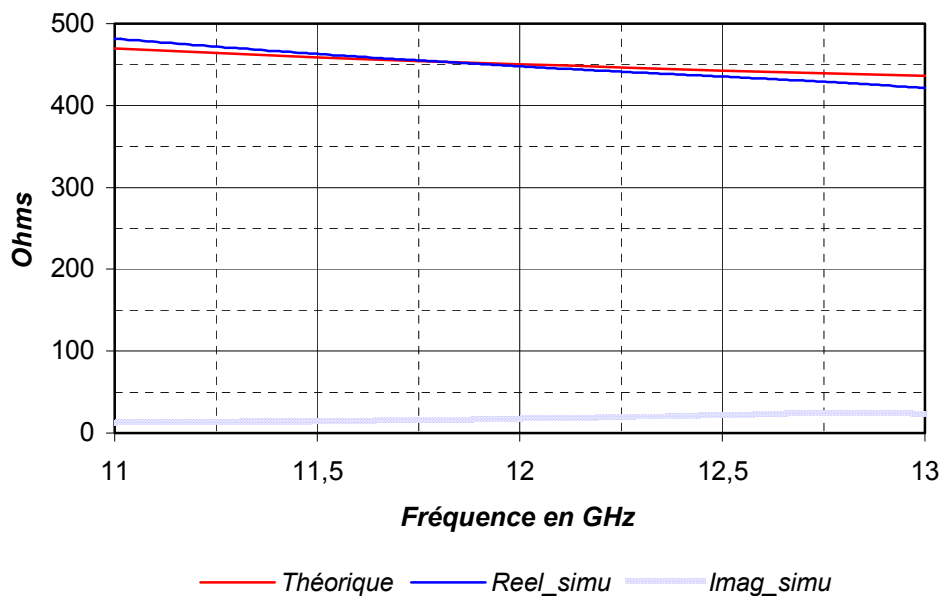
Les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'onde obtenues par simulation d'après la formule (III.10) sont comparées avec la théorie sur la **Figure III.5**. Le résultat obtenu est un terme purement réel qui reste très proche de l'expression théorique.

$$\eta = \frac{TF(E(t))}{TF(H(t))} \quad (III.10)$$

Avec TF : Transformée de Fourier des champs temporels issus du code FDTD

E(t) : Champ électrique temporel

H(t) : Champ magnétique temporel



**Figure III.5** : Impédance d'onde théorique et simulée

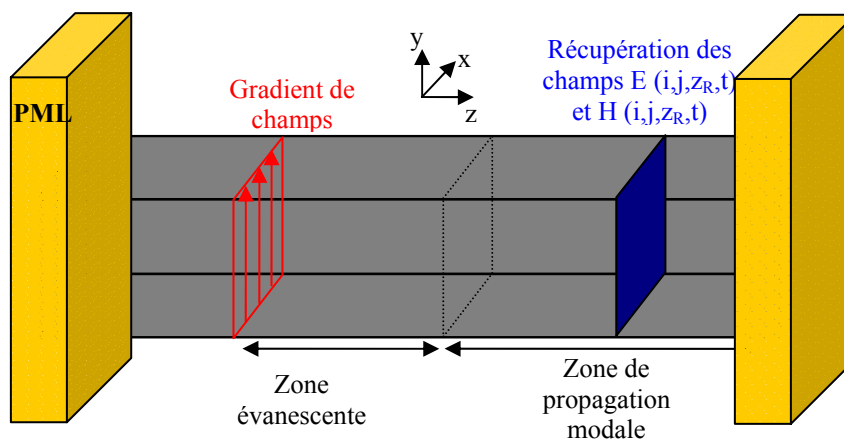
Nous allons maintenant concevoir une transition rayonnante adaptable sur le guide standard WR90 qui servira de source primaire à l'antenne BIP.

## I.2 - Adaptation d'une transition rayonnante sur le guide WR90

Etant donné les importantes dimensions longitudinales du guide d'émission, nous allons tout d'abord définir une méthode de simulation permettant de diminuer le volume de calcul. Puis, nous allons concevoir une source qui excite convenablement une antenne BIP résonante à défaut.

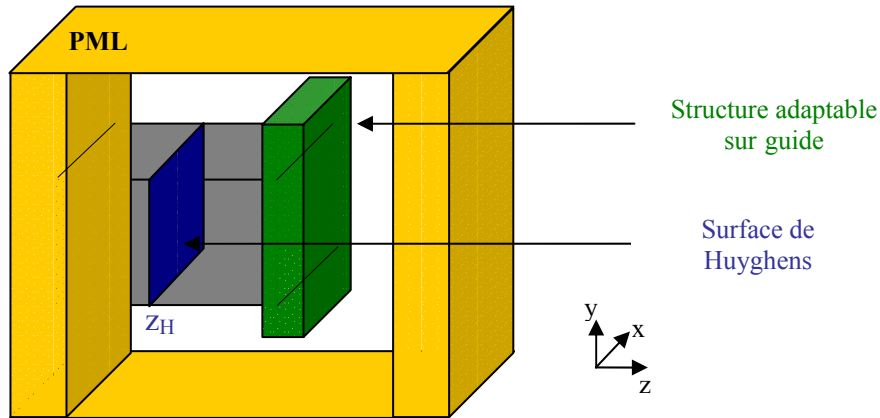
### I.2.1 - Méthode de simulation

Afin de limiter le volume du maillage de la structure, le choix s'est porté sur l'utilisation d'une surface de Huyghens (**annexe3**) [III.5]. La première étape consiste à effectuer un relevé spatial et temporel des champs  $E(i,j,z_R,t)$  et  $H(i,j,z_R,t)$  sur une section du guide (**Figure III.6.a**). Cette dernière doit être située à une position longitudinale du guide où le mode  $TE_{10}$  est installé (en  $z = z_R$ ).



**Figure III.6.a** : Première étape du principe de simulation

Dans une deuxième étape, la distribution de champs relevée est utilisée pour définir la surface de Huyghens en  $z = z_H$  qui excitera la structure à étudier (**Figure III.6.b**).



**Figure III.6.b** : Deuxième étape du principe de simulation

L'avantage de ce procédé est donc de s'affranchir de la zone évanescente, pénalisante en terme de volume et de temps de calcul. Ainsi, la surface de Huyghens peut être disposée à seulement quelques mailles de la transition rayonnante à exciter. La longueur du guide d'onde se résumera essentiellement à l'épaisseur des couches PML.

La surface de Huyghens permet de séparer le champ total du champ diffracté. L'expression transitoire de la distribution des champs incidents est injectée dans le volume de calcul au niveau d'un plan définissant la surface de Huyghens. L'onde électromagnétique incidente se propage dans la zone dite de champ total et seulement dans cette zone. Si cette onde incidente rencontre un obstacle, une onde diffractée va venir se superposer aux champs existants dans le volume de calcul. Ainsi dans la zone dite de champ total, il existera l'onde diffractée indissociable de l'onde incidente et dans la zone dite de champ diffractée il existera uniquement l'onde diffractée.

Il a été relevé en  $z = z_R$  les trois composantes de champs :  $E_{yR}^n(i,j,z_R)$ ,  $H_{xR}^n(i,j,z_R)$  et  $H_{zR}^n(i,j,z_R)$  caractéristiques du mode fondamental numérique du guide d'onde. Ces champs seront injectés par la surface de Huyghens en  $z = z_H$  afin de caractériser la structure positionnée en bout de guide.

D'après la discrétisation des équations de Maxwell au sens des différences finies (**annexe 8**), ces champs doivent être intégrés au sein du code FDTD suivant les équations (III.11) afin de satisfaire les conditions imposés par la surface de Huyghens (zone de champ

total au dessus et zone de champ réfléchi en dessous). Aucune restriction n'est apportée à  $H_z R^n(i,j,z_R)$  car il dépend uniquement de composantes issues de la même zone de champs.

$$H_x^n(i, j, z_H - 1) = H_x^n(i, j, z_H - 1) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} \mathbf{E}_y R^{n+0.5}(i, j, z_H) \quad (\text{III.11})$$

$$E_y^{n+0.5}(i, j, z_H) = E_y^{n+0.5}(i, j, z_H) - \frac{\Delta t}{\varepsilon_0 \Delta y} \mathbf{H}_x R^{n+1}(i, j, z_H - 1)$$

Avec  $\Delta t$  : pas temporel

$n$  : indice temporel

$\Delta x, \Delta y, \Delta z$  : dimensions de la maille élémentaire

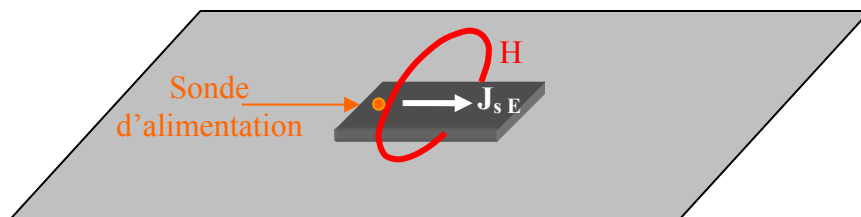
$i, j, k$  : indice de la cellule élémentaire

**Remarque :** Dans le code FDTD, à un instant  $n$  donné, le champ électrique ( $n+0.5$ ) est calculé après le champ magnétique ( $n$ ). Dans le cadre de la deuxième équation, il faut prendre en compte la différence temporelle entre le champ  $H$  ( $n+1$ ) et le champ électrique  $E$  ( $n+0.5$ ).

## 1.2.2 - Choix de la source élémentaire de l'antenne BIP

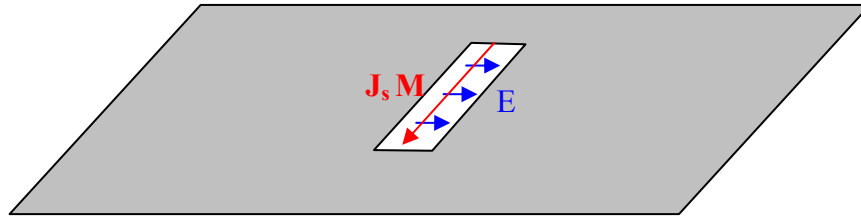
### 1.2.2.1 - Spécifications

La source classiquement utilisée au sein d'une antenne à cavité résonante BIP est l'antenne plaquée. Les lignes de champs de cette structure ont donc été représentées sur la **Figure III.7**. La boucle magnétique entourant le patch permet d'exciter par couplage la cavité de l'antenne à résonateur BIP [III.6].



**Figure III.7 :** Lignes de champs d'une antenne plaquée

Une fente résonante sur un plan de masse excitée par un champ électrique à polarisation uniforme peut être modélisée par un courant surfacique de type magnétique comme le montre la **Figure III.8 [III.7]**.



**Figure III.8** : Lignes de champs d'une fente sur plan de masse

Le champ électrique au sein de la fente est susceptible d'exciter la cavité de l'antenne à résonateur BIP par couplage électrique.

L'alimentation de la fente sera réalisée par le mode fondamental du guide d'onde. Cette structure semble être parfaitement adaptée pour être la source d'une antenne à résonateur BIP. D'une part, le plan de masse permettra de former la cavité BIP, élément essentiel dans le fonctionnement de l'antenne. D'autre part, la résonance de la fente servira à adapter le système complet. Ces deux conditions ne sont pas remplies par un guide ouvert.

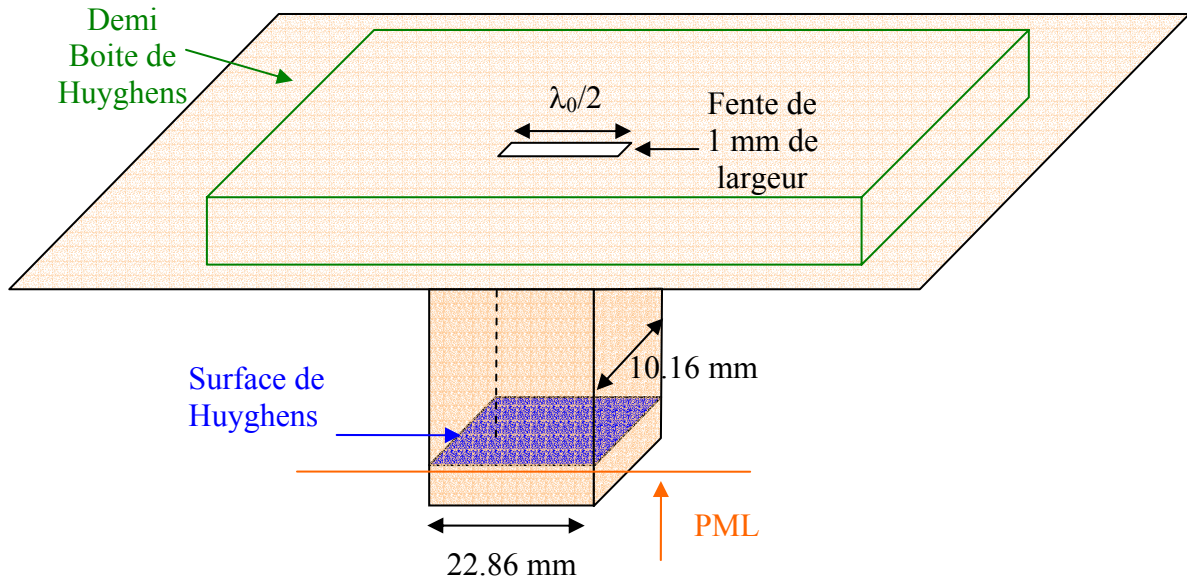
Dans un souci de réduction du volume de calcul FDTD, la fente mince sera modélisée grâce au formalisme proposé par Gilbert [III.8] et repris par A.Reinex [III.9].

### ***1.2.2.2 - Source constituée d'une fente excitée par guide***

#### ***1.2.2.2.1 - Descriptif***

Afin que le mode fondamental du guide WR90 excite convenablement la fente située à son extrémité, il faut que le champ électrique du TE<sub>10</sub> soit colinéaire au plan E de l'ouverture (largeur de la fente). Par conséquent, la fente est orientée suivant la plus grande dimension transverse du guide comme le montre la **Figure III.9**.

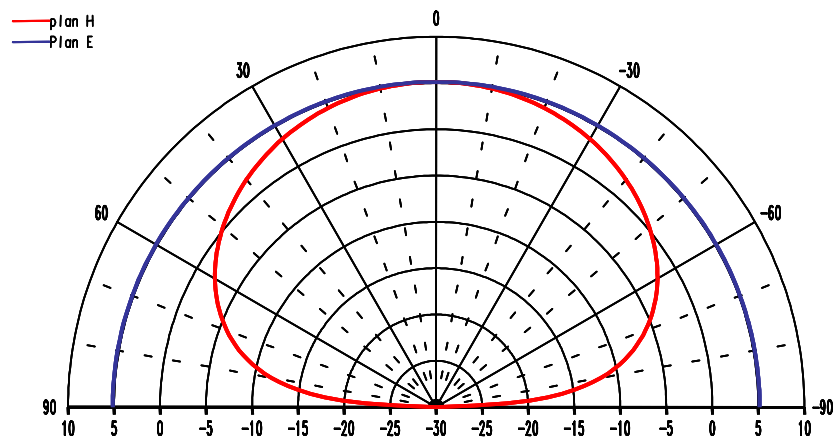




**Figure III.9** : Représentation de la source : fente excitée par guide

#### 1.2.2.2.2 - Rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont obtenus grâce à une demi boîte de Huyghens qui repose sur un plan de masse infini établi en rentrant la structure dans les couches absorbantes PML [III.4]. La puissance de référence qui permet de déterminer la directivité de la structure a été quantifiée grâce aux relevés du flux de puissance obtenus par le calcul du vecteur de Poynting au travers des cinq faces de la demi boîte de Huyghens qui repose sur le plan de masse. Les diagrammes de rayonnement dans les plans E et H sont représentés **Figure III.10**.



**Figure III.10** : Directivité et diagrammes de rayonnement d'une fente excitée par guide

Le rayonnement d'une fente est caractérisé par des diagrammes différents selon le plan d'étude considéré. L'omnidirectionnalité dans le plan E n'est pas appropriée pour exciter convenablement une antenne à cavité BIP. En effet, une partie de l'énergie n'est pas admise dans l'angle solide définissant les directions de propagation possibles admises par un matériau BIP à défaut (*voir Chapitre II § I.4.3*). Par conséquent, les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIP résonant à défaut excité par une fente seront caractérisés par des lobes secondaires importants et une baisse de la directivité [III.6].

### ***1.2.2.3 - Source constituée de deux fentes excitées par guide***

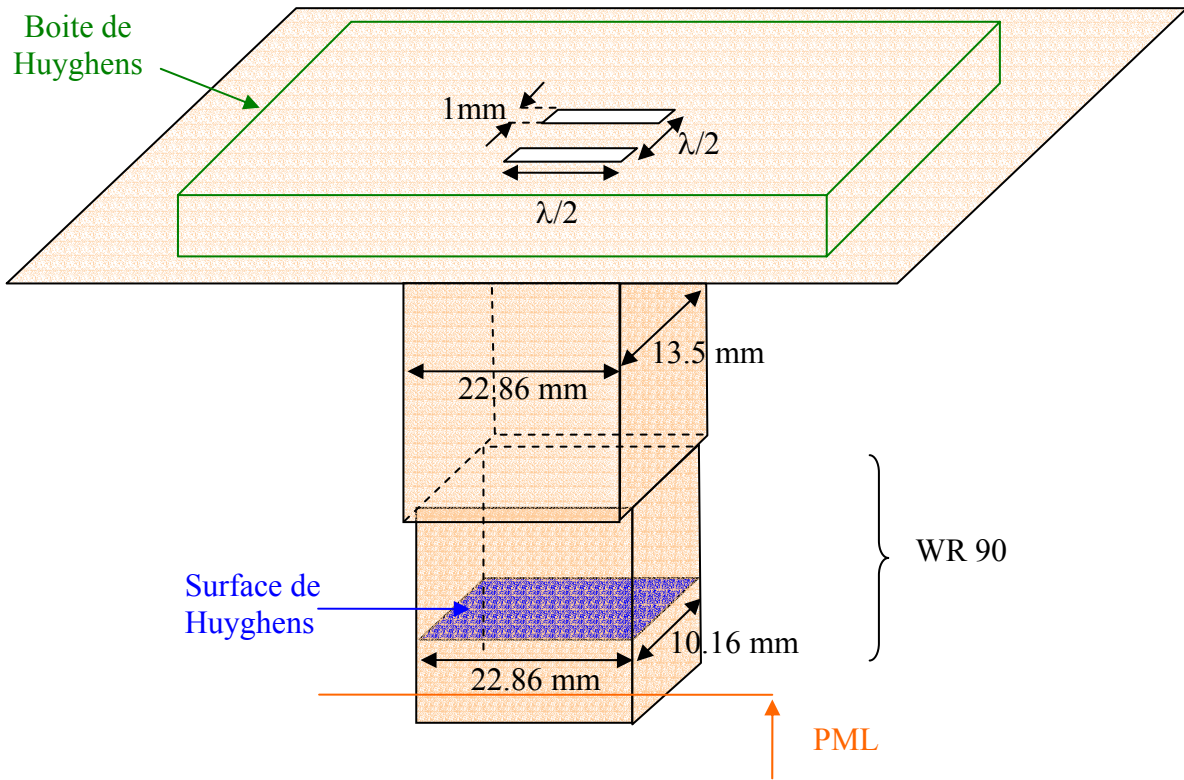
#### ***1.2.2.3.1 - Descriptif***

Afin de s'affranchir du rayonnement à l'horizon, il suffit d'utiliser un réseau de deux fentes distantes de  $\lambda_0/2$  dans le plan E pour qu'elles interfèrent de façon destructive en zone de champ lointain. L'excitation des deux fentes avec la même pondération en phase et en amplitude est assurée par le mode fondamental du guide qui est invariant suivant le plan d'alignement des fentes.

Cependant, un écart de  $\lambda_0/2$  entre les fentes, soit 12.5 mm à 12 GHz, nécessite d'agrandir la largeur du guide. La nouvelle dimension égale à 13.5 mm a été choisie de manière à autoriser un seul mode à l'intérieur du guide. En effet, à 12 GHz seul le fondamental peut se propager puisque le premier mode supérieur excitable par la composante de champ  $E_y$ , le  $TE_{11}$ , a une fréquence de coupure égale à 12.9 GHz (III.1). La structure alimentée par le guide d'émission WR90 est représentée **Figure III.11**.

D'après les formules (III.7) et (III.9), le guide élargi possède une impédance d'onde identique au WR90. En effet, cette notion est uniquement tributaire de la plus grande dimension de la section d'un guide quand il fonctionne sur son mode fondamental.

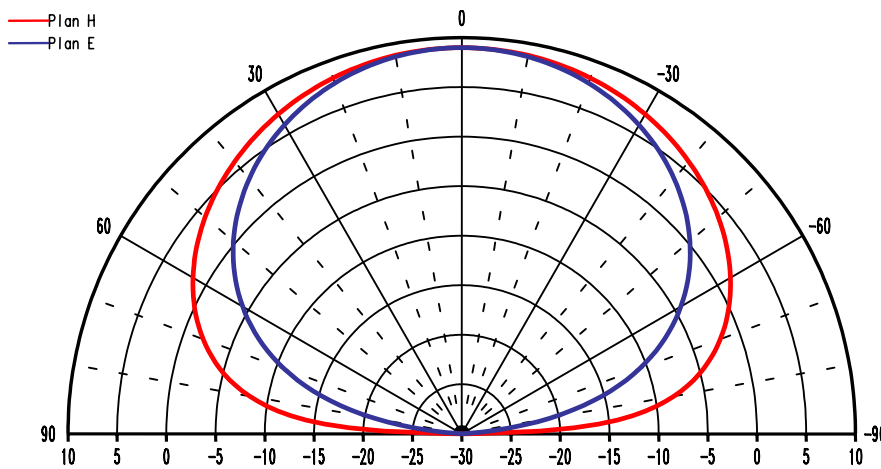
Le guide chargé par les deux fentes qui a une section plus large mais une longueur identique pourra donc être adapté sur le WR90 sans augmenter les pertes par insertion. De plus, la discontinuité ne modifie pas la répartition des champs du mode fondamental qui est invariante suivant la dimension d'élargissement.



**Figure III.11:** Représentation de la source : réseau de deux fentes excitées par guide

### 1.2.2.3.2 - Rayonnement

Les diagrammes de rayonnement du réseau de deux fentes excitées par le mode fondamental du guide sont représentés sur la **Figure III.12**.



**Figure III.12 :** Directivité et diagrammes de rayonnement d'un réseau de 2 fentes

Le réseau de deux fentes séparées par  $\lambda/2$  permet de s'affranchir du rayonnement à l'horizon dans le plan E. Les diagrammes ayant une forme proche de ceux générés par une antenne plaquée, un doublet de fentes constitue une source appropriée pour l'antenne à cavité BIP.

Après avoir défini la source adéquate et adaptable sur guide, nous allons concevoir l'antenne BIP résonante à défaut permettant de générer 20 dBi à 12 GHz.

## **II - ANTENNE A CAVITE BIP ADAPTABLE SUR GUIDE D'ONDE WR90**

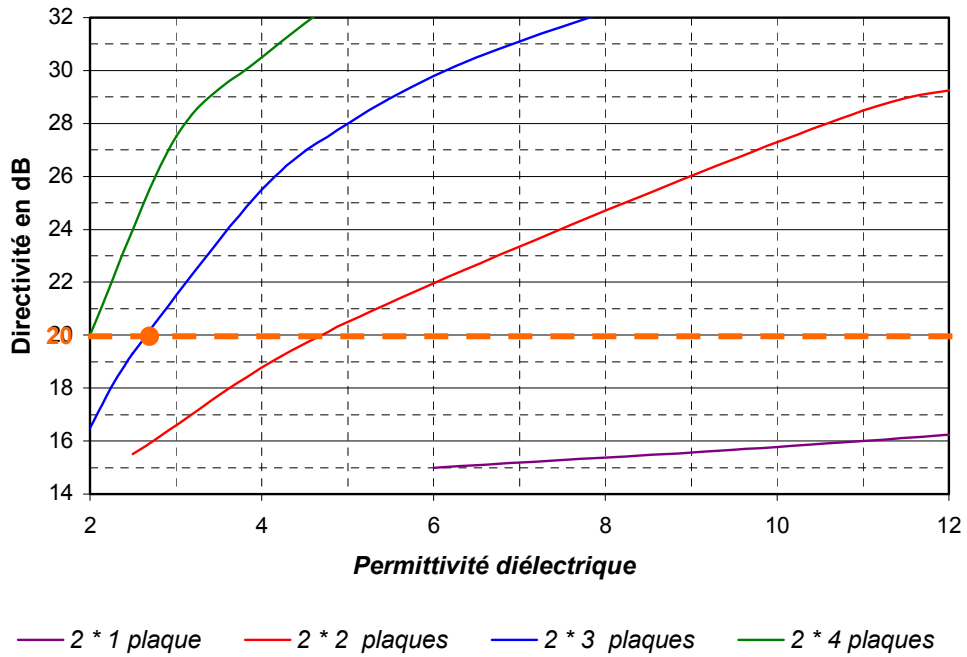
L'objectif est de concevoir et de réaliser une antenne à résonateur BIP alimentée par guide WR90 qui engendre une directivité de 20 dBi dans l'axe à 12 GHz.

La première étape consiste à choisir le matériau BIP permettant de répondre au cahier des charges. L'antenne sera ensuite comparée à son homologue excité par l'antenne plaquée. En dernier lieu, les résultats expérimentaux seront détaillés et analysés.

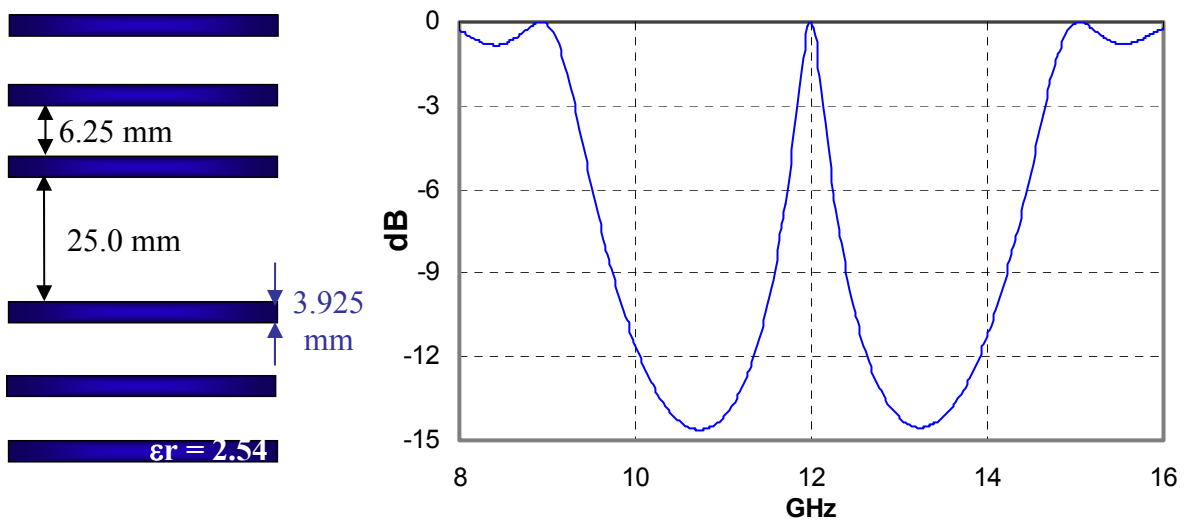
### **II.1 - Choix du matériau BIP**

La **Figure III.13** (*Chapitre II § II.2.2.2*) expose les constitutions possibles du matériau BIP à défaut permettant d'obtenir une directivité de 20 dB dans une application antennaire.

Le choix s'est porté sur une structure peu coûteuse, à faible perte, composée de 2\*3 plaques de polycarbonate de constante diélectrique 2.54 et de tangente de perte  $6.0 \cdot 10^{-3}$  à 10 GHz. Cette structure, constituée de plaques d'épaisseur  $\lambda_g/4$  avec un défaut en  $\lambda_0$ , est transparente à 12 GHz comme le montre le coefficient de transmission représenté **Figure III.14**.



**Figure III.13** : Evolution de la directivité en fonction de la composition du matériau BIP à défaut



**Figure III.14** : Coefficient de transmission du matériau BIP à défaut

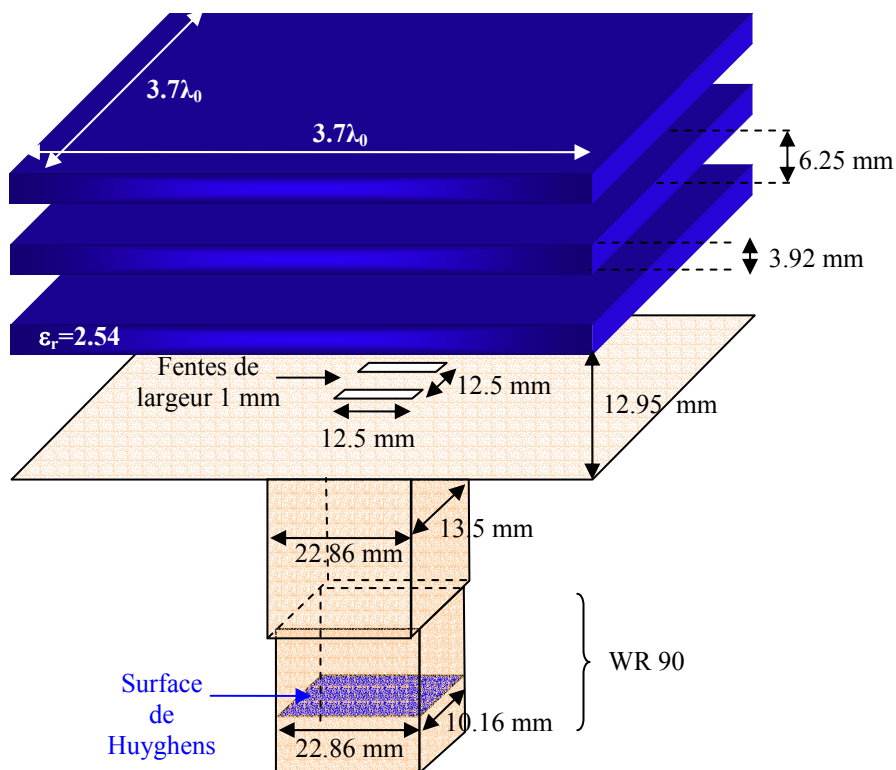
Un coefficient de qualité du matériau BIP égal à 50 laisse augurer une antenne avec 20 dBi de directivité et 5 % de bande passante.

## II.2 - Descriptif et caractéristiques électromagnétiques de l'antenne à résonateur BIP

Après avoir décrit l'antenne à cavité BIP alimentée par guide WR90, nous allons détailler les performances de cette structure en terme d'adaptation et de rayonnement, ainsi que les méthodes d'analyse pour parvenir à ces résultats.

### II.2.1 - Description

D'après le principe de fonctionnement de l'antenne BIP résonante à défaut exposée *Chapitre II*, la moitié du cristal photonique (Figure III.14) est positionnée au dessus du plan de masse de la source. Cette dernière composée d'un réseau de fentes distantes de  $\lambda_0/2$  (soit 12,5 mm à 12 GHz) a été définie dans le paragraphe II.2.2.3 de ce chapitre. Une représentation de l'aérien est donnée **Figure III.15**.



**Figure III.15 :** Représentation de l'antenne à cavité BIP alimentée par guide WR90

La cavité ainsi réalisée possède une hauteur de 12.95 mm de manière à fonctionner à 12 GHz sur son mode fondamental. La fréquence de résonance dépend des dimensions transverses du matériau, choisies égales à  $3.7 \lambda_0$  de façon à être supérieures au diamètre de l'ouverture rayonnante équivalente (*voir Chapitre II § II.2.2.2.1*).

## II.2.2 - Adaptation

Le coefficient de réflexion de l'antenne va être évalué par deux méthodes différentes : la première basée sur un calcul direct est simple à mettre en œuvre alors que la seconde, plus complexe à réaliser, donne plus de renseignements.

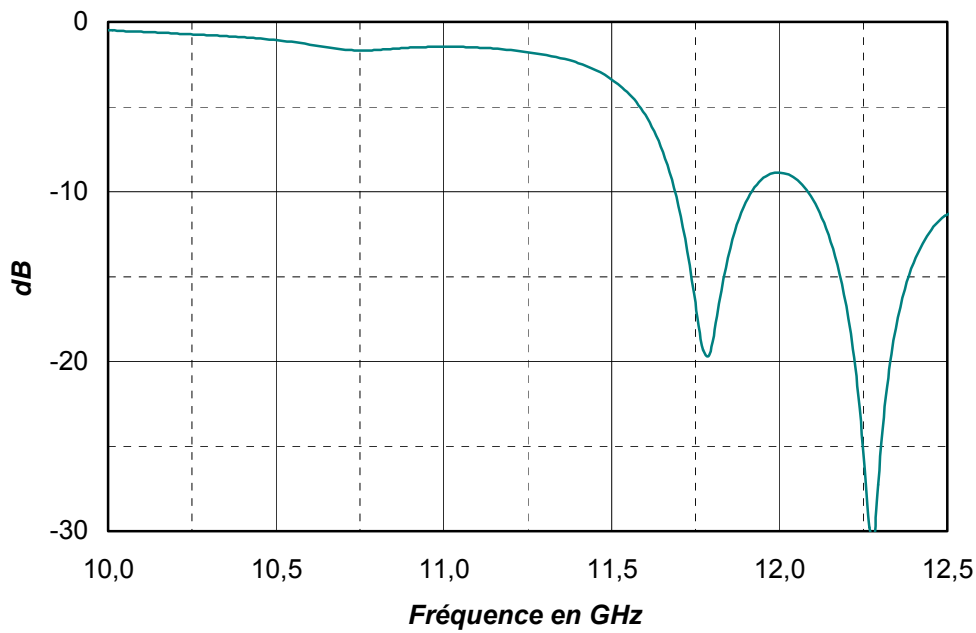
### II.2.2.1 - Première méthode : Calcul direct

Cette méthode consiste à effectuer un rapport de la transformée de Fourier du champ réfléchi par la transformée de Fourier du champ incident comme l'indique la formule (III.12).

$$S_{11}(f) = \frac{Tf(H_{ref}(t))}{Tf(H_{inc}(t))} = \frac{Tf(E_{ref}(t))}{Tf(E_{inc}(t))} = \frac{Tf(E_{ref}(t))}{Tf(E_{tot}(t) - E_{ref}(t))} \quad (III.12)$$

Le champ incident correspond à la différence entre le champ total et le champ réfléchi qui sont respectivement déterminés en effectuant un relevé temporel au dessus et en dessous de la surface de Huyghens.

Le coefficient de réflexion obtenu avec cette méthode est illustré sur la **Figure III.16**. Il met en évidence deux pôles : le premier, environ à 11.75 GHz, correspond à la résonance du réseau de deux fentes en présence du matériau BIP ; le second, à 12.25 GHz coïncide avec le mode fondamental de la cavité BIP.



**Figure III.16 :** Adaptation de l'antenne (1<sup>ère</sup> méthode)

L'antenne à résonateur BIP alimentée par guide WR90 est adaptée à -9 dB sur l'intervalle fréquentiel 11.68 GHz-13.76 GHz. Par conséquent, les pertes par insertion (III.13) sont inférieures à 0.58 dB sur la bande de fonctionnement.

$$P_{ins} = 10 \log \left( 1 - 10^{-\frac{|S_{11}|}{10}} \right) \quad (\text{III.13})$$

Avec  $|S_{11}|$  : Module du  $S_{11}$  en dB

### II.2.2.2 - Seconde méthode : passage par les impédances

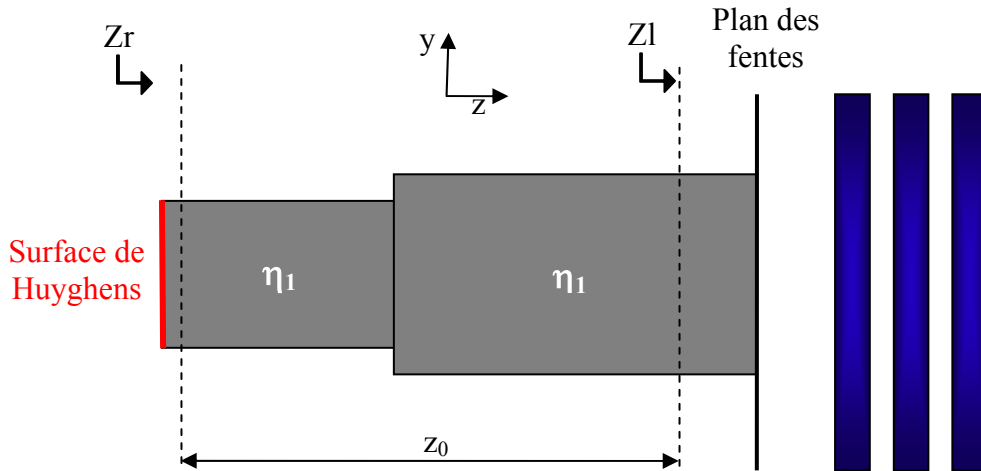
Le principe de cette méthode est de déterminer l'impédance d'entrée de la structure à caractériser et de la comparer avec l'impédance d'onde du guide sur lequel doit être adapté le dispositif considéré.

La première étape consiste à déterminer l'impédance  $Z_I$  en un point quelconque de la structure en effectuant un rapport de champs suivant la formule (III.14)



$$Zl(f) = \frac{Tf(E(t))}{Tf(H(t))} \quad (\text{III.14})$$

En connaissant la distance  $z_0$  entre le plan de relevé des champs et l'accès de l'antenne (**Figure III.17**), il est possible de calculer l'impédance d'entrée  $Z_r$  grâce à la formule des impédances ramenées (III.15).



**Figure III.17** : Représentation de la structure dans le plan YoZ

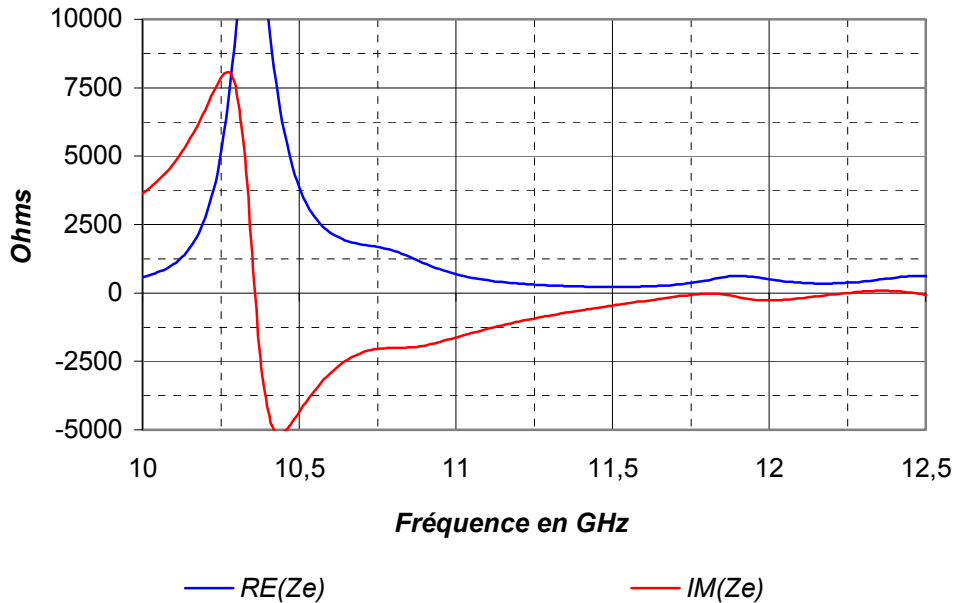
$$Z_r = \eta_1 \times \frac{Z_l + \eta_1 \times j \tan\left(\frac{2\pi \times z_0}{\lambda_g}\right)}{\eta_1 + Z_l \times j \tan\left(\frac{2\pi \times z_0}{\lambda_g}\right)} \quad (\text{III.15})$$

Avec  $\lambda_g$  : Longueur d'onde guidée (III.7)

$\eta_1$  : Impédance d'onde du milieu (III.9)

Quelle que soit la position dans la structure, le milieu propagatif est caractérisé par la même impédance d'onde  $\eta_1$ . La discontinuité ne modifie pas cette valeur qui dépend uniquement de la plus grande dimension d'une section de guide. Cette dernière étant invariante et égale à la longueur de la section du guide d'onde WR90, l'impédance d'onde  $\eta_1$  est définie par la figure III.5 et la formule (III.9).

L'impédance d'entrée de l'antenne  $Z_r$  (**Figure III.18**) permet d'identifier clairement les différents pics de résonances : mode du réseau de fentes à 10.3 GHz, modes de la cavité à partir de 12 GHz.



**Figure III.18** : Impédance d'entrée de l'antenne

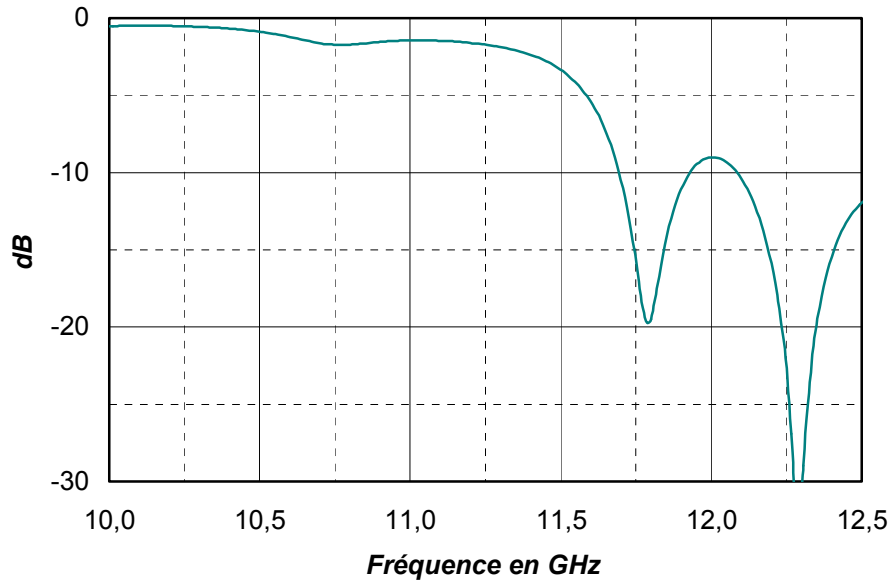
La connaissance de  $Z_r$ , qui permet de caractériser l'influence des différents éléments composant la structure, constitue un atout appréciable pour adapter l'antenne. Un paramétrage adéquat permet d'aboutir à une configuration optimale présentant une impédance d'entrée proche de l'impédance d'onde du guide d'émission. En effet, le coefficient de réflexion de l'antenne est tributaire de la différence entre l'impédance d'entrée  $Z_r$  de la structure et l'impédance d'onde du guide WR90 sur lequel doit être adapté notre système (III.16).

$$|S_{11}(f)| = \left| \frac{Z_r(f) - \eta_1(f)}{Z_r(f) + \eta_1(f)} \right| \quad (\text{III.16})$$

Avec  $Z_r$  : Impédance d'entrée de l'antenne

$\eta_1$  : Impédance de référence  $\Leftrightarrow$  Impédance d'onde du guide d'émission

Le module du  $S_{11}$  qui est représenté **Figure III.19** est analogue à celui obtenu avec la première méthode.



**Figure III.19 :** Adaptation de l'antenne (2<sup>ème</sup> méthode)

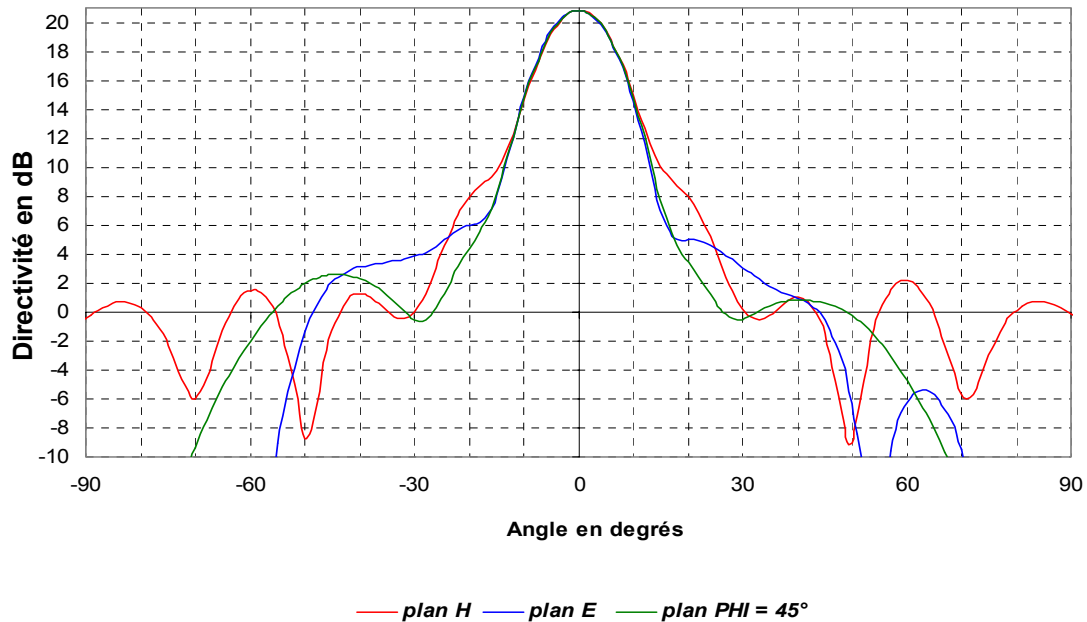
**Remarque :** Suivant la position dans la structure, l'impédance varie mais conduit au même module de S11 et donc à la même adaptation. Il est donc possible de s'affranchir du calcul de l'impédance ramenée et d'utiliser Zl pour caractériser directement le coefficient de réflexion.

Afin d'améliorer l'adaptation, il est possible d'insérer au sein de la première portion de guide un transformateur quart d'onde permettant de ramener la partie réelle de l'impédance désirée [III.10]. Cependant, la position de ce dernier doit correspondre à un endroit où la partie imaginaire de l'impédance est nulle, facilement identifiable grâce à la formule des impédances ramenées (III.15).

### II.2.3 - Diagramme de rayonnement

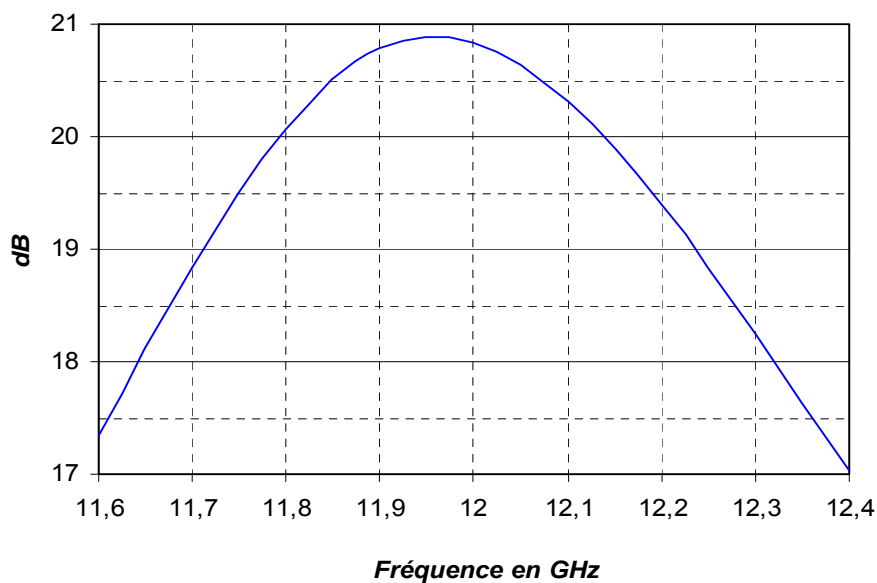
Les diagrammes de rayonnement ont été obtenus grâce à une boîte de Huyghens totale qui englobe l'antenne BIP résonant à défaut. Cependant, la géométrie de la structure (Figure III.15) impose d'annuler la contribution de la face inférieure de la boîte. Il est ainsi possible de connaître l'influence du plan de masse fini sur les diagrammes de rayonnement représentés **Figure III.20**. Ces derniers qui ont été relevés à 12 GHz sont comparables quel que soit le plan d'analyse et présentent une directivité maximale de 20.8 dB. La valeur requise par le

cahier des charges est donc obtenue. De plus, les diagrammes de rayonnement qui ont des lobes secondaires faibles répondent aux attentes d'une antenne directive. La légère dissymétrie des diagrammes provient d'un maillage approché de la structure.



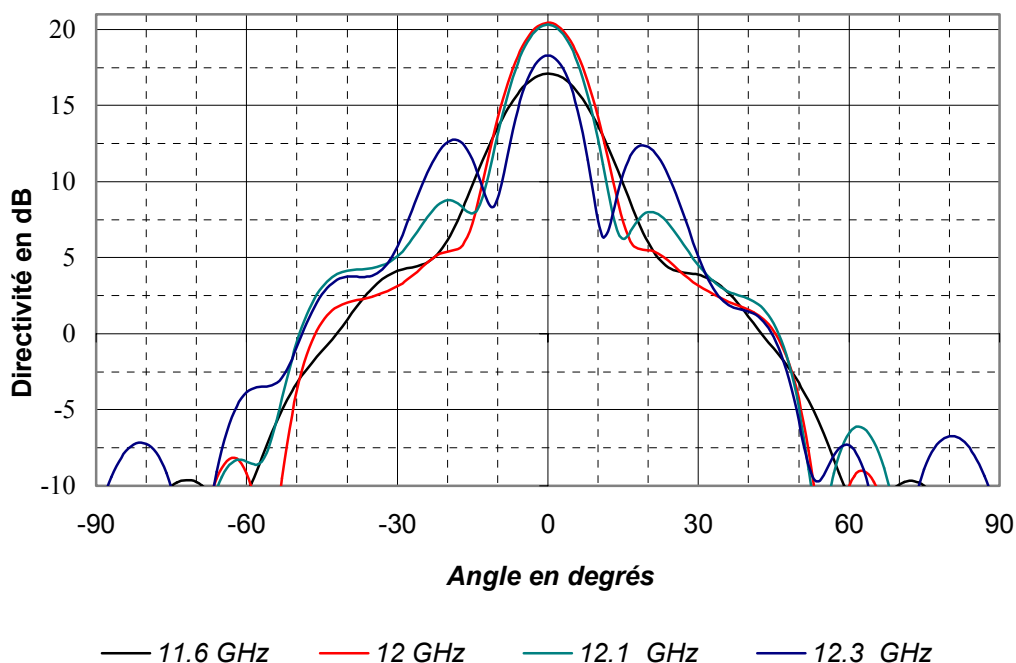
**Figure III.20** : Diagrammes de rayonnement à 12 GHz

L'évolution de la directivité en fonction de la fréquence est donnée **Figure III.21** afin de déterminer la bande passante en rayonnement de l'antenne.



**Figure III.21** : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence

La bande passante en rayonnement à -3 dB s'étend de 11.62 GHz à 12.33 GHz soit 5.9 %. Cependant, la forme des diagrammes varie en fonction de la fréquence. En effet, le niveau des lobes secondaires augmente progressivement à partir de la fréquence de fonctionnement optimale de l'antenne (**Figure III.22**).



**Figure III.22** : Evolution des diagrammes de rayonnement en fonction de la fréquence

Pour la fréquence située en bord de bande passante (12.3 GHz), le niveau des lobes secondaires atteint 12.75 dB soit une dynamique de 5.5 dB par rapport à la directivité maximale. Ce phénomène parasite est provoqué par l'installation des modes supérieures au sein de la cavité résonante BIP [III.6].

Il paraît judicieux de comparer les caractéristiques du BIP résonant à défaut excité par un doublet de fentes avec la structure BIP classique alimenté par antenne plaquée.

### **II.3 - Comparaison avec une alimentation par antenne plaquée**

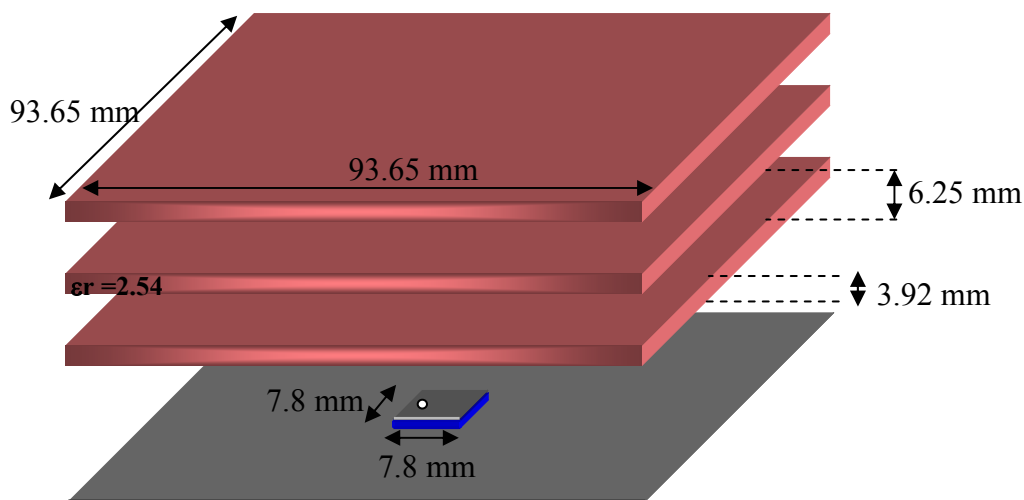
Dans un premier temps, les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne à résonateur BIP excitée par antenne plaquée vont être présentés. Puis, ces données seront

comparées à celle obtenues précédemment avec l'antenne à cavité BIP excitée par le doublet de fentes.

### II.3.1 - Antenne à résonateur B.I.P alimentée par patch

#### II.3.1.1 - Descriptif

L'antenne à résonateur B.I.P excitée par antenne plaquée est constituée du même matériau photonique que précédemment, soit trois plaques de polycarbonate ( $\epsilon_r = 2.54$ ,  $\tan \delta = 0.01$ ). Le système d'excitation est un patch alimenté par connecteur SMA possédant un substrat diélectrique TLY3 de permittivité égale à 2.33. L'antenne est représentée sur la **Figure III.23**.

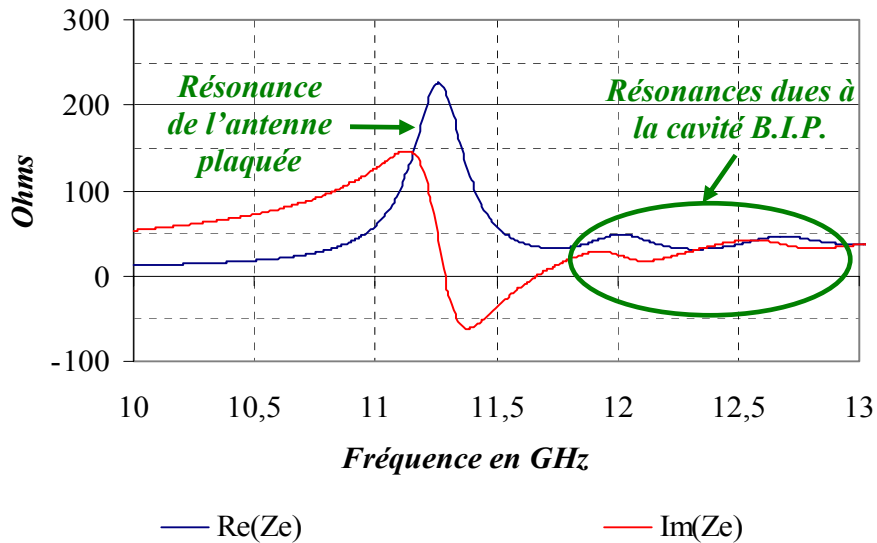


**Figure III.23** : Antenne à résonateur B.I.P excitée par une antenne plaquée

#### II.3.1.2 - Impédance d'entrée et adaptation

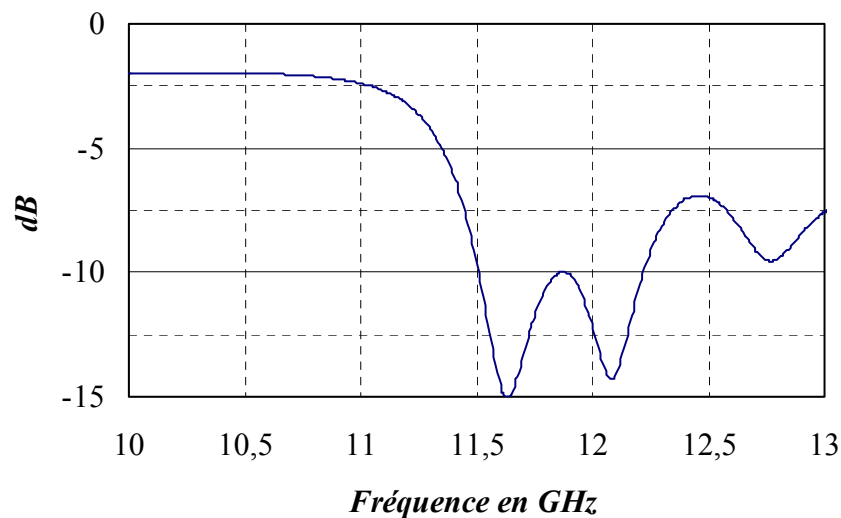
L'impédance d'entrée (**Figure III.24**) met en évidence le pic de résonance de l'antenne plaquée à 11.25 GHz puis les différents modes de la cavité BIP à partir de la fréquence de 12 GHz. La résonance du mode 1.1.1 de la cavité qui permet d'obtenir un

fonctionnement optimal de l'antenne apparaît à la fréquence de 12 GHz. Ce qui est conforme aux résultats obtenus avec l'excitation par fentes.



**Figure III.24** : Impédance d'entrée de l'antenne à résonateur B.I.P

Cette impédance d'entrée permet de déterminer le coefficient de réflexion de l'antenne présentée **Figure III.25**.

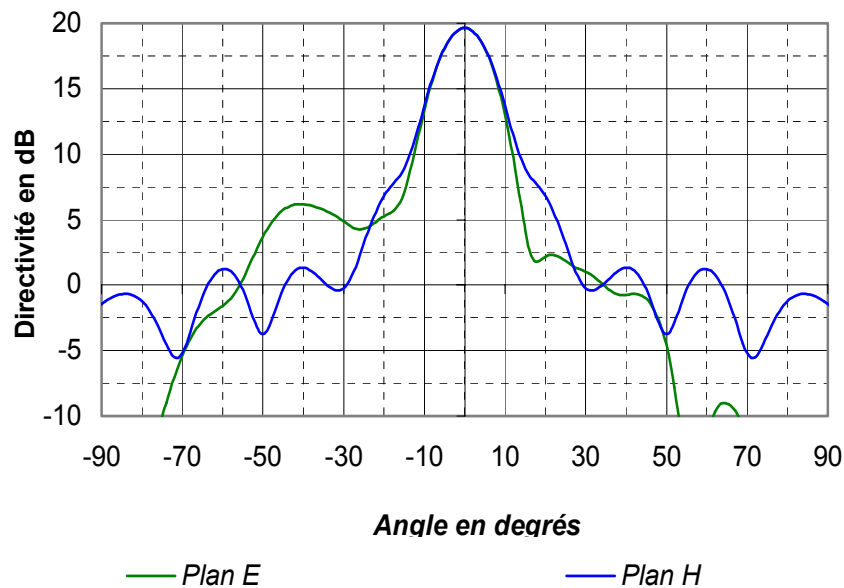


**Figure III.25** : Module du S11.

Après avoir caractérisé les pertes par insertion qui sont inférieures à 0,9 dB sur la bande fréquentielle [11,6 GHz ; 12,3 GHz] nous allons nous intéresser aux diagrammes de rayonnement.

### II.3.1.3 - Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement sont relevés à 12 GHz sur la **Figure III.26**. Ils révèlent une dissymétrie pour le plan E dû au rayonnement de la sonde d'alimentation. Cet effet parasite est caractéristique du BIP résonant à défaut excité par antenne plaquée. La directivité maximale qui est égale à 19.6 dB est inférieure à la valeur obtenue avec l'antenne alimentée par le doublet de fentes (20.8 dB).



**Figure III.26 :** Rayonnement de l'antenne à résonateur B.I.P excitée par patch

A la vue de ces résultats, il semblerait que les diagrammes de rayonnements obtenus avec les deux types d'excitation (doublet de fentes et patch) diffèrent quelque peu. Une comparaison des diagrammes de rayonnement s'impose.

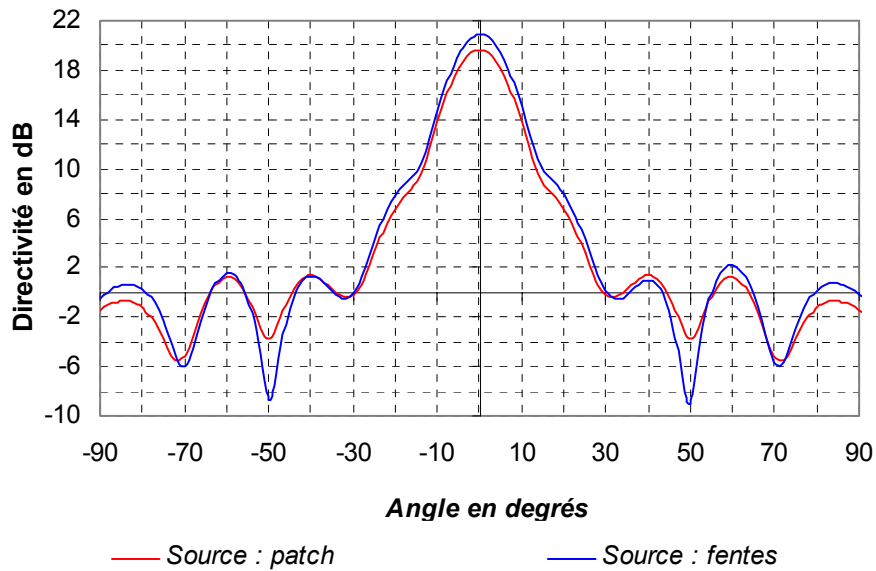
### II.3.2 - Comparaison du rayonnement des deux antennes

La comparaison du rayonnement des deux antennes s'établit suivant deux critères. Le premier concerne la forme des diagrammes afin de caractériser la différence de directivité. La seconde étude portera sur le produit bande passante en rayonnement - directivité des deux aériens.

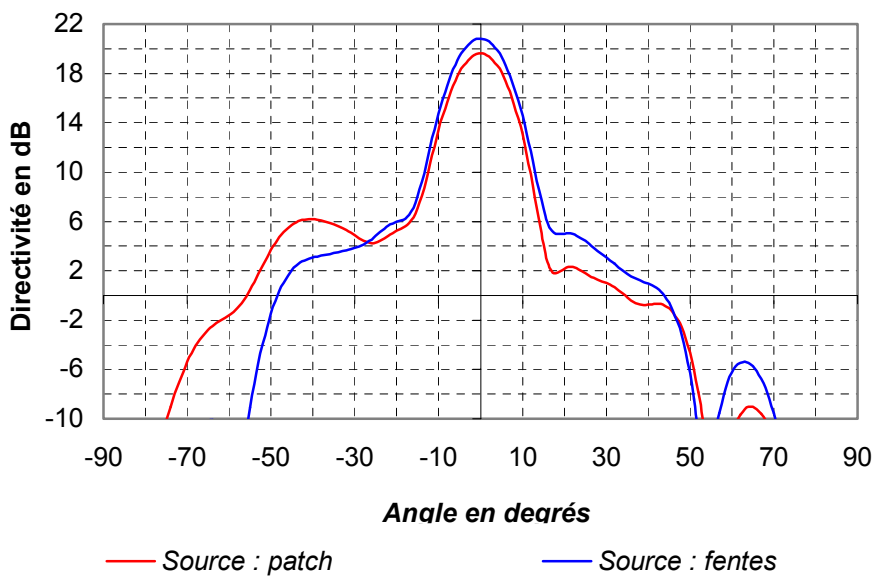


### II.3.2.1 - Comparaison des diagrammes

La comparaison des diagrammes de rayonnement est effectuée à 12 GHz sur la **Figure III.27** pour le plan H et sur la **Figure III.28** pour le plan E.



**Figure III.27 :** Comparaison des diagrammes dans le plan H

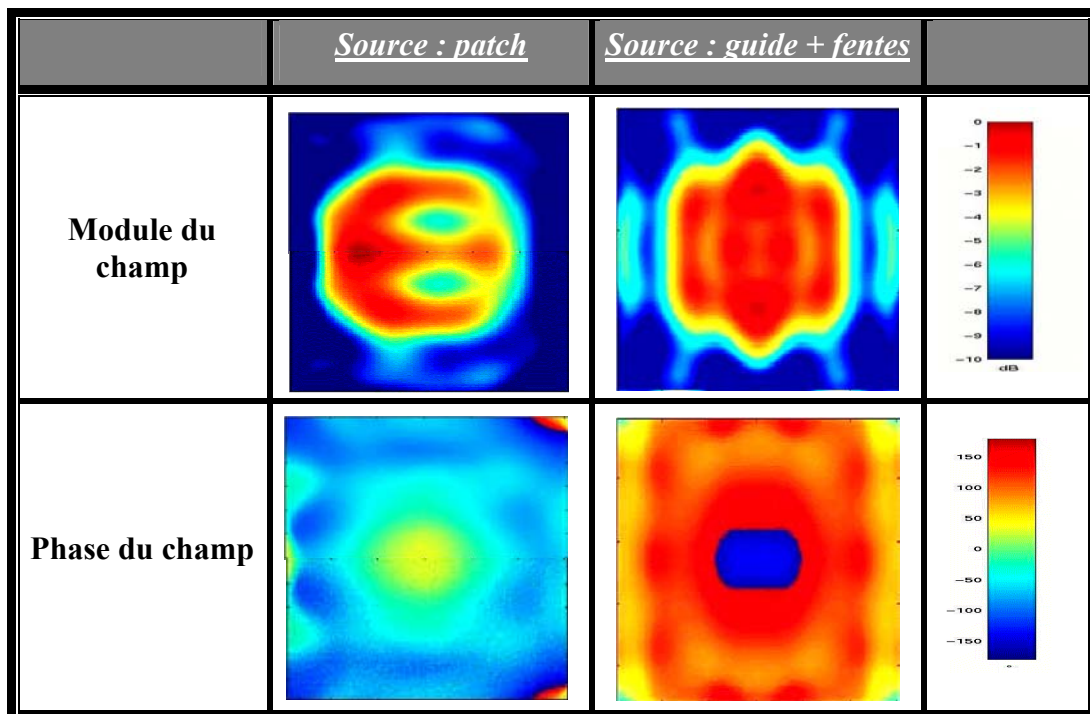


**Figure III.28 :** Comparaison des diagrammes dans le plan E

Dans le plan H, les diagrammes de rayonnement sont similaires et présentent un angle d'ouverture à -3 dB identique et égal à  $15^\circ$ . Seule la directivité est inférieure dans le cas du patch comme source de l'antenne à cavité BIP. Cette différence de niveau ne provient pas de pertes qui ne sont pas prises en compte dans le cadre du calcul de la directivité.

Le fait que la totalité de l'énergie ne soit pas comprise dans le lobe principal du diagramme de rayonnement de l'antenne BIP excitée par patch explique cette différence de directivité. En effet, les diagrammes de rayonnement dans le plan E montrent que cette énergie se situe dans un lobe secondaire issu du rayonnement parasite de la sonde d'alimentation.

De plus, la répartition des champs légèrement différente sur l'ouverture rayonnante équivalente des deux antennes à cavité BIP peut également expliquer cette variation de la directivité. En effet, avec le système de fentes comme source, la distribution du champ en module et en phase semble plus homogène (**Figure III.29**).



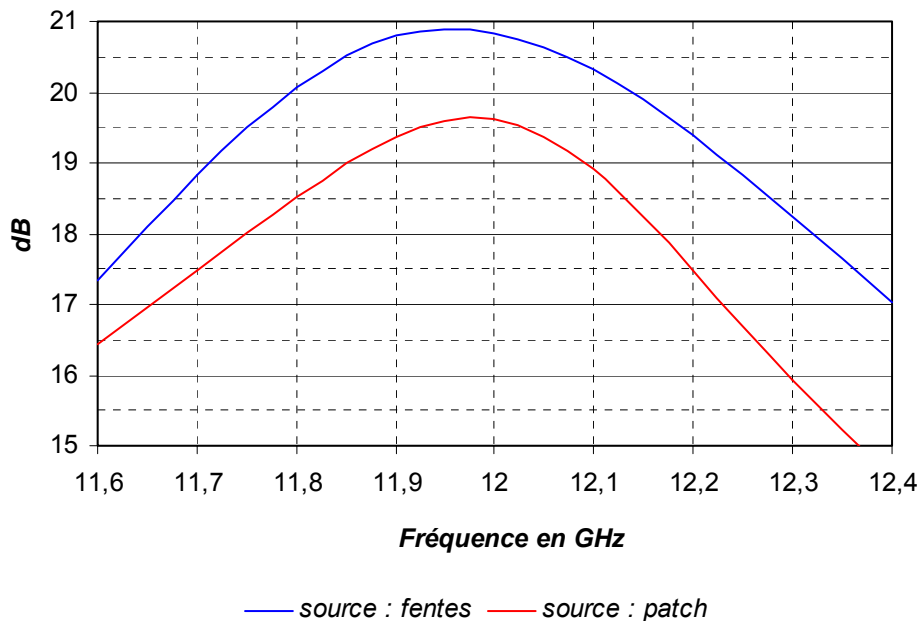
**Figure III.29 :** Répartition des champs sur l'ouverture rayonnante de l'antenne BIP

Un réseau de deux fentes, plus directif qu'une antenne plaquée, émet plus d'énergie dans le faible angle solide caractérisant les directions de propagation possibles admises par un matériau BIP à défaut (voir *Chapitre II 1.4.3*). Cette remarque peut expliquer la plus grande

constance de la phase et du module du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente. Par conséquent, le fait d'utiliser un doublet de fentes comme source du BIP résonant à défaut permet d'augmenter, à surface d'antenne identique, la directivité grâce à un meilleur rendement de surface de l'antenne (88 % contre 62 %).

### II.3.2.2 - Bande passante en rayonnement

Quelle que soit la fréquence, la différence de directivité entre les deux antennes reste constante comme le montre la **Figure III.30**. Par conséquent, ces deux aériens présentent la même bande passante en rayonnement à -3 dB (5.9%) mais, avec une directivité accrue de 1.2 dB pour l'antenne à cavité BIP alimentée par le doublet de fentes.



**Figure III.30 :** Evolution de la directivité en fonction de la fréquence

Une étude intéressante consiste à comparer les bandes passantes d'une antenne BIP excitée par patch et d'une antenne BIP excitée par un réseau de fentes qui présentent toutes les deux la même directivité.

D'après l'abaque représentée sur la Figure II.25 du Chapitre II, une antenne à cavité BIP alimentée par antenne plaquée dont la directivité est de 20.8 dB possède une bande passante en rayonnement à -3 dB égale à 4 %. Ces performances peuvent être obtenues avec

un matériau BIP composé de trois plaques de diélectrique de permittivité égale à 3 ou avec un matériau BIP composé de quatre plaques de diélectrique de permittivité égale à 2.2 (*Voir Chapitre II Figure II.21*).

Par conséquent, le fait d'utiliser un doublet de fentes comme source du BIP résonant à défaut permet d'augmenter, à directivité identique, la bande passante en rayonnement (passage de 4 % à 5.9 %).

Au terme de cette étude, la dernière étape a consisté à réaliser l'antenne BIP résonant à défaut excité par un doublet de fentes et adaptable sur un guide standard WR90.

## **II.4 - Réalisation**

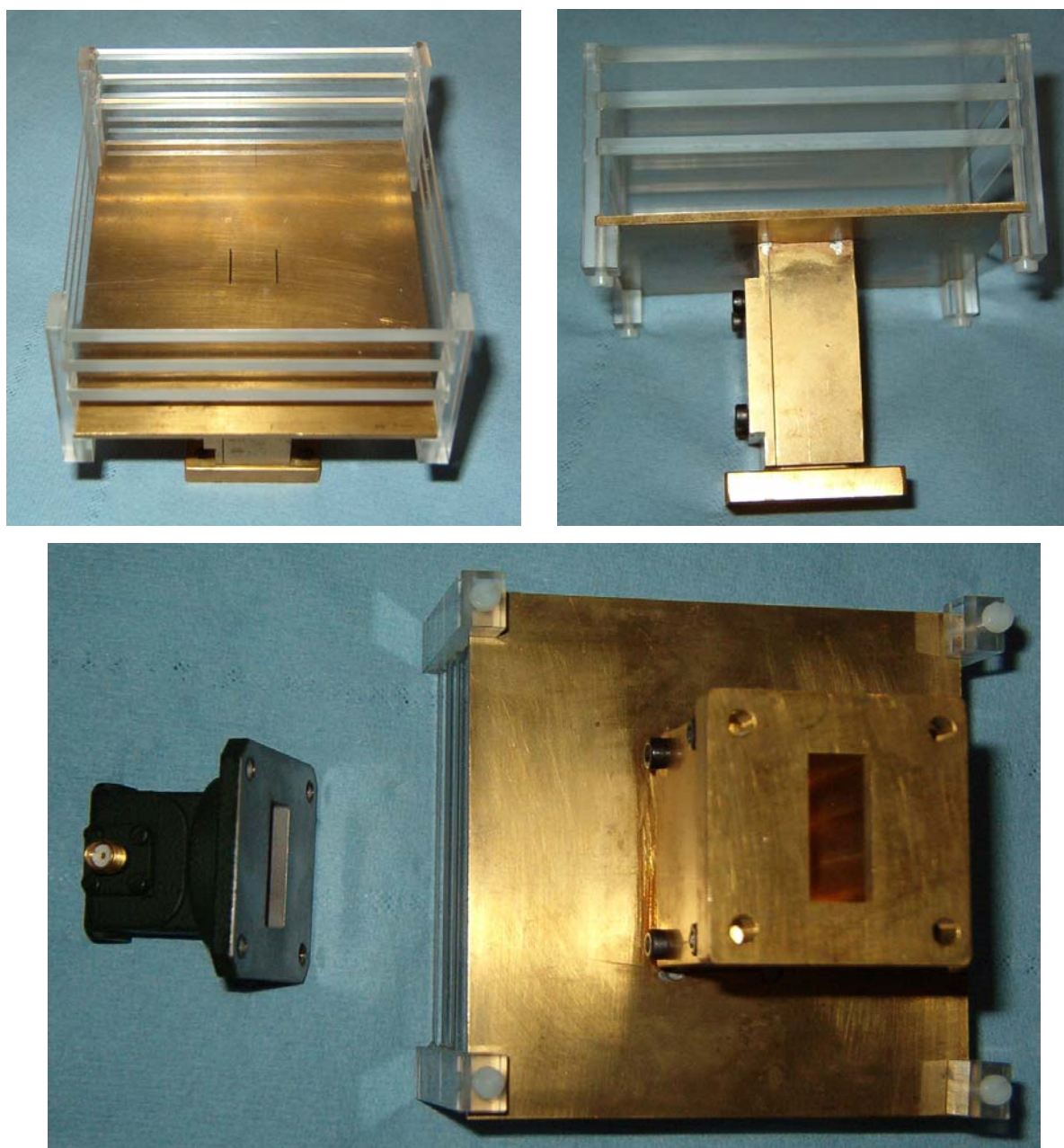
Dans ce paragraphe, une description de l'antenne réalisée par l'atelier de l'IRCOM sera effectuée. Puis, les mesures expérimentales obtenues seront comparées à la simulation afin de valider le concept.

### **II.4.1 - Descriptif**

Afin de caractériser expérimentalement l'antenne, elle est montée sur une transition guide coaxiale 16094-SF40 standard (**annexe 7**) dont la section est identique à celle d'un guide WR90 (longueur = 22.82 mm, largeur = 10.16 mm). L'aérien, photographié **Figure III.31** est constitué par :

- Trois plaques de plexiglas ou polycarbonate composant le matériau BIP. Ces dernières sont maintenues par trois encoches qui sont disposées sur les quatre montants en plexiglas positionnés aux quatre coins de la structure.
- Un plan de masse en laiton avec les deux fentes obtenues par électroérosion (longueur = 12.5 mm, largeur = 1 mm)

- Une portion de guide en laiton possédant les dimensions suivantes : longueur = 22.82 mm, largeur = 13.5 mm, hauteur = 60 mm soit  $2 \lambda_g$
- Une bride UBR 100 (**annexe 7**) pour connecter l'antenne sur la transition. Ces deux éléments possèdent la même ouverture rectangulaire, soit une longueur égale à 22.82 mm et une largeur égale à 10.16 mm.

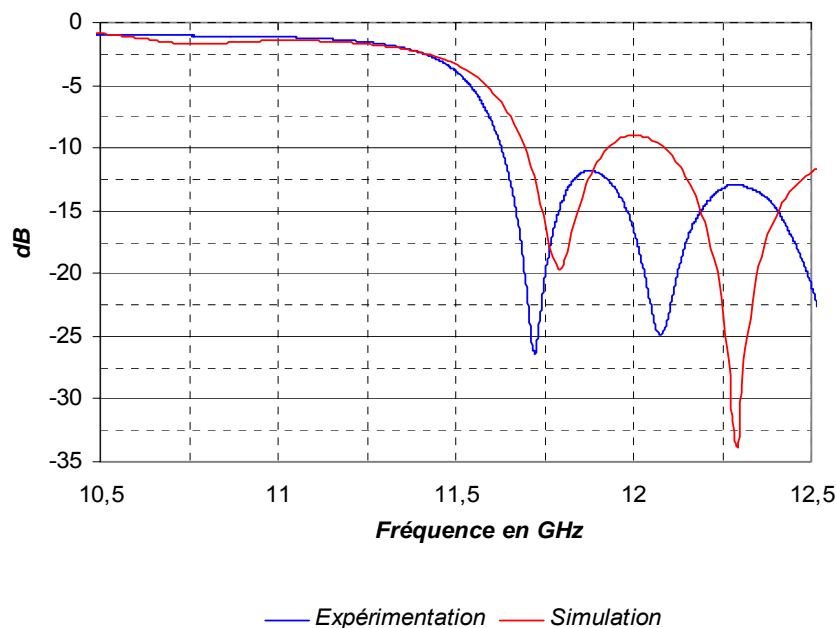


**Figure III.31 :** Photographies de l'antenne

Les hauteurs des différents éléments 60 mm pour la portion de guide, 10 mm pour la bride ont été choisies de façon à faciliter la mesure. Quelles que soient les valeurs retenues, les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne restent identiques. Les diagrammes de rayonnement et l'adaptation sont indépendants de la hauteur de la structure. Seule la phase du  $S_{11}$  qui est utilisée pour déterminer l'impédance d'entrée varie suivant cette dimension. Les impédances d'entrées simulées et mesurées ne seront pas comparées car la référence de phase n'est pas identique dans les deux cas.

## II.4.2 - Adaptation

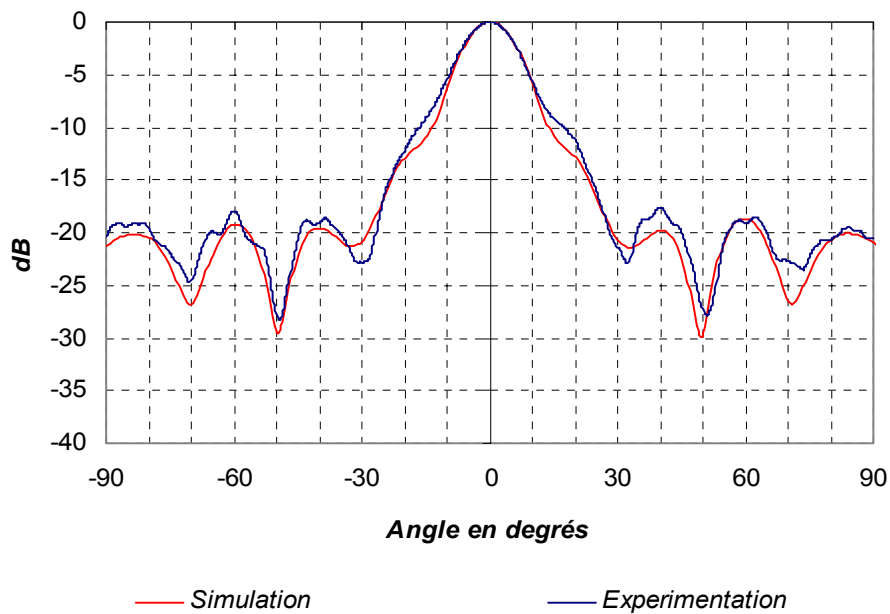
Les modules du  $S_{11}$  expérimentales et simulées (**Figure III.32**) présentent quelques différences. Tout d'abord, un décalage fréquentiel des différents pôles qui est caractéristique d'une réalisation erronée de la hauteur de la cavité est observable entre les deux courbes. Cette variation entraîne une modification du module du  $S_{11}$  expérimental qui a un niveau plus faible. Cette diminution est accentuée par les pertes dans le système qui n'ont pas été prises en compte lors de la simulation (pertes diélectriques, pertes dans la transition ...). En mesure, l'antenne est adaptée à -10 dB pour des fréquences supérieures à 11.62 GHz. Cette dernière coïncide avec le bord de la bande passante en rayonnement à -3 dB obtenue en simulation.



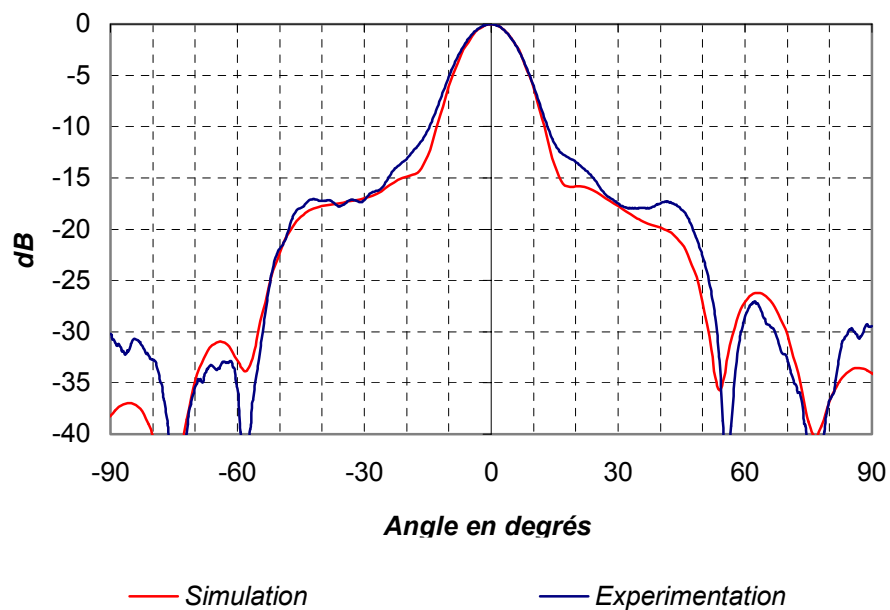
**Figure III.32 :** Adaptation expérimentale et simulée

### II.4.3 - Diagramme de rayonnement et gain réalisé

Les diagrammes de rayonnement dans le plan H (**Figure III.33**) et dans le plan E (**Figure III.34**) démontrent une bonne concordance entre les mesures et la simulation.



**Figure III.33 :** Diagrammes de rayonnement mesurées et simulées dans le plan H



**Figure III.34 :** Diagrammes de rayonnement mesurées et simulées dans le plan E

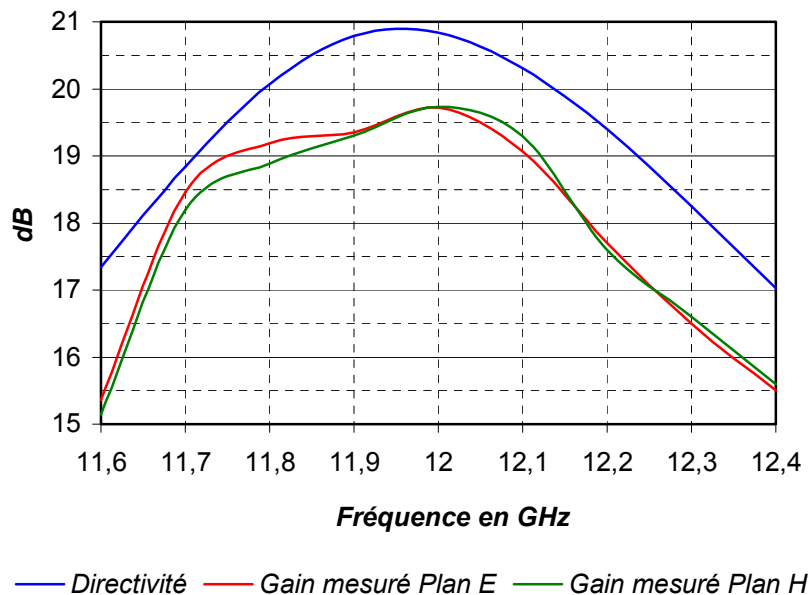
L'augmentation de l'angle d'ouverture à -3dB dans les diagrammes expérimentaux montre que, même si l'antenne était sans perte, le gain réalisé ne peut égaler la directivité obtenue en simulation.

L'équation (III.17) qui a été déduite du calcul de la directivité (20.84 dB) en fonction des angles d'ouverture à -3 dB obtenus en simulation (Plan E : 13.6°, Plan H : 14°) permet d'approximer le gain d'une antenne à cavité BIP. D'après la formule (III.17), le gain réalisé ne peut pas excéder la valeur de 20.37 dB avec les angles d'ouverture relevés en mesure (Plan E : 14.3°, Plan H : 14,8 °).

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{23000}{\theta_E \times \theta_H} \right) \quad (\text{III.17})$$

Avec  $\theta_E, \theta_H$ : Angle d'ouverture à -3 dB dans le plan E et dans le plan H

L'antenne réalisée qui a un fonctionnement presque optimal (0.5 dB de différence avec la simulation) est également affectée de pertes comme le montre la **Figure III.35** qui représente l'évolution du gain réalisé en fonction de la fréquence.



**Figure III.35 :** Evolution du gain mesurée et de la directivité simulée en fonction de la fréquence



A 12 GHz, le gain mesuré est de 19.7 dB soit une différence de 1.1 dB avec la directivité simulée. Outre la diminution liée au fonctionnement de l'antenne (0.5 dB), l'antenne est affectée de pertes qui sont :

- Diélectriques estimées par simulation à 0.4 dB
- Insertions : 0.08 dB à 12 GHz
- De la transition guide coaxiale : 0.013 dB (donnée constructeur : **annexe 7**)

L'écart entre la simulation et l'expérimentation s'explique donc par les pertes cumulées (0.5 dB) et par le fait que l'antenne réalisée est légèrement moins directive (-0.5dB). De plus, la base de mesure (**annexe 4**) est caractérisée par un taux d'erreur estimé à 0.4 dB.

Après avoir réalisé une antenne à cavité BIP adaptable sur guide d'onde WR90, il a été conçu une structure possédant le même principe de fonctionnement mais alimenté par sonde coaxiale.

### **III - ANTENNE A CAVITE BIP EXCITEE PAR FENTES ET ALIMENTEE PAR CONNECTEUR SMA**

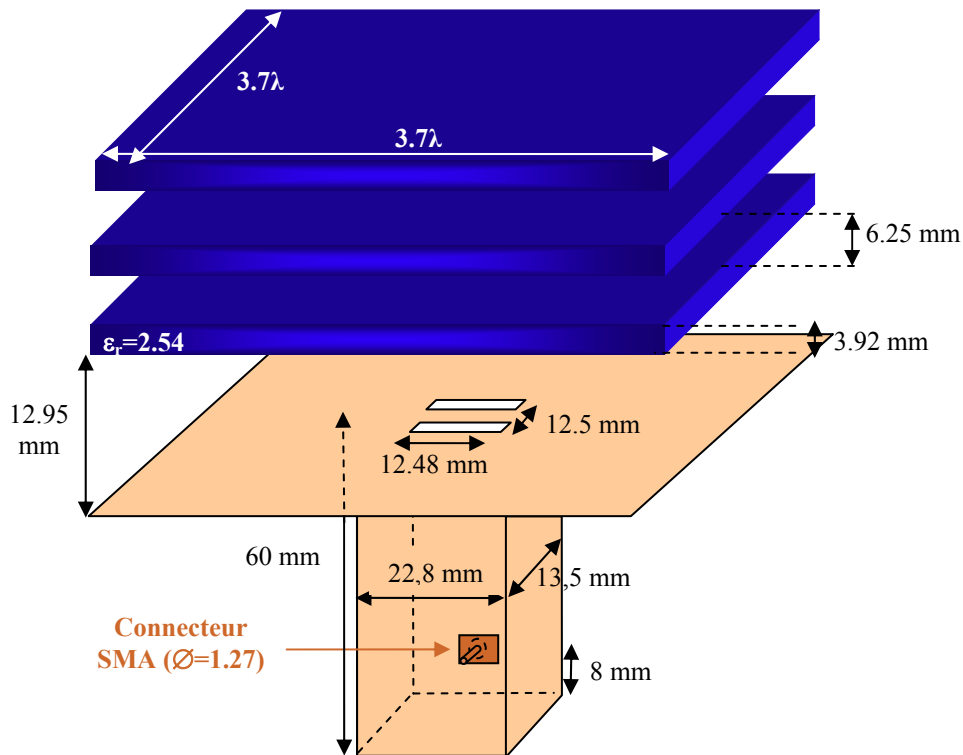
Le doublet de fentes excitées par le mode fondamental d'un guide d'onde non standard qui permet de stimuler correctement la cavité BIP a été conservé. L'antenne composée du même demi matériau BIP sera alimentée par le biais d'un connecteur SMA qui servira également à exciter le mode fondamental du guide d'onde non standard.

#### **III.1 - Descriptif**

L'antenne représentée **Figure III.36** est constituée par :

- Un matériau BIP comportant trois plaques de plexiglas ( $\epsilon_r = 2.54$ ) permettant d'obtenir 20 dB à 12 GHz

- Un réseau de deux fentes de longueur égale à  $\lambda_0/2$ , de largeur égale à 1 mm et séparées par  $\lambda_0/2$  reposent sur un plan de masse.
- Un guide non standard fermé à la première extrémité par le plan de masse avec les fentes et par une plaque métallique à la deuxième extrémité. Il est ainsi défini une cavité à fuite où les champs résonnent suivant trois dimensions.
- Un connecteur SMA est placé au milieu de la plus grande dimension d'une section du guide afin que l'âme centrale excite, par couplage électrique, un mode de la forme  $TE_{1,0,x}$  adéquat pour alimenter le réseau de deux fentes avec la même pondération en amplitude et en phase.



**Figure III.36 :** Représentation de l'antenne

La hauteur du guide (ou cavité à fuite) a été choisie égale à deux longueurs d'onde guidées (Figure III.1) afin que le mode puisse s'installer au sein de la structure. La largeur de la section du guide qui vaut 13.5 mm permet l'insertion des deux fentes séparées par  $\lambda_0/2$  à son extrémité. Avec une longueur de 22.8 mm, il a été vérifié, d'après le **Tableau III.1**, que seul un mode de la forme  $TE_{1,0,x}$  peut résonner au sein de la structure à 12 GHz.

<u>Indice m,n,p</u>			<u>Fréquence de résonance</u>	<u>Commentaires</u>
1	0	3	9.98 GHz	Modes adéquats qui excitent convenablement les 2 fentes
1	0	4	11.97 GHz	
0	1	1	11.39 GHz	Non excité par le connecteur
0	1	2	12.18 GHz	
1	1	1	13.15 GHz	Modes non désirés qui n'excitent pas correctement les fentes
2	0	1	13.39 GHz	

**Tableau III.1 :** *Fréquence de résonance des modes au sein d'une cavité parfaite*

Les deux fentes qui résonnent en  $\lambda_0/2$  possèdent une longueur de 12.5 mm et une épaisseur égale à 1 mm. La position longitudinale du connecteur par rapport au fond du guide correspond environ à  $\lambda_g/4$  de manière à ce que les ondes reviennent en phase après s'être réfléchies sur la paroi du guide d'onde. La longueur de l'âme centrale pénétrant à l'intérieur du guide est égale à 7.7 mm afin d'adapter correctement l'antenne.

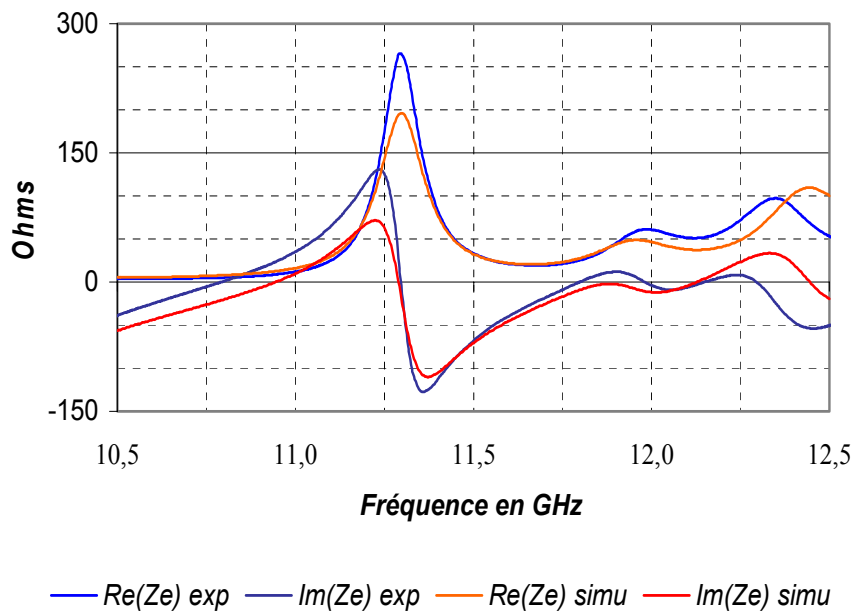
Cette antenne a été réalisée par l'atelier de l'IRCOM selon ce descriptif (**Figure III.37**).



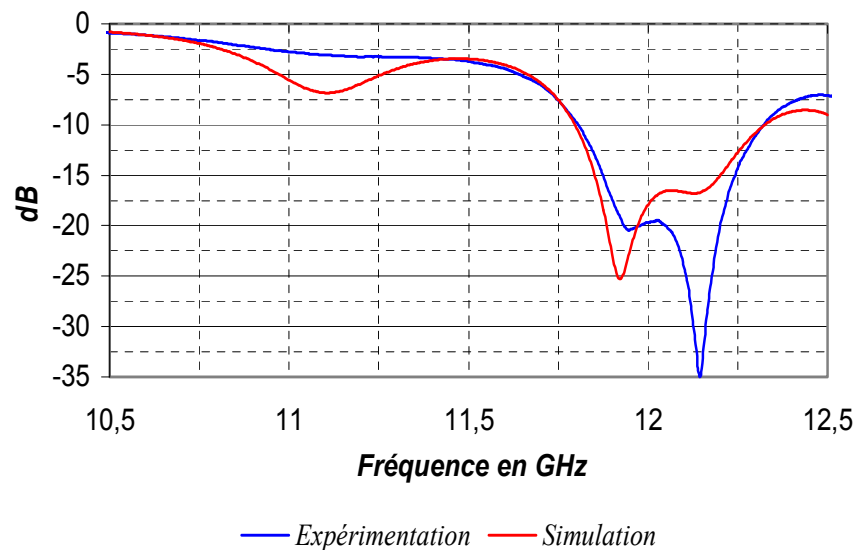
**Figure III.37 :** *Photographie de l'antenne*

### III.2 - Impédance d'entrée et adaptation

Les impédances d'entrée mesurées et simulées présentées **Figure III.38** sont analogues. Elles font apparaître la résonance du réseau de fentes à 11.3 GHz puis les modes de la cavité BIP à partir de 12 GHz. Le paramétrage établi en **annexe 9** a permis d'adapter l'antenne à -10 dB sur la bande fréquentielle 11.8 GHz-12.325 GHz (4.2 % de bande) comme le montre la **Figure III.39**.



**Figure III.38** : Impédance d'entrée simulée et mesurée de l'antenne à cavité B.I.P



**Figure III.39** : Adaptation simulée et mesurée de l'antenne à cavité B.I.P

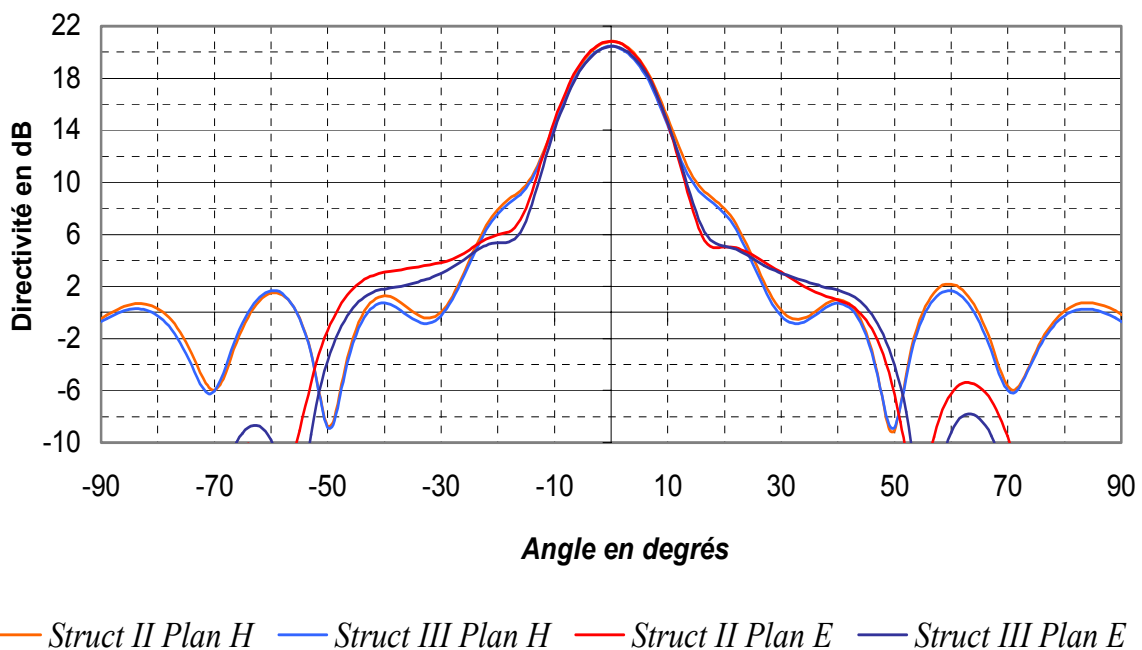
Le pôle qui apparaît à 11.1 GHz provient du mode de résonance  $TE_{1,0,3}$  du guide fermé.

### III.3 - Rayonnement

Le rayonnement de cette antenne est tout d'abord comparé aux diagrammes obtenus avec un système dont le fonctionnement a été validé. Puis, les mesures expérimentales sont exposées et confrontées à la simulation.

#### III.3.1 - Comparaison avec le système adaptable sur guide

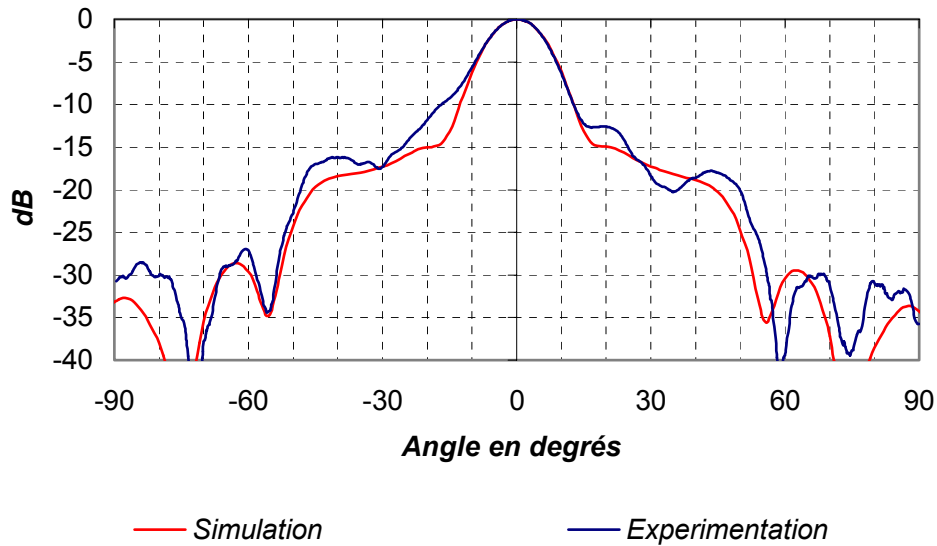
Les diagrammes de rayonnement simulés de cette structure (*struct III*) sont comparés avec les diagrammes de rayonnement obtenus avec l'antenne adaptable sur guide d'onde standard WR90 définie au paragraphe II de ce chapitre (*Struct II*) (**Figure III.40**). Quelle que soit la structure considérée, les diagrammes de rayonnement sont similaires, ce qui valide le concept d'alimentation et d'excitation par le biais d'un connecteur SMA.



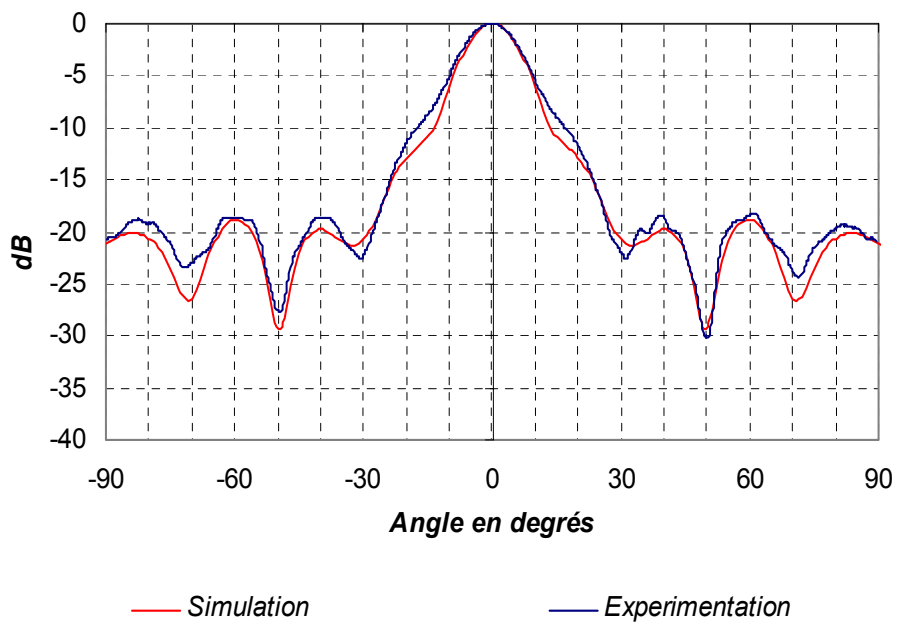
**Figure III.40 :** Diagrammes de rayonnement simulés des deux structures

### III.3.2 - Diagrammes expérimentaux

Les diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan H (**Figure III.41**) et dans le plan E (**Figure III.42**) sont analogues à la simulation.

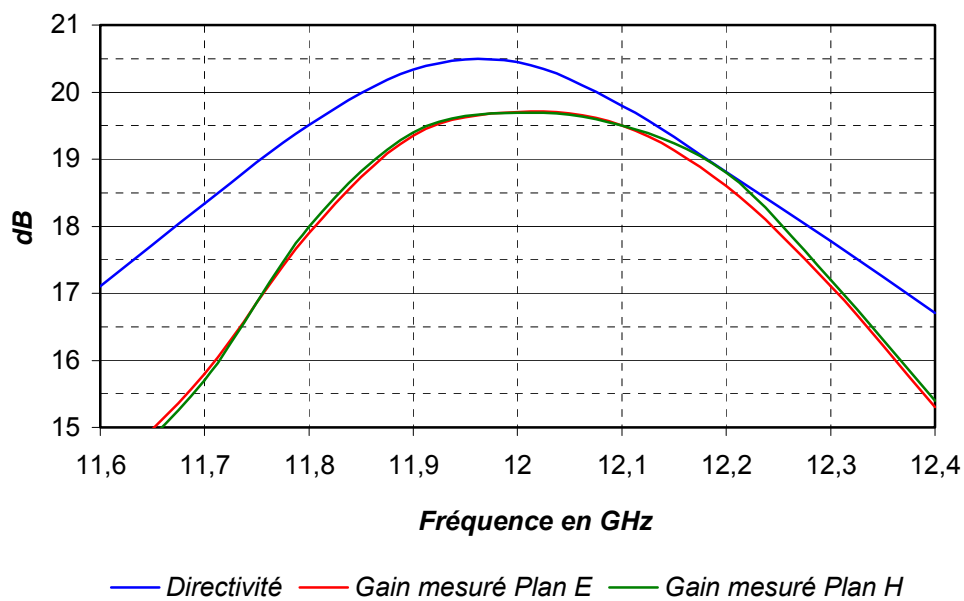


**Figure III.41 :** Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans le plan E



**Figure III.42 :** Diagrammes de rayonnement mesurés et simulés dans le plan H

L'angle d'ouverture à -3 dB étant identique, l'antenne réalisée est donc aussi directive que son homologue simulée et possède, par conséquent, un fonctionnement optimal. Seules les pertes dans le système peuvent expliquer la différence entre le gain mesuré et la directivité simulée (**Figure III.43**). Le **Tableau III.2**, qui répertorie les pertes pour différentes fréquences de la bande 11.6 GHz-12.4 GHz, permet d'estimer le gain moins les pertes simulées. L'écart entre ce dernier et la directivité simulée reste proche des 0.4 dB correspondant à l'incertitude de la base de mesure de l'IRCOM. Les mesures expérimentales donnent donc entièrement satisfaction. Cependant, il est nécessaire d'utiliser un matériau à plus faible perte et d'améliorer l'adaptation de l'antenne pour optimiser le gain de l'antenne.



**Figure III.43 :** Evolution du gain mesuré et de la directivité simulée en fonction de la fréquence

	11.6 GHz	11.8 GHz	12 GHz	12.2 GHz	12.4 GHz
<i>Gain mesuré</i>	14,2 dB	18 dB	19,7 dB	18,7 dB	14,65 dB
<i>Pertes par insertion</i>	2 dB	0,5 dB	0,05 dB	0,04 dB	0,8 dB
<i>Pertes diélectriques</i>	$\cong 0,4$ dB	$\cong 0,4$ dB	0,4 dB	$\cong 0,4$ dB	$\cong 0,4$ dB
<i>Gain mesuré moins les pertes simulées</i>	16,6 dB	18,9 dB	20,15 dB	19,15 dB	15,85 dB
<i>Directivité simulée</i>	17 dB	19,5 dB	20,45 dB	18,8 dB	16,7 dB

**Tableau III.2 :** Pertes, gain mesuré et directivité en fonction de la fréquence

## CONCLUSION

Les études théoriques et simulées du guide d'onde WR90 nous ont permis de concevoir la source primaire d'une antenne à cavité BIP adaptable sur ce dispositif de propagation électromagnétique. Un réseau de deux fentes séparées par  $\lambda_0/2$ , alimenté avec la même pondération en amplitude et en phase par le biais du mode fondamental du guide d'onde, possède un rayonnement de type antenne plaquée parfaitement adapté pour exciter la cavité BIP. En effet, une fente unique, caractérisée par un rayonnement omnidirectionnel dans le plan E, est à l'origine de lobes secondaires importants quand elle est associée à un demi matériau BIP.

Utiliser une antenne à cavité BIP excitée par un doublet de fentes permet de s'affranchir de problèmes liés à l'antenne plaquée tel que le rayonnement parasite de la sonde d'alimentation qui affecte la directivité maximum. De plus, le réseau de fentes plus directif que le patch, génère une distribution de champs plus homogène sur l'ouverture rayonnante équivalente de l'antenne à cavité BIP se traduisant par un gain accru. Par conséquent, avec un matériau BIP donné et en remplaçant l'antenne plaquée par le système de fentes, la directivité est augmentée de 1.5 dB tout en conservant la même bande passante à -3 dB en rayonnement. A directivité identique, une antenne à cavité BIP excitée par fentes possède une bande passante accrue par rapport à une structure alimentée par patch.

Ce concept d'antenne adaptable sur guide WR90 a été validé par les mesures qui concordent avec les simulations. Un système autonome fonctionnant sur le même principe et possédant son propre système d'alimentation par connecteur SMA a également été réalisé puis validé.



<b>CHAPITRE IV</b>
--------------------

***STRUCTURE FOCALE BIP POUR REFLECTEUR  
PARABOLIQUE A COUVERTURE CELLULAIRE***

\* \* \* \* \*

- PRESENTATION
- ANTENNE A CAVITE BIP EXCITEE PAR UNE SEULE SOURCE
- MISE EN PLACE DES SOURCES ANNEXES
- ANTENNE A CAVITE BIP AVEC UN SEPTET DE SOURCES
- SIMULATION DU REFLECTEUR PARABOLIQUE



## INTRODUCTION

Le chapitre précédent a permis de définir une antenne BIP résonante à défaut adaptable sur guide d'onde standard et une structure BIP fonctionnant sur le même principe alimenté par connecteur SMA.

Ce chapitre est consacré à la réalisation de sources entrelacées pour réflecteur à couverture cellulaire afin de limiter les pertes de la structure (*chapitre I*). En effet, le concept consiste à remplacer la batterie de sept cornets constituant le réseau focal qui engendre des pertes au niveau du réflecteur par une antenne à cavité BIP constituée de sept éléments excitateurs. Dans sa finalité, ce système devra s'adapter sur les guides d'ondes utilisés pour alimenter les cornets. Cependant, afin de faciliter les mesures, l'antenne à cavité BIP réalisant les sources entrelacées du focaliseur sera alimentée par sept transitions connecteurs SMA guides non standards.

Tout d'abord, une présentation du réflecteur à couverture cellulaire illuminé par cornets est effectuée afin de mettre en évidence les pertes de ce dispositif. Cette étude permettra de définir les sources focales idéales et donc de fixer les caractéristiques du BIP résonant à défaut à adopter. Une fois le cahier des charges constitué, l'antenne à cavité BIP est réalisée tout d'abord avec un seul élément excitateur qui est constitué d'un doublet de fentes alimenté par guide d'onde. Puis, les sept sources entrelacées du focaliseur sont obtenues en positionnant sur le plan de masse de la même antenne BIP six autres éléments excitateurs. Leur influence sur le fonctionnement du dispositif est étudié afin de concevoir l'antenne avec la meilleure configuration. Finalement, le BIP résonant à défaut pourvu de sept accès est réalisé afin d'en déterminer les caractéristiques électromagnétiques expérimentales. Ces données sont ensuite introduites dans un logiciel spécifique qui permet de simuler le réflecteur illuminé par l'antenne à cavité BIP et donc de connaître la couverture cellulaire sur Terre.

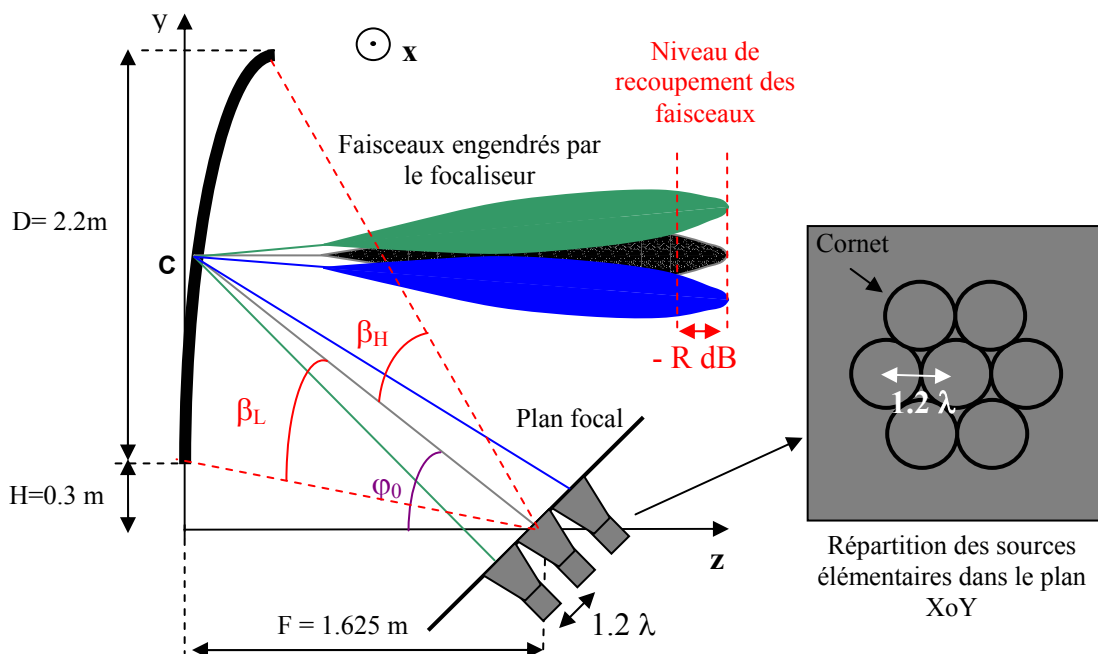
## I - PRESENTATION

Après avoir décrit le système à couverture cellulaire actuel, les limitations de ce dispositif sont mises en évidence afin de définir la structure adéquate et ses performances.

### I.1 - Description du réflecteur parabolique multifaisceaux à couverture cellulaire

Le focaliseur utilisé est un réflecteur de diamètre  $D$  égal à 2.2 mètres avec une focale  $F$  de 1.625 mètres et un offset  $H$  de 0,3 mètre.

Les multiples faisceaux permettant la couverture cellulaire sont engendrés par la parabole en offset grâce à une batterie de cornets située sur son plan focal (*Chap I § III.2.1*). Une représentation du réflecteur multifaisceaux à couverture cellulaire est donnée (**Figure IV.1**).

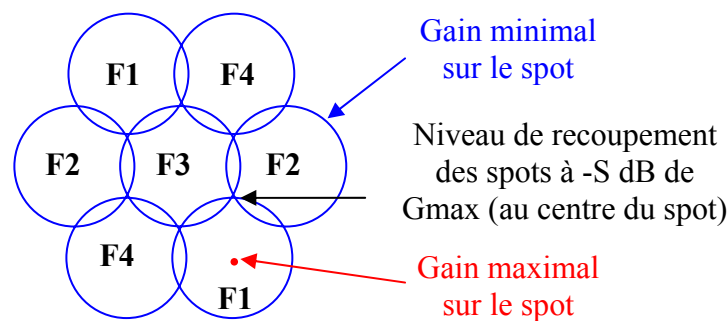


**Figure IV.1** : Système multifaisceaux passif avec cornets

A 8 GHz, le réflecteur assimilable à une antenne à ouverture rayonnante de 2.2 mètres peut générer un gain qui varie autour de 44 dB suivant son rendement (*Chap I § III.1.2*). Le rapport F/D suffisamment élevé et égal à 0.74 permet d'obtenir un rayonnement du réflecteur quasi symétrique sans astigmatisme et sans dégradation pour les cornets défocalisés (*Chap I § III.1.2*). Quant au rapport H/D égale à 0.136, il permet d'éviter les zones d'ombres générés par la batterie de cornets. Des rapports H/D et F/D supérieurs auraient été également satisfaisants mais ils augmentent l'encombrement de la structure.

D'après les formules établies dans le chapitre I paragraphe III.1.1 définissant les grandeurs caractéristiques d'un réflecteur, l'angle de pointage de la source située au foyer vers le centre de la parabole  $\varphi_0$  vaut  $46,6^\circ$  (I.4). L'angle intercepté par la parabole  $\beta_L + \beta_H$  peut être considéré égal à  $2\beta_L$  car le rapport F/D est suffisamment grand (proche de 0.75). Cet angle également appelé angle sous tendu par le réflecteur depuis le point focal équivaut à  $64,6^\circ$  (I.5).

La batterie de sept cornets illuminant le réflecteur parabolique en offset permet de générer les sept faisceaux qui définissent la couverture au sol représentée **Figure IV.2** (*Chap I § III.2.1.2*). Les spots au sol sont répartis de façon hexagonale et deux spots adjacents sont à fréquence différente afin de limiter les interférences. Avec une telle répartition, la bande de fréquence de travail 8-8.4GHz est divisé en 4 canaux.



**Figure IV.2** : Répartition hexagonale des spots et leur canal de fréquence

Le gain maximum au centre du spot est fixé par les performances de l'antenne. Le niveau de recouvrement  $S$  est directement lié à la distance centre à centre des spots, dimension déduite de l'écart angulaire entre les faisceaux. Pour une géométrie de réflecteur donnée, cet écart angulaire est fixé uniquement par la distance entre les sources (*Chap I § III.2.1.1*). Afin d'obtenir une couverture homogène caractérisée par une variation maximum du gain  $S$  égale à

5 dB, la distance séparant les centres de phase des cornets doit être égale à  $1.2 \lambda$  (Chap I § III.2.2).

## **I.2 - Limitation du système avec sources focales : cornets**

### **I.2.1 - Calcul de l'apodisation**

L'espacement de  $1.2\lambda$  entre les centres de phase des sources ne permet pas d'utiliser des cornets de dimensions transversales supérieures à  $1.2\lambda$ . Ces derniers assimilables à des antennes à ouvertures rayonnantes ont donc un gain limité à 10.5 dBi (IV.1).

$$G = 20 \log\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) + 10 \log(\rho) \quad (\text{IV.1})$$

Avec  $D$  : Diamètre de l'ouverture rayonnante circulaire équivalente

$\rho$  : Rendement d'illumination d'un cornet conique spatial supposé à 0.8.

Grâce au gain des sources  $G$ , il est possible de déterminer l'angle d'ouverture à -3 dB en rayonnement des cornets  $\theta_{3dB}$  en considérant des diagrammes identiques dans les plans E et H (IV.2).

$$\theta_{3dB} = \sqrt{\frac{32000}{10^{\frac{G}{10}}}} \quad (\text{IV.2})$$

Etant donné que les diagrammes de rayonnement d'un cornet peuvent être approximés par une loi gaussienne, la formule (IV.3) peut être appliquée.

$$\frac{\theta_{3dB}}{\theta_{MdB}} = \sqrt{\frac{-3}{-M}} \quad (\text{IV.3})$$

Avec  $\theta_{3dB}$ ,  $\theta_{MdB}$  : Respectivement angle d'ouverture à -3 dB et à -M dB

Les cornets placés sur le plan focal n'illuminent pas la surface du réflecteur parabolique de façon homogène. L'apodisation  $N$  en dB correspond à la différence d'amplitude entre le centre et les bords de la parabole (*Chap I § III.1.2.2.1*). Cette notion est souvent calculée à partir du diagramme de rayonnement de la source et correspond à la différence entre la directivité maximum (pour  $\theta = 0^\circ$ ) et la directivité pour l'angle d'interception de la parabole (IV.4).

$$N_{dB} = g_{dB}(0^\circ) - g_{dB}(\beta_L) \quad (\text{IV.4})$$

Avec  $g_{dB}(\theta)$  : Directivité en dB de la source dans la direction  $\theta$

$\beta_L$  : Demi angle intercepté par le réflecteur

A partir de l'équation (IV.3), l'apodisation  $N$  en dB est évaluée selon la formule (IV.5). Avec des cornets de dimensions égales à  $1.2\lambda$ , l'apodisation en bords du réflecteur à 8.2 GHz vaut **-4.3 dB**.

$$N = -3 \times \left( \frac{2\beta_L}{\theta_{3dB}} \right)^2 \quad (\text{IV.5})$$

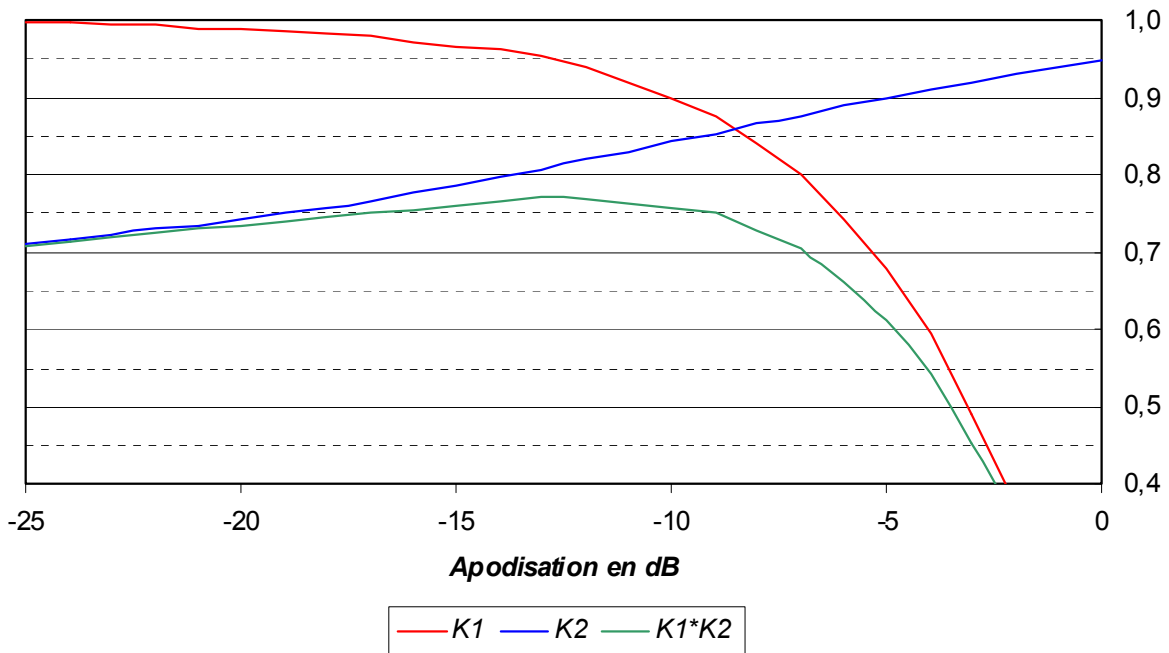
Avec  $2\beta_L$  : Angle sous tendu du foyer par le réflecteur

$\theta_{3dB}$  : Angle d'ouverture à -3 dB du cornet

## 1.2.2 - Efficacité du réflecteur parabolique

L'efficacité du réflecteur parabolique en fonction de l'apodisation est représentée **Figure IV.3**. Les performances du focaliseur sont maximum pour une apodisation égale à -12.5 dB qui correspond au meilleur compromis entre les pertes par débordements et les pertes par apodisation (*Chap I § III.1.2*). Ces deux types de pertes sont respectivement traduits par les facteurs de gain  $K_1$  et  $K_2$ . Avec le système de cornets distants de  $1.2\lambda$  qui génère une apodisation de -4.3 dB, le réflecteur parabolique est affecté de pertes par débordements importantes. Le rendement du système n'étant pas optimal (55%), une baisse du gain sur la

zone couverte est observable. De plus, une faible apodisation est caractéristique d'une faible directivité du diagramme de rayonnement de la source qui engendre une diffraction élevée des bords du réflecteur parabolique. Par conséquent, l'antenne multifaisceaux possède un diagramme de rayonnement avec des lobes secondaires élevés (-19 dB par rapport au maximum d'après le tableau I.1 situé dans le chapitre 1) et préjudiciables pour l'isolation entre les spots. Un niveau inférieur à -25 dB est requis pour limiter les interférences.



**Figure IV.3** : Efficacité du réflecteur en fonction de l'apodisation en dB

### **I.3 - Solution proposée et performances requises**

#### **I.3.1 - Solution proposée : Antenne à cavité BIP**

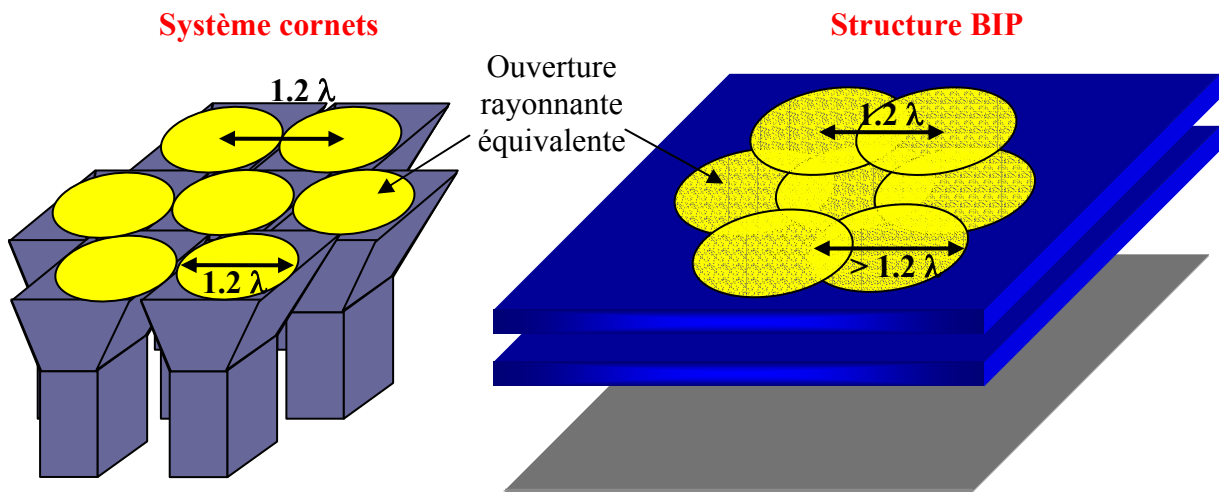
L'idée consiste à remplacer la batterie de sept cornets par une antenne à cavité BIP pourvue de sept sources élémentaires. Ces dernières sont composées d'un réseau de deux fentes alimentées par le mode fondamental d'un guide d'onde car elles répondent aux exigences du spatial en terme de fiabilité, flexibilité et tenue en puissance. Nous avons vu dans le paragraphe II.3 du chapitre II qu'il est possible d'utiliser l'antenne BIP résonante à défaut avec une multitude de sources élémentaires tout en conservant les mêmes performances électromagnétiques quelle que soit la source excitée. Les ouvertures



rayonnantes sur la surface du matériau BIP associées à chacune des sources élémentaires étant identiques, le rayonnement de l'antenne reste similaire.

De façon à obtenir une couverture terrestre homogène caractérisée par une variation maximum du gain  $S$  égale à 5 dB, la distance entre les centres des ouvertures rayonnantes qui éclairent le réflecteur doit être proche et égale à  $1.2 \lambda$  pour limiter les pertes par recouvrements entre spots. (Chap I § III.2.2). Quel que soit l'accès alimenté, l'antenne à cavité BIP devra également illuminer le réflecteur parabolique avec une apodisation proche des -12.5 dB pour que le dispositif à couverture cellulaire présente une efficacité maximum. Par conséquent, le diamètre des ouvertures rayonnantes devra être supérieur à la surface rayonnante des cornets soit  $1.2 \lambda$  pour avoir une directivité accrue et ainsi limiter les pertes par débordements.

L'intérêt de la structure BIP est donc de pouvoir générer des sources de réflecteur qui ont un rayonnement adéquat (directivité, forme des diagrammes) tout en les maintenant suffisamment proches ( $1.2\lambda$ ). Cette performance est rendue possible par l'entrelacement des ouvertures rayonnantes sur la surface du BIP (**Figure IV.4**).



**Figure IV.4 :** *Entrelacement des ouvertures rayonnantes par l'antenne à cavité BIP*

### I.3.2 - Performances requises

Après avoir établi le principe de la source focale BIP, nous allons définir les caractéristiques que doit présenter cette structure pour illuminer de façon idéale le réflecteur parabolique.

### 1.3.2.1 - Directivité

En considérant le rayonnement de l'antenne à cavité BIP gaussien, il est possible de déterminer l'angle d'ouverture à -3 dB du lobe principal  $\theta_{3dB}$  qui permet d'obtenir une apodisation  $N$  de -12.5 dB en bords de réflecteur (IV.6).

$$\theta_{3dB} = 2\beta_L \times \sqrt{\left(\frac{-3}{N}\right)} \quad (\text{IV.6})$$

Avec  $2\beta_L$  : Angle sous tendu du foyer par le réflecteur

$N$  : Apodisation en bord du réflecteur

En connaissant l'angle d'ouverture à -3 dB, la directivité en dB  $D_i$  de l'antenne à cavité BIP est calculée par la formule (IV.7).

$$D_i = 10 \log_{10} \left( \frac{32000}{\theta_{3dB}^2} \right) \quad (\text{IV.7})$$

Avec  $\theta_{3dB}$  : Angle d'ouverture à -3 dB de l'antenne à cavité BIP

Pour se placer dans les meilleures conditions d'illumination du réflecteur (Apodisation égale à -12.5 dB), quelle que soit la source élémentaire excitée, le BIP résonant à défaut doit avoir une directivité proche de 14.5 dB. De plus, les diagrammes de rayonnement ne doivent pas présenter des lobes secondaires importants (inférieurs à -15 dB par rapport au maximum) afin de limiter les pertes par débordements au niveau du réflecteur. Le niveau de polarisation croisée doit être faible (-35 dB) afin de limiter les interférences entre les faisceaux du réflecteur.

### 1.3.2.2 - Fréquence

Bien que chacune des 7 sources élémentaires fonctionne dans un canal spécifique, l'antenne à cavité BIP devra avoir le même comportement quelle que soit l'accès excité.

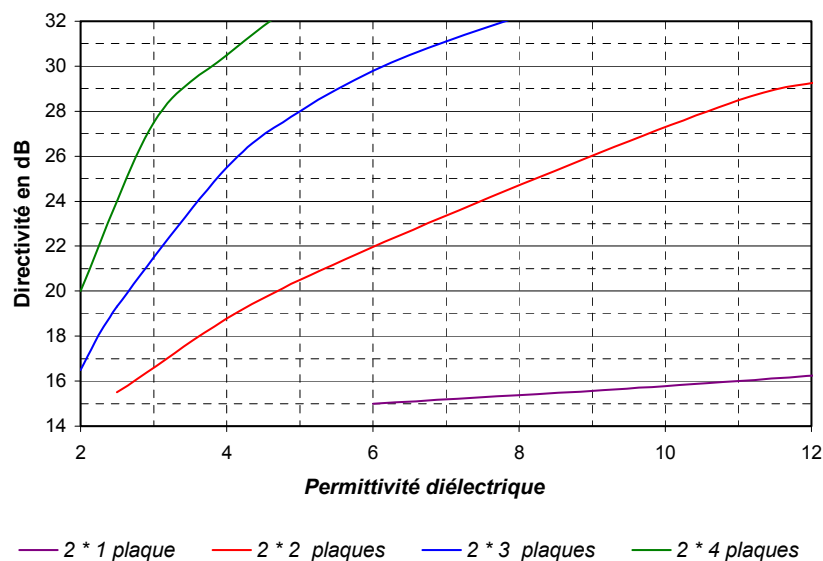
L'aérien devra donc générer une directivité proche de 14.5 dB sur toute la bande de fréquence 8-8.4 GHz. Dans le but de concevoir le système complet composé de sept sources élémentaires et d'un cristal photonique, il est nécessaire au préalable de réaliser l'antenne à cavité BIP avec un seul élément excitateur. Ainsi, dans un paragraphe ultérieur nous pourrons caractériser l'influence des différentes sources annexes sur le comportement du dispositif.

## II - ANTENNE A CAVITE BIP EXCITEE PAR UNE SEULE SOURCE

Dans un premier temps, il faut définir un cristal photonique à défaut permettant d'obtenir le gain de 14.5 dB désiré. La deuxième étape consistera à détailler la source élémentaire qui excitera le demi matériau BIP. Enfin, la dernière phase permettra d'analyser les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne BIP résonante à défaut.

### II.1 - Choix du matériau BIP

La **Figure IV.5** (*Chapitre II § II.2.2.2*) expose les combinaisons possibles pour le matériau BIP à défaut permettant d'obtenir une directivité de 14.5 dB dans une application antennaire.

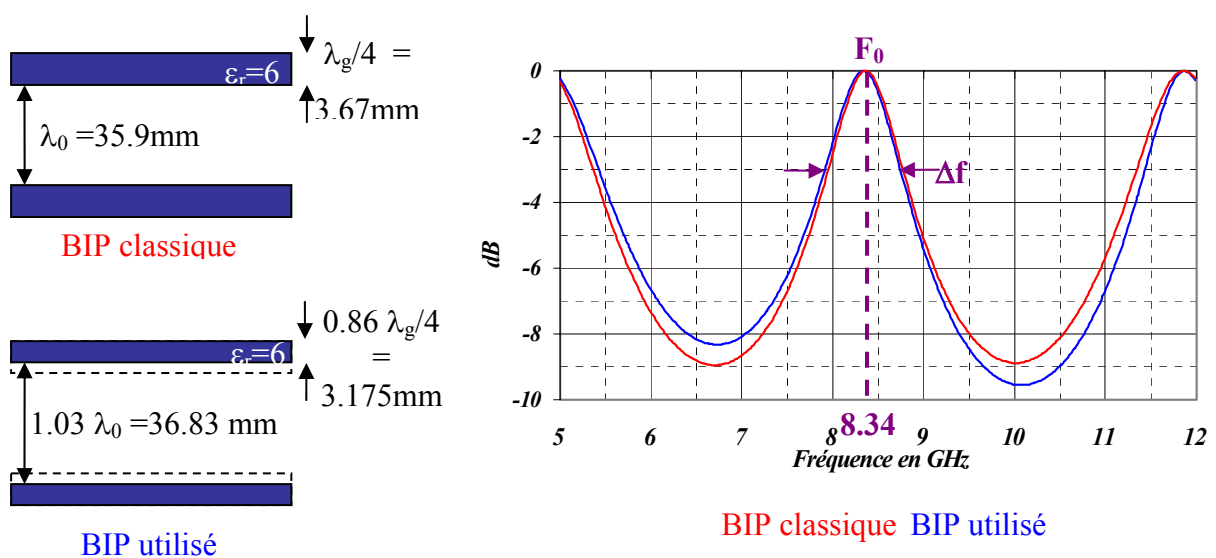


**Figure IV.5** : Evolution de la directivité en fonction de la composition du matériau BIP

Deux cristaux photoniques à défaut qui diffèrent par le nombre de plaques et la permittivité diélectrique sont susceptibles de répondre au cahier des charges. Ces deux structures possèdent le même coefficient de qualité qui est proche de 12 (*Voir Chapitre II § II.2.2.2.1*). Afin de limiter les pertes diélectriques, le poids et le coût un matériau BIP à défaut composé uniquement de 2 plaques de diélectrique ( $\epsilon_r=6$ ) est envisagé. Cette demi structure BIP à défaut sera positionnée à une hauteur proche de  $\lambda_0/2$  du plan de masse afin de définir l'antenne à cavité BIP. Cependant, ce type d'aérien qui doit fonctionner sur la bande 8-8.4 GHz est caractérisé par des diagrammes de rayonnement présentant des lobes secondaires élevés pour des fréquences supérieures à la fréquence de transmission du matériau BIP à défaut (*Voir Chapitre II § II.2.2.2.2*). Le cristal photonique devra donc être transparent pour une fréquence  $F_0$  proche de 8.35 GHz pour limiter cet effet parasite sur la bande 8-8.4 GHz.

Le matériau choisi qui est l'ARLON 600 de permittivité diélectrique égale à 6 (**annexe 11**) nous impose une épaisseur de 3.175 mm correspondant à  $0.86 \lambda_g/4$  à 8.35 GHz. Les contraintes technologiques concernant l'épaisseur des plaques engendre une conception un peu particulière du cristal photonique. En effet, classiquement l'épaisseur de ces plaques correspond à une longueur diélectrique de  $\lambda_g/4$  et la taille du défaut mesure  $\lambda_0$ . Afin que le cristal photonique composé d'ARLON 600 soit transparent à  $F_0$ , il est nécessaire de rectifier la taille du défaut qui mesure désormais  $1.03 \lambda_0$ .

La **Figure IV.6** permet de comparer les coefficients de transmission du matériau BIP défini classiquement mais non réalisable et le BIP qui sera utilisé dans notre application.



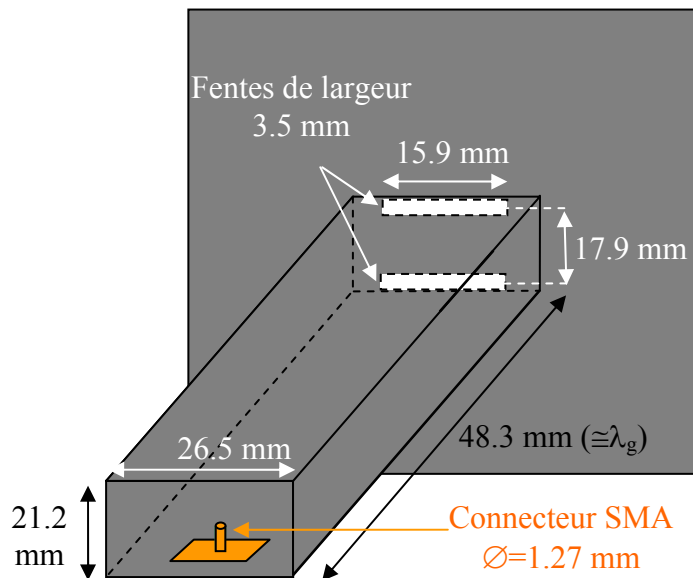
**Figure IV.6** : Coefficient de transmission des deux structures BIP

Le cristal photonique qui est composé d'ARLON 600 a sensiblement le même coefficient de transmission que le BIP défini de manière traditionnelle. Il possède les mêmes propriétés et donc le même coefficient de qualité qui est de l'ordre de 12. Par conséquent, cette structure BIP à défaut présente les caractéristiques requises pour obtenir 14.5 dB en application antennaire.

## II.2 - Choix de la source élémentaire

Cette source élémentaire est constituée de deux fentes séparées de  $\lambda_0/2$  afin qu'elles interfèrent de façon destructive à l'horizon. Une seule fente est caractérisée par un rayonnement omnidirectionnel dans le plan E qui n'excite pas correctement le cristal photonique. En effet, une antenne BIP résonant à défaut excitée par une seule fente possède des diagrammes de rayonnement avec des lobes secondaires élevés. Cette caractéristique est préjudiciable pour illuminer un réflecteur car une partie de l'énergie émise par la source n'est pas interceptée par le focaliseur augmentant ainsi les pertes par débordements.

Les deux fentes sont alimentées avec la même amplitude et la même phase par l'intermédiaire d'un guide non standard qui fonctionne sur un mode de la forme  $TE_{1,0,x}$  (**Figure IV.7**).



**Figure IV.7** : Représentation de la source élémentaire en mm

La hauteur du dispositif a été choisie égale à une longueur d'onde guidée, soit 48.3 mm à 8.4 GHz d'après la formule (III.7) du paragraphe I.1.1.2 dans le chapitre III, de façon à définir une dimension suffisante pour que le mode puisse s'installer au sein de la structure.

Un connecteur SMA, qui possède une âme centrale de diamètre 1.27 mm est placé au milieu du plus grand côté d'une section de guide pour exciter le mode requis de la forme  $TE_{1,0,x}$ . La position longitudinale du connecteur par rapport au fond du guide correspond environ à  $\lambda_g/4$  de manière à ce que les ondes, après réflexion, reviennent en phase au niveau du connecteur.

La largeur de la section du guide égale à 21.2 mm permet l'insertion des deux fentes de largeur 3.5 mm qui sont séparées de  $\lambda_0/2$  à son extrémité. Avec une longueur de 26.5 mm, il a été vérifié, d'après le **Tableau IV.1**, que seul un mode de la forme  $TE_{1,0,x}$  existe au sein de la structure sur la bande 8-8.4 GHz.. En effet, le guide fermé par des doubles fentes définit une cavité à fuite dont on évalue la fréquence de résonance des modes en considérant une cavité parfaite.

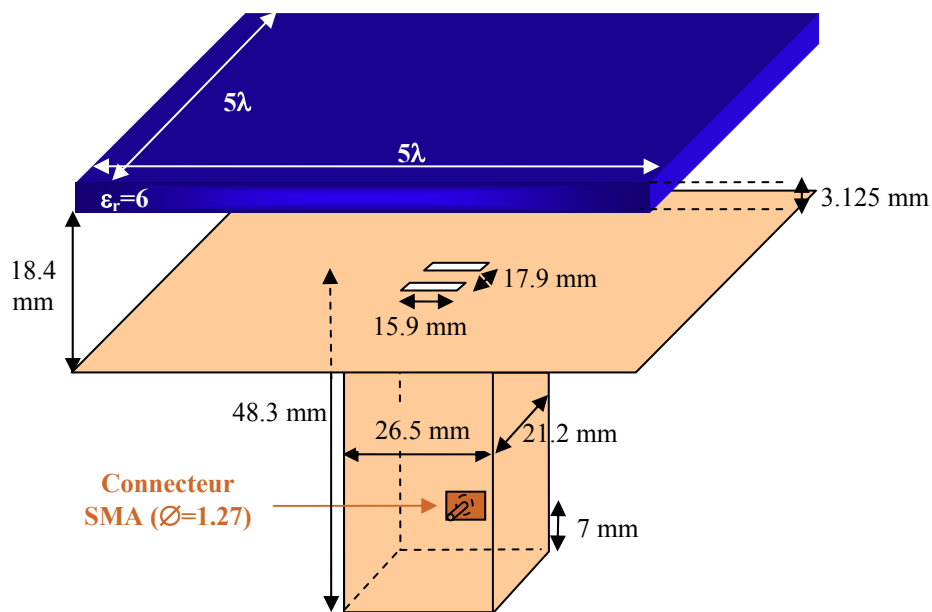
<u>Indice m,n,p</u>			<u>Fréquence de résonance</u>	<u>Commentaires</u>
1	0	1	6.45 GHz	Modes adéquates qui excitent convenablement les 2 fentes
1	0	2	8.38 GHz	
0	1	1	7.66 GHz	Non excité par le connecteur
0	1	2	14.36 GHz	
1	1	1	9.53 GHz	Modes non désirés qui n'excitent pas convenablement les deux fentes
2	0	1	11.74 GHz	
0	2	1	14.36 GHz	

**Tableau IV.1 :** Fréquence de résonance des modes au sein d'une cavité parfaite

## II.3 - Antenne BIP résonante à défaut

### II.3.1 - Description

La moitié du cristal photonique (figure IV.6) est positionnée au dessus du plan de masse de la source élémentaire (figure IV.7) à une hauteur correspondante à la demi longueur du défaut soit 18.4 mm comme le montre la **Figure IV.8**.



**Figure IV.8** : Représentation du BIP résonant à défaut

Avec les caractéristiques du matériau BIP utilisé, l'antenne à cavité BIP doit générer théoriquement une directivité  $D_i$  de 14.5 dB qui correspond à une ouverture rayonnante équivalente de diamètre  $d$  égale à  $1.9 \lambda_0$  (IV.8).

$$d = \left( \frac{\lambda_0}{\pi} \times 10^{\left( \frac{D_i - 10 \log \rho}{20} \right)} \right) \approx 0.36 \lambda_0 \times 10^{\left( \frac{D_i}{20} \right)} \quad (\text{IV.8})$$

Avec  $D_i$  : Directivité désirée en dB

$\lambda_0$  : Longueur d'onde dans le vide.

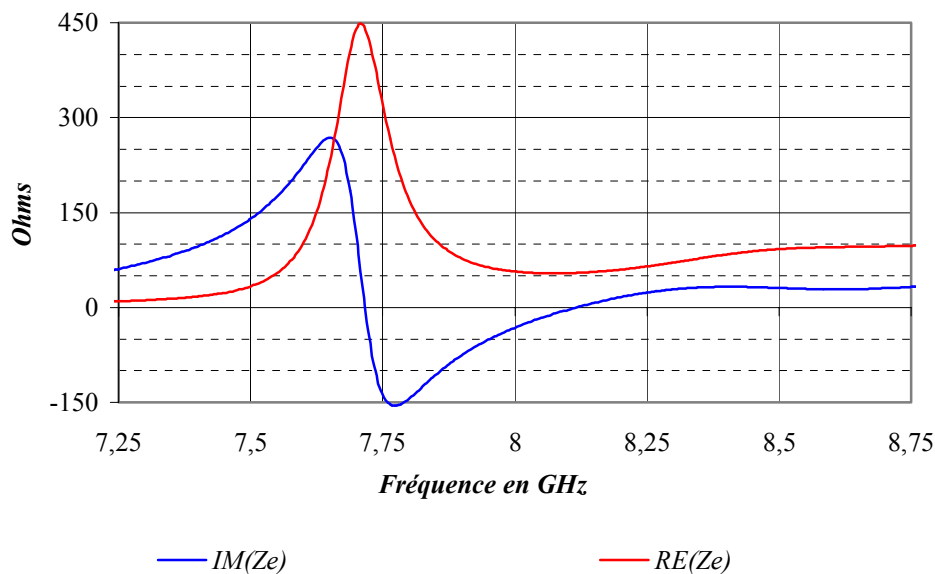
$\rho$  : Rendement d'illumination ( $\cong 0.8$  pour une antenne BIP excitée par deux fentes)

Cette structure qui doit accueillir ultérieurement sept sources élémentaires doit avoir des dimensions transverses suffisantes. Elles ont été choisies égale à  $5\lambda$  de façon à ce que les sept ouvertures rayonnantes entrelacées de diamètre  $1.9 \lambda_0$  puissent s'inscrire sur la surface du matériau sans débordement d'énergie par les côtés de l'antenne (voir *Figure II.23*).

L'étude paramétrique réalisée en **annexe 9** nous a permis d'optimiser les différents éléments de l'antenne afin d'obtenir une structure adaptée sur la bande 8-8.4 GHz. La longueur des fentes égale à 15.9 mm et la longueur de l'âme centrale de la sonde d'alimentation égale à 8.8 mm ont été deux critères prépondérants pour adapter.

### II.3.2 - Impédance d'entrée et adaptation

L'impédance d'entrée présentée **Figure IV.9** met en évidence deux pics de résonance.



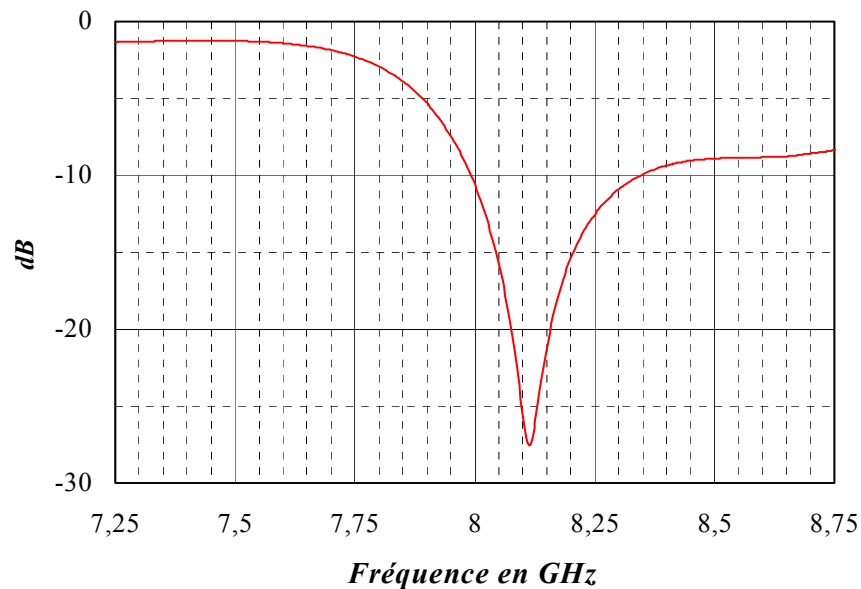
**Figure IV.9** : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

Le premier, qui se situe vers 7.75 GHz, est appelé communément “résonance de l'élément excitant le cristal photonique”. Il correspond à la résonance du réseau de deux fentes couvert par le matériau diélectrique.



Le BIP résonant à défaut fonctionnant sur le principe d'une cavité à fuite présente des résonances s'effectuant entre le plan de masse et le matériau BIP. La fréquence fondamentale de ce phénomène qui correspond à la fréquence de fonctionnement optimale de notre aérien est caractérisée par le pic situé vers 8.35 GHz.

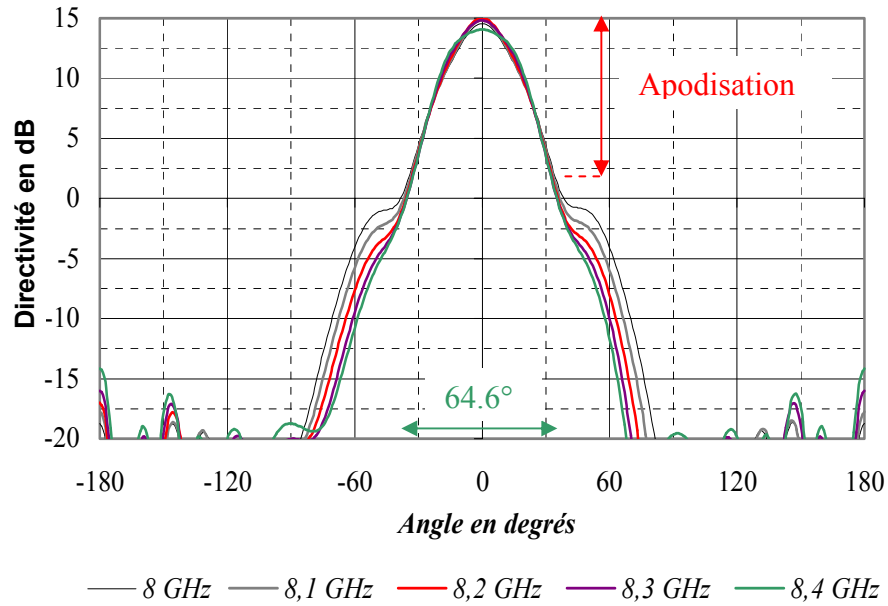
L'impédance d'entrée conduit au module du S11 représenté sur la **Figure IV.10** qui montre que l'antenne est adaptée à -9.5 dB sur la bande de fréquence désirée 8-8.4 GHz.



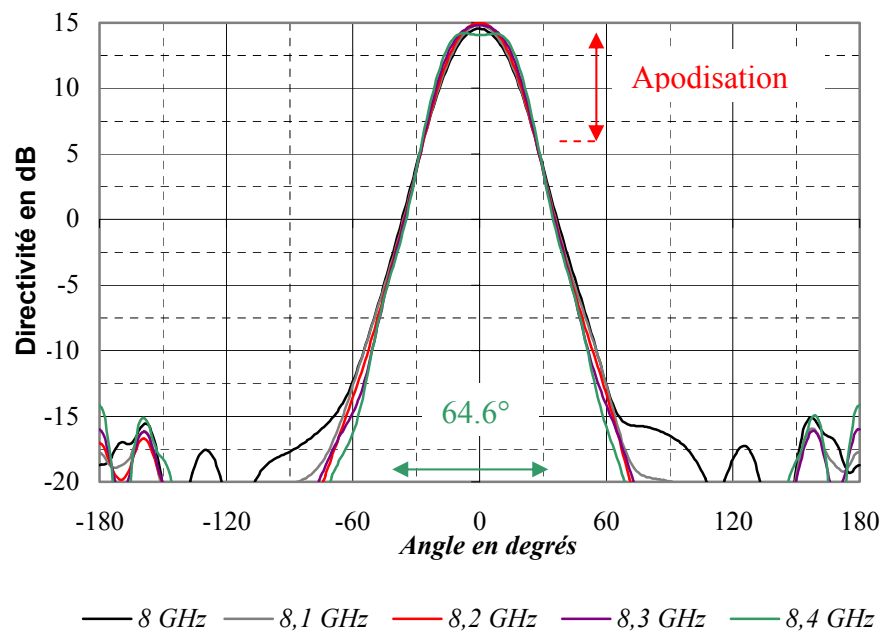
**Figure IV.10** : Module de S11 en dB

### II.3.3 - Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne à cavité BIP, présentés **Figure IV.11** pour le plan E et **Figure IV.12** pour le plan H, nous renseignent sur l'illumination du réflecteur parabolique. Ces diagrammes possèdent des lobes secondaires faibles et inférieurs à -15 dB par rapport à la directivité maximum. Par conséquent, toute l'énergie est concentrée dans les lobes principaux limitant ainsi les pertes par débordement au niveau du focaliseur. De plus, les diagrammes sont homogènes suivant la fréquence et le plan d'étude. Quelle que soit la fréquence du canal d'émission de la source élémentaire sur la bande 8-8.4 GHz, l'éclairement du réflecteur restera quasi identique.



**Figure IV.11 :** Rayonnement dans le plan E à différentes fréquences



**Figure IV.12 :** Rayonnement dans le plan H à différentes fréquences

Quelle que soit la fréquence, la directivité reste proche de 14,5 dBi, valeur théorique requise pour obtenir une apodisation de -12,5 dB en bords de réflecteur. Cette caractéristique essentielle peut être évaluée précisément et pour toutes les fréquences grâce aux figures IV.11 et IV.12. En effet, connaissant l'angle d'interception de la parabole qui est de  $64,6^\circ$ , l'apodisation se calcule en différenciant la valeur de la directivité pour  $\theta$  égale à  $0^\circ$  (angle de

pointage de la parabole) et la directivité pour  $\theta$  égale à  $32.3^\circ$  (angle de pointage du bord de la parabole). Les résultats, suivant la fréquence et le plan, sont données dans le **Tableau IV.2**.

<b>APODISATION EN DB</b>		
	<i>Plan E</i>	<i>Plan H</i>
<i>8 GHz</i>	11.9	12.23
<i>8.1 GHz</i>	12.6	12.93
<i>8.2 GHz</i>	13.17	13.27
<i>8.3 GHz</i>	13.23	13.2
<i>8.4 GHz</i>	12.5	12.7

**Tableau IV.2.** : Apodisation en dB à différentes fréquences

L'apodisation varie légèrement en fonction de la fréquence mais reste dans le créneau 11.9 dB - 13.27 dB qui permet d'obtenir un fonctionnement optimum du réflecteur (figure IV.3). Même si ces valeurs sont légèrement supérieures à l'apodisation idéale de -12.5 dB, le rendement du dispositif n'en sera que très peu affecté car les pertes par apodisation sont moins pénalisantes que les pertes par débordements.

Il est nécessaire d'insérer sept sources élémentaires annexes au sein de l'antenne à cavité BIP afin de concevoir la source focale du réflecteur parabolique. Cependant, ces éléments perturbent le fonctionnement de l'aérien. Nous allons donc d'abord caractériser l'influence des différentes sources élémentaires annexes dans le but de déterminer la configuration la moins perturbante.

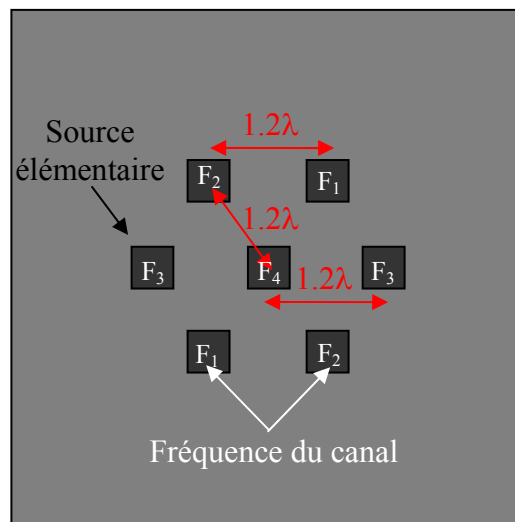
### **III - MISE EN PLACE DES SOURCES ELEMENTAIRES ANNEXES**

Ce paragraphe est constitué d'une introduction présentant les caractéristiques auxquelles doit répondre le septet de sources. Puis, la mise en place progressive des différents éléments va permettre d'étudier la configuration idéale pour le positionnement des sept sources.

### III.1 - Introduction

Les sept sources élémentaires vont être incluses sur le plan de masse de l'antenne à cavité BIP suivant la disposition représentée **Figure IV.13**.

Les six éléments annexes sont séparés de  $1.2 \lambda$  de l'élément central de façon à générer des ouvertures rayonnantes sur la surface du BIP distantes centre à centre de  $1.2\lambda$ . Cet écart est fixé par le cahier des charges pour obtenir une variation maximum du gain sur la couverture terrestre égale à 5 dB.



**Figure IV.13 :** *Disposition et fréquence des sources élémentaires*

Les différentes sources fonctionnent dans un canal spécifique de la bande de travail 8-8.4 GHz. En effet, deux spots adjacents sur Terre possèdent des fréquences distinctes afin de limiter les interférences. Par conséquent, seule la source centrale sera alimentée alors que les accès annexes seront chargés sur 50 ohms. Il a été choisi d'exciter l'élément central car il est l'unique élément complètement environné.

Cependant, d'après l'**annexe 4**, un autre accès alimenté tout en chargeant les six autres sur 50 Ohms conduirait sensiblement aux mêmes résultats.

Dans un premier temps, seules les trois sources alignées vont être positionnées au sein de l'antenne à cavité BIP. Puis, un dispositif comprenant l'élément central et les quatre sources annexes situées en diagonales va être étudié. Ces analyses permettront de définir la disposition idéale des sept sources élémentaires.

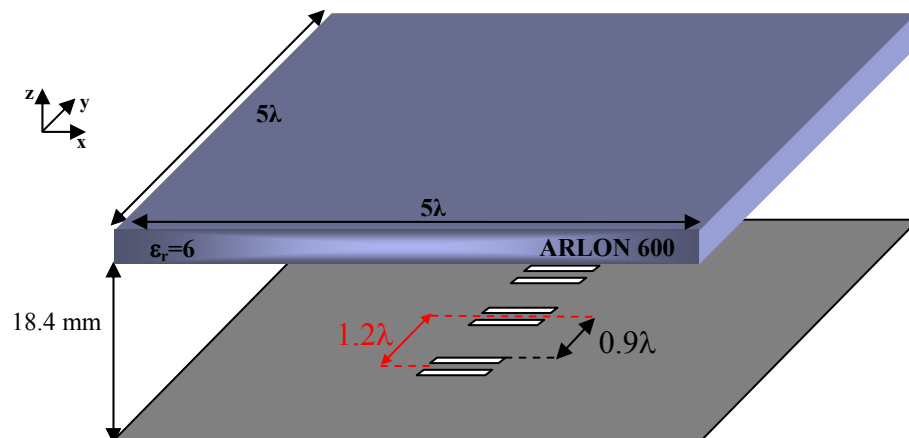
### III.2 - Positionnement des trois sources alignées

Nous allons étudier dans ce paragraphe la configuration de trois sources qui est la moins perturbante relativement au fonctionnement de l'antenne à cavité BIP.

Les trois sources sont tout d'abord alignées dans leur plan E puis l'influence d'un alignement dans le plan H est évaluée.

#### III.2.1 - Description de la première structure

L'antenne à cavité BIP composée d'une plaque d'ARLON 600 et des trois sources élémentaires alignées dans leur plan E séparées centre à centre de  $1.2\lambda$  est représentée **Figure IV.14**.



**Figure IV.14 :** Antenne à cavité BIP avec 3 sources alignées dans leur plan E (Structure 1)

Chaque source élémentaire est constituée d'un réseau de deux fentes séparées par  $\lambda_0/2$  et présente la géométrie détaillée figure IV.8 pour conserver une antenne adaptée. Les plus proches arêtes de fentes sont situées à  $0.9\lambda$  de la source centrale.

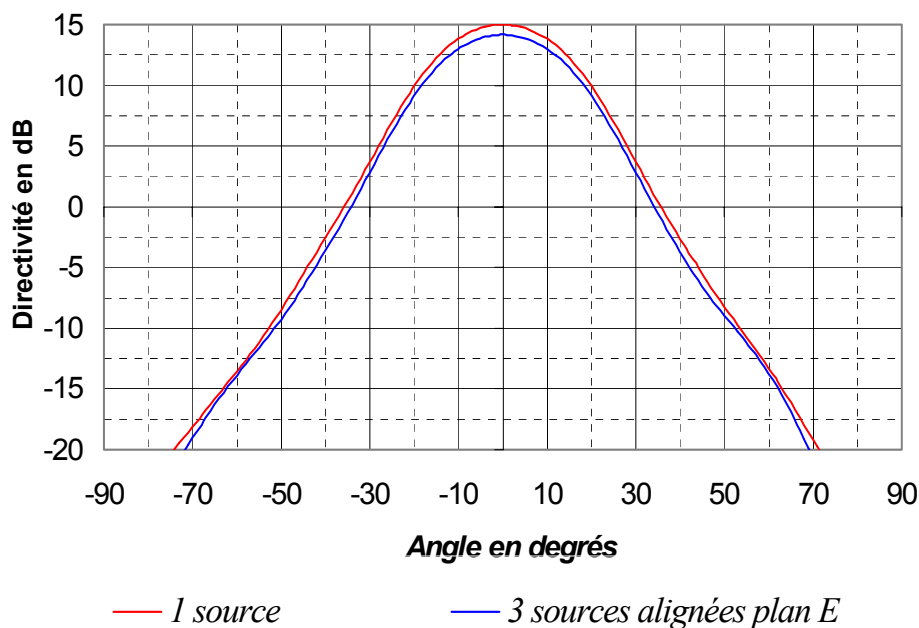
Sous chacun des éléments est positionné le même guide d'onde qui possède les caractéristiques définies figure IV.8.

La source centrale est alimentée tandis que les deux autres accès sont chargés sur 50 ohms.

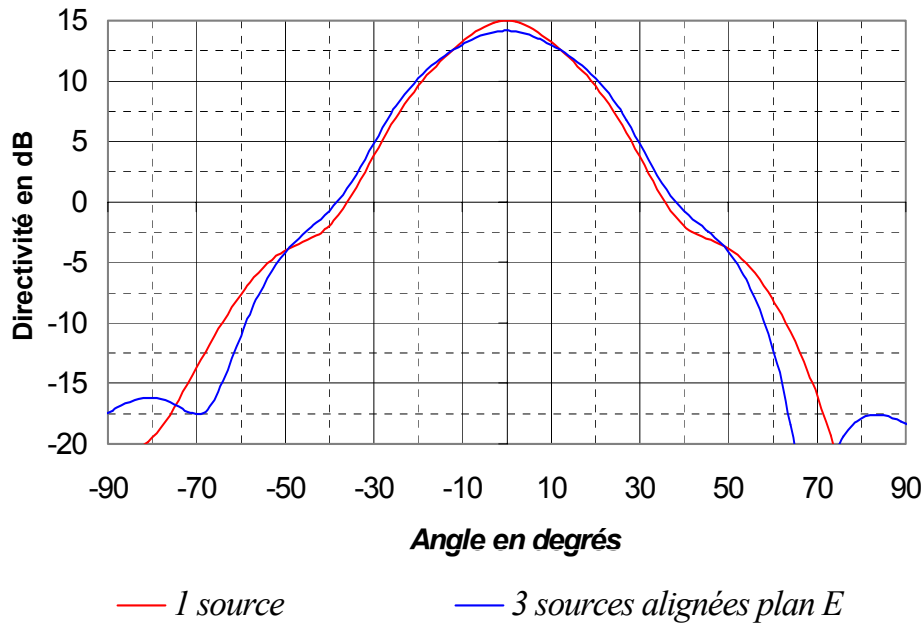
## III.2.2 - Diagrammes de rayonnement

### III.2.2.1 - Comparaison

Les diagrammes de rayonnement de la structure composée de trois sources élémentaires sont comparés avec les diagrammes obtenus avec l'antenne à cavité BIP excitée par un seul élément central (dispositif décrit au cours de ce chapitre dans le paragraphe II.3). Les diagrammes ont été relevés dans le plan H (plan xoz) sur la **Figure IV.15** et dans le plan E (plan yoz) sur la **Figure IV.16** pour la fréquence de 8.2 GHz.



**Figure IV.15** : Comparaison des diagrammes dans le plan H à 8.2 GHz



**Figure IV.16** : Comparaison des diagrammes dans le plan E à 8.2 GHz

Lorsque deux sources annexes environnent l'élément central, une baisse du gain intrinsèque maximum égale à 0.8 dB est observée. Nous allons donc essayer d'interpréter cette diminution par une étude sur le couplage et par des relevés cartographiques de champs.

### III.2.2.2 - Interprétation

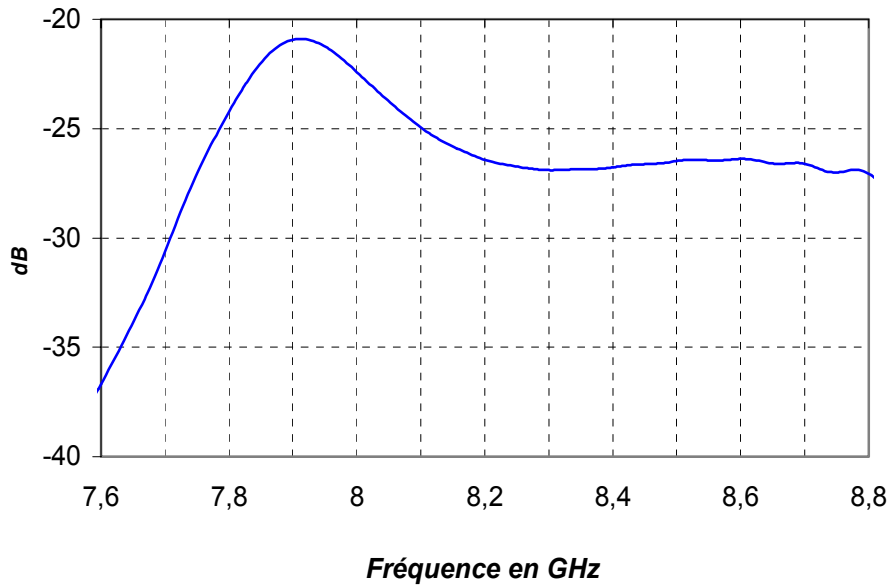
#### III.2.2.2.1 - Couplage

D'après la **Figure IV.17**, le couplage entre deux éléments distants de  $1.2\lambda$  est proche de -25 dB sur la bande 8-8.4 GHz. Selon la formule (IV.9), ce couplage engendre des pertes totales estimées à 0.03 dB.

$$P_{coupl} = n \times 10 \log_{10} \left( 1 - 10^{\frac{S_{21}}{10}} \right) \quad (IV.9)$$

Avec  $n$  : Nombre d'éléments environnants

$S_{21}$  : Couplage entre deux éléments en dB



**Figure IV.17** : Couplage entre éléments distants de  $1.2\lambda$

Par conséquent, les pertes par couplage n'expliquent pas la diminution de 0.8 dB du gain intrinsèque. De plus, les diagrammes de rayonnement dans le plan E ne possèdent pas le même angle d'ouverture à -3 dB qui serait identique si la baisse du gain provenait de pertes.

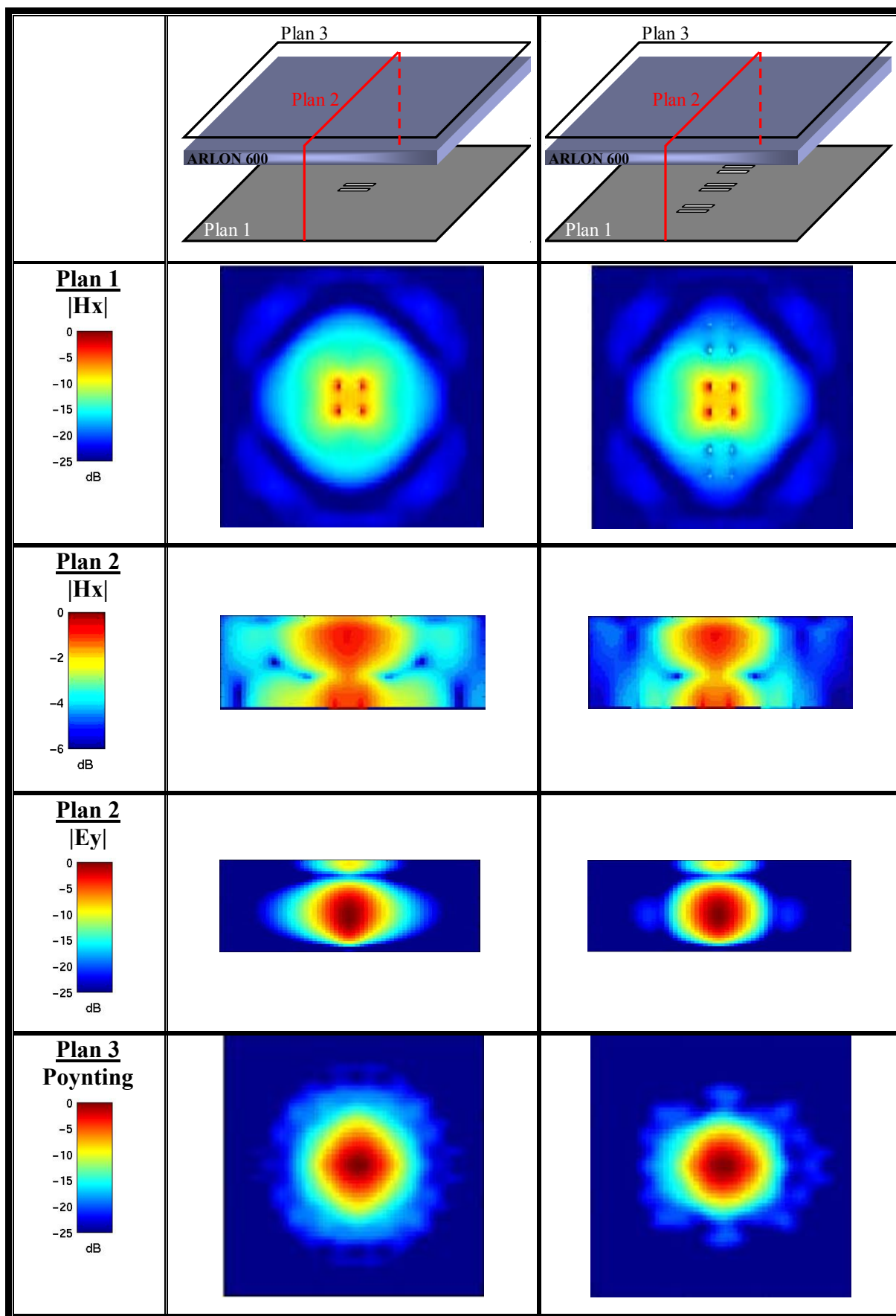
En conclusion, les sources annexes modifient légèrement le fonctionnement de l'antenne à cavité BIP. Afin d'identifier l'influence de ces éléments, une étude cartographique des champs au sein de la structure s'impose.

#### III.2.2.2.2 - Cartographies de champs

D'après les cartographies de champs relevés à 8.2 GHz (**Tableau IV.3**), deux phénomènes peuvent expliquer cette diminution du gain intrinsèque de l'antenne.

Tout d'abord, les deux doublets de fentes annexes semblent être excités du fait de leur présence dans la cavité BIP où de multiples réflexions s'opèrent (Plan 1). Par conséquent, ces fentes qui sont adaptées émettent de l'énergie dans les accès, traduit par des pertes par couplage. Elles modifient ainsi la répartition des champs au sein de l'antenne et donc son fonctionnement.





**Tableau IV.3 :** Relevé cartographique des champs à 8.2 GHz

Cette interprétation a été validée en simulant une antenne avec des accès annexes désadaptés. En effet, cette structure diminue fortement le couplage et limite fortement la baisse du gain intrinsèque par rapport à un dispositif composé d'une seule source élémentaire. Cet effet parasite est donc irrémédiable mais il peut être estompé en adaptant chacun des accès sur son propre canal de fréquence. Une modification de la polarisation des sources annexes limite également la diminution du gain. Cependant, les trois éléments alignés doivent avoir une polarisation identique dans l'objectif de pouvoir étendre le dispositif de sept sources à une multitude de septet. Cette notion deviendra plus compréhensible à la fin du paragraphe III quand le septet idéal sera défini.

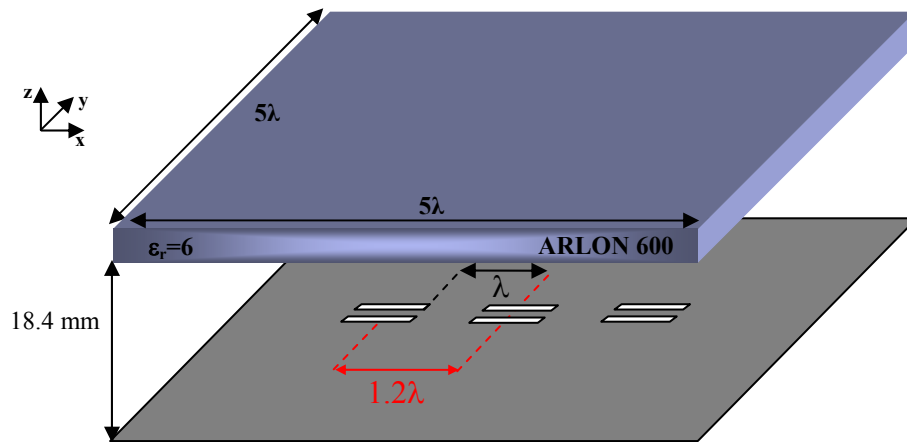
Le deuxième facteur expliquant le changement de fonctionnement de l'antenne est lié à l'aspect géométrique des sources annexes. En effet, les doublets de fentes annexes coupent les lignes de champs H au niveau du plan de masse (Plan 1). Par conséquent, les champs magnétiques et électriques s'étalent moins transversalement au sein de la cavité BIP (Plan 2). L'ouverture rayonnante équivalente traduite par le relevé de Poynting sur un plan horizontal au dessus de l'antenne (Plan 3) est donc de plus faible dimension. Cette légère réduction de la surface rayonnante est la deuxième explication de la diminution de gain intrinsèque de l'antenne.

La présence de fentes annexes limite l'étalement de l'énergie au sein de la cavité BIP et par conséquent la directivité de l'antenne s'en trouve réduite. Il faudrait donc éloigner les plus proches arêtes des fentes de la source centrale tout en conservant un espace entre les centres de phase des éléments égale à  $1.2\lambda$ . Une antenne à cavité BIP avec une disposition de sources élémentaires plus appropriée a été réalisée.

### III.2.3 - Antenne BIP avec trois sources alignées dans le plan H

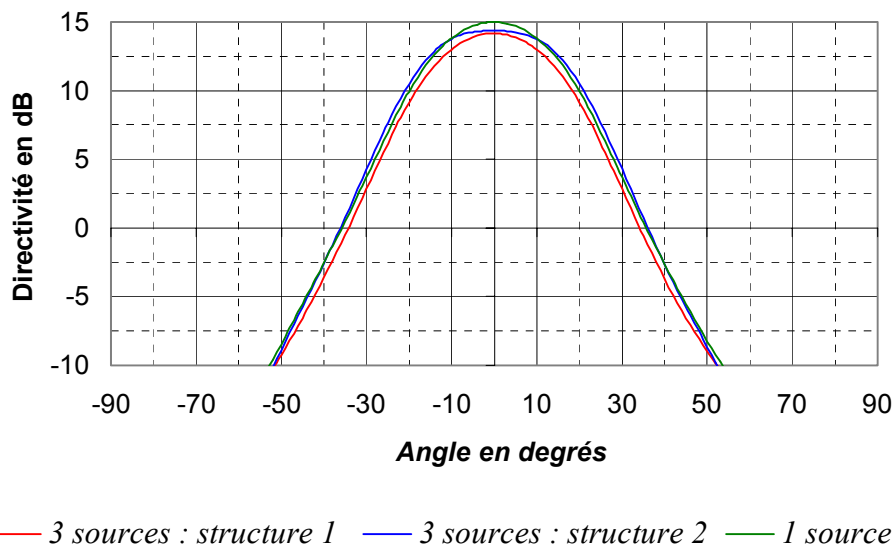
Cette nouvelle antenne (*structure 2*) est composée de trois sources élémentaires qui sont désormais alignées suivant leur plan H (plan xoz) (**Figure IV.18**). En effet, avec cette configuration, les arêtes des fentes les plus proches de l'élément central sont légèrement plus éloignées ( $\lambda_0$  contre  $0.9 \lambda_0$ ). L'influence des éléments annexes devrait être ainsi réduite. A noter que la géométrie des doublets de fentes a été conservée de façon à obtenir une antenne adaptée. Par conséquent, les deux fentes constituant un doublet sont longues de 15.9 mm,

larges de 3.5 mm et séparées de 17.9 mm. Les sources élémentaires sont distantes centre à centre de  $1.2 \lambda_0$  et chacune est alimentée par le même guide d'onde décrit figure IV.8.

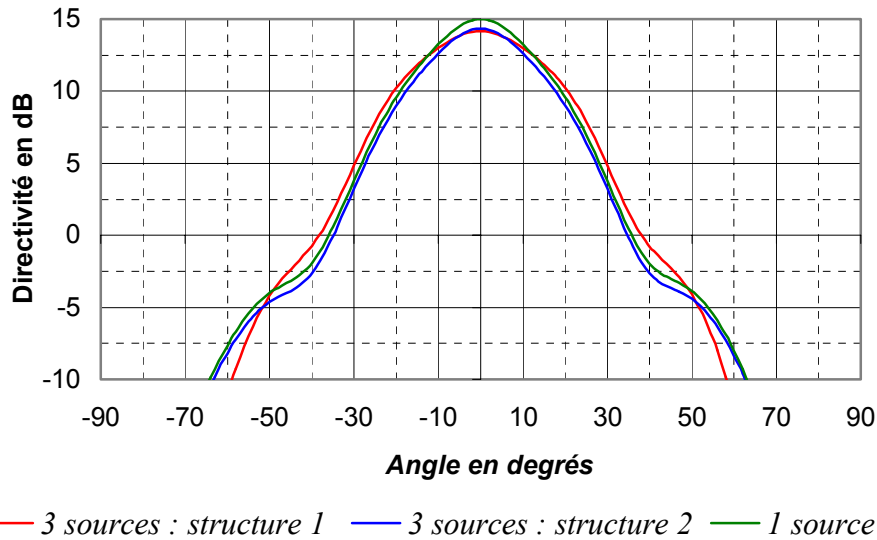


**Figure IV.18 :** Antenne à cavité BIP avec trois sources élémentaires (Structure 2)

Les diagrammes de rayonnement de cette nouvelle antenne (*structure 2*) sont comparés avec les diagrammes de rayonnement obtenus d'une part avec une antenne composée d'une source unique et d'autre part avec le dispositif précédent constituée de trois éléments alignés dans le plan E (*structure 1*). L'étude à 8.2 GHz est donnée sur la **Figure IV.19** pour le plan H (plan xoz) et sur la **Figure IV.20** pour le plan E (plan yoz).



**Figure IV.19 :** Comparaison des diagrammes dans le plan H à 8.2 GHz



**Figure IV.20** : Comparaison des diagrammes dans le plan E à 8.2 GHz

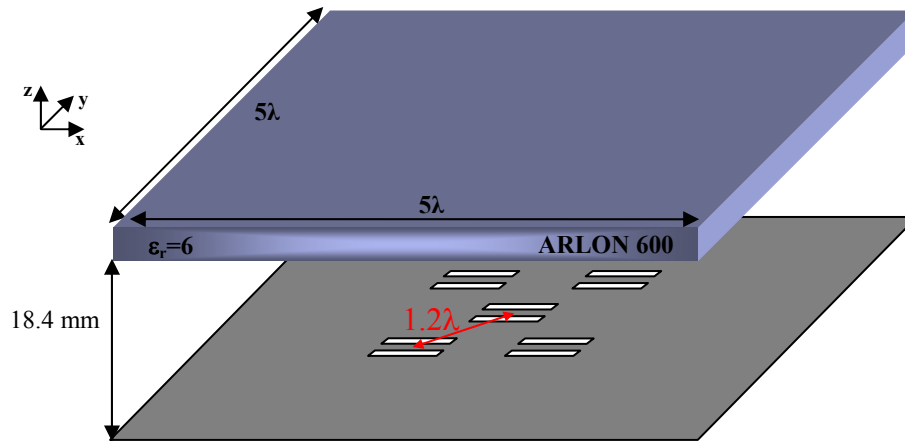
Avec cette nouvelle antenne (*structure 2*), les diagrammes de rayonnement sont très proches des diagrammes générés par la structure à une seule source qui donne une apodisation idéale en bords du réflecteur parabolique (*voir tableau IV.2*).

L'alignement des trois sources élémentaires étant défini, une étude concernant les quatre éléments annexes situés sur les diagonales du plan de masse va maintenant être réalisée.

### **III.3 - Positionnement des quatre sources en diagonale**

#### **III.3.1 - Première structure : même polarisation des sources**

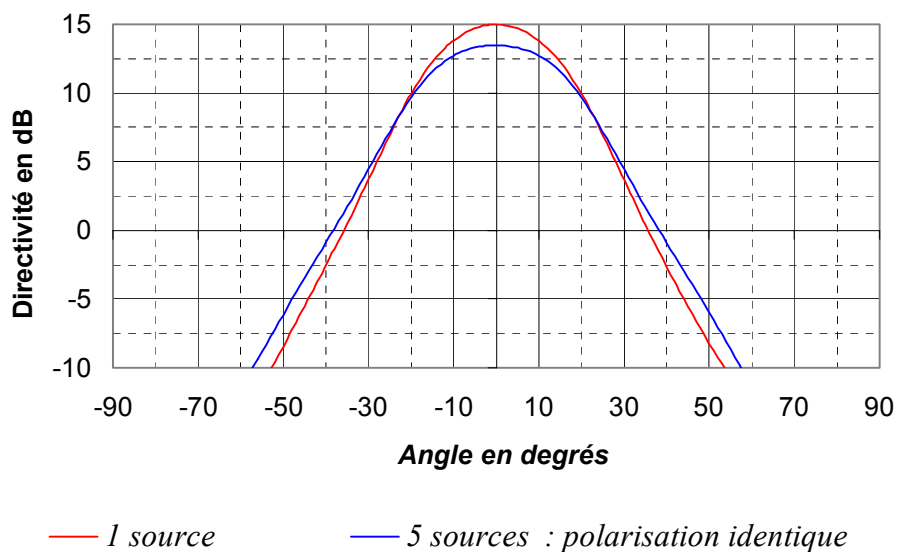
L'antenne à cavité BIP composée d'une plaque d'ARLON 600 et des cinq sources élémentaires séparées centre à centre de  $1.2\lambda$  est représentée **Figure IV.21**. Chaque source élémentaire est constituée d'un réseau de deux fentes séparées par  $\lambda_0/2$  et présente la géométrie détaillée figure IV.8 pour conserver une antenne adaptée. La source centrale est alimentée tandis que les quatre autres accès sont chargés sur 50 ohms.



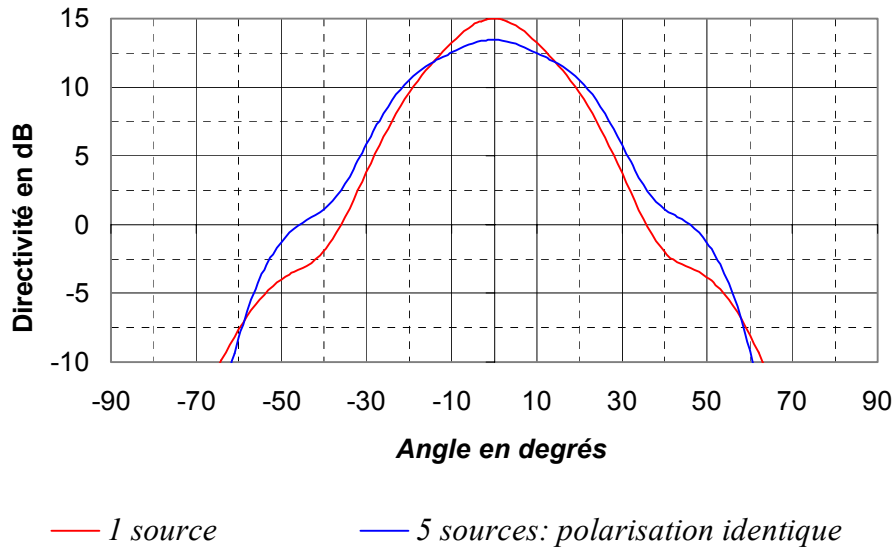
**Figure IV.21 :** Antenne à cavité BIP avec cinq sources élémentaires de même polarisation

Les diagrammes de rayonnement de cette structure composée de cinq sources élémentaires sont comparés avec les diagrammes obtenus avec l'antenne à cavité BIP excitée par un seul élément central (dispositif décrit au cours de ce chapitre dans le paragraphe II.3) dans le plan H (**Figure IV.22**) et dans le plan E (**Figure IV.23**).

Une baisse du gain intrinsèque maximum égale à 1.5 dB montre que les quatre sources annexes modifient elles aussi le fonctionnement de l'antenne à cavité BIP. L'angle d'ouverture des lobes principaux augmentant, il sera impossible avec une telle répartition des sources d'obtenir une apodisation en bord du réflecteur parabolique proche de -12.5 dB. En effet, cette dernière qui a été caractérisée à 8.2 GHz possède les valeurs inacceptables suivantes : -8.5 dB dans le plan H et -8 dB dans le plan E.

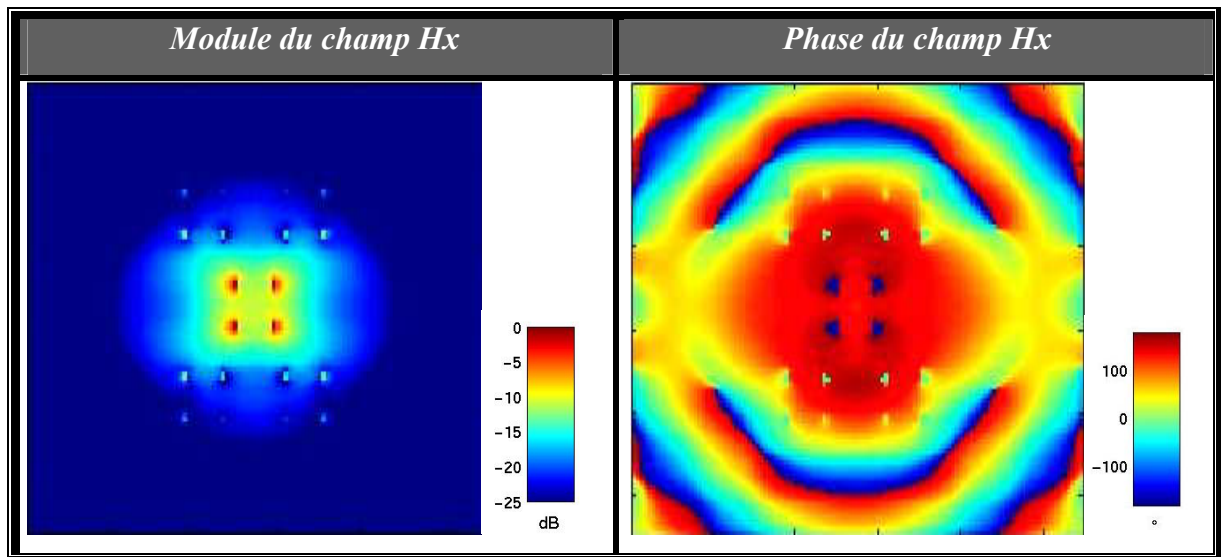


**Figure IV.22 :** Comparaison des diagrammes dans le plan xoz à 8.2 GHz



**Figure IV.23** : Comparaison des diagrammes dans le plan yoz à 8.2 GHz

Le relevé cartographique sur le plan de masse du champ Hx en module et en phase à 8.2 GHz (**Tableau IV.4**) révèle l'excitation des sources annexes. En effet, les multiples résonances se produisant dans la cavité BIP favorisent ce phénomène. Les éléments annexes sont alors susceptibles de modifier la distribution des champs au sein de l'antenne BIP.

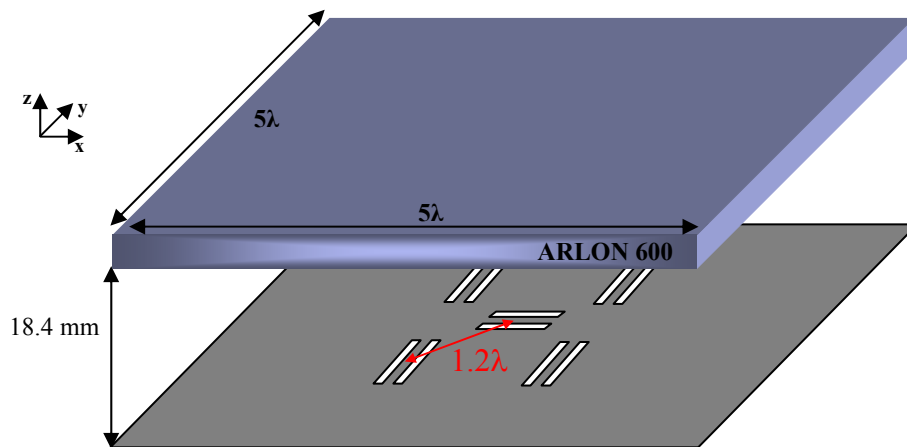


**Tableau IV.4** : Relevé cartographique du champ Hx à 8.2 GHz sur le plan de masse

Pour annihiler cet effet parasite, il suffit de changer la polarisation des sources environnant l'élément central.

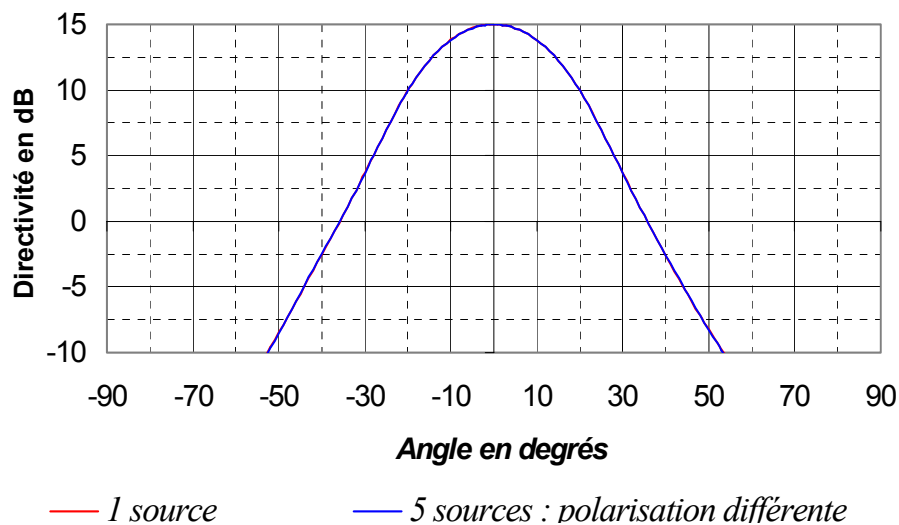
### III.3.2 - Seconde structure : polarisation différente des sources

La polarisation des sources annexes a été modifiée en changeant leur orientation qui est maintenant orthogonal à la source centrale (**Figure IV.24**). Ce motif de cinq sources peut être étendu à un système comprenant une multitude de motifs. En effet, quel que soit l'accès excité il sera toujours environné par des éléments à polarisation différente en diagonale.

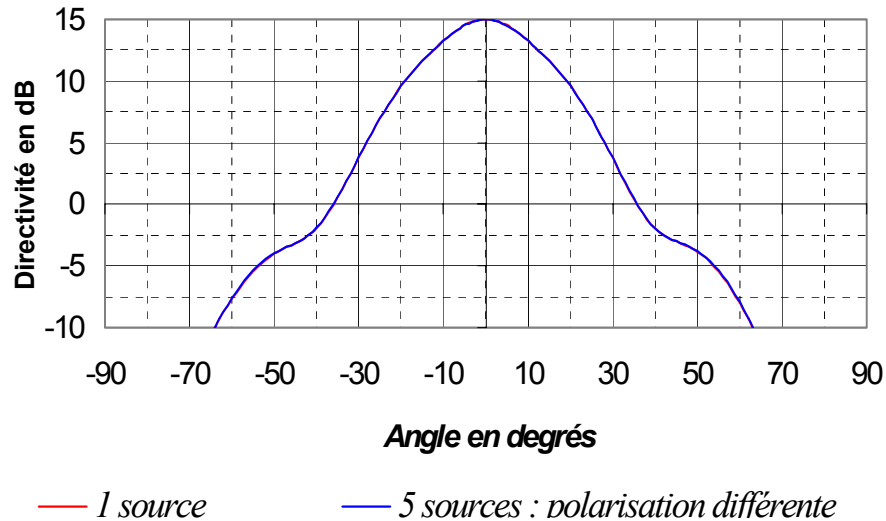


**Figure IV.24 :** Antenne à cavité BIP avec 5 sources élémentaires de polarisation différente

D'après les diagrammes de rayonnement relevés dans le plan  $xoz$  (**Figure IV.25**) et dans le plan  $yoiz$  (**Figure IV.26**), il est montré que l'utilisation de sources annexes à polarisation différente ne modifie pas le fonctionnement de l'antenne à cavité BIP.



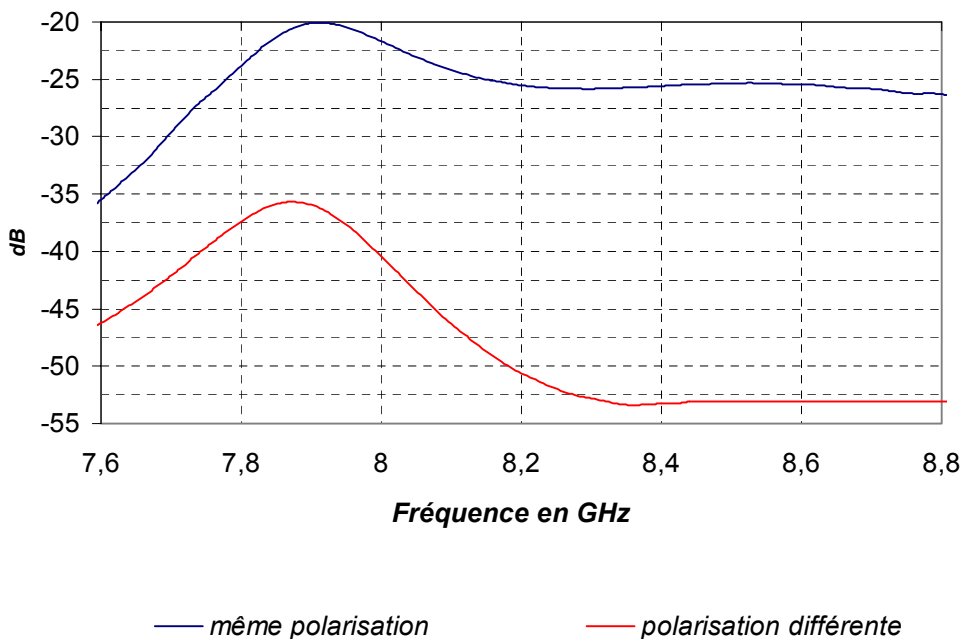
**Figure IV.25 :** Comparaison des diagrammes dans le plan  $xoz$  à 8.2 GHz



**Figure IV.26** : Comparaison des diagrammes dans le plan  $yoz$  à 8.2 GHz

Les diagrammes de rayonnement étant identiques à ceux obtenus avec une antenne à cavité BIP possédant une source unique, l'influence des sources annexes a été annulée par un changement de polarisation.

Ces sources annexes non excitées ne modifient plus la distribution des champs au sein de la cavité et limitent le couplage (**Figure IV.27**). Ce dernier a été diminué d'environ 25 dB en changeant la polarisation des sources.



**Figure IV.27** : Couplage entre éléments distants de  $1.2\lambda$



Les études concernant la mise en place de deux sources annexes alignées puis de quatre sources annexes disposées en diagonale nous ont permis de définir le septet adéquate qui doit être placé au sein de l'antenne à cavité BIP. L'analyse de cette structure va être détaillée dans le paragraphe suivant.

## **IV - ANTENNE A CAVITE BIP AVEC UN SEPTET DE SOURCES**

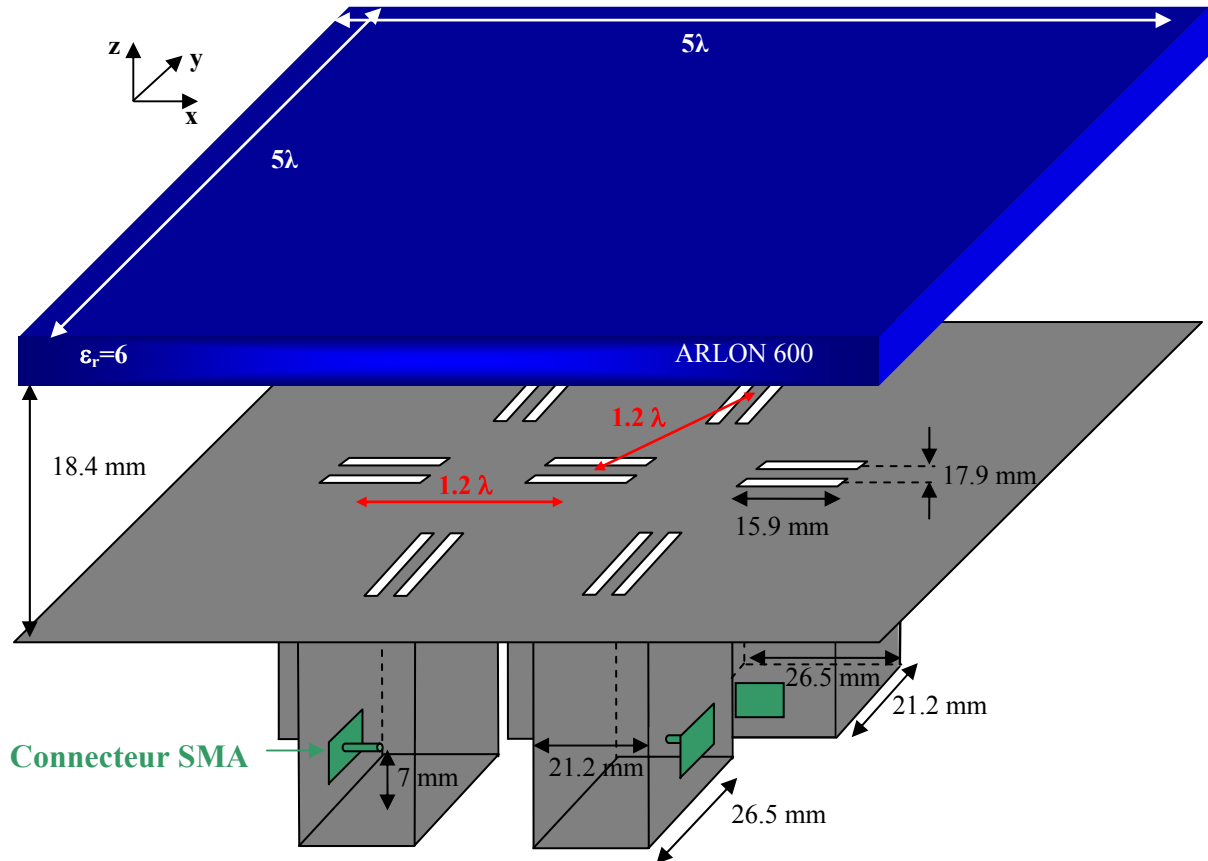
La première étape consiste à simuler cette antenne à cavité BIP afin de vérifier qu'elle réponde aux critères définis par le cahier des charges. Puis, les résultats expérimentaux seront présentés. Ces données permettront d'attribuer à chacun des accès le canal fréquentiel de fonctionnement parmi la bande 8-8.4 GHz.

### **IV.1 - Simulation**

#### **IV.1.1 - Descriptif de la structure**

Cette antenne à cavité BIP présente les mêmes caractéristiques que l'aérien défini dans le paragraphe II de ce chapitre mise à part le nombre de sources élémentaires qui est dans le cas présent au nombre de sept. La disposition de ces dernières a été déduite de l'étude réalisée au cours de ce chapitre dans le paragraphe III.

Cette structure (**Figure IV.28**) est donc constituée d'une plaque d'ARLON 600 de permittivité diélectrique égale à 6 et de dimensions transverses  $5\lambda$  par  $5\lambda$ . Le plan de masse sur lequel reposent les sept sources élémentaires est située à 18.4 mm du matériau afin de définir une cavité qui fonctionne sur son mode fondamental à 8.34 GHz. Les sept sources élémentaires identiques qui sont des réseaux de deux fentes espacés par  $\lambda_0/2$  sont séparées d'une distance de  $1.2\lambda_0$  pour se placer dans les conditions imposées par le cahier des charges. Le système d'excitation de chacune des sources se compose d'un guide non standard de section 26.5 mm par 21.2 mm et d'un connecteur SMA pour alimenter le système et exciter le mode fondamental du guide d'onde.



**Figure IV.28 :** Antenne à cavité BIP avec sept sources élémentaires

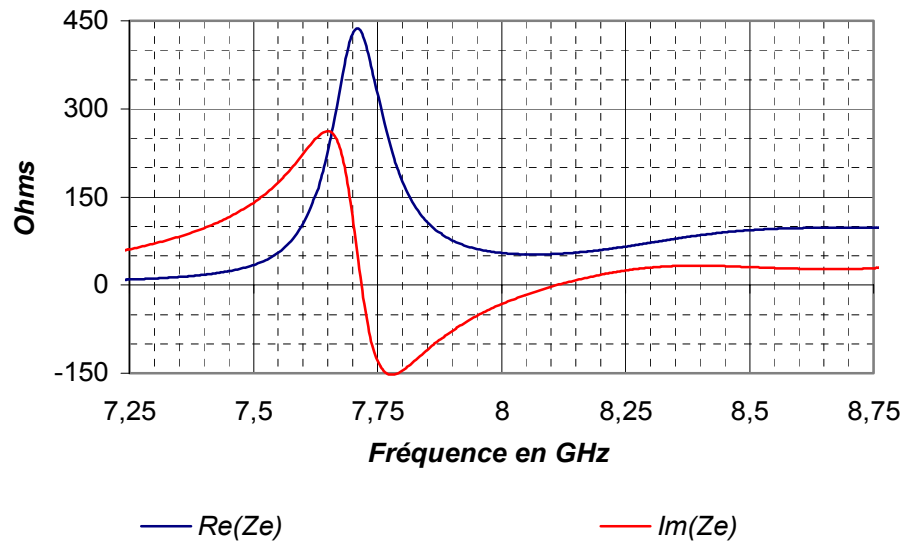
Cette structure qui doit être placée à la focale du réflecteur parabolique est composée de sept sources élémentaires réalisant un motif qui peut être reproduit à de multiples exemplaires si l'application nécessite un plus grand nombre de faisceaux. En effet, quel que soit l'accès excité, il sera toujours environné par des sources en diagonale à polarisation différente et par des sources alignées à polarisation identique.

Les différentes sources fonctionnent dans un canal spécifique de la bande de travail 8-8.4 GHz. En effet, deux spots adjacents sur Terre possèdent des fréquences distinctes afin de limiter les interférences. Par conséquent, seule la source centrale sera alimentée alors que les accès annexes seront chargés sur 50 ohms. Il a été choisi d'exciter l'élément central car il est l'unique élément complètement environné. Cependant, d'après l'annexe 4, un autre accès alimenté tout en chargeant les six autres sur 50 Ohms conduirait sensiblement aux mêmes résultats.

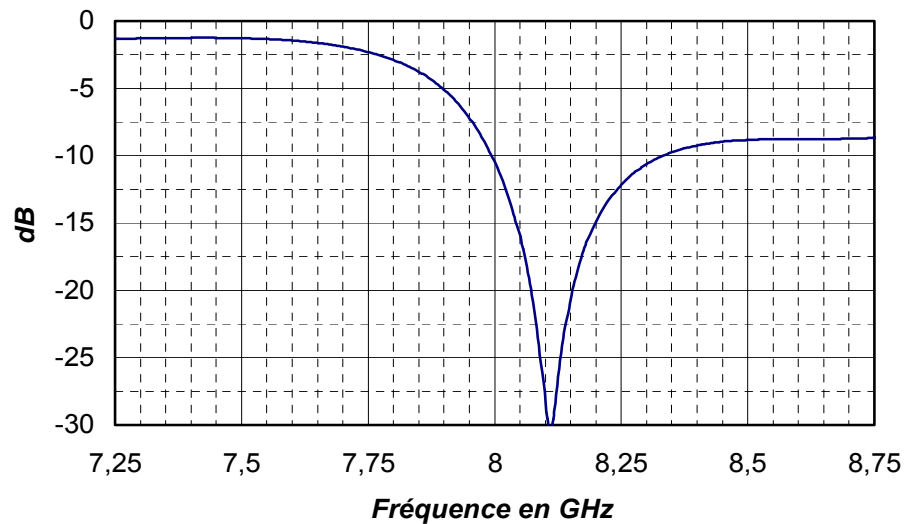
L'analyse électromagnétique de ce dispositif est néanmoins effectuée sur la bande totale 8-8.4GHz car l'antenne doit avoir un fonctionnement homogène sur cet intervalle fréquentiel quel que soit l'accès alimenté.

### IV.1.2 - Impédance d'entrée et adaptation

L'impédance d'entrée (**Figure IV.29**) et l'adaptation correspondante (**Figure IV.30**) sont proches des celles obtenues avec une antenne à cavité BIP excitée par un seul élément (voir paragraphe II.3.2). La mise en place des sources annexes modifie de façon insignifiante ces caractéristiques électriques. L'antenne est adaptée à -9.25 dB sur la bande 8-8.4 GHz.



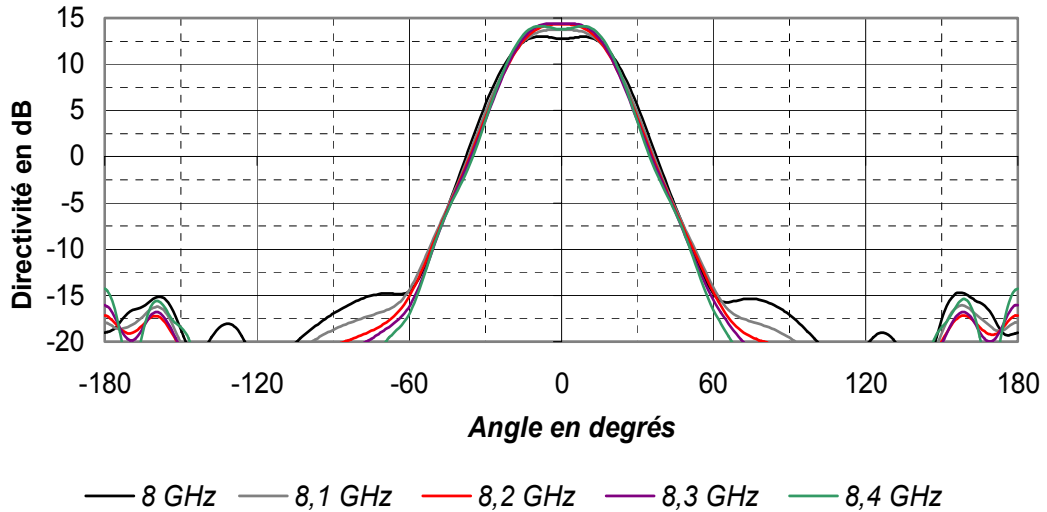
**Figure IV.29** : Partie réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée calculée



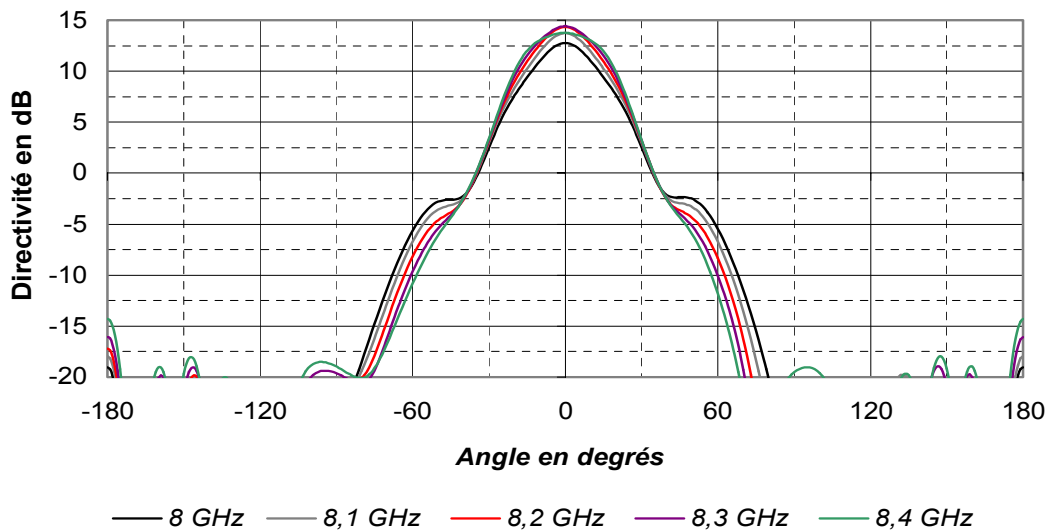
**Figure IV.30** : Module de S11 en dB

### IV.1.3 - Diagramme de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement simulés sont présentés pour des fréquences de la bande utile sur la **Figure IV.31** pour le plan xoz et sur la **Figure IV.32** pour le plan yoz .



**Figure IV.31 :** Rayonnement dans le plan xoz à différentes fréquences



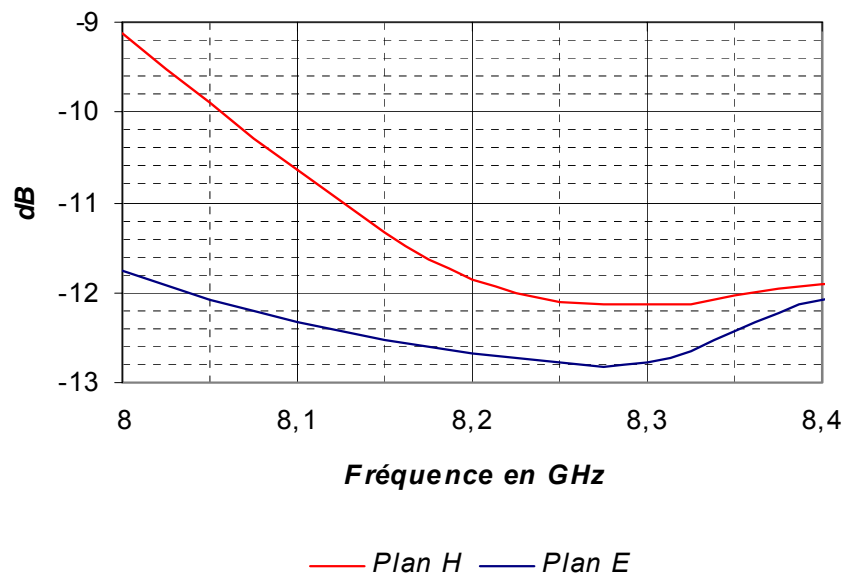
**Figure IV.32 :** Rayonnement dans le plan yoz à différentes fréquences

Quel que soient la fréquence et le plan d'analyse, une légère modification des diagrammes de rayonnement est observable par rapport au cas où il n'y avait qu'une seule source élémentaire. Une faible diminution du gain intrinsèque ainsi qu'un écrasement des

lobes dans le plan xoz apparaît. Ces phénomènes sont essentiellement dus à la présence des deux sources situées dans le plan H de l'élément central alimenté. En effet, d'après le paragraphe II de ce chapitre, ces doublets de fentes qui sont excités par le biais de la cavité BIP modifient légèrement la répartition des champs au sein de l'antenne et donc son fonctionnement. Cependant, cette faible modification des diagrammes qui sont homogènes suivant la fréquence devrait aboutir à une apodisation presque constante et proche des -12.5 dB requis sur la bande 8-8.4 GHz. De plus, les lobes secondaires étant rejetés à -15 dB du maximum toute l'énergie est concentrée dans les lobes principaux et notamment sur la plage  $[-32.3^\circ : 32.3^\circ]$  qui correspond à l'angle d'interception du réflecteur parabolique. Les pertes par débordement au niveau du focaliseur sont ainsi limitées. Il faut néanmoins définir l'apodisation en bords de réflecteur afin de déterminer son efficacité.

#### IV.1.4 - Apodisation

L'apodisation en bord du réflecteur (**Figure IV.33**) a été évaluée grâce aux diagrammes de rayonnement donnés sur les figures IV.31 et IV.32 en différenciant la valeur du gain pour  $\theta$  égale à  $0^\circ$  (angle de pointage de la parabole) et du gain pour  $\theta$  égale à  $32.3^\circ$  (angle de pointage du bord de la parabole).



**Figure IV.33** : Apodisation en fonction de la fréquence

L'apodisation a été relevée pour chaque fréquence centrale des quatre canaux de la bande 8-8.4 GHz (**Tableau IV.6**). A titre comparatif, il a également été noté l'apodisation en bords du réflecteur engendrée par une batterie de cornets.

Canal	Fréquence centrale en GHz	Apodisation en DB		
		SOURCES BIP		SOURCES CORNET
		Plan E	Plan H	
Canal 1	8.05	-12.05	-9.9	-4.34
Canal 2	8.15	-12.55	-11.3	-4.44
Canal 3	8.25	-12.8	-12.1	-4.54
Canal 4	8.35	-12.45	-11.9	-4.64

**Tableau IV.6** : Apodisation pour chaque canal

Quel que soit le canal, l'apodisation en bord du focaliseur est améliorée par rapport à un système avec cornets. La légère variation de l'apodisation suivant le canal, n'affectera que très sensiblement le rendement du dispositif (voir *Figure IV.3*).

Toutefois, une approximation a été effectuée. En effet, cette étude a été réalisée sur la bande totale 8-8.4 GHz en alimentant seulement l'accès central et en considérant que le comportement du dispositif reste identique suivant la position de la source excitée. Par conséquent, cette antenne qui a été réalisée sera analysée en alimentant successivement chacun des accès.

## **IV.2 - Réalisation**

Dans ce paragraphe, une description de l'antenne réalisée par l'atelier de l'IRCOM est effectuée. Puis, les mesures expérimentales des paramètres  $S_{ij}$  et des diagrammes de rayonnement sont analysées afin de caractériser les pertes et l'apodisation générés par l'antenne à cavité BIP. Suivant ces résultats, une dernière étape consiste à déterminer la configuration optimale qui réponde le plus favorablement au cahier des charges.

### IV.2.1 - Description

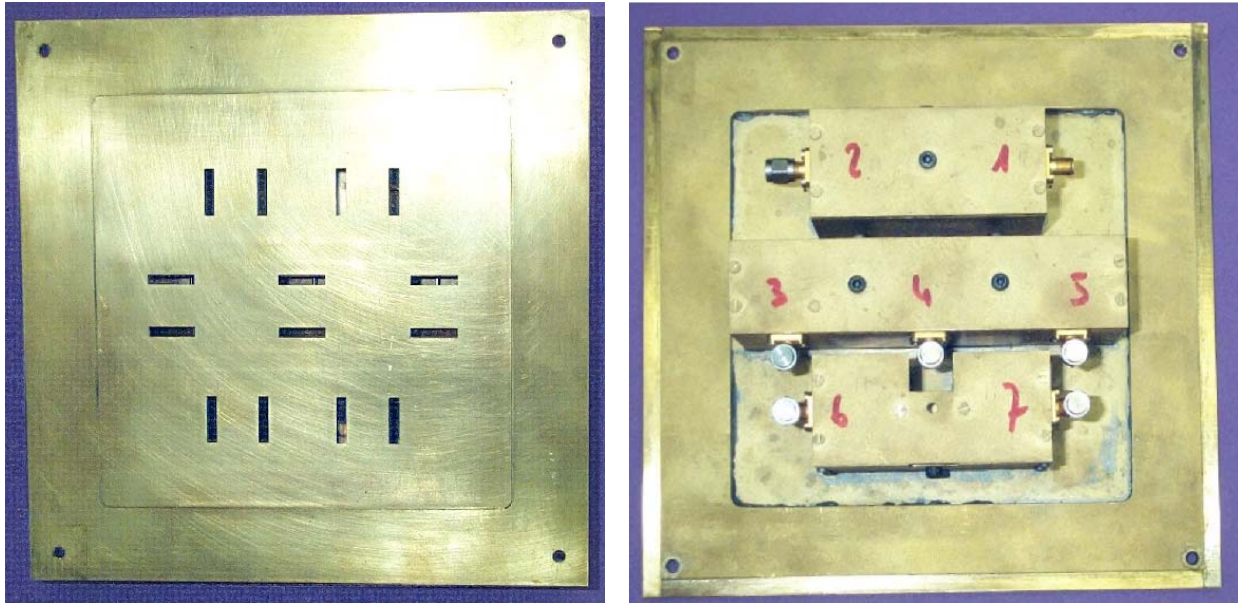
Cette antenne dont la photographie est donnée sur la **Figure IV.34** est composée de :

- Une plaque d'ARLON 600 (**annexe 11**) constituant le demi matériau BIP. Cette dernière est positionnée à une hauteur de 18.4 mm du système de sources et en l'occurrence du plan de masse grâce à quatre cales en plexiglas situées aux quatre coins du dispositif. Le maintien est assuré par quatre vis en nylon.



**Figure IV.34** : Photographie de l'antenne à cavité BIP

- Système de sept sources élémentaires (**Figure IV.35**) composée de :
  - Un plan de masse en laiton avec sept doublets de fentes obtenues par électroérosion (longueur = 15.9 mm, largeur = 3.5 mm)
  - Sept portions de guide en laiton possédant les dimensions suivantes : longueur = 26.5 mm, largeur = 21.2 mm, hauteur = 48.3 mm soit  $\lambda_g$
  - Sept connecteur SMA femelle ( $\varnothing = 1.27$  mm) dont deux droits (**annexe 10**) et cinq coudés (**annexe 11**) pour faire passer la connectique
  - Six charges 50 Ohms pour placer sur les accès non alimentés



**Figure IV.35 :** Photographie des sept sources et du système d'alimentation

## IV.2.2 - Paramètre $S_{ij}$

### IV.2.2.1 - Adaptation

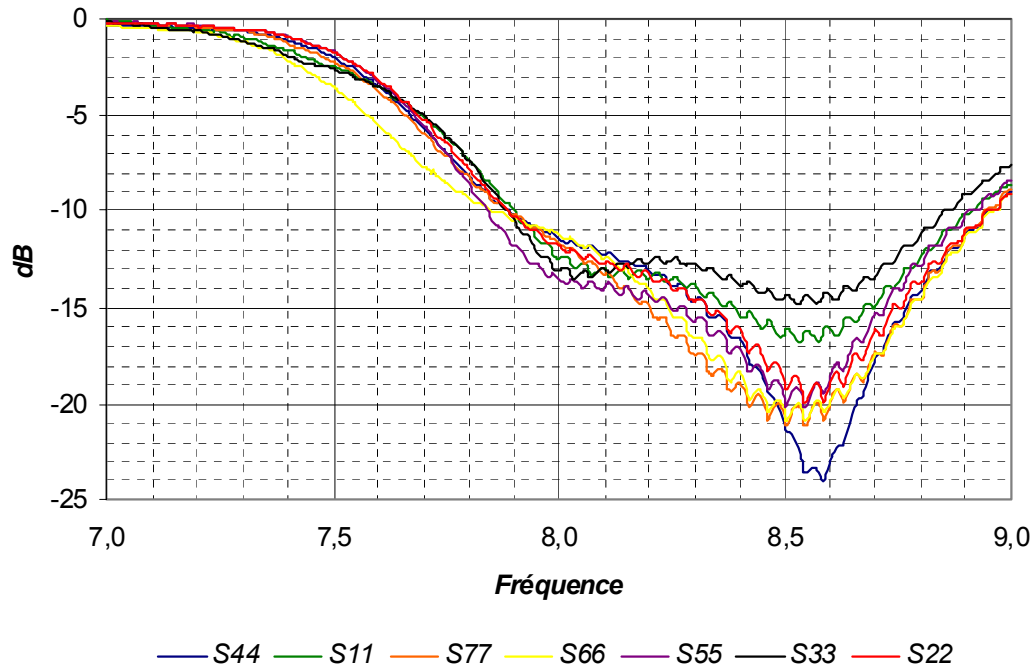
L'adaptation au niveau des sept accès a été successivement déterminée en alimentant l'accès à mesurer et en chargeant sur 50 ohms les six autres (**Figure IV.36**). La photographie donnée Figure IV.35 nous renseigne sur la numérotation attribuée à chacun des sept accès.

Quel que soit l'accès alimenté, les modules des paramètres S sont semblables et inférieurs à -10 dB à partir de la fréquence 7.9 GHz. Selon la formule (IV.10), les pertes d'insertions sont toujours limitées à 0.46 dB qui correspond au cas le plus défavorable (accès 1 alimenté à 7.9 GHz).

$$P_{insertion} = 10 \log_{10} \left( 1 - 10^{\frac{S_{xx}}{10}} \right) \quad (IV.10)$$

Avec  $S_{xx}$  : Module du paramètre  $S_{xx}$  au niveau de l'accès x





**Figure IV.36 :** Adaptation de tous les accès

Les modules de  $S_{xx}$  expérimentaux font apparaître un premier pôle à 8 GHz qui est décalé de 100 MHz par rapport à la simulation (Figure IV.30). Cette variation est due à une réalisation erronée de la longueur des fentes qui sont supérieurs de 0.2 mm à la valeur théorique. Cet écart est également susceptible de modifier les diagrammes de rayonnement de l'antenne à cavité BIP puisque les arêtes des fentes sont plus proches et donc plus influentes.

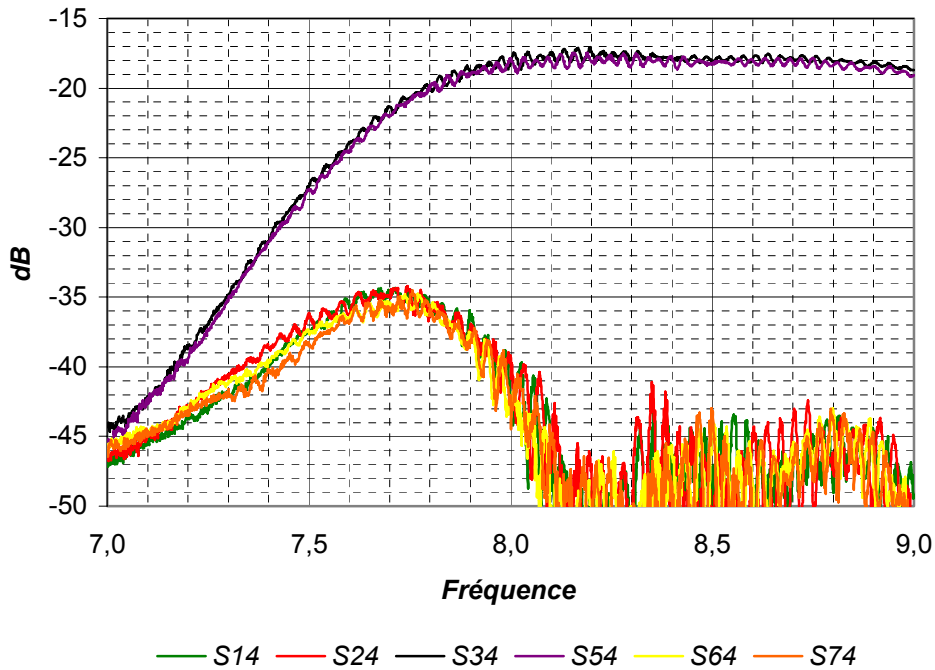
De plus, les modules de  $S_{xx}$  expérimentaux plus faibles, sont révélateurs de pertes dans le système qui n'ont pas été prises en compte lors de la simulation (pertes diélectriques, pertes par couplage ...).

#### IV.2.2.2 - Couplage

Le couplage (Figure IV.37) a été déterminé au niveau de tous les accès environnant l'élément central excité (N°4).

Conformément à la simulation (figure IV.27), les sources à polarisation différente (N°4 et N°1,2,6,7) couplent moins que les sources à polarisation identique (N°4 et N°3,5). Cependant, les résultats expérimentaux sont légèrement supérieurs à la simulation et

conduisent à des pertes totales estimés à 0.16 dB selon la formule (IV.9). Cette augmentation du couplage est probablement due aux dimensions supérieures des fentes en réalisation.



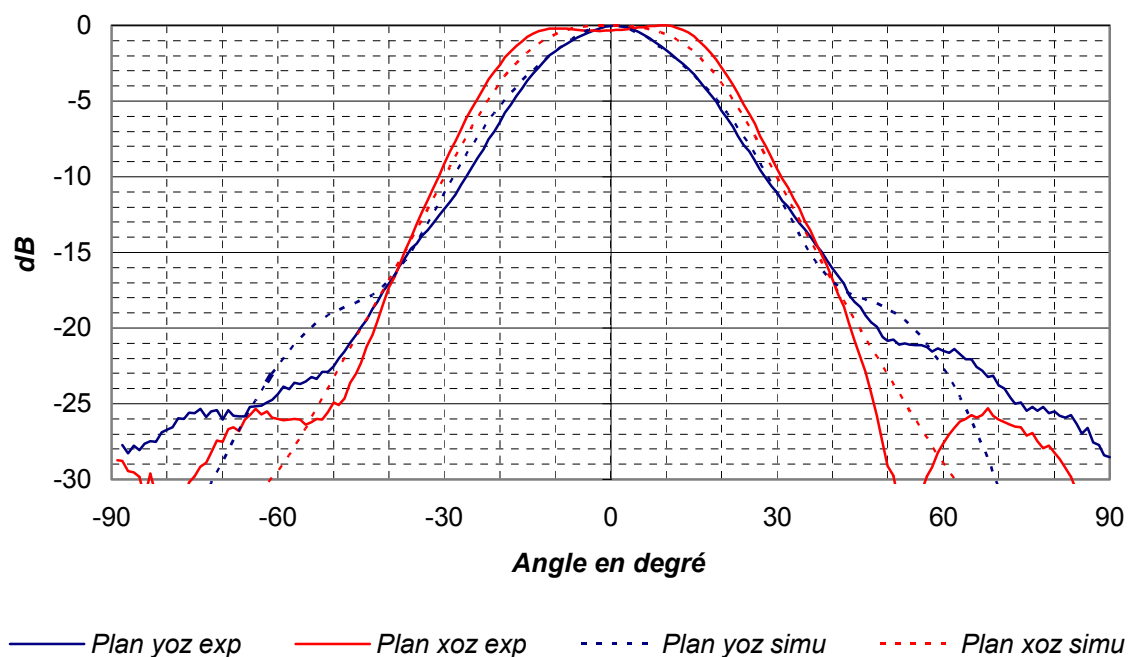
**Figure IV.37** : Couplage entre l'élément central et les éléments environnants

## IV.2.3 - Diagrammes de rayonnement

### IV.2.3.1 - Comparaison simulation expérimentation

La comparaison a été effectuée à partir des diagrammes en rayonnement générés à 8.1 GHz par l'antenne à cavité BIP excitée par l'élément central (**Figure IV.38**).

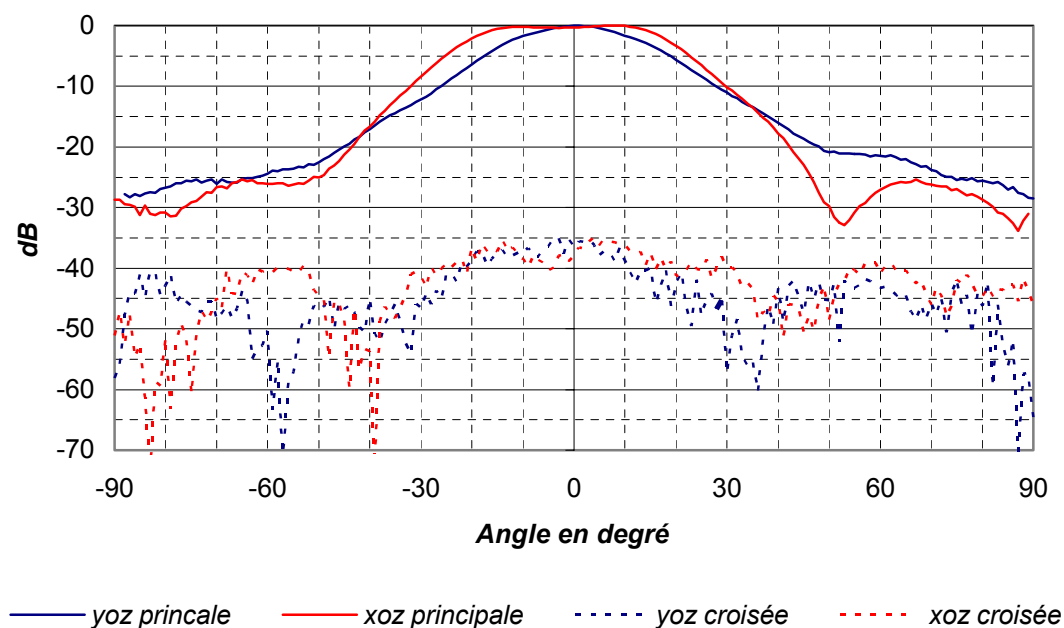
Quel que soit le plan d'analyse, il existe une légère variation de la forme des diagrammes entre la mesure et la simulation. Dans le plan xoz qui coïncide avec le plan d'alignement des trois sources, il est observé un élargissement et un creusement dans l'axe du lobe principal expérimental. Cet effet est dû aux fentes de plus grande dimensions en réalisation qui limitent de façon accentuée l'étalement de l'énergie au sein de la cavité BIP (voir paragraphe III.2.2.2). Ce phénomène s'accompagne d'une baisse de la directivité de l'antenne qui explique en partie la différence de 1 dB entre le gain mesuré et le gain simulé. Cette diminution provient également des pertes diélectriques estimées par simulation à 0.1 dB, des pertes par couplage égales à 0.16 dB et des pertes par insertion qui valent 0.28 dB.



**Figure IV.38** : Comparaison des diagrammes simulés et expérimentaux à 8.1 GHz

#### IV.2.3.2 - Polarisation croisée

La polarisation croisée générée par l'antenne à cavité BIP excitée par la source centrale a été mesurée à 8.1 GHz dans les plans xoz et yoz (**Figure IV.39**).



**Figure IV.39** : Polarisation croisée dans les plans xoz et yoz à 8.1 GHz

Le niveau de polarisation croisée qui est rejetée à -35 dB du maximum est très faible. Cette notion est primordiale car le réflecteur parabolique doit être illuminé par des sources ayant peu de polarisation croisée afin de limiter les interférences entre les différents spots de la couverture Terrestre.

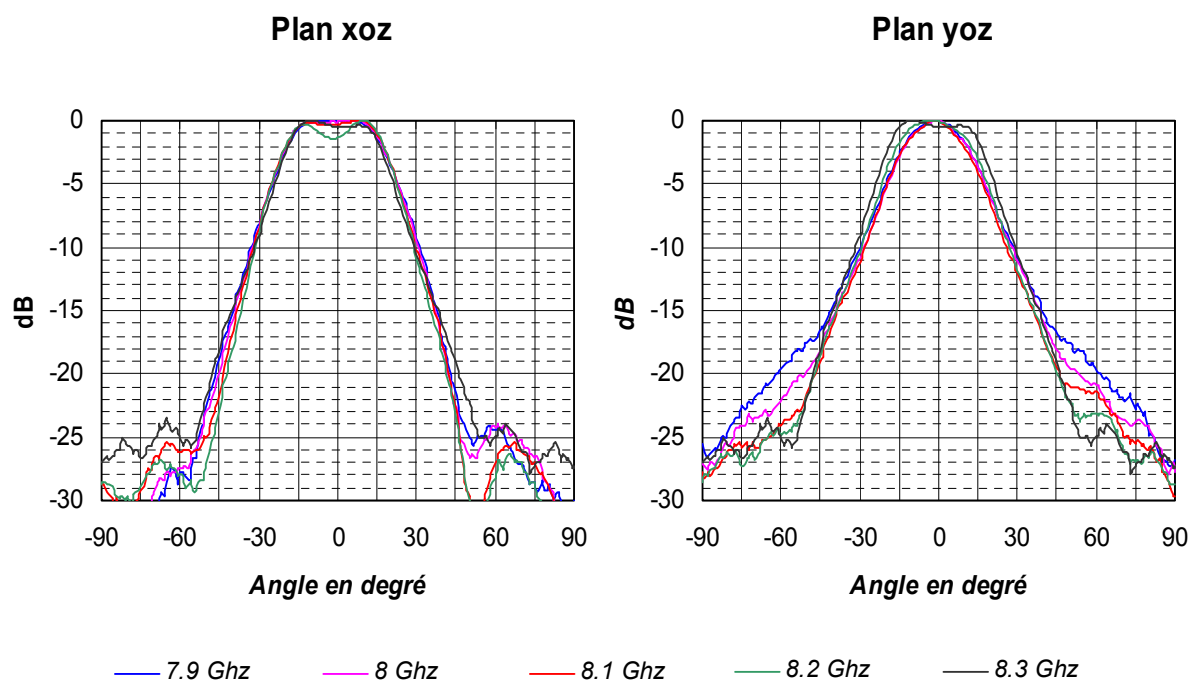
#### **IV.2.3.3 - Variation suivant la fréquence et la position**

Les diagrammes de rayonnement ont été relevés dans les plans xoz et yoz pour quatre positions de la source excitée correspondant aux quatre différents canaux de fonctionnement:

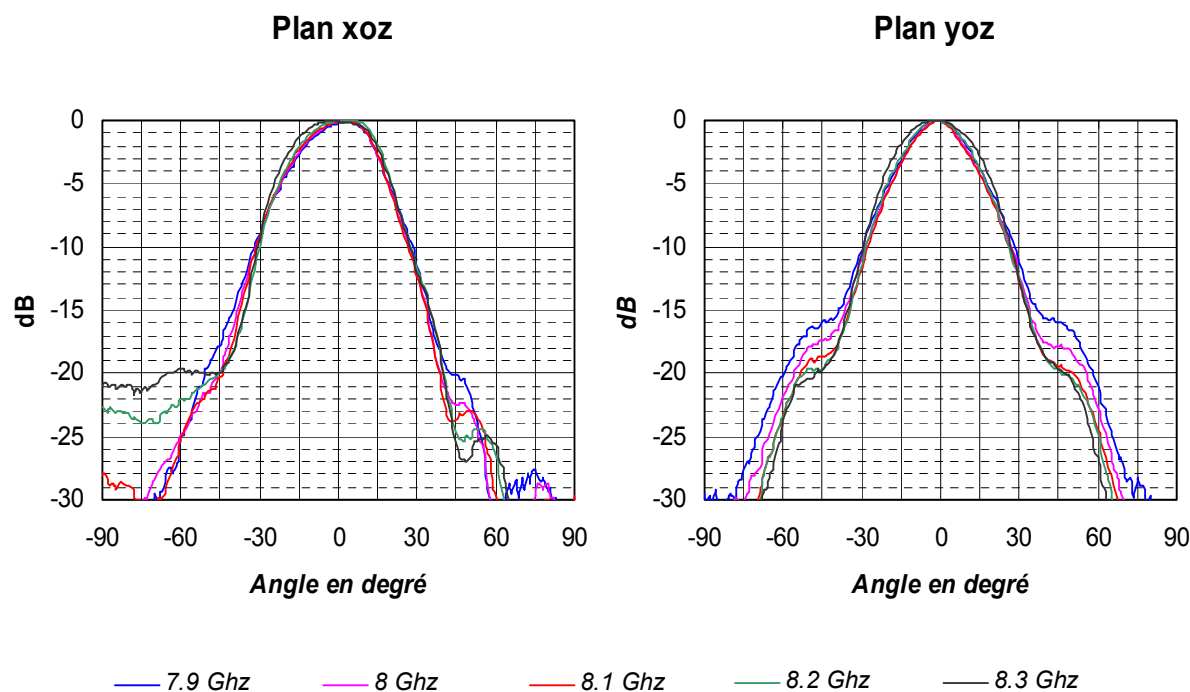
- Pour la source centrale n°4 sur la **Figure IV.40**
- Pour la source située à gauche de l'élément central excitée (N°3) sur la **Figure IV.41**
- Pour la source située en bas et à gauche de l'élément central excitée (N°3) sur la **Figure IV.42**
- Pour la source située en bas et à gauche de l'élément central excitée (N°6) sur la **Figure IV.43**

La plage fréquentielle d'analyse s'étend de 7.9 GHz à 8.3 GHz soit un décalage de 100 MHz par rapport à la simulation. En effet, l'augmentation de la longueur des fentes réalisées engendre une perturbation des diagrammes de rayonnement pour les fréquences hautes de la bande de travail. L'écart en terme de longueur d'onde entre les arêtes des fentes étant réduit, l'influence de ces dernières est accentuée et caractérisée par une modification de la répartition des champs au sein de la cavité BIP (*voir paragraphe III.2.2.2.2*). Quel que soit l'accès alimenté, les diagrammes de rayonnement sont donc de plus en plus chahutés à partir de la fréquence 8.2 GHz.

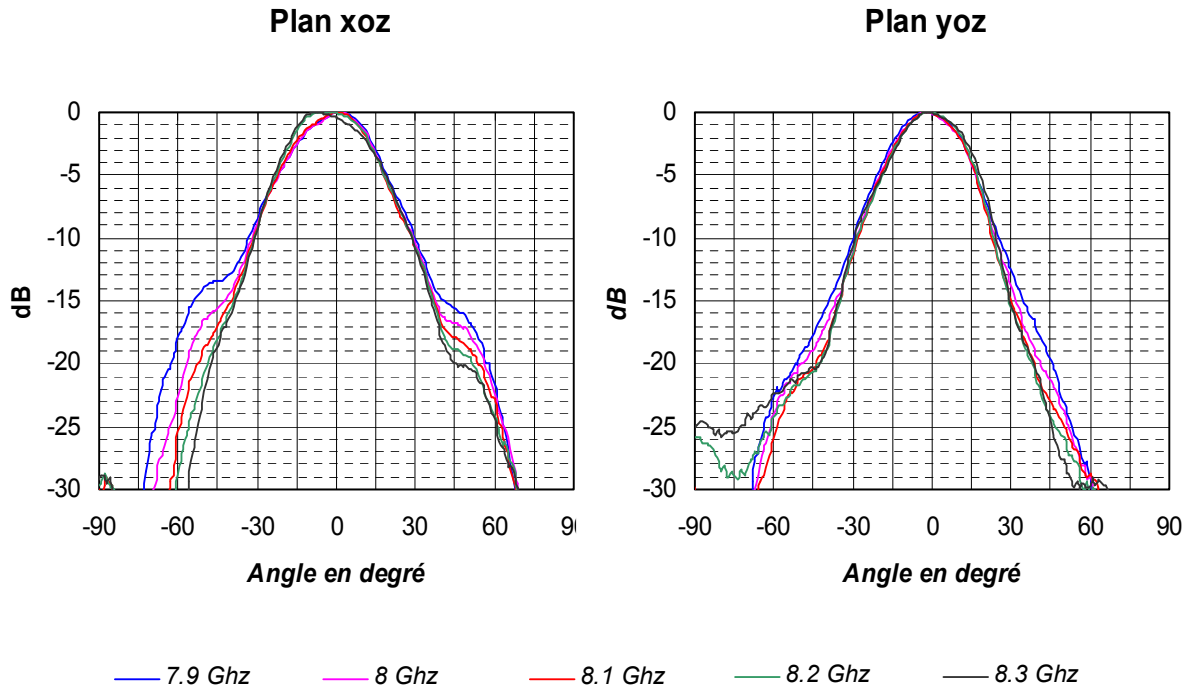
Pour les sources excentrées, il y a également un dépointage du lobe principal dans le plan (dans le cas de l'élément N°3) ou dans les plans (dans les cas des éléments N°2 et N°6) de décentrage. Cette remarque est notamment visible pour les fréquences basses de la bande [7.9 GHz ; 8.3 GHz] où l'influence des fentes non excitées est limitée. Cependant ce dépointage n'est pas préjudiciable dans l'illumination d'un réflecteur puisqu'il est orienté dans tous les cas vers le centre de la parabole.



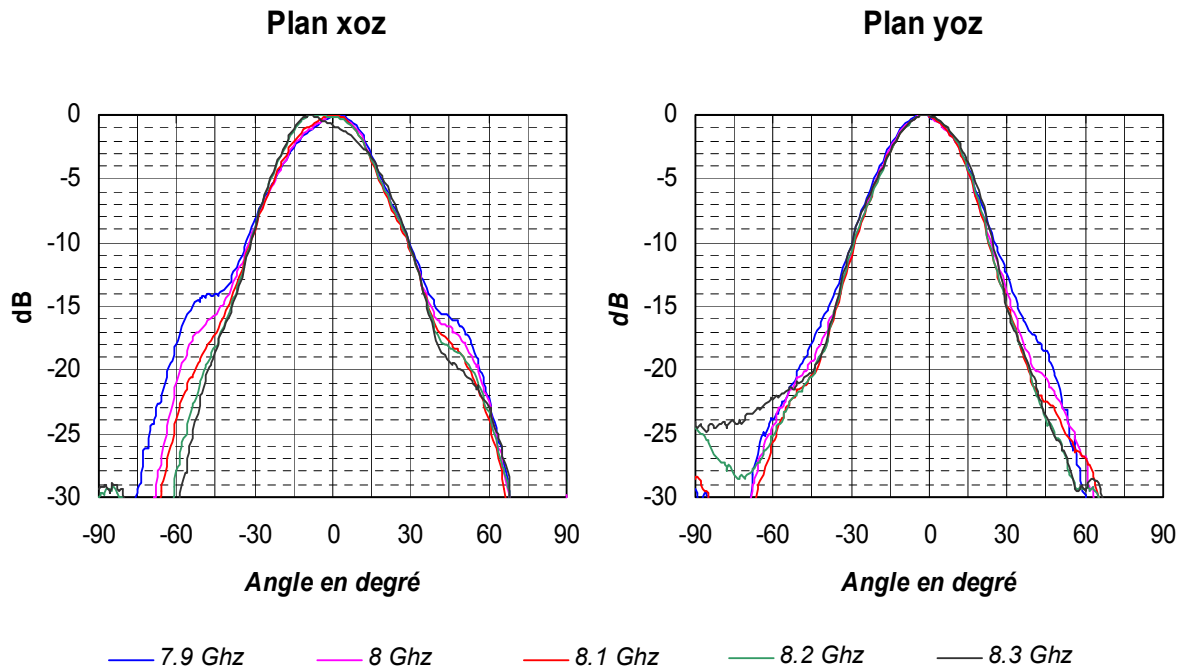
**Figure IV.40** : Diagrammes de rayonnement mesurés pour différentes fréquences avec la source centrale excitée (N°4)



**Figure IV.41** : Diagrammes de rayonnement mesurés pour différentes fréquences avec la source située à gauche de l'élément central excitée (N°3)



**Figure IV.42** : Diagrammes de rayonnement mesurés pour différentes fréquences avec la source située en haut et à gauche de l'élément central excitée (N°2)

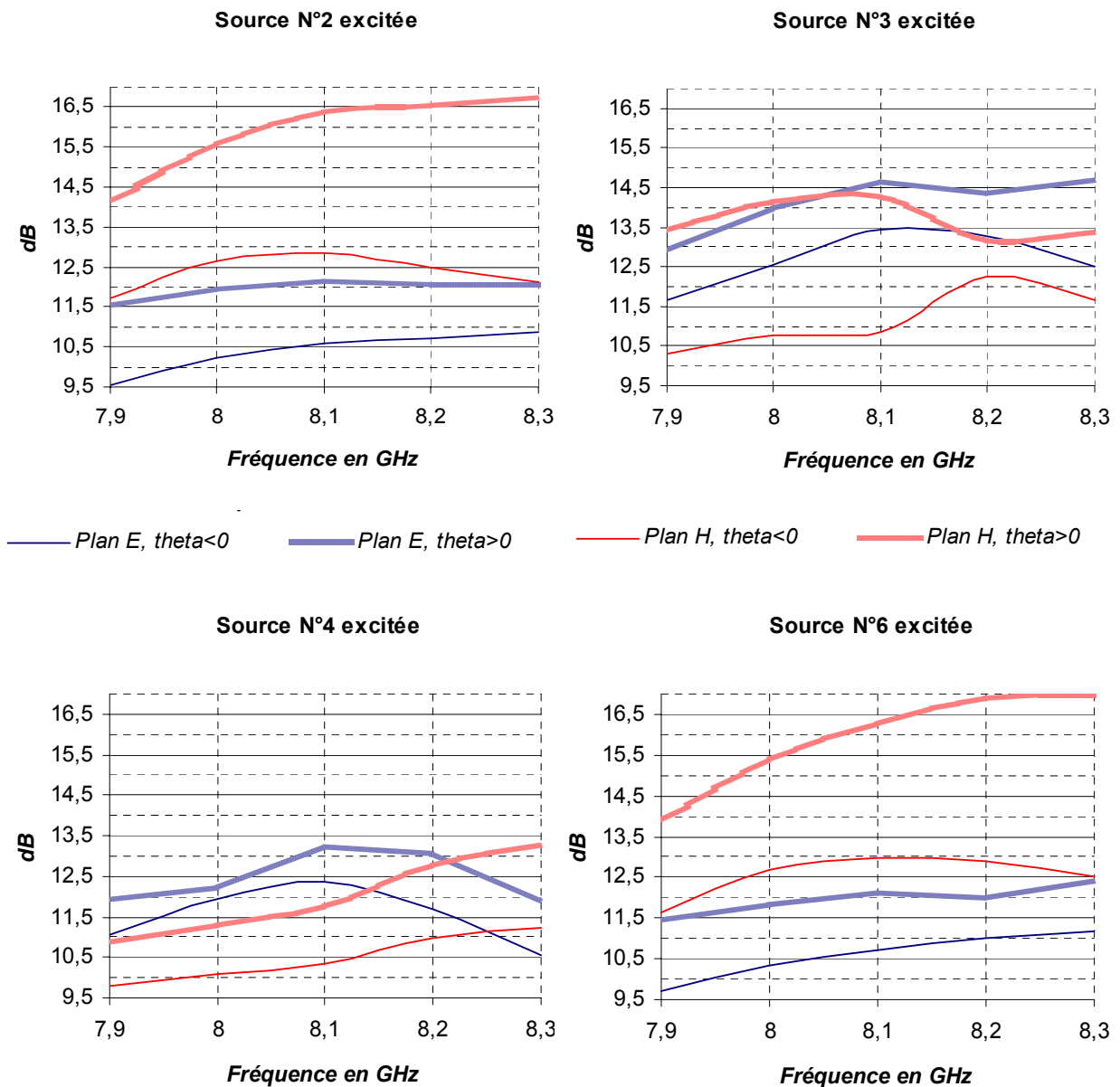


**Figure IV.43** : Diagrammes de rayonnement pour différentes fréquences avec la source située en bas et à gauche de l'élément central excitée (N°6)

La forme des diagrammes variant suivant la position de l'excitation et suivant la fréquence, il est nécessaire de déterminer l'apodisation en fonction de la fréquence pour chacun des quatre emplacements de la source alimentée.

#### IV.2.4 - Apodisation

La valeur absolue de l'apodisation en fonction de la fréquence a été relevée pour les quatre positions d'excitation sur la **Figure IV.44**.

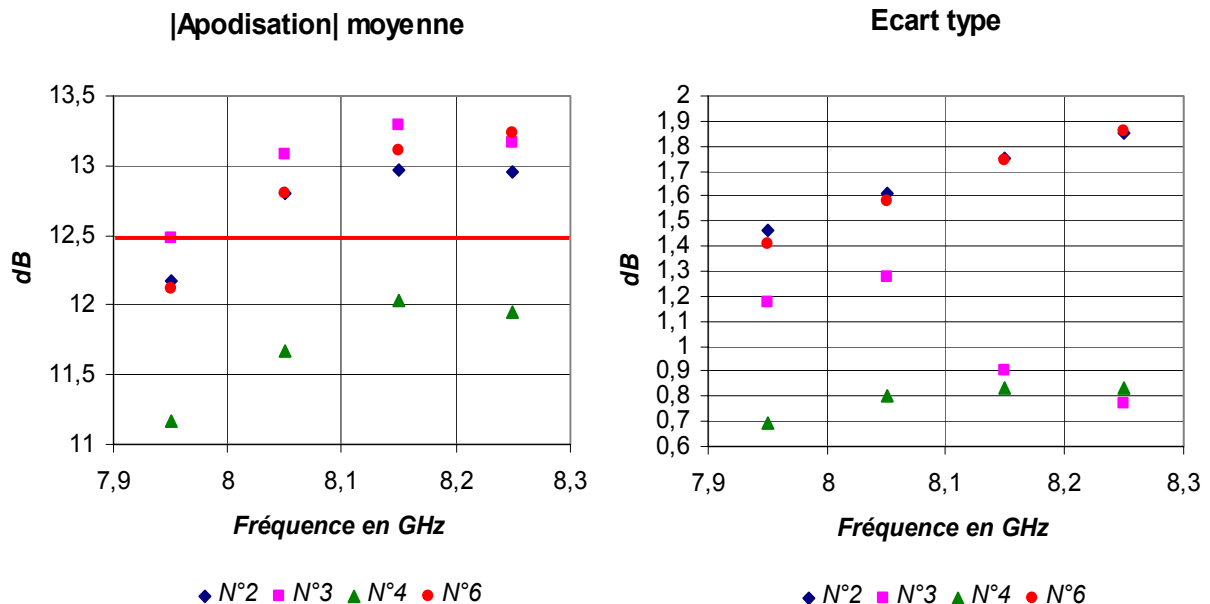


**Figure IV.44** : Apodisation en bords du réflecteur selon la source excitée

Les diagrammes de rayonnement étant dissymétriques et différents suivant le plan d'analyse, l'apodisation a été déterminé dans les plans E et H de la source considérée en relevant les valeurs en dB pour les angles  $-32.5^\circ$  et  $32.5^\circ$ . Ces grandeurs correspondent aux angles de pointage de la source depuis le foyer vers les bords de la parabole.

La valeur absolue de l'apodisation varie selon le plan d'analyse, la fréquence, le bord du réflecteur considéré et la source excitée. Cependant, les valeurs sont toujours comprises dans l'intervalle [9.5 dB ; 16.5 dB] qui constitue un créneau pour lequel l'efficacité du réflecteur est quasiment constant et maximum (*voir figure IV.3*).

Toutefois, il est essentiel de déterminer la meilleure configuration en attribuant à chacune des quatre positions de la source excitée le canal de fréquence qui permet d'obtenir une apodisation proche de -12.5 dB. Cette apodisation doit être la plus constante possible suivant la fréquence, le plan d'analyse et le bord du réflecteur illuminé. Pour chacun des quatre emplacements de l'alimentation, nous avons donc effectué aux fréquences centrales des quatre canaux une moyenne de l'apodisation. L'écart type par rapport à la valeur moyenne a également été déterminé afin de contrôler l'homogénéité de l'apodisation (**Figure IV.45**).



**Figure IV.45** : Apodisation moyenne et écart type selon la source excitée



Le **Tableau IV.7** répertorie la configuration qui présente le meilleur compromis valeur et homogénéité de l'apodisation. A titre comparatif, il a également été noté l'apodisation en bords du réflecteur engendré par une batterie de cornets.

Canal	Fréquence centrale en GHz	Source BIP excitée	Apodisation en DB	
			SOURCES BIP	SOURCES CORNET
Canal 1	7.95	N°6	$-12.12 \pm 1.41$	-4.34
Canal 2	8.05	N°2	$-12.8 \pm 1.6$	-4.44
Canal 3	8.15	N°4	$-12 \pm 0.83$	-4.54
Canal 4	8.25	N°3	$-13.16 \pm 0.77$	-4.64

**Tableau IV.7** : Configuration choisie et apodisation correspondante

Une antenne à cavité BIP placée à la focale permet d'illuminer le réflecteur avec une apodisation qui est proche de -12.5 dB synonyme d'efficacité maximum pour le dispositif à couverture cellulaire. Les légères fluctuations de l'apodisation inerrantes à la fréquence et à la position de la source excitée n'affecteront que très sensiblement le fonctionnement du réflecteur parabolique.

Ces valeurs d'apodisation vont être intégrées dans le logiciel GRASP qui permet de simuler le réflecteur parabolique illuminé par une batterie de sources et de déterminer les faisceaux générant la couverture multispots sur Terre.

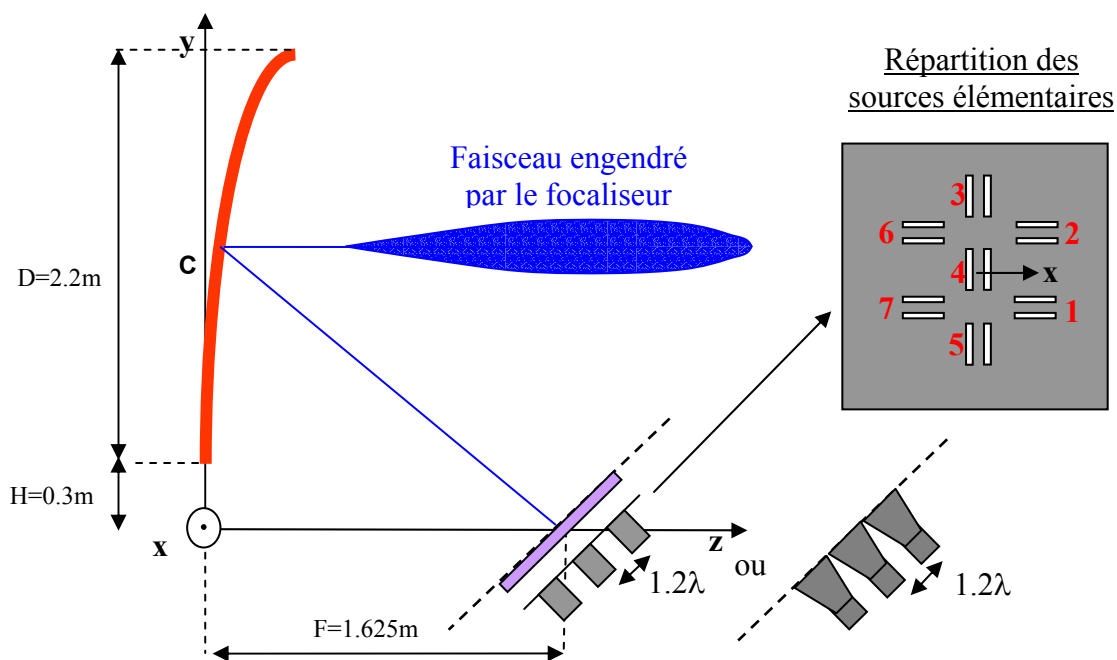
## **V - SIMULATION DU REFLECTEUR PARABOLIQUE EN OFFSET**

Dans ce paragraphe, une comparaison des diagrammes de rayonnement du réflecteur alimenté par les deux types de sources (cornets et BIP) est réalisée. Dans un premier temps, une seule source parmi le bouquet de sept est alimentée afin de mettre en évidence le gain maximum, le

niveau des lobes secondaires et de la polarisation croisée : facteurs primordiaux de l'isolation entre faisceaux. Dans un deuxième temps, trois sources seront excitées afin d'observer le niveau de recouvrement entre les faisceaux et donc de déterminer le gain minimal obtenu sur la couverture Terrestre.

### V.1 - Présentation

Le dispositif représenté **Figure IV.46** a été simulé avec les deux types de sources (cornet et structure BIP) afin d'obtenir les caractéristiques en rayonnement permettant la comparaison.



**Figure IV.46** : Représentation du réflecteur et de la batterie de sources à sa focale

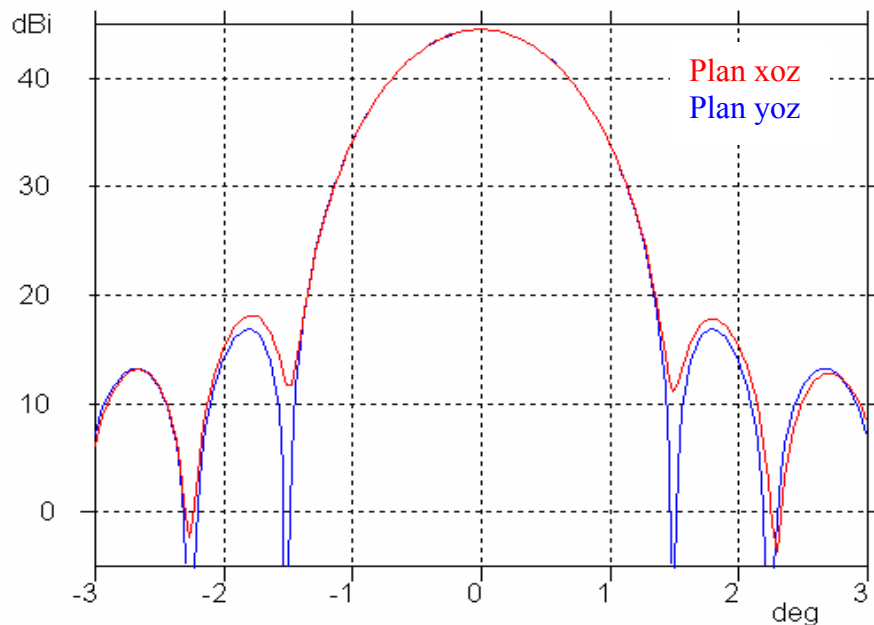
Après avoir défini géométriquement la structure, l'apodisation en bords du réflecteur selon le type de source, la fréquence et la position est intégré dans le logiciel. Les diagrammes de rayonnement des sources illuminant le réflecteur sont considérés gaussiens et à symétrie de révolution.

Le logiciel GRASP permet d'obtenir les diagrammes de rayonnement en polarisation principale et croisée du réflecteur parabolique.

## V.2 - Une seule source alimentée

### V.2.1 - Source focale BIP

Seule la source centrale N°4 du système BIP qui fonctionne dans le canal 3 à 8.15 GHz et qui présente une apodisation de -12 dB en bord du réflecteur est alimentée. Les diagrammes de rayonnement calculés du réflecteur parabolique ont été relevés sur la **Figure IV.47** pour les plans xoz et yoz.



**Figure IV.47** : Diagrammes de rayonnement calculés du réflecteur dans les plans xoz et yoz

La forme des diagrammes est quasiment identique quel que soit le plan d'étude. L'angle sous tendu depuis le foyer par le réflecteur n'étant pas parfaitement identique selon le plan xoz ( $63.28^\circ$ ) et selon le plan yoz ( $64.6^\circ$ ) explique la légère différence entre les diagrammes. En effet, le niveau d'illumination des bords du réflecteur accentué dans le plan xoz augmente la diffraction et donc les lobes secondaires. A noter que dans cette simulation, les diagrammes de rayonnement de la source sont de forme gaussienne et à symétrie de révolution. Le niveau de polarisation croisée de la source illuminant le réflecteur qui est de -35 dB d'après la figure IV.39 a également été intégré dans le logiciel GRASP.

Selon la formule (IV.11), le gain maximum qui est de 44.5 dB correspond à un facteur de rendement de 0.75. Cette valeur coïncide avec la théorie et constitue l'efficacité maximum qui peut être obtenue avec un réflecteur parabolique.

$$G = 20 \log\left(\frac{\pi D}{\lambda}\right) + 10 \log(\rho) \quad (\text{IV.11})$$

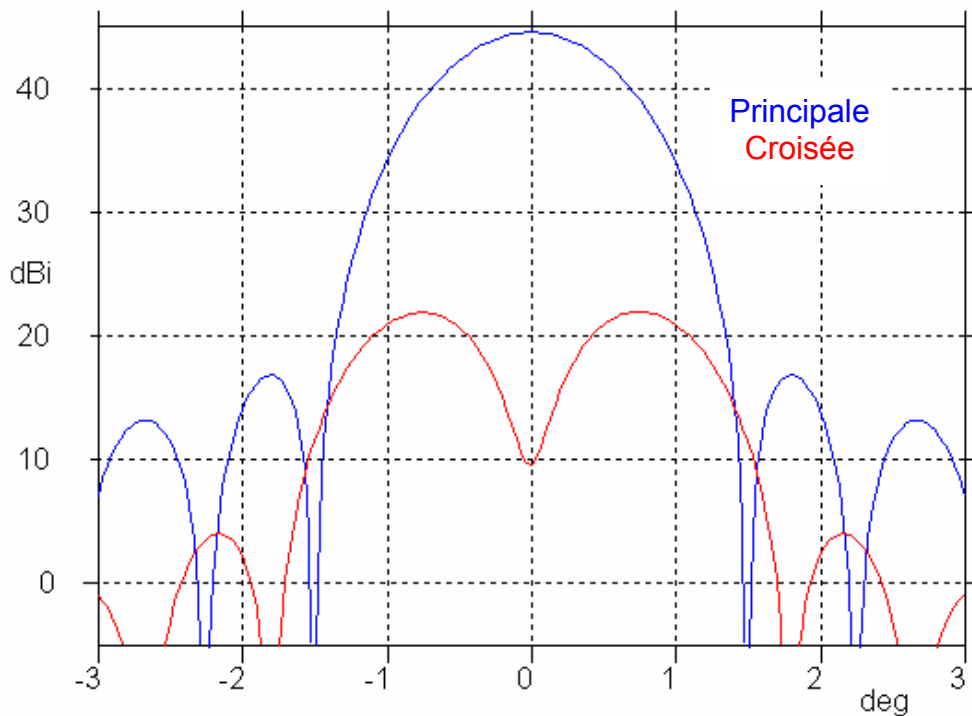
Avec  $D$  : Diamètre du réflecteur

$\lambda$  : Longueur d'onde

$\rho$  : Facteur de rendement

Le niveau des lobes secondaires qui sont rejetés à -26.5 dB du maximum est inférieur à la valeur référence de -25 dB synonyme d'isolation correcte entre deux faisceaux adjacents d'une antenne à couverture cellulaire.

La **Figure IV.48** présente les diagrammes de rayonnement du réflecteur parabolique dans le plan yoz en polarisation principale et croisée.

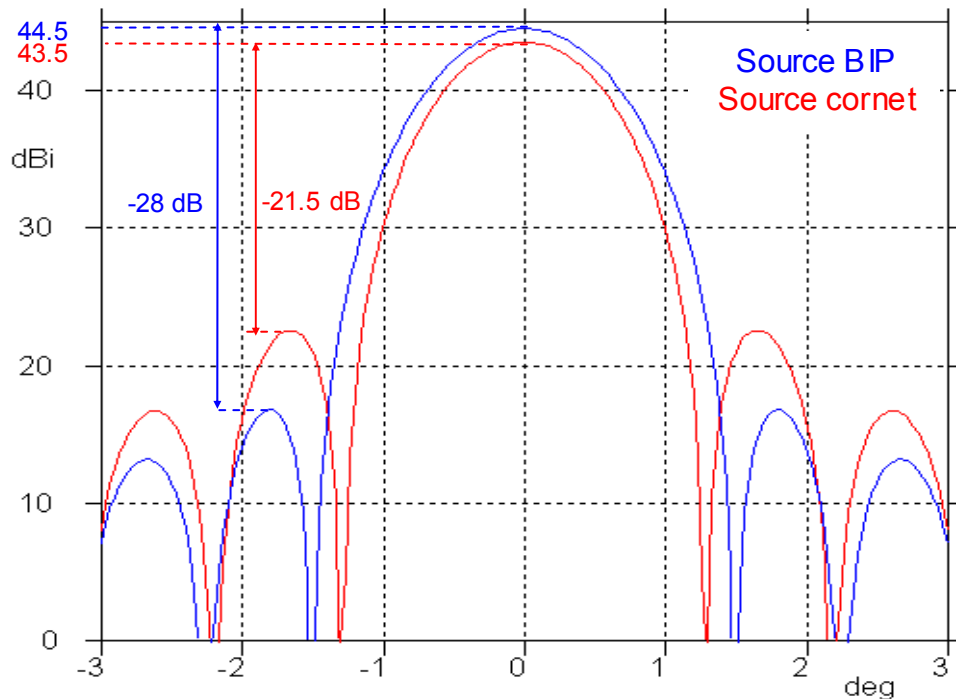


**Figure IV.48** : Polarisation principale et polarisation croisée dans le plan yoz

Le niveau de polarisation croisée par rapport au maximum est proche de la valeur référence de -25 dB permettant de limiter les interférences entre les faisceaux.

### V.2.2 - Comparaison : source BIP –source cornet

Que ce soit la batterie de cornet de dimensions égale à  $1.2\lambda$  ou le système BIP à la focale du réflecteur, seul l'élément central N°4 est alimenté et fonctionne dans le canal 3. La **Figure IV.49** permet de comparer dans le plan yoz les diagrammes de rayonnement du réflecteur parabolique avec les deux types de sources.



**Figure IV.49** : Diagramme de rayonnement du réflecteur dans le plan yoz avec deux types de sources : BIP et cornet

- **Gain** : Avec la source BIP, le gain maximum du réflecteur parabolique est augmenté de 1 dB. En effet, l'apodisation en bord du réflecteur est plus proche de la valeur idéale de -12.5 dB synonyme de facteur de rendement optimum (*figure IV.3*). Ce dernier est passé de 0.6 avec la source cornet qui engendre des pertes par

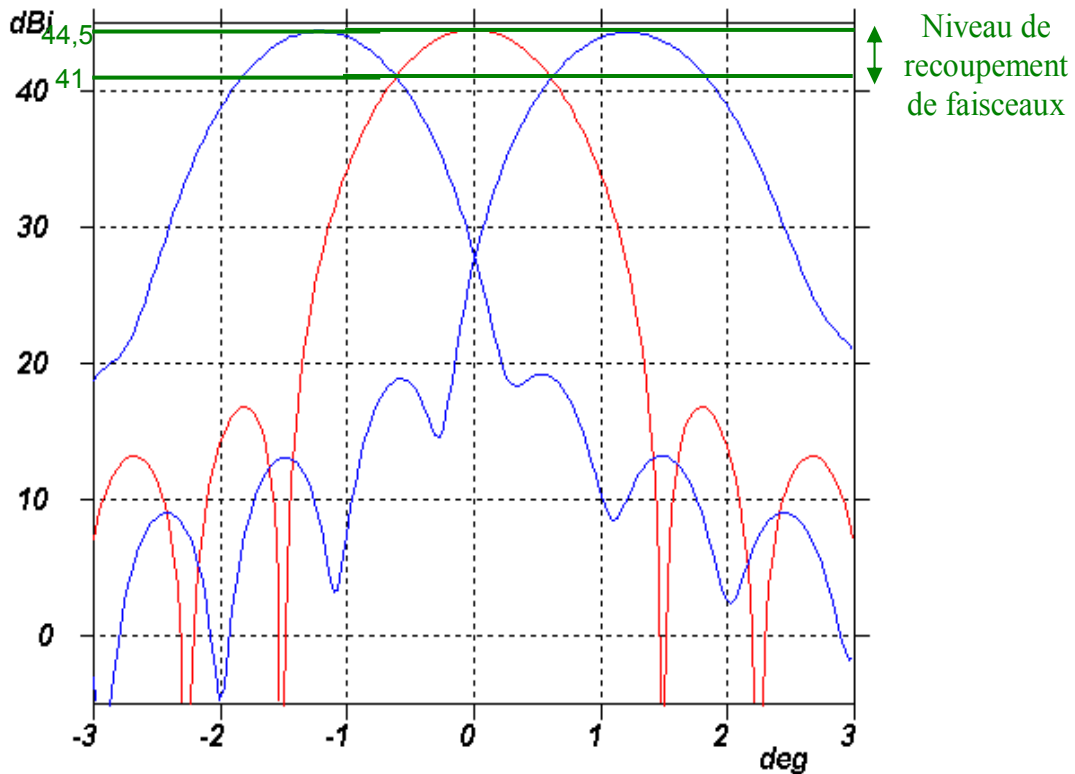
débordement importantes à 0.75 avec la source BIP. L'efficacité du réflecteur parabolique est donc augmentée de 40 %.

- Largeur du faisceau : le fait d'obtenir une apodisation plus importante avec la source BIP provoque un élargissement du faisceau malgré l'aspect contradictoire d'une hausse du gain. En fait, plus l'apodisation est forte plus on peut considérer que la surface rayonnante équivalente du réflecteur est petite. La physique a montré que plus cette surface est réduite, plus le lobe de rayonnement est large. Cependant, cette hausse de l'angle d'ouverture s'accompagne obligatoirement d'une baisse du gain maximum dans les antennes classiques. Mais dans le cas du réflecteur, la diminution du gain engendrée par les pertes par débordement est plus importante que celle engendrée par l'augmentation de la largeur du lobe principal. C'est pourquoi, il est possible d'obtenir un faisceau plus large avec un gain supérieur. Cependant, il ne faut pas que l'apodisation dépasse excessivement 12.5 dB afin que les pertes par rendement de surface (ou pertes par apodisation) ne deviennent préjudiciables.
- Niveau des lobes secondaires : La source BIP ayant un rayonnement plus directif que le cornet, les bords du réflecteur sont donc moins illuminés. La diffraction des arêtes est donc moindre provoquant ainsi une diminution des lobes secondaires. Dans une application multifaisceaux, le niveau des lobes secondaires est un critère primordial en terme d'isolation et d'interférence (valeur référence : -25 dB).

### **V.3 - Sept sources alimentées**

Les sept accès de la structure BIP sont successivement alimentés afin de déterminer le niveau de recouvrement entre faisceaux. Le canal de fonctionnement de chaque élément du dispositif BIP ainsi que l'apodisation qu'elles engendrent au niveau du réflecteur ont été présentées dans le tableau IV.7.

Les diagrammes de rayonnement du réflecteur parabolique ont été relevés dans le plan yoz car il coïncide avec le plan H où sont alignés les trois sources BIP (N°3,4 et 5) (**FigureIV.50**). Cette représentation met donc en évidence trois faisceaux qui se recouvrent pour les valeurs  $-0.65^\circ$  et  $0.65^\circ$ . La largeur angulaire des faisceaux équivaut donc à  $1.3^\circ$ .

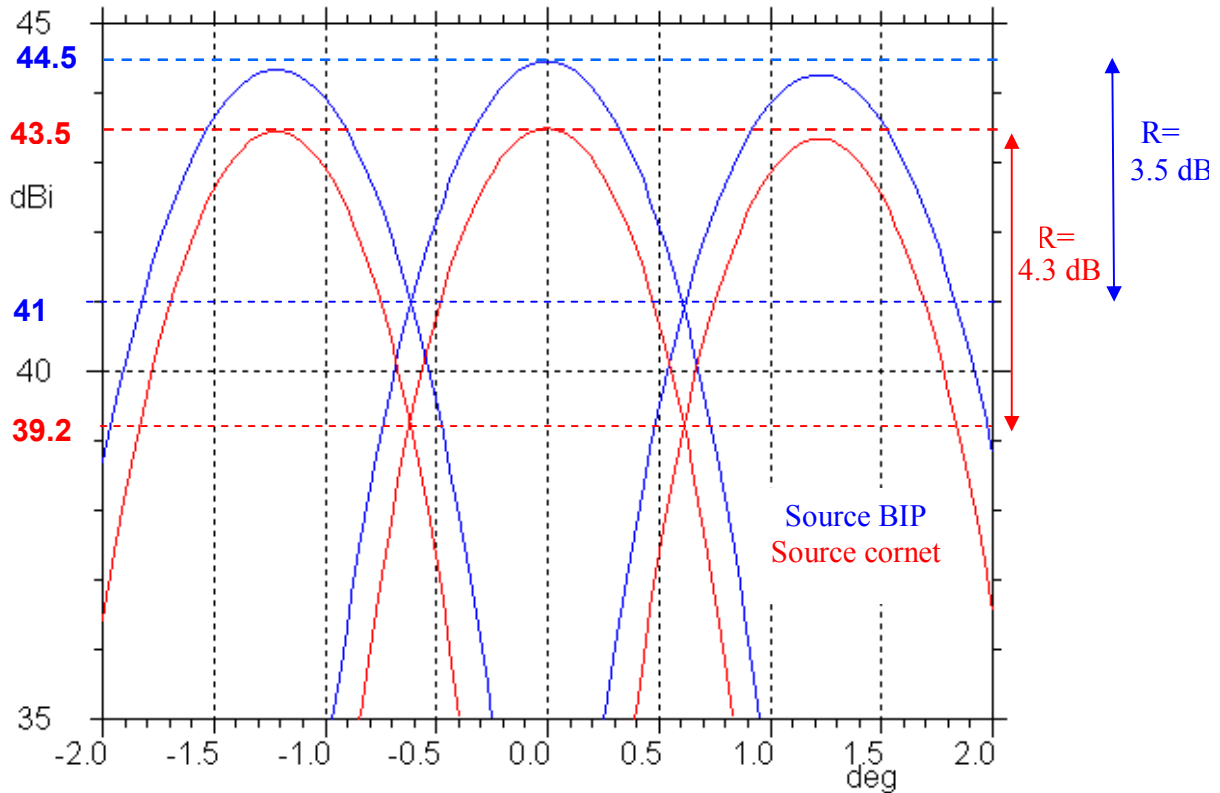


**Figure IV.50** : Diagramme de rayonnement du réflecteur dans le plan yoz

Le gain maximum présenté par les deux faisceaux extérieurs est inférieur à celui du faisceau central car les sources correspondantes sont légèrement défocalisées. Cette diminution du gain s'accompagne également d'une remontée des lobes secondaires.

La figure IV.50 met en évidence une notion primordiale pour les antennes à couverture cellulaire : le niveau de recouvrement des faisceaux  $R$ . Ce niveau correspond à la différence de gain entre le centre et le bord du faisceau qui est défini par l'intersection avec son faisceau contigu. D'après le paragraphe III.2.1.2 du chapitre 1 et l'annexe 1, le niveau de recouvrement des faisceaux ( $R = -3.5$  dB) permet de définir le niveau de recouvrement des spots  $S$  au sol qui est égale à  $-4.66$  dB. Cette grandeur caractérise la variation maximale du gain sur la couverture.

La **Figure IV.51** permet de comparer les faisceaux engendrés par le réflecteur dans le plan yoz avec les deux types de sources : cornets et BIP. Quel que soit le type d'élément qui illumine le réflecteur, les faisceaux se recoupent pour le même angle soit  $\theta = \pm 0.65^\circ$ . En effet, l'écart entre les faisceaux est principalement fixé par la distance entre les sources qui est de  $1.2 \lambda$  dans les deux cas (chapitre I § III.2.1.1). Les faisceaux sont donc de largeurs identiques au niveau de leur recouvrement c'est-à-dire  $1.3^\circ$ .



**Figure IV.51** : Comparaison des faisceaux engendrés par le réflecteur avec les deux types de sources : BIP et cornet

Quand les faisceaux se recoupent, le gain est augmenté de 1.8 dB avec le système BIP. Deux raisons peuvent expliquer cette amélioration. Tout d'abord, l'augmentation de l'efficacité du réflecteur provoque une croissance du gain. De plus, l'élargissement de l'angle d'ouverture des faisceaux dû à une apodisation accrue en valeur absolue permet de diminuer le niveau de recouvrement des faisceaux qui passe de 4.3 dB à 3.5 dB.

Le contact de ces faisceaux avec le sol définit les spots qui constituent la couverture terrestre. Selon la formule (IV.12) établie dans l'annexe 1, le niveau des recouvrement des spots au sol  $S_{dB}$  vaut 4.7 dB avec la structure BIP comme source du réflecteur et 5.7 dB avec les sources cornets.

$$S_{dB} = R_{dB} \times \frac{4}{3} \quad (IV.12)$$

Avec  $R_{dB}$  : Niveau de recouvrement des faisceaux en dB

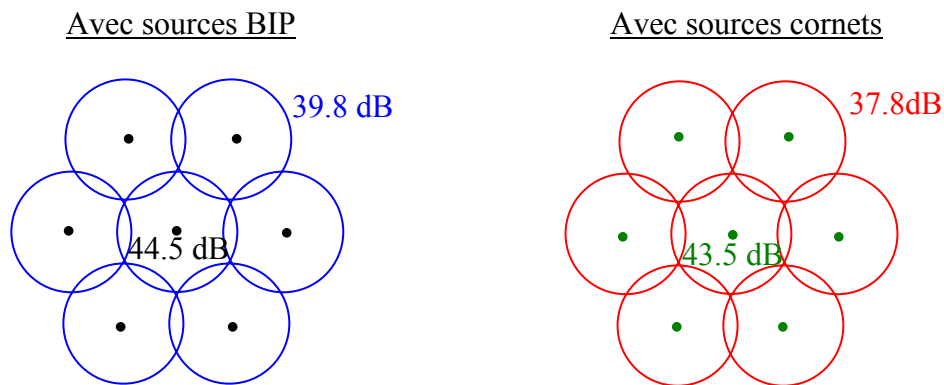


Le niveau de recouvrement des spots  $S_{dB}$  qui est la différence de gain entre le centre et le bord du spot correspond à la variation maximum du gain sur un spot et donc sur la couverture. Cette grandeur  $S_{dB}$  permet par conséquent de déterminer le gain minimal sur un spot et donc sur la couverture (IV.13). Cette valeur est de 39.8 dB dans le cas des sources BIP et 37.8 dB dans le cas de la batterie de cornets.

$$G_{\min} = G_{\max} - S_{dB} \quad (\text{IV.13})$$

Avec  $G_{\max}$  : Gain maximum au centre du spot = Gain maximum du faisceau

Une représentation de la couverture terrestre caractérisée par sept spots est donnée sur la **Figure IV.52** pour les deux types de sources illuminant le réflecteur parabolique.



**Figure IV.52** : Couverture terrestre pour deux types de sources du réflecteur : BIP et cornet

Un récapitulatif des valeurs clés d'une couverture multispots est donné dans le **Tableau IV.8** pour les deux types de sources cornet et BIP.

Quel que soit le critère de comparaison, la couverture multispots est améliorée avec l'utilisation du BIP résonant à défaut comme source de réflecteur. Le facteur le plus important qui est le gain minimum sur toute la couverture est rehaussé de 2 dB. La variation du gain sur un spot est diminuée de 1 dB améliorant ainsi l'homogénéité de la couverture. L'isolation entre les spots terrestres est également accrue par une diminution des lobes secondaires qui limite les interférences. Pour obtenir des résultats similaires avec une batterie de cornets, il

faudrait utiliser un réflecteur de plus grande dimension pénalisant en terme de poids et d'encombrement.

<i>Types de sources</i>		<i>BIP</i>	<i>CORNET</i>
<i>Gain maximum sur la couverture (dB)</i>		44.5	43.5
<i>Gain minimum sur la couverture (dB)</i>		39.8	37.8
<i>Variation du gain sur la couverture (dB)</i>		4.7	5.7
<i>Isolation entre les spots</i>	<i>Lobes secondaires (dB)</i>	-28	-21.5
	<i>Polarisation croisée (dB)</i>	-23	

**Tableau IV.8** : Valeurs clés de la couverture pour les deux types de sources du réflecteur

***CONCLUSION GENERALE***



Au cours de cette étude, nous avons montré la faisabilité et l'intérêt d'utiliser une antenne à cavité BIP à la focale d'un réflecteur parabolique multifaisceaux à couverture cellulaire. Ces travaux avaient pour objectif de remplacer les sources focales cornets qui génèrent des pertes importantes et qui sollicitent donc l'utilisation de systèmes auxiliaires. En effet, les structures actuelles nécessitent soit des dispositifs de formation de faisceaux placés en amont du réseau focal complexes, lourds et onéreux, soit une multitude de réflecteurs pénalisant en terme d'encombrement et de masse. Il s'agissait donc de concevoir une solution alternative simple, passive et à faible coût qui permet d'obtenir une couverture terrestre sans perte et homogène. Ces critères ont été respectés en définissant un réseau focal idéal, satisfait par l'utilisation de l'antenne à cavité BIP, qui ne requiert pas l'adjonction de dispositifs complémentaires.

Les principales étapes d'une étude de recherche et de développement appliquée à la conception de l'antenne requise ont été abordées au cours de ce mémoire.

Tout d'abord, un état de l'art des antennes spatiales a été proposé afin de mettre en évidence les exigences et les besoins de ce type d'aérien. Une étude détaillée du réflecteur parabolique multifaisceaux a été exposée pour caractériser l'influence des différents paramètres de l'antenne et donc définir une méthodologie de conception répondant favorablement aux exigences électromagnétiques requises sur la couverture terrestre. Cette analyse a mis en évidence les limites du dispositif passif composé d'un réflecteur parabolique à couverture cellulaire illuminé par une batterie de cornets. En effet, cette structure est affectée de pertes qui sont soit de débordement (énergie non captée par la parabole) quand les sources utilisées sont de petites tailles et donc peu directives, soit de recoupement entre faisceaux qui affecte l'homogénéité du gain sur la couverture quand les sources sont de grandes tailles et donc espacées (l'écart entre les faisceaux est fixé par l'écart entre les centres de phase des sources). L'antenne à cavité BIP excitée successivement par une multitude de sources élémentaires permet de générer sur sa surface des ouvertures rayonnantes de taille suffisante permettant la réduction des pertes par débordements au niveau du réflecteur. Ces ouvertures rayonnantes à l'origine de chacun des faisceaux constituant la couverture terrestre sont entrelacées sur la surface du matériau BIP afin de conserver une distance centre à centre réduite permettant de générer des faisceaux suffisamment proches qui limite les pertes par recoupement.

Le second chapitre décrit le fonctionnement de l'antenne à cavité BIP qui repose sur les propriétés de filtrage spatial et fréquentiel du matériau BIP à défaut. Une méthode de conception de l'aérien suivant la fréquence, la bande passante et la directivité désirés a été définie au cours de ce chapitre. Après avoir exposé les caractéristiques et le procédé de modélisation d'une antenne à cavité BIP excitée par un seul élément, une étude avec une multitude de sources a été exposée. La structure BIP conserve les mêmes propriétés électromagnétiques quelle que soit la position de l'excitation. Cependant, ces éléments doivent être suffisamment espacées de manière à limiter la perturbation au sein de la cavité BIP et ainsi garder un comportement identique de l'antenne quelle que soit la source excitée.

Le chapitre 3 a permis d'étudier une alternative à l'antenne plaquée qui excite traditionnellement l'antenne à cavité BIP. L'alimentation du dispositif a donc été réalisée par l'intermédiaire d'un guide d'onde standard, technologie très utilisée dans le domaine spatial où de fortes puissances sont mises en jeu. Un réseau de deux fentes séparées par  $\lambda_0/2$  excitées avec la même pondération en amplitude et en phase par le mode fondamental du guide définit une transition rayonnante idéale pour exciter l'antenne à cavité BIP. Une fente unique, caractérisée par un rayonnement omnidirectionnel dans le plan E, est à l'origine de lobes secondaires importants quand elle est associée à un demi-matériau BIP. La source élémentaire constituée d'un doublet de fentes, plus directive qu'une antenne plaquée, permet d'homogénéiser la distribution des champs sur la surface du matériau BIP et de s'affranchir du rayonnement parasite de la sonde d'alimentation qui se traduisent par une augmentation de la directivité de l'antenne à cavité BIP (à bande passante en rayonnement identique).

Dans le chapitre 4, l'optimisation d'un réflecteur parabolique à couverture cellulaire ( $F/D = 0.74$ ,  $H/D = 0.136$ ) par l'utilisation d'une structure BIP à sept accès a été effectué. Les sources focales traditionnelles cornets, possédant un écart centre à centre réduit de  $1.2 \lambda$  pour limiter les pertes par recoupement entre faisceaux, engendrent par leur directivité insuffisante des pertes par débordements importantes au niveau du réflecteur. L'antenne à cavité BIP qui est composée de 7 doublets de fentes alimentés par guide d'onde permet de générer 7 ouvertures rayonnantes entrelacées distantes centre à centre de  $1.2 \lambda$  et de taille suffisantes afin d'illuminer le réflecteur parabolique avec l'apodisation requise de -12,5 dB tout en limitant les pertes par recoupement. Les différentes étapes liées à la conception de cette structure BIP ont permis de caractériser l'influence de sources annexes proches ( $1.2 \lambda$ ) sur le

fonctionnement de l'antenne à cavité BIP. Le couplage entre éléments se traduit par des pertes mais également par une modification de champs au sein de la cavité qui transforme légèrement le comportement de l'antenne à cavité BIP. L'utilisation de la structure BIP en lieu et place des cornets à la focale du réflecteur améliore les performances du dispositif à couverture cellulaire :

- Rendement du réflecteur accru car les sources BIP illuminent le focaliseur avec une apodisation proche de -12.5 dB qui permet d'obtenir le meilleur compromis entre les pertes par apodisation et les pertes par débordement. Le gain maximum sur la couverture terrestre est augmenté de 1 dB.
- Niveau de recoupement des faisceaux plus faible car l'augmentation de l'apodisation permet de générer des faisceaux plus larges. La variation du gain sur un spot et donc sur la couverture terrestre est plus faible de 1dB.
- Gain minimum sur la couverture est par conséquent amélioré de 2dB
- Niveau des lobes secondaires amoindri car les arêtes du réflecteur diffractent moins avec les sources BIP plus directives. L'isolation entre les spots au sol est donc améliorée.

Pour obtenir des résultats similaires avec une batterie de 7 cornets, il faudrait utiliser un réflecteur parabolique 1.6 fois plus grand ou alors introduire des systèmes auxiliaires complexes.

Plusieurs perspectives peuvent être avancées à l'issue de ces études. La génération de la polarisation circulaire avec la structure BIP serait une première amélioration. Des doublets de fentes alimentés par des guides d'onde circulaires et disposés en croix ou en L sur le plan masse est une configuration pressentie pour transmettre la polarisation circulaire. Cependant, le demi matériau BIP à une seule périodicité transversale (matériau 2D) n'est pas envisageable car il autorise uniquement la propagation des champs à polarisation linéaire.

Nous avons vu que la présence de sources annexes rapprochées au sein d'une antenne à cavité BIP modifie légèrement son fonctionnement. Il est donc primordiale de mieux comprendre leur influence sur le comportement électromagnétique de l'antenne. Une première analyse a montré que le couplage modifiait légèrement la répartition des champs au sein de la cavité BIP. Une adaptation de chacune des sources sur son canal spécifique de fréquence

permettrait de limiter ce phénomène parasite. L'insertion de transformateurs d'impédances  $\lambda_g/4$  à l'intérieur des guides d'onde est en cours d'étude et paraît très prometteur.

La forme des diagrammes de rayonnement générés par l'antenne à cavité BIP est quelque peu exotique du fait de la présence des sources annexes qui modifie légèrement le fonctionnement de l'aérien. Dans le logiciel GRASP qui permet d'obtenir le rayonnement du réflecteur, il a été approximé que les sources focales possédaient un rayonnement de type gaussien et à symétrie de révolution. Il serait donc intéressant de caractériser le réflecteur parabolique illuminé par les diagrammes de rayonnements réels de la structure focale BIP. Cette analyse permettrait de déterminer si une forme non gaussienne procure de meilleurs résultats et donc définir une loi d'illumination idéale du réflecteur parabolique. Ainsi, nous pourrions concevoir une antenne à cavité BIP dont le rayonnement correspond au mieux à cette loi en modélisant judicieusement les sources au sein de la cavité BIP

La quatrième perspective concerne les contraintes thermiques et mécaniques imposées par le domaine spatial. La grande variation de température  $[-180^\circ; 150^\circ]$  modifient les propriétés électromagnétiques des matériaux. Il faudrait donc caractériser l'influence de ces fluctuations sur le fonctionnement de l'antenne à cavité BIP.

Les pertes diélectriques qui provoquent un échauffement limitant la durée de vie du matériau sont très pénalisantes dans le secteur spatial où de fortes puissances sont mises en jeu. Une antenne définie à partir d'un matériau BIP 3D qui possèdent moins de matières diélectriques pourrait être étudiée.

La sixième perspective serait de remplacer le matériau BIP diélectrique par un BIP métallique 3D qui est plus rigide, qui possède moins de pertes et qui est moins soumis aux contraintes thermiques et mécaniques.

L'antenne à cavité BIP en usage multi source conserve le même fonctionnement quelque soit la position de la source excitée. Cette propriété pourrait être utilisée pour d'autres applications : une antenne unique avec deux sources satisfaisant la voie d'émission et la voie de réception ou une antenne large bande utilisant une multitude de sources qui travaillent chacune dans un canal spécifique de la bande totale...



***ANNEXES***



## *ANNEXE 1*

### **LES ANTENNES**

#### **I - DEFINITION**

Une antenne est un transducteur entre un milieu de propagation et une liaison de transmission connectée au système avec lequel elle fonctionne. En effet, une antenne reliée à une ligne de transmission et rayonnant en espace libre peut être considérée comme un dispositif de couplage entre une onde guidée le long de la ligne et une onde rayonnée dans l'espace. Par conséquent, une antenne est un dispositif permettant de recevoir et d'émettre les ondes radioélectriques, donc de transformer l'énergie guidée en énergie rayonnée et vice et versa. Aussi, ce dispositif est en général réciproque. S'il est utilisé pour transmettre l'énergie électromagnétique d'une source radioélectrique vers le milieu de propagation, on l'appelle antenne d'émission. S'il est utilisé en sens inverse, on l'appelle antenne de réception.

Ses principaux rôles sont :

- permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation,
- assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées
- transmettre le plus fidèlement possible une information

De façon générale, divers paramètres sont utilisés pour décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Ces paramètres peuvent être classés en deux grands groupes. Le premier caractérise l'antenne considérée en tant qu'élément de circuit électrique et le

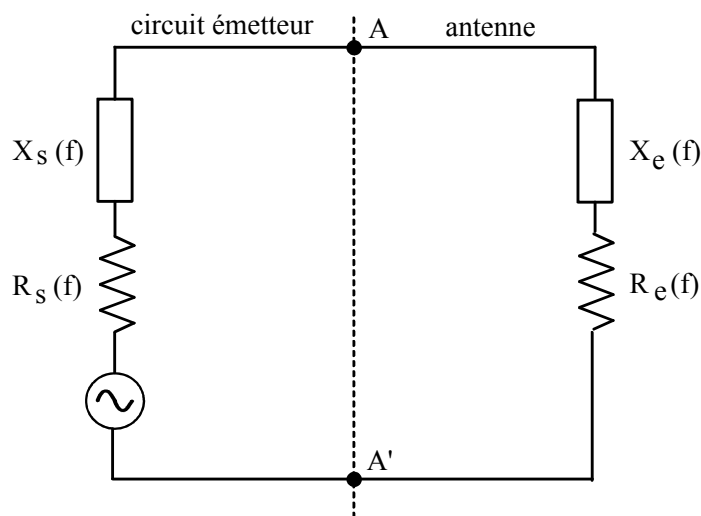
deuxième s'intéresse aux propriétés de rayonnement de l'antenne. La plupart de ces caractéristiques sont définies à partir de la notion de puissance (absorbée ou rayonnée).

## II - CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

Ces paramètres sont liés à la définition électrique de l'antenne au sein du circuit dans lequel elle est connectée. Ils permettent d'évaluer la charge apportée par l'antenne au circuit d'excitation et, ainsi, de caractériser l'efficacité du transfert de puissance entre le système radioélectrique et le milieu de propagation. Plusieurs paramètres peuvent servir à cette caractérisation mais nous ne définirons que les trois principaux : l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion et le taux d'onde stationnaire, présentés par l'antenne dans le plan de référence choisi.

### II.1 - Impédance d'entrée de l'antenne

En émission et conformément à la théorie des circuits linéaires, l'aérien peut être représenté par un dipôle d'impédance d'entrée complexe :  $Z_e(f) = R_e(f) + j X_e(f)$ , "chargeant" la sortie du circuit émetteur, modélisé par une source d'impédance interne :  $Z_s(f) = R_s(f) + j X_s(f)$  (**Figure A1.1**).



**Figure A1.1** : Schéma équivalent du dispositif à l'émission ((A, A') : plan de référence).

La partie réelle de l'impédance d'entrée  $R_e(f)$  caractérise la puissance dissipée par l'antenne sous forme de rayonnement et de pertes diverses dans sa structure (effet Joule, onde de surface, hystérésis diélectrique, etc.). La partie imaginaire  $X_e(f)$ , d'interprétation plus délicate, représente la puissance réactive concentrée au voisinage immédiat de l'antenne [A1.1].

## II.2 - Coefficient de réflexion et R.O.S.

Dans le plan de référence introduit précédemment, la discontinuité présentée par l'antenne peut être caractérisée par le coefficient de réflexion (en tension ou champ) :  $\rho$

Le coefficient  $\rho$  est alors lié à l'impédance d'entrée de l'antenne par la relation classique :

$$\rho = \frac{Z_e - R_0}{Z_e + R_0} \quad (\text{A1.1})$$

Avec  $R_0$  : Impédance de normalisation (égale à  $50 \Omega$  en technologie microonde).

Ce paramètre permet de caractériser l'adaptation de l'antenne qui est réalisée idéalement pour  $\rho = 0$  (absence d'onde réfléchie).

Dans la pratique, l'adaptation est caractérisée par le module du coefficient de réflexion ou, le plus souvent, par le "Rapport d'Onde Stationnaire" (R.O.S.) défini par :

$$\text{R.O.S.} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} = s \quad (\text{A1.2})$$

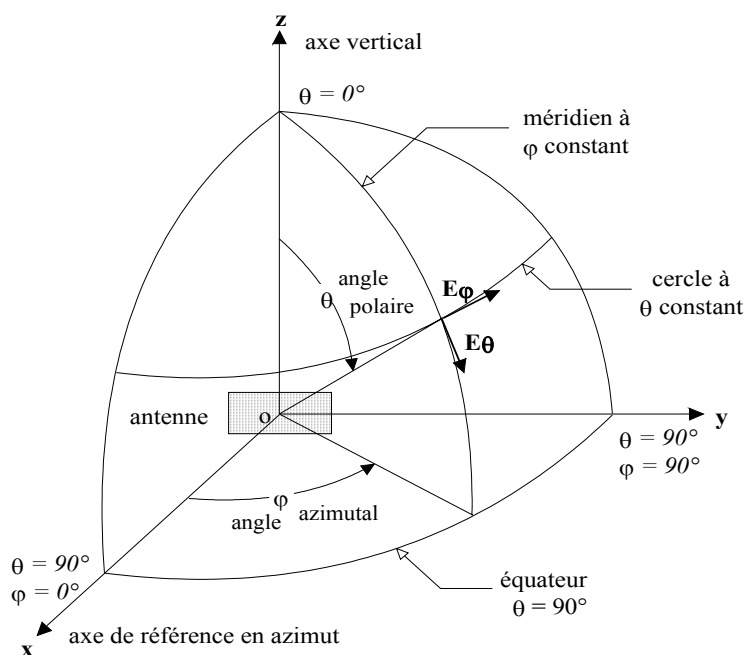
Le terme T.O.S. (Taux d'Onde Stationnaire) est également utilisé à la place de R.O.S.

### III - CARACTERISTIQUES DE RAYONNEMENT

Les notions évoquées dans ce chapitre sont utilisées pour caractériser le champ rayonné à grande distance de l'antenne dans tous l'espace. La plupart de ces notions sont définies pour l'antenne considérée en émission ou en réception, en vertu du théorème de réciprocité. Toutefois, certaines sont spécifiques à l'antenne en réception, comme par exemple la température de bruit.

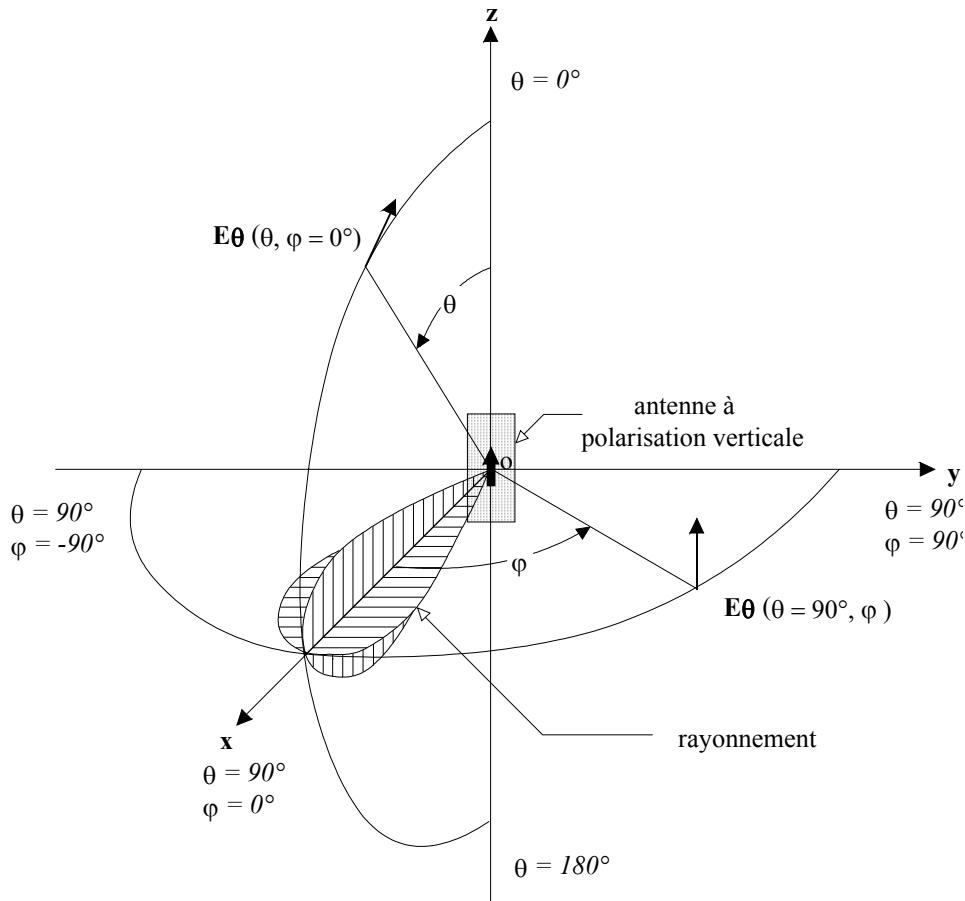
#### III.1 - Notions de plan de coupe

Pour permettre une caractérisation complète, les caractéristiques de rayonnement devraient être généralement présentées sous la forme d'un graphique en trois dimensions paramétré en fonction de la direction. Toutefois, pour une meilleure visualisation des diagrammes, ceux-ci sont présentés de préférence en série de plans de coupe particuliers fournissant suffisamment d'informations sur le rayonnement [A1.2]. La **Figure A1.2** montre une vue partielle de la sphère fictive sur laquelle sont évaluées les composantes de champs électriques servant à caractériser le rayonnement d'un aérien.



**Figure A1.2** : Définitions des coordonnées pour les tracés de diagramme.

La quantité à représenter étant vectorielle, chacune des intensités des composantes de champ électrique est typiquement montrée en fonction de la direction considérée. A titre d'exemple, supposons qu'une antenne soit polarisée verticalement avec un lobe de rayonnement principal dans la direction  $Ox$ , comme montré sur la **Figure A1.3**.



**Figure A1.3** : Plans de coupe caractérisant le rayonnement d'une antenne à polarisation verticale.

Sur cette figure, le plan  $xOy$  est le plan horizontal. Deux plans de coupe sont suffisants pour caractériser le rayonnement. Dans le plan  $xOy$  ( $\theta = 90^\circ$ ), la composante verticale  $E_\theta$  du champ électrique est tracé en fonction de l'angle d'azimut  $\varphi$ . Ce diagramme est généralement appelé diagramme du plan H et peut se désigner par  $E_\theta(\theta = 90^\circ, \varphi)$ . Dans le plan  $xOz$  ( $\varphi = 0^\circ$ ), la composante  $E_\theta$  de champ électrique est mesurée en fonction de l'angle polaire  $\theta$ . Ce diagramme est classiquement appelé diagramme du plan E et peut se désigner par  $E_\theta(\theta, \varphi = 0^\circ)$ . Ces diagrammes coupant le lobe principal de rayonnement en deux plans perpendiculaires entre eux, ils fournissent suffisamment d'informations pour caractériser complètement le rayonnement.

Si l'antenne est polarisée horizontalement, avec un lobe principal de rayonnement dans la direction  $Ox$ , les diagrammes sont évalués en fonction des angles  $\theta$  et  $\varphi$  dans les mêmes plans que pour l'antenne à polarisation verticale, mais où la composante de champ considérée est désormais la composante selon  $\varphi$  (horizontale). Les diagrammes significatifs sont alors identifiés par  $E_\varphi(\theta=90^\circ, \varphi)$  et par  $E_\varphi(\theta, \varphi=0^\circ)$ .

Cependant, dans le cas le plus général, les antennes présentent rarement une seule polarisation de champ. Si bien que pour l'antenne à lobe principal orienté selon l'axe  $Ox$ , l'observation des deux polarisations nécessite d'évaluer chacune des composantes de champ dans les deux plans.

Les diagrammes de rayonnement en champ ou en puissance sont classiquement tracés en valeur absolue ou relative. Ils sont également présentés sous forme de rapport exprimé en décibels et normalisé, soit par rapport à l'intensité maximale du champ dans une direction donnée, soit par rapport à un niveau de référence. Ce type de présentation est particulièrement usité car adapté au tracé de courbes présentant des variations de grandes amplitudes, comme c'est le cas des champs électromagnétiques issus d'antenne.

Parmi les différentes formes de diagramme, le rayonnement isotrope apparaît singulier et est souvent pris comme référence pour caractériser les autres diagrammes. Un rayonnement isotrope présente une densité de puissance par unité d'angle solide, appelée aussi intensité de rayonnement, égale quelle que soit la direction considérée.

### **III.2 - Diagramme de rayonnement**

Le diagramme de rayonnement d'une antenne s'obtient à partir du calcul de la densité de puissance rayonnée à grande distance par unité d'angle solide.

A grande distance  $r$  d'une antenne supposée à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction  $(\theta, \varphi)$ , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide,  $\psi$ , est alors une



grandeur indépendante de  $r$ , reliée au champ électrique (en régime harmonique) par la relation :

$$\psi(\theta, \varphi) = \frac{1}{2\eta} |\vec{E}(r, \theta, \varphi)|^2 r^2 \quad (\text{A1.3})$$

Avec  $\eta$  : Impédance d'onde dans le vide ( $120 \Omega$ )

Pour une meilleure interprétation des courbes, la densité de puissance rayonnée est souvent normalisée par rapport à sa plus grande valeur. Ainsi, en désignant par  $(\theta_0, \varphi_0)$  la direction du maximum de cette densité, la formule (A1.4) normalisée à 1 représente, par définition, le diagramme de rayonnement de l'antenne.

$$d(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\psi(\theta_0, \varphi_0)} \quad (\text{A1.4})$$

Ce diagramme, indépendant de la puissance d'alimentation de l'aérien, caractérise donc la répartition dans l'espace de la puissance rayonnée à grande distance.

### **III.3 - Gains**

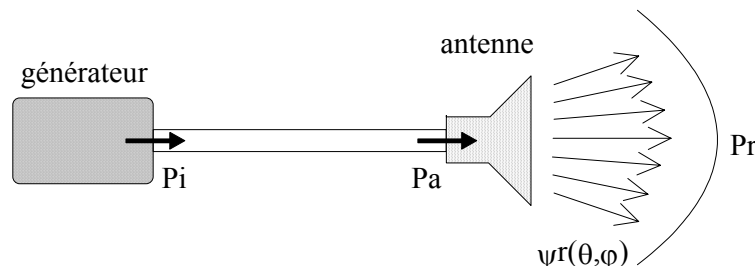
Le gain d'une antenne est une mesure importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

D'une façon générale, la fonction de gain, qui décrit la variation de puissance rayonnée en fonction de l'angle pour une antenne localisée à l'origine du référentiel, est définie par la relation (A1.5).

$$G(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{P}{4\pi}} \quad (\text{A1.5})$$

Avec  $\psi(\theta, \varphi)$  : Densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction  $(\theta, \varphi)$   
 $P$  : Puissance de référence.

Selon le choix de la puissance de normalisation  $P$ , trois définitions du gain sont communément utilisées (**Figure A1.4**).



**Figure A1.4** : Puissance de référence.

Avec  $P_i$  : Puissance incidente  
 $P_a$  : Puissance acceptée par l'antenne  
 $P_r$  : Puissance totale rayonnée

$$P_r = \iint_{4\pi} \psi(\theta, \varphi) d\Omega \quad (\text{A1.6})$$

Avec  $d\Omega$  : Angle solide élémentaire autour de la direction  $(\theta, \varphi)$ .

➤ Si  $P = P_a$  (puissance acceptée par l'antenne), alors la quantité :

$$G_a(\theta, \varphi) = \frac{\psi(\theta, \varphi)}{\frac{P_a}{4\pi}} \quad (\text{A1.7})$$

représente le gain intrinsèque de l'antenne et correspond à la définition de gain fournie précédemment. Cette définition ne prend pas en compte les pertes par désadaptation. Elle

mesure les pertes de l'antenne autre que le rayonnement. Cette définition montre, en outre, que des antennes à fort gain possèdent un lobe de rayonnement d'amplitude importante mais de largeur étroite et des lobes secondaires de faibles amplitudes.

- Si  $P = P_r$  (puissance totale rayonnée), la quantité :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{\frac{P_r}{4\pi}} \quad (\text{A1.8})$$

est appelée la directivité. Cette grandeur caractérise l'antenne seule et mesure sa capacité à concentrer l'énergie dans une direction donnée, sans tenir compte d'aucunes pertes.

- Si  $P = P_i$  (puissance incidente), la quantité :

$$G_r(\theta, \varphi) = \frac{\Psi(\theta, \varphi)}{\frac{P_i}{4\pi}} \quad (\text{A1.9})$$

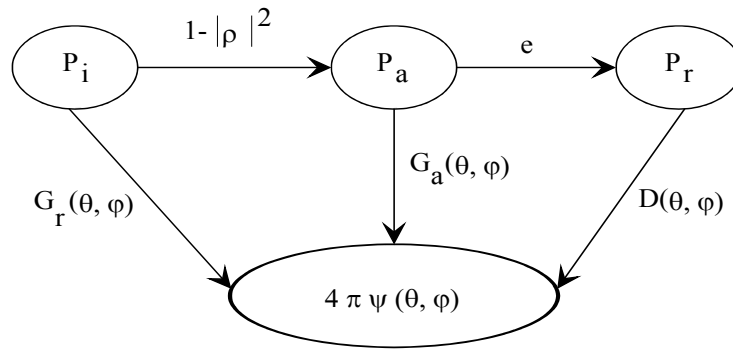
est appelée gain réalisé. Sa valeur prend en compte l'ensemble des pertes de l'antenne, désadaptation comprise.

Ces trois définitions de gain sont liées entre elles. Notamment, le gain réalisé est identique au gain de l'antenne, sous réserve que celle-ci soit parfaitement adaptée. De même, pour une antenne sans pertes, le gain et la directivité sont des grandeurs identiques. Le graphe de la **Figure A1.5** permet d'obtenir aisément les relations entre ces gains.

$$G_r(\theta, \varphi) = (1 - |\rho|^2) G_a(\theta, \varphi) = e(1 - |\rho|^2) D(\theta, \varphi) \quad (\text{A1.10})$$

Avec  $e$  : Efficacité de rayonnement de l'antenne,  $e = \frac{P_r}{P_a}$  (A1.11)

$|\rho|^2$  : Coefficient de réflexion en puissance.



**Figure A1.5** : Correspondance entre les paramètres de gain.

Le gain, grandeur sans dimension, est généralement exprimé par sa valeur en décibels :

$$G(\theta, \varphi)|_{\text{dB}} = 10 \log_{10} G(\theta, \varphi) \quad (\text{A1.12})$$

### III.4 - Polarisation

#### III.4.1 - Définitions

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente localement les propriétés d'une onde plane. Aussi, par définition, la polarisation d'une antenne dans une direction donnée est caractérisée par la projection dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine. La polarisation dépend de l'amplitude et de la phase des composantes orthogonales du champ électrique. En régime harmonique, dans la base  $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\varphi)$  des coordonnées sphériques  $(r, \theta, \varphi)$ , le champ électrique lointain peut s'écrire en un point fixé :

$$\vec{E}(t) = E_\theta(t) \vec{e}_\theta + E_\varphi(t) \vec{e}_\varphi \quad (\text{A1.13})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} E_{\theta}(t) = E_{\theta m} \cos(\omega t + \alpha_{\theta}) \\ E_{\varphi}(t) = E_{\varphi m} \cos(\omega t + \alpha_{\varphi}) \end{cases}$$

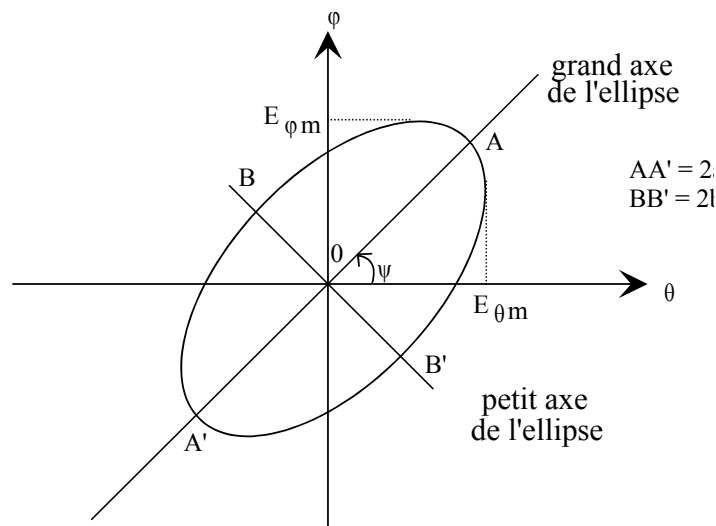
Où  $E_{\theta m}$ ,  $E_{\varphi m}$  : Amplitudes des composantes de champ électrique dans les directions  $\theta$  et  $\varphi$

En définissant  $\alpha$  comme la différence de phase entre les deux composantes,  $\alpha = \alpha_{\theta} - \alpha_{\varphi}$ , on montre [A1.3] que les composantes  $E_{\theta}$  et  $E_{\varphi}$  vérifient l'équation :

$$\frac{E_{\theta}^2(t)}{E_{\theta m}^2} + \frac{E_{\varphi}^2(t)}{E_{\varphi m}^2} - 2 \cos \alpha \frac{E_{\theta}(t) \cdot E_{\varphi}(t)}{E_{\theta m} \cdot E_{\varphi m}} - \sin^2 \alpha = 0 \quad (\text{A1.14})$$

Cette équation définit l'ellipse de polarisation du champ rayonné dans le plan  $(\theta, \varphi)$ . Comme montré sur la **Figure A1.6**, son centre est confondu avec celui du repère considéré et l'axe principal de l'ellipse est incliné par rapport à l'axe  $\theta$  d'un angle  $\psi$ , donné par :

$$\tan 2\psi = \frac{2E_{\theta}E_{\varphi} \cos \alpha}{E_{\theta}^2 - E_{\varphi}^2} \quad (\text{A1.15})$$



**Figure A1.6** - Ellipse de polarisation.

Dans le cas général, la polarisation d'une antenne est elliptique et dépend de la direction du rayonnement considéré.

Le sens de parcours de l'ellipse par l'extrémité du vecteur champ électrique définit le sens de la polarisation, qui est dite droite (respectivement gauche) pour un mouvement dans le sens horaire (respectivement inverse au sens horaire), l'observateur regardant dans le sens de la propagation de l'onde.

### Rapport d'ellipticité

Une polarisation se mesure généralement par son taux d'ellipticité (ou rapport axial)  $T$  qui est défini par l'égalité suivante :

$$T = \frac{\text{grand diamètre de l'ellipse}}{\text{petit diamètre de l'ellipse}} = \frac{a}{b} \quad (\text{A1.16})$$

En général,  $T$  est exprimé en décibels :

$$T_{(\text{dB})} = 20 \log_{10} \left( \frac{a}{b} \right) \quad (\text{A1.17})$$

Pratiquement, deux cas particuliers de polarisation sont le plus souvent recherchés :

- la polarisation rectiligne ( $T \rightarrow \infty$  ou  $T = 0$ ), obtenue quand le champ électrique reste parallèle à une direction fixe (l'ellipse dégénère alors en un segment de droite) ;
- la polarisation circulaire ( $T = 1$ ) droite ou gauche, réalisée lorsque les deux composantes du champ électrique vibrent en quadrature de phase ( $|\alpha| = \pi/2$ ) avec une même amplitude maximum ( $E_{\theta_m} = E_{\varphi_m}$ ), l'ellipse devenant alors un cercle.

Ainsi, dans chaque direction  $(\theta, \varphi)$  de l'espace, une antenne présente un certain "état de polarisation" entièrement caractérisé par la connaissance du taux d'ellipticité, du sens et de l'inclinaison  $\psi$  (par rapport à une direction de référence) du grand axe de l'ellipse de polarisation.

### III.4.2 - Diagramme de polarisation

Dans certains cas, il est nécessaire de pouvoir visualiser l'évolution de la polarisation dans des plans de coupe du diagramme de rayonnement. En général, cette exigence concerne les antennes polarisées circulairement.

Dans un plan de coupe donné, une représentation du taux d'ellipticité est réalisée en reportant sur un graphique, pour deux directions successives  $\theta$  et  $\theta + \Delta\theta$ , les valeurs du maximum (pour  $\theta$ ) et du minimum (pour  $\theta + \Delta\theta$ ) des courbes de polarisation.

## IV - TEMPERATURE DE BRUIT

La température de bruit d'une antenne est la mesure de la puissance de bruit qu'une antenne en mode de réception délivre au récepteur qui lui est connecté.

En effet, dans un système de réception radioélectrique, au signal utile se superpose du bruit inhérent aux divers éléments constitutifs (bruit interne), d'une part, et capté par l'antenne (bruit externe), d'autre part. Le bruit externe a pour origine des sources classées généralement en deux catégories selon qu'elles sont extraterrestres (corps célestes du système solaire, bruits galactiques, radiosources, "Big-Bang") ou terrestres (sol, atmosphère, sources artificielles). Ce bruit capté par l'antenne est déterminé par sa puissance moyenne  $P_n$ , que l'on peut caractériser par une température de bruit  $T_a$  (analogie avec le corps noir) telle que :

$$P_n = k_B T_a B \quad (A1.18)$$

Avec  $k_B$  : Constante de BOLTZMANN (=  $1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K)

B : Largeur de la bande de fréquence.

Dans la mesure où les sources de bruit occupent une position donnée par rapport aux coordonnées terrestres à un instant donné, la température de bruit d'une antenne dépend de sa position et de la forme de son diagramme de rayonnement. La température de bruit d'une antenne pour une direction donnée peut alors se calculer en additionnant les contributions de chaque source individuelle de bruit.

Le paramètre  $T_a$  est calculé en définissant pour chaque direction de l'espace une température de bruit, égale à la température absolue du corps noir qui rayonnerait une puissance identique à celle du bruit provenant de cette direction. Si  $T(\theta, \varphi)$  est la température de bruit dans la direction  $(\theta, \varphi)$  et  $G_a(\theta, \varphi)$  le gain de l'antenne, on montre alors que le paramètre  $T_a$  s'exprime sous la forme [A1.3].

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \iint_{4\pi} G_a(\theta, \varphi) T(\theta, \varphi) d\Omega \quad (\text{A1.19})$$

Avec  $d\Omega$  : Angle solide élémentaire autour de la direction  $(\theta, \varphi)$ .

Nous constatons que la température de bruit n'est pas une caractéristique intrinsèque de l'antenne car sa valeur dépend des sources de bruit externes existantes et de l'orientation de l'aérien.

**Remarque :**

La convention de gain utilisée inclut dans le terme  $T_a$  le bruit dû aux pertes dans l'antenne. Ainsi la température de bruit est évaluée en sortie de l'aérien (en entrée du récepteur). La relation entre la température de bruit et le facteur de bruit est :

$$F = 1 + \frac{T_a}{T_0} \quad (\text{A1.20})$$

Avec F : Facteur de bruit

$T_0$  : Température de référence, 290° Kelvin.



## **V - BANDE PASSANTE**

Un des rôles d'un aérien est de transmettre fidèlement les informations contenues dans une certaine bande de fréquences. Aussi, par analogie avec un filtre passe-bande, introduit-on la notion de bande passante d'une antenne. Toutefois, divers paramètres (gain, polarisation, adaptation, etc.) peuvent être retenus comme critères, chacun conduisant à une définition différente de la bande passante.

En pratique, selon le type d'application de l'aérien, certaines de ces grandeurs seront plus caractéristiques que d'autres. En particulier pour les antennes fonctionnant au voisinage de résonances parallèles à fort coefficient de qualité, l'adaptation en puissance de l'aérien semble être le critère le plus limitatif [A1.4]. Dans ce cas, la bande passante d'une antenne est définie comme l'excursion de fréquence pour laquelle le taux d'onde stationnaire est inférieur à une valeur donnée.

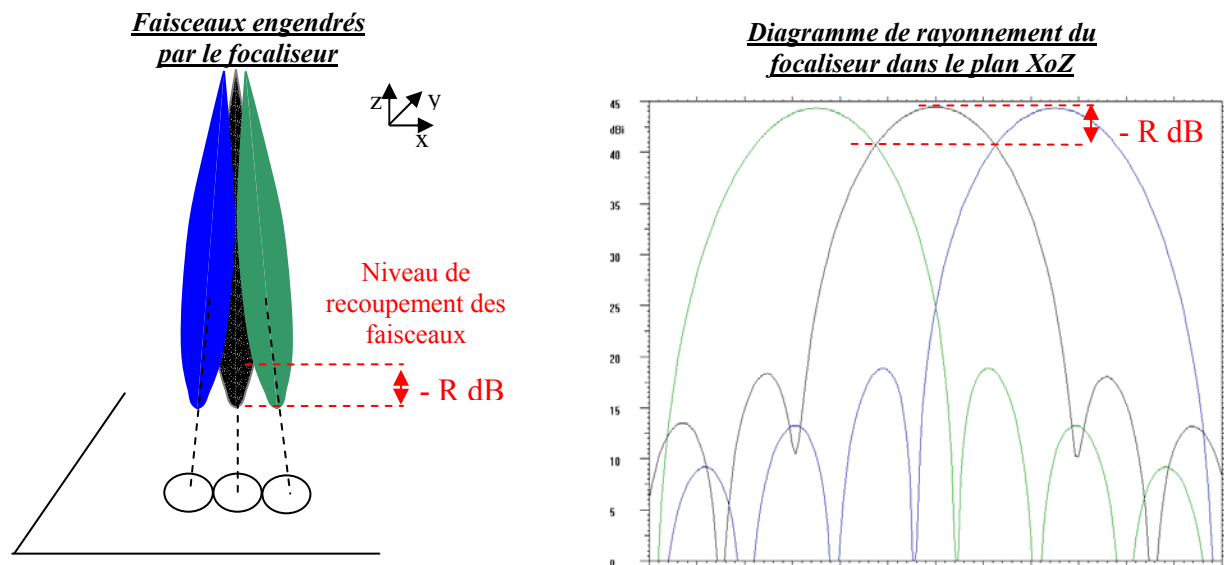


## ANNEXE 2

### CALCUL DU NIVEAU DE RECOUPEMENT DES SPOTS

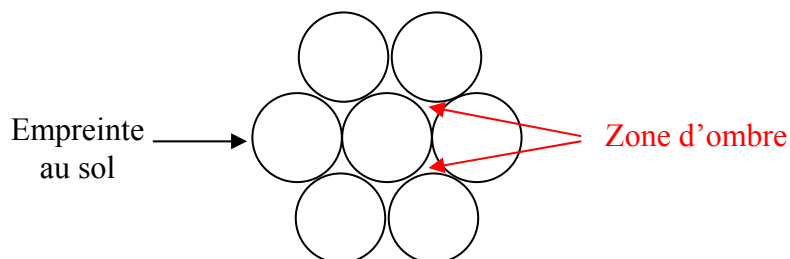
#### I - NOTION DE FAISCEAUX ET DE SPOTS

Le diagramme de rayonnement d'une antenne spatiale est typiquement caractérisé par un lobe principal qui concentre la plupart de la puissance rayonnée dans une direction définie. Ce lobe principal est classiquement appelé faisceau et son intersection avec la terre constitue un spot. La largeur angulaire d'un faisceau correspond à l'angle au niveau du recouvrement avec les faisceaux contigus. Il est donc possible de déterminer ce niveau de recouvrement des faisceaux par le biais du diagramme de rayonnement du focaliseur dans le plan E ou le plan H comme le montre la **Figure A2.1**.



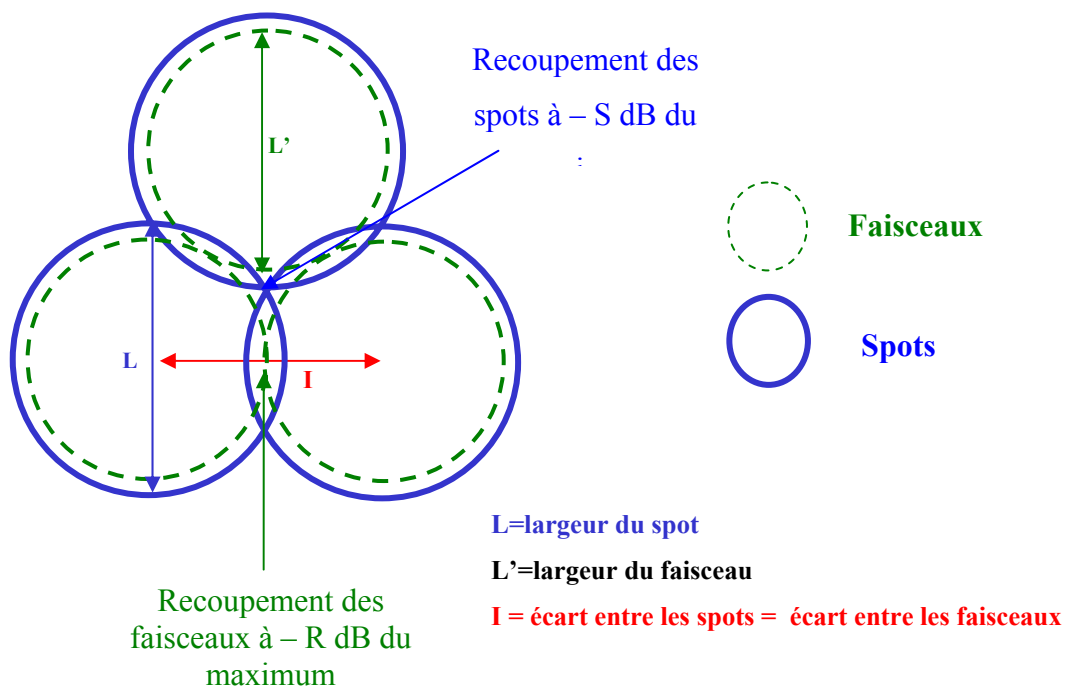
**Figure A2.1** : Représentation du niveau de recouvrement des faisceaux

Les empreintes sur Terre engendrées par ces faisceaux, données sur la **Figure A2.2** sont caractérisées par des zones d'ombre.



**Figure A2.2** : Empreintes sur Terre

Cependant, une couverture classique composée de spots est légèrement différente de la configuration présentée **Figure A2.2**. En fait, la taille typique d'un spot est supérieure à l'empreinte définie **Figure A2.2** afin qu'il y ait entrelacement et donc élimination de ces zones d'ombres. Par conséquent, le niveau de recouvrement des faisceaux contigus ne correspond pas au niveau de recouvrement des spots comme le montre la représentation dans le plan XoY (**Figure A2.3**).



**Figure A2.3** : Niveau de recouvrement des spots

Le niveau de recouvrement des spots n'est pas aisé si l'on n'a pas accès au rayonnement en 3D du réflecteur. Par conséquent, il faut l'exprimer en fonction du niveau de recouvrement des faisceaux que l'on peut déterminer simplement à partir du diagramme de rayonnement en deux dimensions du focaliseur.

## **II - EXPRESSION DU NIVEAU DE RECOUPEMENT DES SPOTS**

Grâce à des formules géométriques simples du triangle équilatéral, il est possible de déterminer la largeur d'un spot  $L$  en fonction de la distance centre à centre  $I$  :

$$L = \frac{2}{\sqrt{3}} \times I \quad (\text{A2.1})$$

Cet écart entre les spots (ou entre les faisceaux)  $I$  est identique à la largeur d'un faisceau  $L'$ . Il est donc possible d'exprimer la largeur d'un spot  $L$  en fonction de la largeur d'un faisceau  $L'$  :

$$L = \frac{2}{\sqrt{3}} \times L' \quad (\text{A2.2})$$

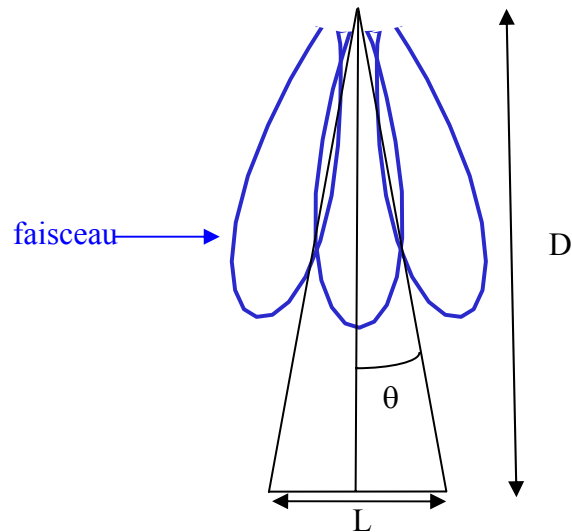
La largeur angulaire  $2\theta$  d'un faisceau engendrant une empreinte de largeur  $L$  est schématisée sur la **Figure A2.4**.

Son expression vaut :

$$2\theta = 2\arctan\left(\frac{L}{2D}\right) \quad (\text{A2.3})$$

Avec  $L$  : Largeur de l'empreinte

$D$  : Distance satellite – Terre



**Figure A2.4 :** *Largeur angulaire*

Les angles étant de petites dimensions, l'expression (A2.3) devient :

$$2\theta = \frac{L}{D} \quad (\text{A2.4})$$

De même, la largeur angulaire  $2\theta'$  du lobe engendrant un spot de largeur  $L'$  vaut :

$$2\theta' = \frac{L'}{D} \quad (\text{A2.5})$$

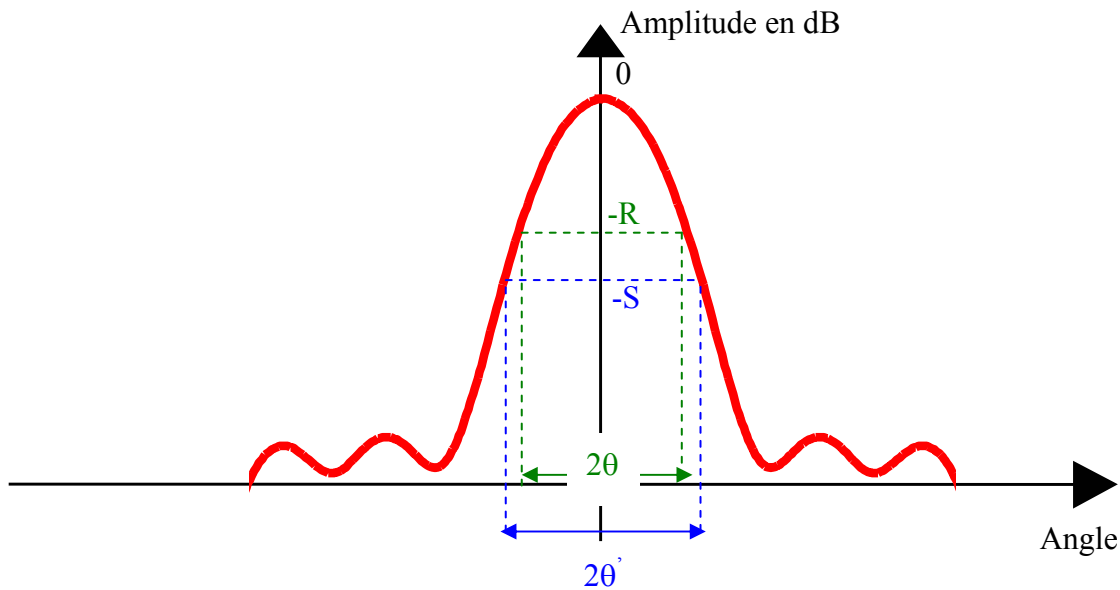
D'après (A2.2), (A2.4) et (A2.5) on a :

$$\theta = \frac{2}{\sqrt{3}} \times \theta' \quad (\text{A2.6})$$

Avec  $\theta$  : Demi angle du faisceau engendrant une empreinte de largeur  $L$

$\theta'$  : Demi angle du lobe engendrant un spot de largeur  $L'$

La forme du lobe principal du diagramme de rayonnement peut être approximé par une loi gaussienne. Il est donc possible d'exprimer (A2.5) les angles d'ouverture en fonction des amplitudes correspondantes (**Figure A2.5**).



**Figure A2.5** : Largeur angulaire

$$\frac{\theta}{\theta'} = \sqrt{\frac{-R}{-S}} \quad (\text{A2.7})$$

Avec  $\theta$  : Demi angle du faisceau engendrant une empreinte de largeur  $L$

$\theta'$  : Demi angle du lobe engendrant un spot de largeur  $L'$

$R$  : différence d'amplitude en dB entre le maximum et la valeur correspondant à  $\theta$

$S$  : différence d'amplitude en dB entre le maximum et la valeur correspondant à  $\theta'$

A partir des formules (A2.6) et (A2.7), le niveau de recouvrement des spots  $S$  (en dB) peut être exprimé en fonction du niveau de recouvrement des faisceaux  $R$  (en dB) :

$$S = \frac{4}{3} \times R \quad (\text{A2.8})$$





## *ANNEXE 3*

### **La méthode des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D.)**

#### **I - INTRODUCTION**

L'étude d'aériens dans leur contexte requiert des méthodes de simulation rigoureuses. En effet, par définition, ces antennes nécessitent un calcul théorique sur une large bande de fréquence (souvent plus d'une octave) et ceci avec une grande précision. C'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser un outil développé au sein de l'équipe Electromagnétisme de l'IRCOM utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée **F.D.T.D.** pour Finite Difference in Time Domain. Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. La puissance de la méthode permet, en outre, la modélisation des sources d'excitation, la simulation de l'espace libre, le traitement de problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince, ...) et l'utilisation de divers types de matériaux (dispersifs, anisotropes, ...). Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne et son environnement proche.

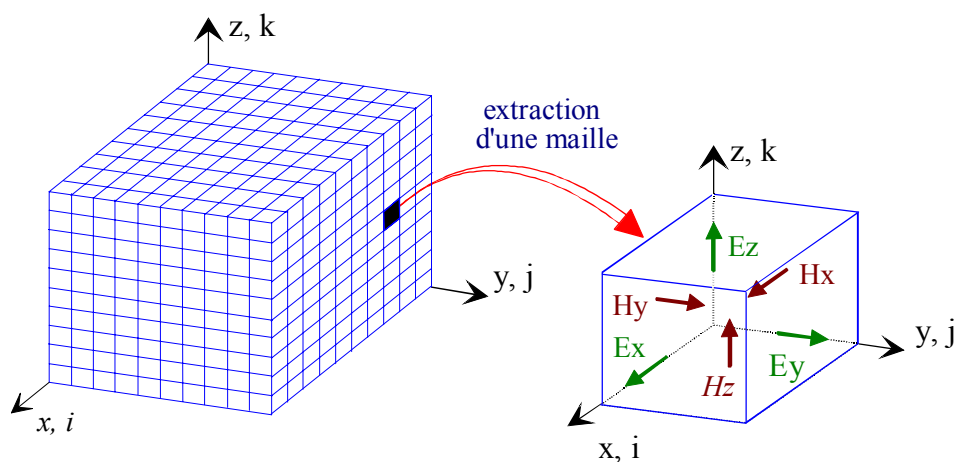
L'utilisation de la méthode F.D.T.D. dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Yee en 1966 [A3.1]. L'amélioration des performances des calculateurs a permis le traitement numérique de problèmes à l'aide de cette méthode et la démonstration de la puissance des différences finies a été faite par Taflove en 1975 [A3.2]. Les premières études portaient essentiellement sur des problèmes de diffraction d'ondes électromagnétiques par des obstacles métalliques et de compatibilité électromagnétique. Puis le domaine d'application s'est élargi à la résolution de problèmes comportant des sources

localisées permettant entre autres le traitement rigoureux de discontinuités dans les lignes microrubans [A3.3] et l'étude des antennes imprimées [A3.4][A3.5].

A la méthode à formulation rigoureuse, permettant la résolution de problèmes d'électromagnétisme en zone proche et dans le domaine temporel, ont été associées différentes techniques de calcul des champs électromagnétiques en zone lointaine pour des calculs de paramètres d'antennes (diagramme de rayonnement, gain, taux d'ellipticité,...). Il s'agit de techniques harmoniques principalement adaptées aux cas des antennes [A3.6], [A3.7]. Ainsi, nous obtenons un outil à formulation rigoureuse calculant dans le domaine temporel les champs proches et dans le domaine fréquentiel les champs lointains.

## II - METHODE DES DIFFERENCES FINIES DANS LE DOMAINE TEMPOREL

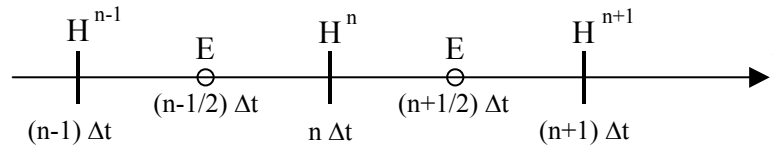
Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell à l'aide d'un schéma explicite aux différences finies centrées. La résolution des équations de Maxwell exprimées sous leur forme locale a été effectuée pour la première fois par Yee (1966). Cette résolution numérique nécessite une discrétisation spatio-temporelle. Le volume de l'espace est donc discrétisé en cellules simples (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques (**Figure A3.1**).



**Figure A3.1 :** *Volume de calcul et cellule élémentaire*

L'espace physique considéré est ainsi divisé en cellules élémentaires dans lesquelles les six composantes des champs électromagnétiques sont calculées.

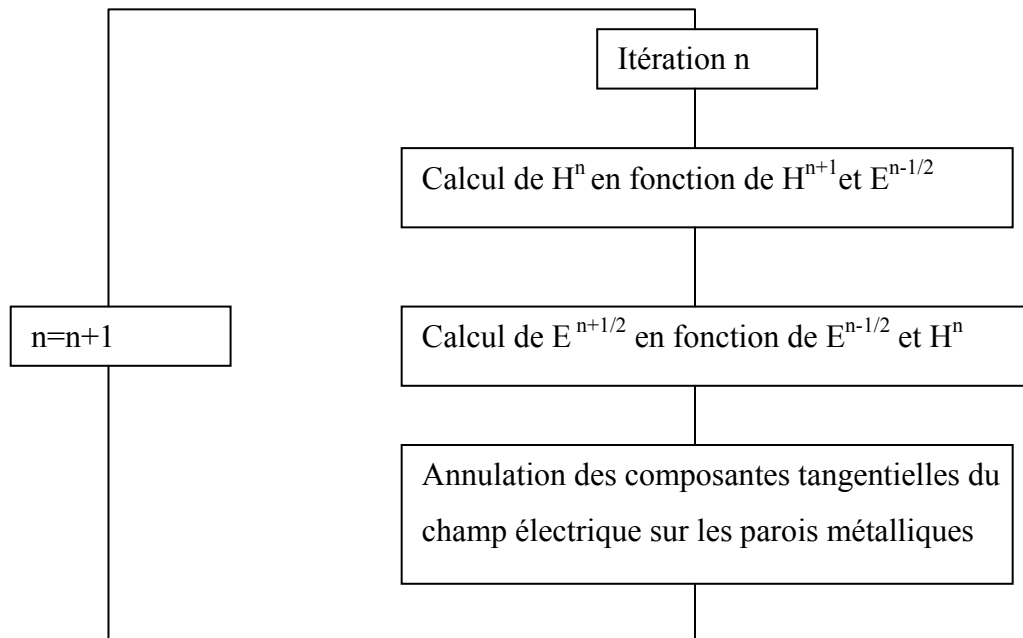
La discrétisation temporelle est effectuée avec des pas d'échantillonnage constants,  $\Delta t$ , comme représenté ci-dessous (**Figure A3.2**).



**Figure A3.2** : *Discrétisation temporelle*

Les champs magnétiques sont évalués à des instants multiples pairs du demi-pas  $\Delta t/2$  d'échantillonnage temporel et les champs électriques aux instants multiples impairs. Le choix de cette discrétisation spatio-temporelle est imposé par la nécessité de centrer les dérivées spatiales et temporelles.

Les expressions des équations de Maxwell discrétisées (**annexe 8**) sont introduites dans l'algorithme de calcul présenté sur la **Figure A3.3**.

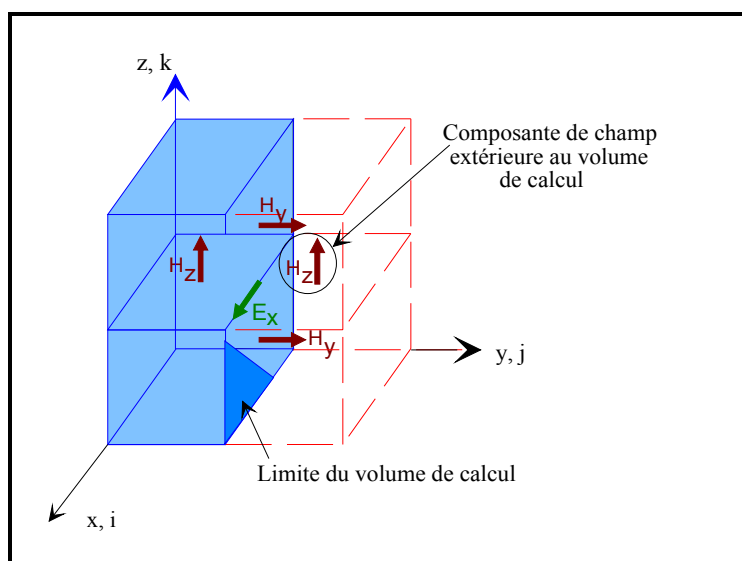


**Figure A3.3** : *Algorithme de calcul des champs*

Pour être appliqué au cas spécifique des antennes, cet algorithme de calcul nécessite certaines extensions, comme la simulation de l'espace libre, le traitement des interfaces diélectriques, la modélisation des fils, ou encore le calcul du champ rayonné à l'infini. Ces différentes méthodes sont brièvement décrites dans les paragraphes suivants.

## II.1 - Problèmes aux limites

Le volume de calcul utilisé par la méthode des différences finies comprend, outre le maillage de l'objet étudié, la discrétisation de l'espace autour de cet objet. Cette dernière est assez délicate puisqu'elle doit simuler un espace libre, supposé infini. Or, la capacité de calcul étant nécessairement finie, un problème survient dans le calcul des champs situés à la limite du volume. En effet, comme le montre la **Figure A3.4**, il est impossible de déterminer, par exemple, la composante  $E_x$  aux frontières du domaine discrétisé, car il serait nécessaire de connaître la valeur de  $H_z$  à l'extérieur de ce même volume.



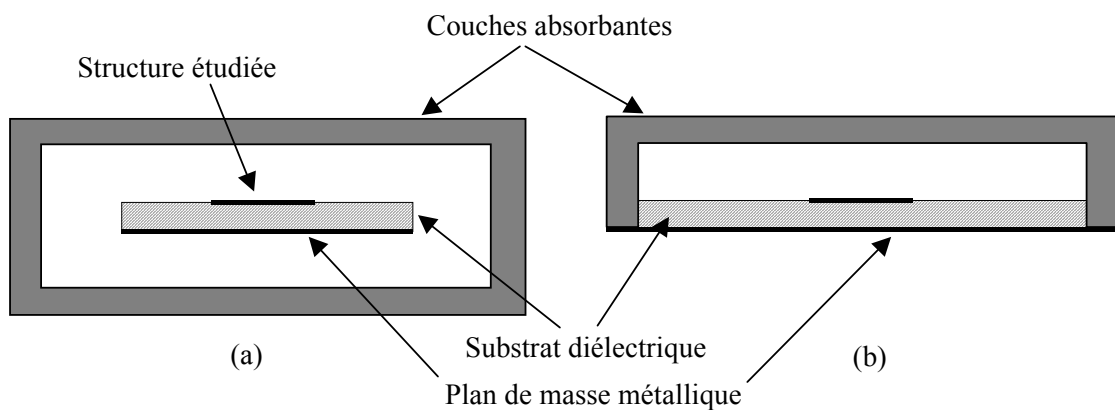
**Figure A3.4** : *Calcul de  $E_x$  aux frontières du maillage*

Une annulation pure et simple de cette composante  $E_x$  équivaldrait à placer un court-circuit électrique qui créerait des réflexions parasites des ondes aux frontières du domaine de calcul et perturberait le calcul des champs électromagnétiques à l'intérieur de celui-ci.

Pour résoudre ce problème, il existe une méthode de calcul dite des « couches absorbantes », qui consiste à simuler l'espace infini par des couches placées aux limites de l'espace discrétisé, et atténuant les ondes réfléchies [A3.8].

A l'heure actuelle, les plus efficaces sont les couches absorbantes dites **P.M.L.** (Perfectly Matched Layers), développées par Bérenger [A3.9]. Précisons qu'il existe un autre type de couches absorbantes communément utilisées dans la littérature, appelées **A.B.C.** (Absorbing Boundary Condition) pour lesquelles les premiers travaux ont été publiés par Mur [A3.10] et Liao [A3.11].

Le principe théorique des couches P.M.L. est de traiter séparément les composantes des champs électriques et magnétiques dans la région absorbante, avec la possibilité d'imposer des pertes différentes, pour chaque composante. Ces développements originaux ont permis de créer un milieu non physique, dont le coefficient de réflexion est indépendant de l'angle d'incidence et de la fréquence de l'onde à absorber. De ce fait, il n'est pas obligatoire de les placer loin de la structure pour faire une approximation de l'onde par une onde plane (**Figure A3.5**).



**Figure A3.5** : Exemple de volume de calcul d'une antenne sur plan de masse limité (a) et infini(b)

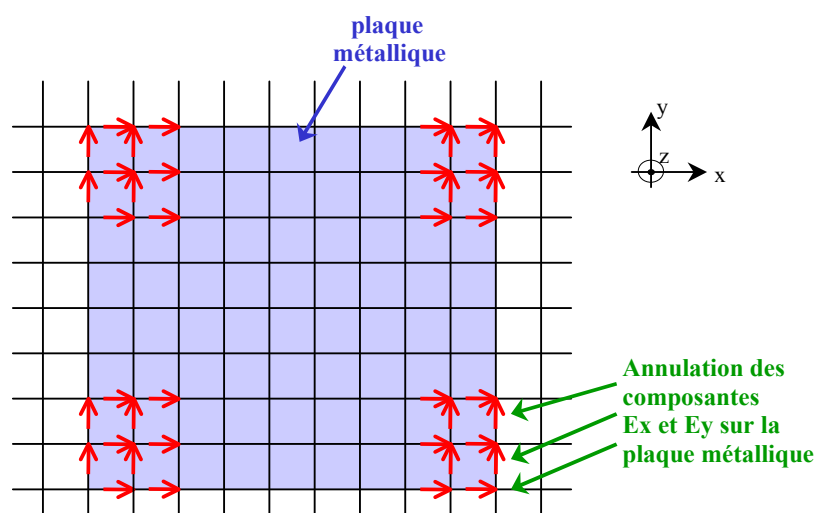
Dans le code des différences finies utilisé, les caractéristiques des couches P.M.L. sont calculées en fonction des paramètres suivants :

- la précision voulue qui fixe l'épaisseur des couches
- le coefficient de réflexion sous incidence normale
- la position des couches P.M.L. par rapport à la zone neutre comprenant les éléments métalliques, les fils minces et une surface fictive sur laquelle seront localisés les courants équivalents qui serviront au calcul du diagramme de rayonnement.

## II.2 - Modélisation des surfaces métalliques et des interfaces diélectriques

### II.2.1 - Surfaces métalliques

Les surfaces métalliques sont simulées en annulant les composantes tangentes du champ électrique (condition de court-circuit parfait), la conductivité de ces plaques étant considérée infinie. Un schéma de la discrétisation de la plaque métallique, ainsi que des composantes du champ électrique qui doivent être forcées à zéro, est proposée sur la **Figure A3.6**.



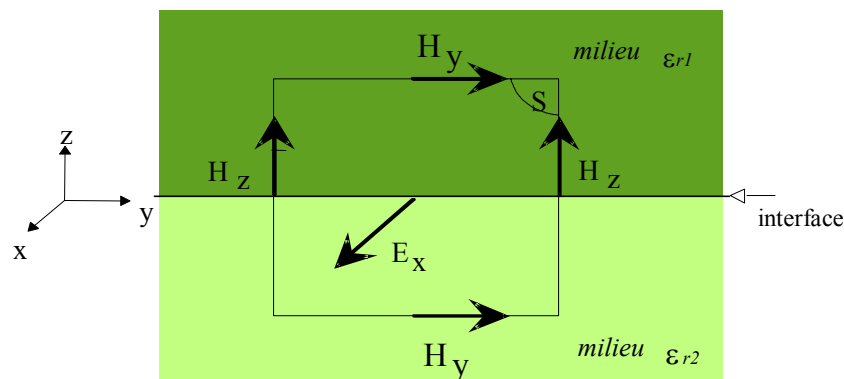
**Figure A1.6** : *Plaque métallique (vue de dessus)*

Le fait d'annuler les composantes du champ électrique sur le contour de la plaque métallique, soulève une ambiguïté quant à ses limites exactes. Celles-ci sont comprises entre les dimensions définies par le maillage et un contour supérieur d'une demi-maille de part et d'autre. Ceci engendre donc une source d'erreur sur la connaissance précise de la fréquence de résonance d'une antenne, liée aux dimensions des éléments métalliques.

Pour connaître les dimensions réelles modélisées d'une plaque métallique, une étude paramétrique [A3.12] a été menée et la confrontation entre la théorie et la mesure a conduit à un facteur empirique égal à 0,75. Par exemple, la longueur  $L$  d'une plaque modélisée par  $n$  cellules élémentaires de dimensions  $\Delta$  sera égale à :  $L=(n+0,75).\Delta$

## II.2.2 - Interfaces diélectriques

Le traitement d'une interface séparant deux milieux diélectriques linéaires, homogènes et isotropes pose un problème lors de la discrétisation des équations de Maxwell. En effet, le traitement numérique se fait d'après le calcul des composantes tangentielles du champ électrique à l'interface en considérant l'intégration sur un contour situé en partie dans un milieu de permittivité relative  $\epsilon_{r1}$ , et d'autre part dans un second milieu de permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  (**Figure A3.7**).



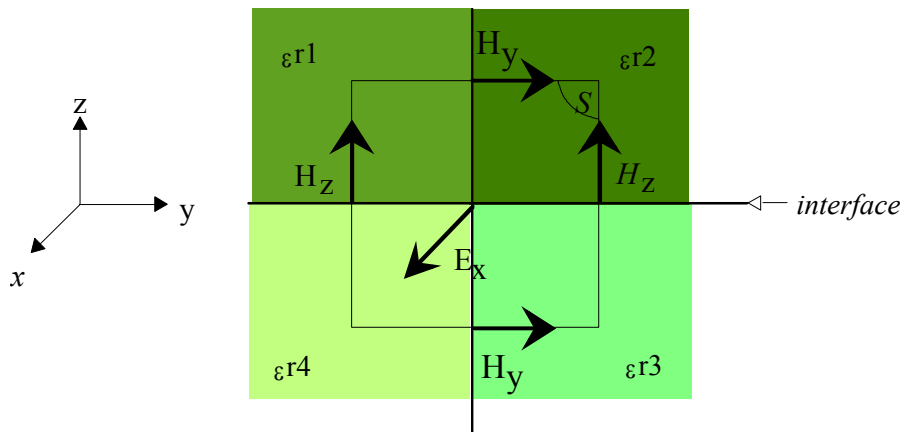
**Figure A3.6** : Traitement de l'interface, composante  $E_x$

L'expression de l'équation de MAXWELL-AMPERE sous forme intégrale nécessite la discrétisation de l'intégrale suivante :

$$\iint_S \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} dS \quad (\text{A3.1})$$

Les composantes tangentielles du champ électrique à l'interface des diélectriques sont donc considérées dans un milieu équivalent de permittivité relative  $\varepsilon_{eq} = (\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2})/2$ , correspondant à la valeur moyenne des permittivités relatives des matériaux.

De manière plus générale, un développement similaire permet de traiter les composantes du champ électrique sur n'importe quel nœud diélectrique (**Figure A3.8**), selon  $\varepsilon_{eq} = (\varepsilon_{r1} + \varepsilon_{r2} + \varepsilon_{r3} + \varepsilon_{r4})/4$  et de tenir compte des limitations géométriques des matériaux diélectriques suivant les trois directions spatiales.



**Figure A3.7** : Traitement de la composante  $E_x$  sur un nœud diélectrique

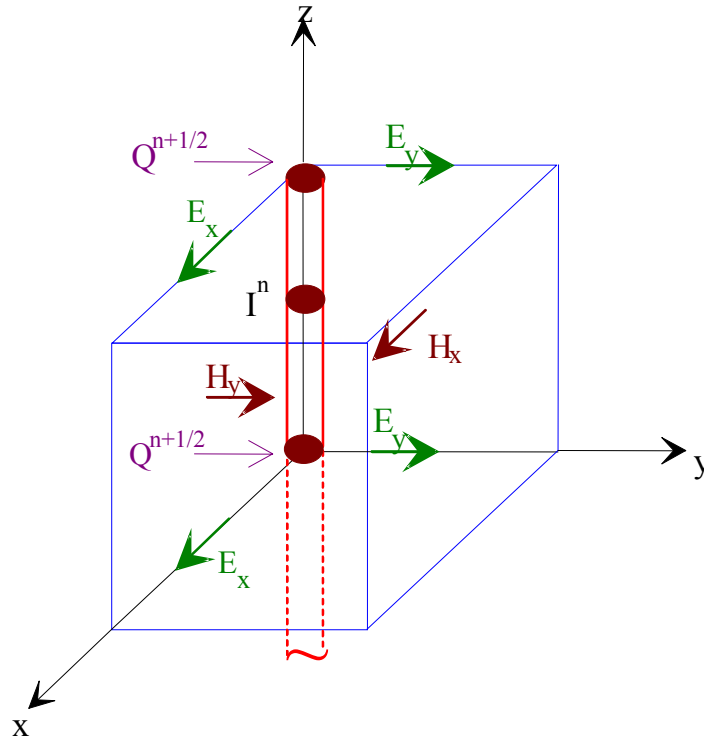
### II.3 - Modélisation des fils

Le besoin de traiter des fils fins au sein de grandes structures a conduit à l'élaboration d'un formalisme particulier des fils dû à Holland [A3.13]. Cette méthode permet de modéliser les fils sans devoir accroître de façon trop importante la résolution de discrétisation spatiale. En effet, ceux-ci ne sont pas maillés mais pris en compte grâce à deux grandeurs que sont le



courant  $I$  et la charge linéique  $Q$  induits sur les fils [A3.14]. Ces grandeurs viennent s'ajouter aux six composantes de champs  $E$  et  $H$ .

Le fil est disposé le long d'une arête et les points de calcul des charges et des courants sont décalés d'un demi-pas spatial et d'un demi-pas temporel, de façon duale aux champs électrique et magnétique, comme le montre la **Figure A3.9**.



**Figure A3.8** : Localisation de  $I$  et  $Q$  sur le fil

La détermination des deux équations reliant  $Q$  et  $I$  est obtenue à partir des équations de Maxwell en rotationnel, exprimées dans un repère en coordonnées polaires, et des relations déterminées en statique entre  $Q$  et  $E_r$  et entre  $I$  et  $H_\theta$ , à savoir :

$$E_r = \frac{Q}{2\pi\epsilon_0 r} \quad H_\theta = \frac{I}{2\pi r} \quad (\text{A3.2})$$

En moyennant sur un rectangle de dimensions  $\Delta x$  et  $\Delta y$  perpendiculaire au fil, les équations obtenues et en supposant le rayon de ce dernier négligeable devant les dimensions de la cellule élémentaire, il vient :

$$L \left( \frac{\partial I}{\partial t} + \frac{c^2}{\varepsilon_r} \frac{\partial Q}{\partial z} \right) + ZI = \langle E_z \rangle \quad (\text{A3.3})$$

$$\frac{\partial Q}{\partial t} + \frac{\sigma}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} Q + \frac{\partial I}{\partial z} = 0 \quad (\text{A3.4})$$

Pour un fil parallèle à la direction z, avec :

$$ZI = rI + l \frac{\partial I}{\partial t} + \int_0^t \frac{I}{C} dt \quad (\text{A3.5})$$

Avec les grandeurs suivantes:

L : Coefficient homogène à une inductance linéique

$c^2$  : Carré de la vitesse de la lumière dans le vide

r, l, C : Représentant les charges linéiques localisées sur le segment filaire

$\varepsilon_r, \sigma$  : Caractéristiques électriques du milieu

$\langle E_z \rangle$  : Champ électrique moyen tangent au voisinage du fil

Ce principe donne d'excellents résultats pour des rayons de fils vérifiant la relation :

$$r < 0.3(\Delta x ; \Delta y) \quad (\text{A3.6})$$

Avec r : Rayon du fil simulé (de direction parallèle à l'axe Oz).

$\Delta x$  et  $\Delta y$  : Dimensions des cellules selon x et y.

Une extension de ce principe peut être appliquée. Dans le formalisme des fils minces, la prise en compte de l'hypothèse d'un fil de rayon très petit devant les dimensions de la cellule élémentaire intervient dans l'opération de moyennage du champ électrique  $E_z$  (A3.3).

Ainsi, le calcul du coefficient L, inductance du fil dans la cellule, doit donc être corrigé lorsque l'on considère que le rayon du fil n'est plus négligeable devant les dimensions de la cellule [A3.15] [A3.16].

Dans le cas d'un maillage de forme parallélépipédique, on obtient alors :

$$Lg = \frac{L}{1 - \frac{\pi r^2}{\Delta x \Delta y}} \quad (\text{A3.7})$$

Avec  $Lg$  : Inductance du fil de gros rayon dans la cellule

$R$  : Rayon du fil

$\Delta x$  et  $\Delta y$  : Dimensions transverses des mailles

Cette formule est applicable à des rayons de fils vérifiant la relation :

$$0.3(\Delta x ; \Delta y) < r < 0.5(\Delta x ; \Delta y) \quad (\text{A3.8})$$

#### **II.4 - Calcul du champ rayonné à l'infini**

L'étude en régime transitoire par la méthode des différences finies permet de caractériser le comportement en champ proche des structures étudiées. Pour compléter l'approche temporelle en champ proche, il a été développé une méthode dite mixte, temporelle - fréquentielle, qui associe aux différences finies en temporel une approche harmonique rigoureuse adaptée au calcul des champs lointains en fréquentiel, lesquels sont obtenus après une transformation de Fourier des courants temporels.

Cette méthode, basée sur le principe de Huygens, a été développée afin de calculer les champs à grande distance, à partir des sources électromagnétiques équivalentes, disposées sur une surface fictive entourant la structure rayonnante. Ceci s'effectue à l'aide des intégrales de rayonnement. Compte tenu de l'application envisagée où la connaissance des champs lointains est principalement demandée à des fréquences particulières, les intégrales de rayonnement harmonique ont été utilisées, de préférence aux intégrales temporelles de rayonnement [A3.17] qui nécessitent une programmation plus complexe et coûteuse en place mémoire et en temps de calcul. Ces intégrales font intervenir les courants fréquentiels obtenus après

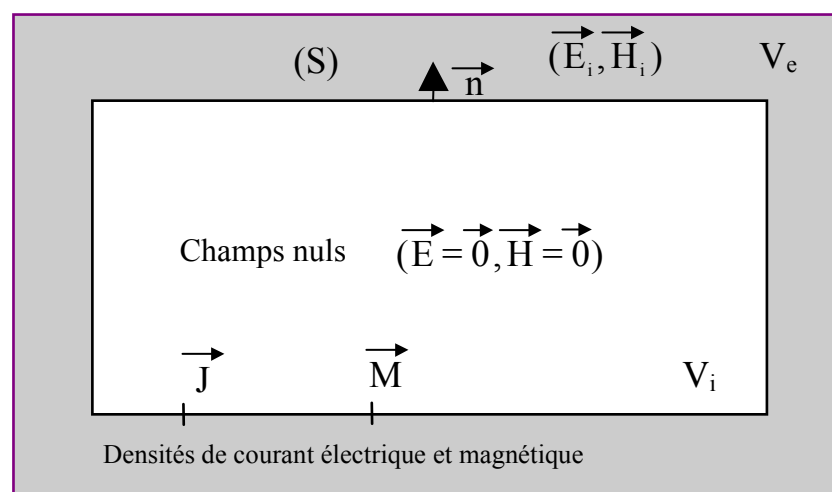
transformation de Fourier des courants temporels calculés par la méthode des différences finies.

Cette technique est particulièrement puissante et rigoureuse puisque aucune hypothèse analytique n'est faite sur les intégrales de rayonnement en champ lointain. Il est alors possible d'étudier le rayonnement d'aériens à structure complexe et notamment d'antennes disposées sur des supports finis. Une extension du principe a été effectuée pour traiter des structures sur plan de masse infini.

### II.4.1 - Notion de sources équivalentes

La méthode repose sur une technique de Sobolev [A3.18] qui consiste à introduire dans un problème d'équations aux dérivées partielles, des conditions aux limites au moyen de discontinuités artificielles. En électromagnétisme, cette technique est la base du théorème d'équivalence [A3.19] [A3.20].

Considérons un champ électromagnétique  $(\vec{E}_i, \vec{H}_i)$  se propageant dans un espace constitué de deux domaines  $V_i$  et  $V_e$  séparés par une frontière immatérielle (S) de normale extérieure  $\vec{n}$  (Figure A3.10).



**Figure A3.9** : Illustration du problème de sources équivalentes

Les sources équivalentes ou sources de Huygens sont définies à la discontinuité artificielle introduite sur la frontière (S) en posant que le champ électromagnétique est nul dans tout le domaine intérieur  $V_i$  et égale à  $(\vec{E}, \vec{H})$  dans le domaine extérieur  $V_e$ .

La théorie des distributions permet, en exprimant les équations de Maxwell au sens des distributions, de démontrer que la discontinuité des champs électromagnétiques imposée à travers la frontière (S) se traduit par l'apparition de densités de courants électrique et magnétique, localisées sur cette même frontière. Ces densités de courant peuvent être considérées comme des sources électromagnétiques réparties qui illuminent l'extérieur de la frontière (S) créant un champ nul à l'intérieur.

## II.4.2 - Intégrales de rayonnement

Le champ lointain est déterminé à partir des sources superficielles équivalentes exprimées en régime harmonique par l'intermédiaire des intégrales de rayonnement générales suivantes :

$$\vec{E}(P) \approx jk_0 \iint_{\Sigma} \left[ \eta_0 (\vec{J}_s(M) \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} - (\vec{M}_s(M) \wedge \vec{u}) \right] G(P) ds \quad (\text{A3.9})$$

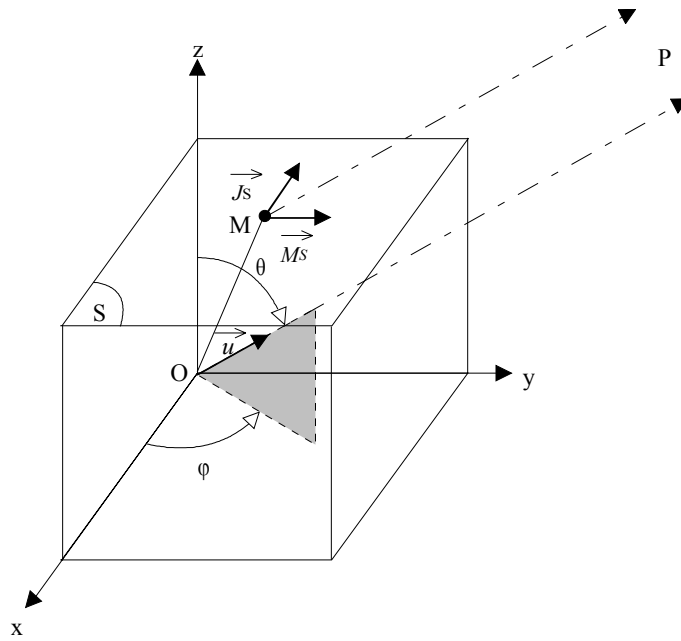
$$\vec{H}(P) \approx jk_0 \iint_{\Sigma} \left[ \vec{J}_s(\vec{M}) \wedge \vec{u} + \frac{1}{\eta_0} (\vec{M}_s(M) \wedge \vec{u}) \wedge \vec{u} \right] G(P) ds \quad (\text{A3.10})$$

Avec P : Point d'observation et M point source (**Figure A3.11**),

$$G(P) = \frac{e^{-jk_0 MP}}{4\pi MP} : \text{Fonction de Green homogène en espace libre,}$$

$$\vec{k}_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} \vec{u} : \text{Vecteur de propagation dans le vide,}$$

$$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi : \text{Impédance d'onde du vide.}$$



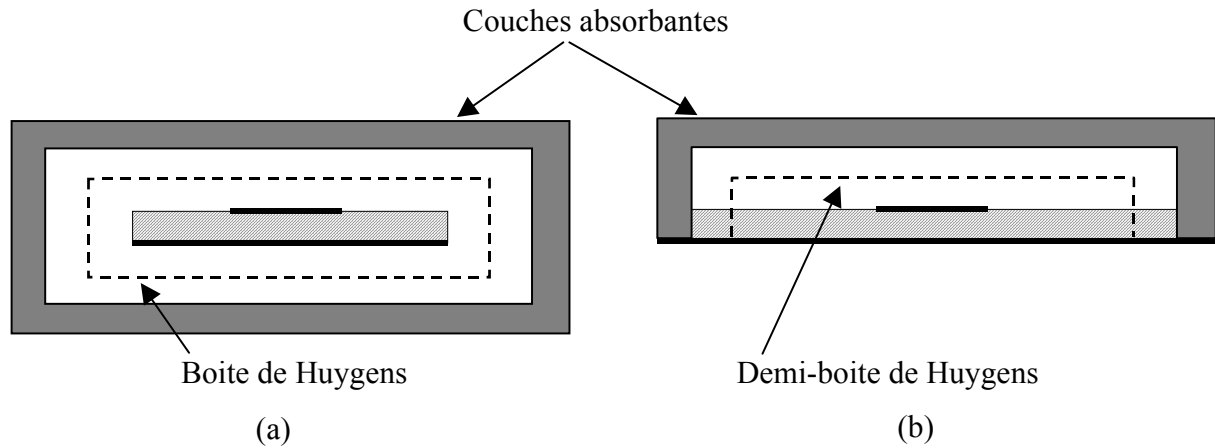
**Figure A3.10** : Illustration du problème du calcul du champ lointain

Cette technique est adaptée aux calculs des champs rayonnés par des structures complexes sur plan de masse fini. Dans le but de minimiser l'emploi de tableaux pénalisant du point de vue occupation de la place mémoire, les transformées de Fourier des sources fictives sont calculées directement de façon récursive sur la boucle temporelle, aux fréquences considérées.

Une adaptation de cette technique a été effectuée afin de traiter le cas des antennes sur support métallique infini. Numériquement, la simulation du plan de masse illimité s'obtient en terminant le plan de masse dans les couches absorbantes. Ainsi, la nouvelle surface de Huygens (**Figure A3.12**) est désormais fermée sur le plan de masse. Cette technique nécessite désormais l'utilisation de la fonction de Green du demi-espace donnée par :

$$G(P) = \frac{e^{-j\vec{k}_0 \cdot \vec{MP}}}{4\pi MP} - \frac{e^{-j\vec{k}_0 \cdot \vec{M}'P}}{4\pi M'P} \quad (\text{A3.11})$$

Où  $M'$  est défini comme l'image électrique de  $M$  (symétrique de  $M$  par rapport au plan de masse).



**Figure A3.11** : Surfaces de Huygens en plan de masse limité (a) et infini (b)

De manière rigoureuse, le cas des antennes présentant un substrat diélectrique infini disposé sur le plan de masse ne peut être traité avec l'intégrale de rayonnement ainsi modifiée. Cependant, l'épaisseur du diélectrique étant généralement très petite devant la longueur d'onde, on peut considérer que les contributions des sources disposées sur les surfaces fictives normales au plan de masse et plongées dans le diélectrique, sont négligeables. En outre, la majeure partie des antennes qui ont été analysées possèdent un diélectrique à faible permittivité relative et de dimensions finies. Ces cas seront alors traités de manière rigoureuse.



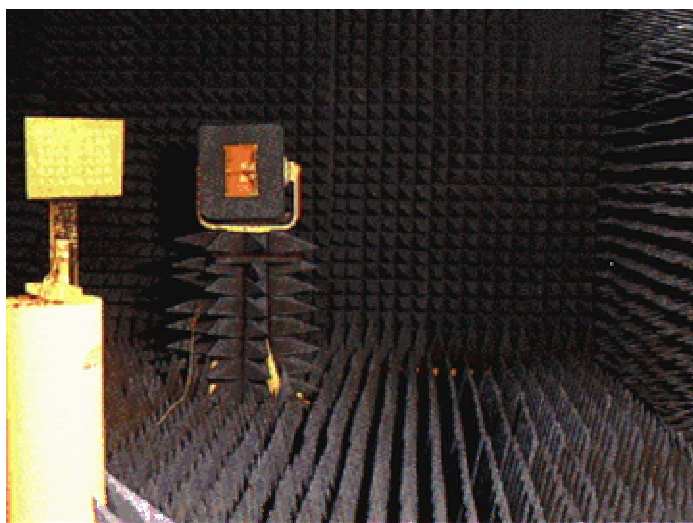


## ANNEXE 4

### BASE DE MESURE DE L'IRCOM

#### I - PRESENTATION

Toutes les réalisations de cette étude ont été caractérisées sur la base de mesure d'antennes de l'IRCOM (chambre anéchoïque) (**Figure A4.1**).



**Figure A4.12** : *Photo de la base de mesure de l'IRCOM*

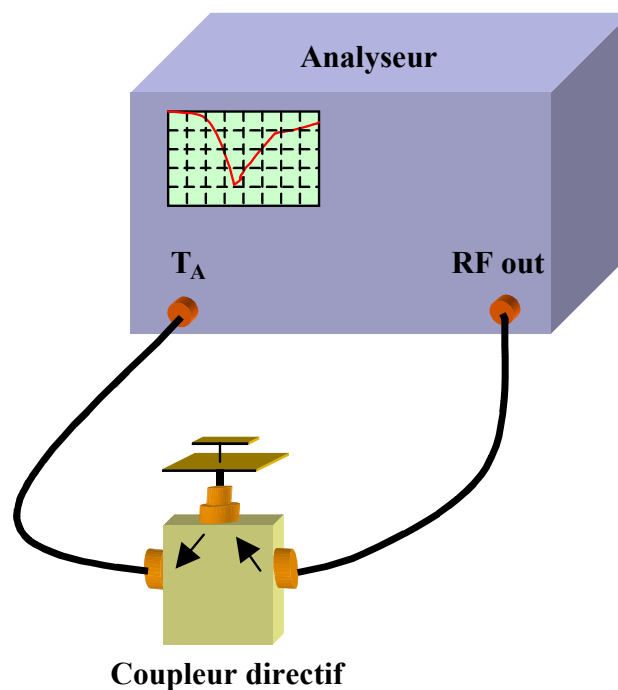
Cette chambre est dite anéchoïque (ou anéchoïde) car elle est pourvue, sur toute sa surface interne, d'absorbants permettant d'y simuler l'espace libre. En effet, les mesures de rayonnement d'antenne sont des opérations délicates qui doivent s'effectuer dans des zones dépourvues de toutes perturbations électromagnétiques.

La chambre anéchoïde de l'IRCOM est une pièce rectangulaire de 6 m de longueur sur 4,8 m de largeur et de hauteur 2,8 m. Ceci permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans le domaine de fréquences supérieures à 1 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquence 0,01 à 40 GHz.

## II - MESURE EN ADAPTATION

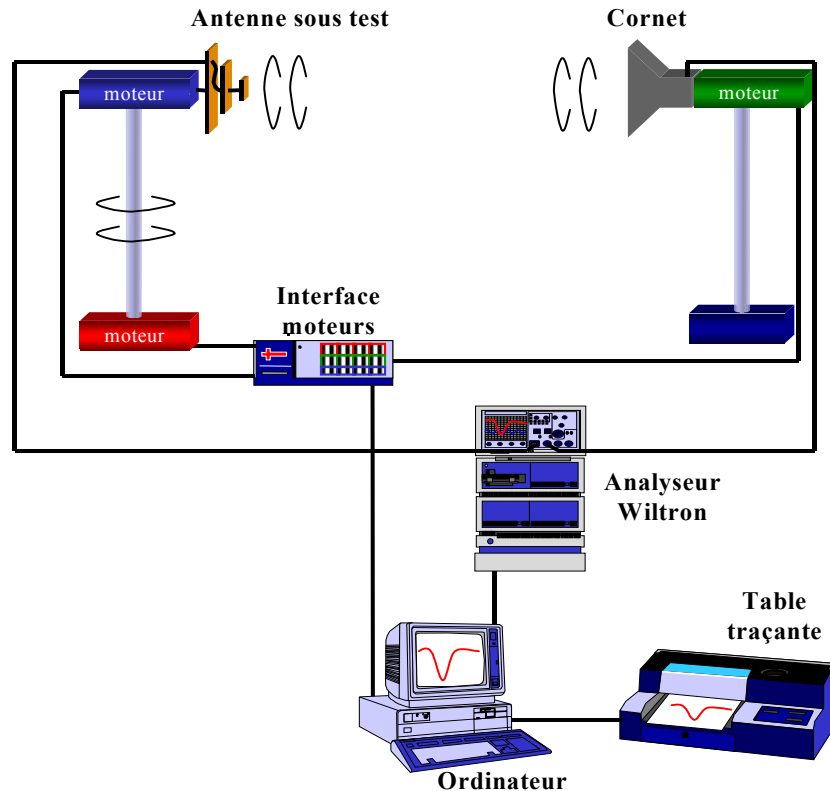
L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence :  $S_{11}(f)$ . Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur (**Figure A4.2**). La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le  $S_{11}(f)$  dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne.



**Figure A4.2** : Dispositif de mesure du coefficient de réflexion

### III - MESURES EN RAYONNEMENT

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté en **Figure A4.3**.



**Figure A4.3** : Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement

A chaque extrémité de la chambre sont disposés deux piédestaux. Sur l'un est placée l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixée l'antenne de référence. Nous disposons de deux antennes de référence : l'une à polarisation linéaire est un cornet à une entrée fonctionnant pour les fréquences de 1 à 12 GHz, l'autre à polarisation circulaire est également un cornet mais à deux entrées orthogonales déphasées de  $90^\circ$ . Dans les deux cas, cette antenne possède une liberté de rotation de  $360^\circ$  autour de l'axe reliant les antennes afin de pouvoir mesurer les différentes polarisations du champ émis par l'antenne sous test. L'antenne sous test est elle placée sur un piédestal permettant une rotation de  $360^\circ$  autour de son axe (axe vertical). La disposition de cette antenne par rapport à l'antenne de référence permet de choisir le plan de coupe correspondant à la mesure. La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de

référence alors que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée. Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats.

Le gain de l'antenne est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation  $\alpha$  de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left( \frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho \quad (\text{A4.1})$$

Soit :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{A4.2})$$

Avec  $G_r$  : Gain réalisé de l'antenne sous test dans le direction du cornet,

$G_{rc}$  : Gain réalisé du cornet dans son axe,

$R$  : Distance entre l'antenne sous test et le cornet,

$\lambda$  : Longueur d'onde de fonctionnement dans l'air,

$\rho$  : Rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de  $\alpha$  fournit directement la valeur de  $G_r$ .

Tenant compte d'une éventuelle désadaptation, l'obtention du gain de l'antenne nécessite une évaluation de la réflexion à l'entrée de l'antenne :

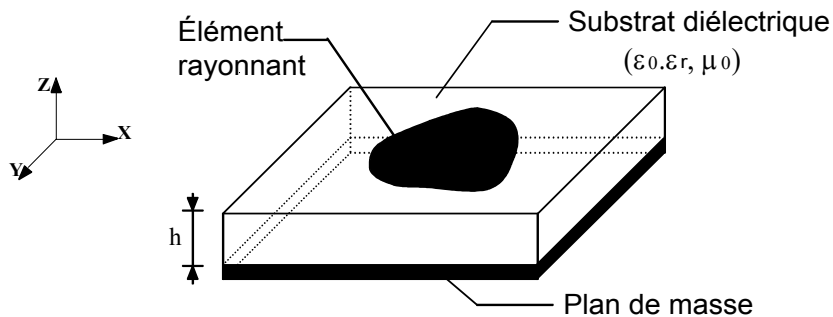
$$G_a = \frac{G_R}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{A4.3})$$

## ANNEXE 5

### ANTENNE PLAQUEE

#### I - DESCRIPTION DES ANTENNES PLAQUES [A5.1] [A5.2] [A5.3]

Dans sa structure de base, une antenne plaque est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur en hyperfréquence et 9  $\mu\text{m}$  en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.



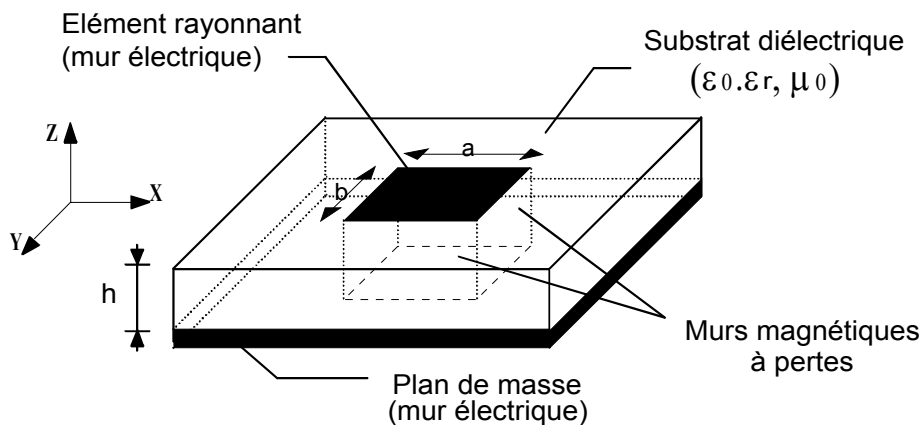
**Figure A5.1 :** *Présentation d'une antenne plaque*

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées, de dimensions réduites (de l'ordre de  $\lambda/2$  à  $\lambda$ ), sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

Le substrat diélectrique de faible épaisseur ( $h \ll \lambda$ ) sert de support à l'antenne, mais surtout influe directement sur ses performances. On préférera des matériaux de faible permittivité ( $\epsilon_r < 3$ ), évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité, et de faibles pertes diélectriques ( $\tan \delta \leq 2.10^{-3}$ ) favorisant un meilleur rendement de l'aérien. De plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes plaquées comportent souvent "radôme".

## II - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES PLAQUES

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par deux "murs magnétiques" transversaux à pertes (**figure A5.2**).



**Figure A5.2 :** *Modèle de la cavité à fuite*

Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type  $TM_{mnp}$  (selon

la direction  $z$ ) avec  $p = 0$ , pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement.

Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance  $f_{mn}$  et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension  $(a,b)$  [A5.3] :

$$f_{r_{mn}} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{\text{eff}}}\right)^2} \quad (\text{A5.1})$$

$$\text{Avec } \epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\alpha(u)\beta(\epsilon_r)} \quad (\text{A5.2})$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[ \ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[ 1 + \left(\frac{u}{18,1}\right)^3 \right] \quad (\text{A5.3})$$

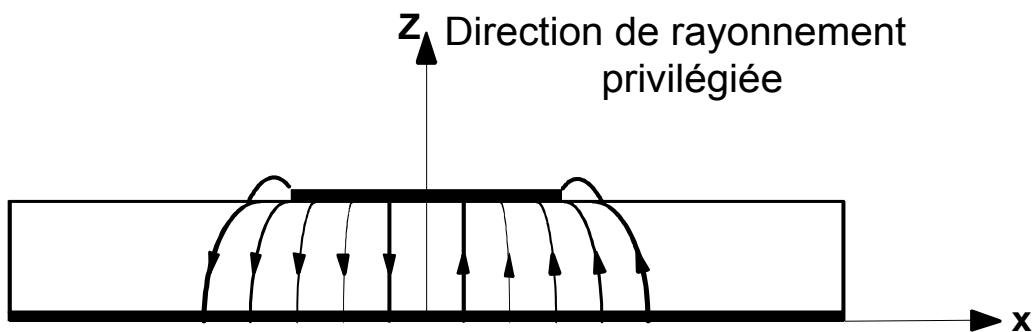
$$\beta(\epsilon_r) = 0,564 \left( \frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad (\text{A5.4})$$

$$u = \frac{w}{h} \quad (\text{avec } w = a \text{ ou } b) \quad (\text{A5.5})$$

$$a_{\text{eff}} = a + \frac{h}{2} \quad (\text{A5.6})$$

$$b_{\text{eff}} = b + \frac{h}{2} \quad (\text{A5.7})$$

Les pertes dans les parois transversales traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Le phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des bords de l'élément rayonnant.

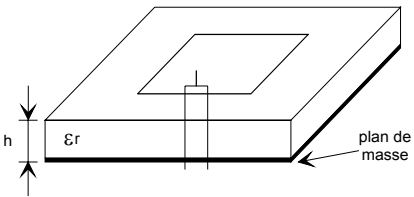
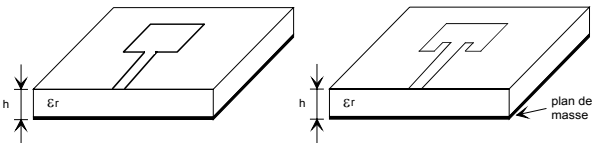


**Figure A5.3 :** Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale)

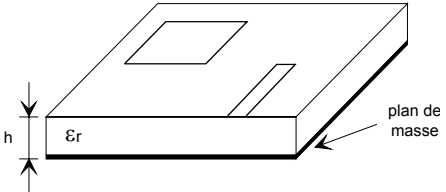
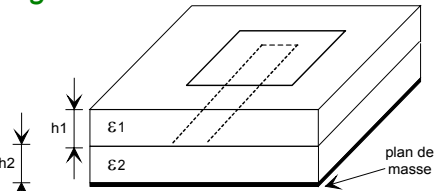
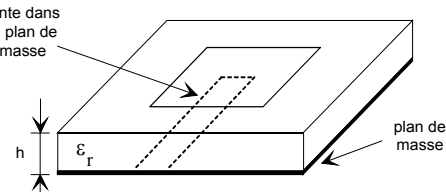
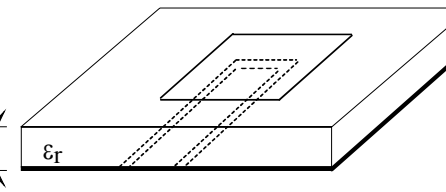
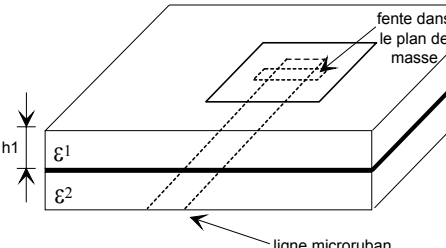
Ainsi, le fonctionnement des antennes imprimées plaques et certaines de leurs caractéristiques comme le gain, l'efficacité, la bande passante, peuvent être expliquées simplement par le modèle de la cavité à fuite. Toutefois une telle approche ne permet pas de prendre en compte l'influence des ondes de surface et du circuit d'alimentation sur le comportement de l'antenne.

### III - ALIMENTATION DES ANTENNES PLAQUES

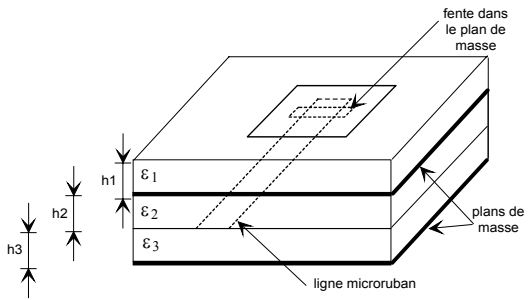
Les différentes méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être regroupées en deux grandes catégories [A5.4] : les **alimentations par contact** (par sonde ou ligne microruban) et les **alimentations par proximité** (couplage électromagnétique par ligne ou fente). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne : les avantages et les inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p><b><u>Alimentation par contact</u></b></p> <p><i>Sonde coaxiale</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- pas de pertes par rayonnement de ligne</li> <li>- sélection possible d'un mode privilégié</li> <li>- obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde</li> <li>- prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur</li> <li>- technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire</li> <li>- partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte</li> <li>- technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique</li> <li>- rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité</li> </ul>
<p><i>Ligne microruban</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation</li> <li>- adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien</li> <li>- rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique</li> <li>- structure figée après gravure</li> </ul>



<u>Alimentations par proximité</u>		
<p><i>Ligne microruban en circuit ouvert</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique</li> <li>- structure figée après gravure</li> <li>- paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne</li> </ul>
<p><i>Ligne microruban en sandwich</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens</li> <li>- bande passante plus large par augmentation de la hauteur (<math>h1 + h2 &gt; h1</math>)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- deux couches de substrat requises</li> <li>- difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur</li> </ul>
<p><i>Ligne à fente</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- procédé technologique simple</li> <li>- facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- rayonnement arrière parasite possible de la fente</li> <li>- transition fente - ligne de transmission</li> </ul>
<p><i>Guide d'onde coplanaire</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- mêmes avantages que cas précédent</li> <li>- faible rayonnement arrière</li> <li>- transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique</li> </ul>
<p><i>Couplage par fente</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> <li>- réalisations du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes</li> <li>- séparation électromagnétique des deux couches</li> <li>- possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation)</li> <li>- intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions</li> <li>- rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément</li> </ul>

### Couplage par fente d'une ligne encastrée



- mêmes avantages que cas précédent
- rayonnement arrière nul

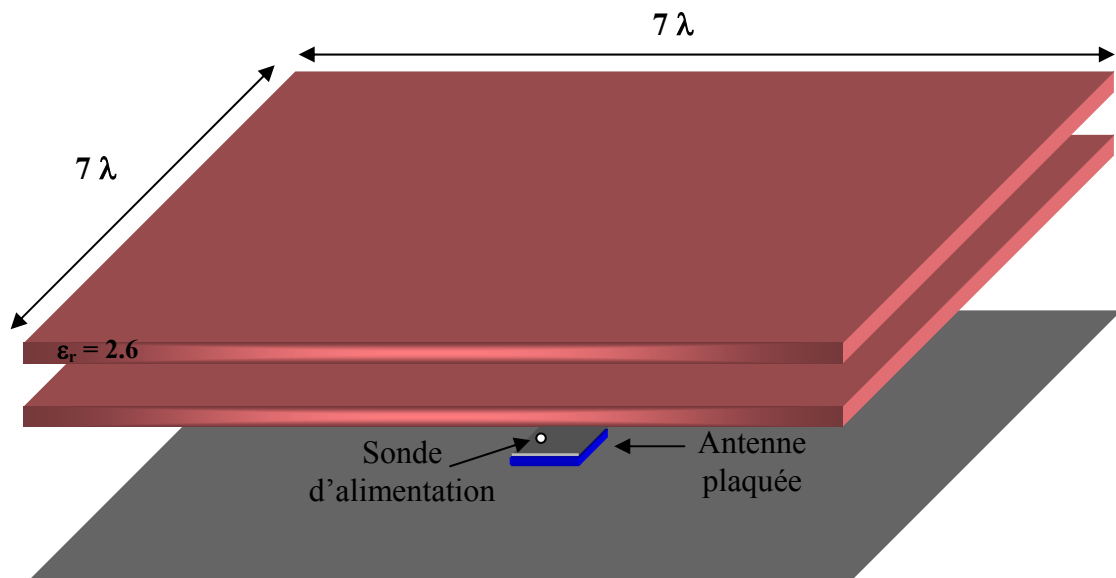
- technologie très coûteuse
- apparition possible de modes parasites microrubans de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente

## ANNEXE 6

### ANTENNE A CAVITE BIP PARAMETRAGE

#### I - PRESENTATION DE L'ANTENNE A CAVITE BIP :

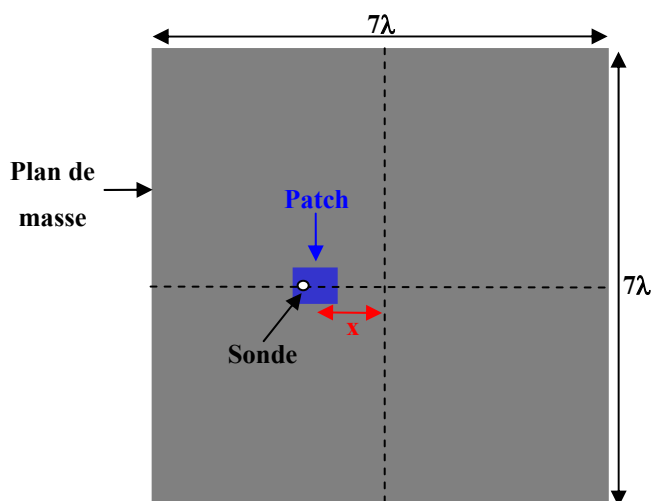
Cette étude paramétrique a été effectuée à partir de la structure BIP exposée **Figure A6.1** qui est constituée de deux plaques de permittivité diélectrique égale à 2.6. Ce dispositif permet d'obtenir une directivité de 15.5 dB correspondant à une ouverture rayonnante équivalente de  $2.3 \lambda$  (*Chap. 2 § II.3.1 formule (II.9)*). La source excitatrice est une antenne plaquée alimentée par connecteur SMA qui possède une âme centrale de diamètre égale à 1.27 mm.



**Figure A6.1** : Représentation du BIP résonant à défaut utilisé pour le paramétrage

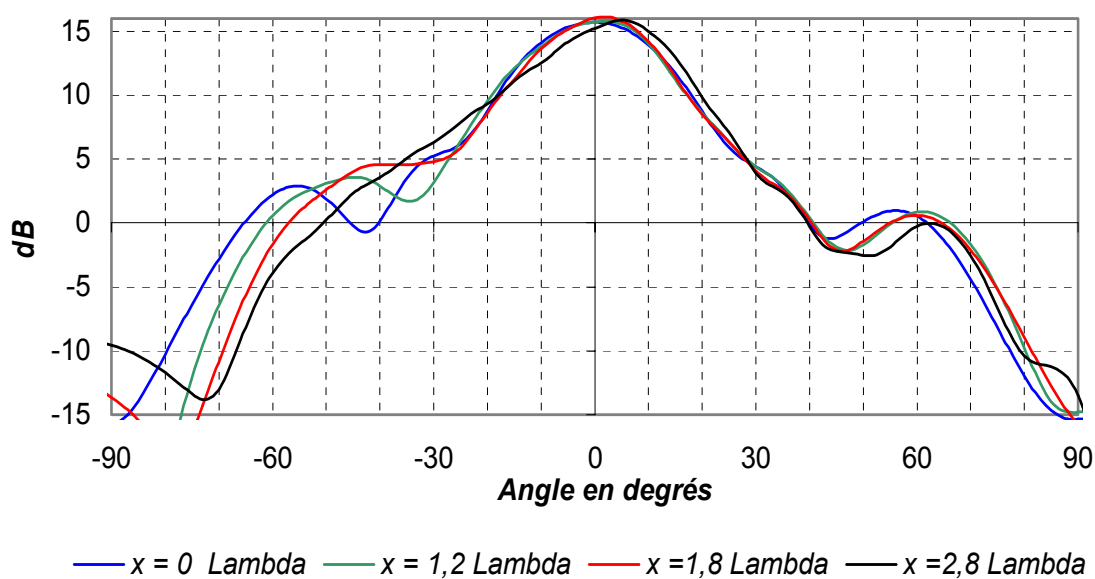
## II - DECALAGE DE LA SOURCE EXCITATRICE

Le premier paramètre que nous avons fait varier est la position du patch par rapport au centre du plan de masse. Le décalage a été effectué dans le plan E de la source excitatrice comme le montre la **Figure A6.2**.



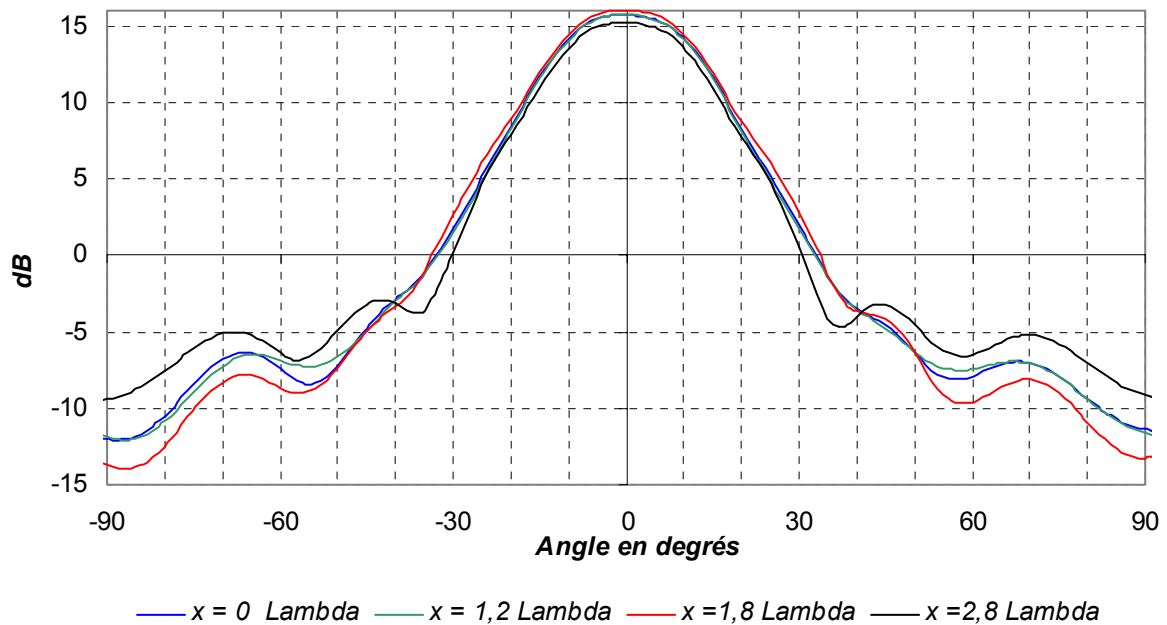
**Figure A6.2** : Décalage de la source excitatrice

Les diagrammes de rayonnement dans le plan E (plan du décalage de la source) sont donnés **Figure A6.3** pour différentes positions de la source excitatrice.



**Figure A6.3** : Diagramme de rayonnement dans le plan E

Les diagrammes de rayonnement dans le plan H sont représentés **Figure A6.4** pour différentes positions de la source excitatrice.



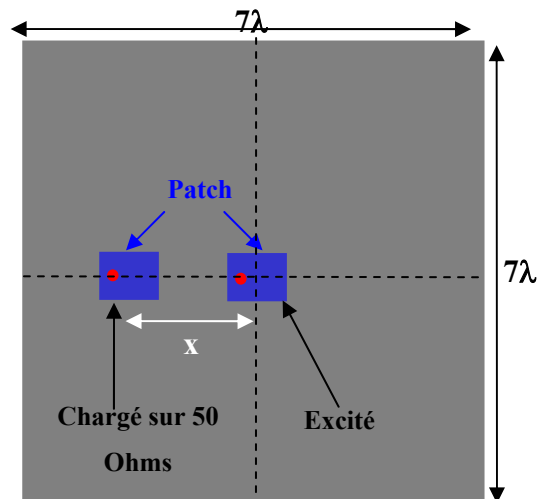
**Figure A6.4 :** *Diagramme de rayonnement dans le plan H*

Le fait de décaler le patch excitateur génère un dépointage du lobe principal, uniquement dans le plan E qui correspond au plan où la source a été excentrée. En effet, plus le patch est éloigné du centre du BIP, plus le faisceau dépointe avec un angle  $\theta$  important. L'orientation du lobe principal par rapport à la normale de la structure est opposé au sens de décalage de la source. Cet effet devient réellement pénalisant pour des variations de la position du patch de l'ordre de  $3\lambda$ .

Dans le plan H, le diagramme reste symétrique mais une légère diminution de la directivité maximum, causée par le dépointage, est observable.

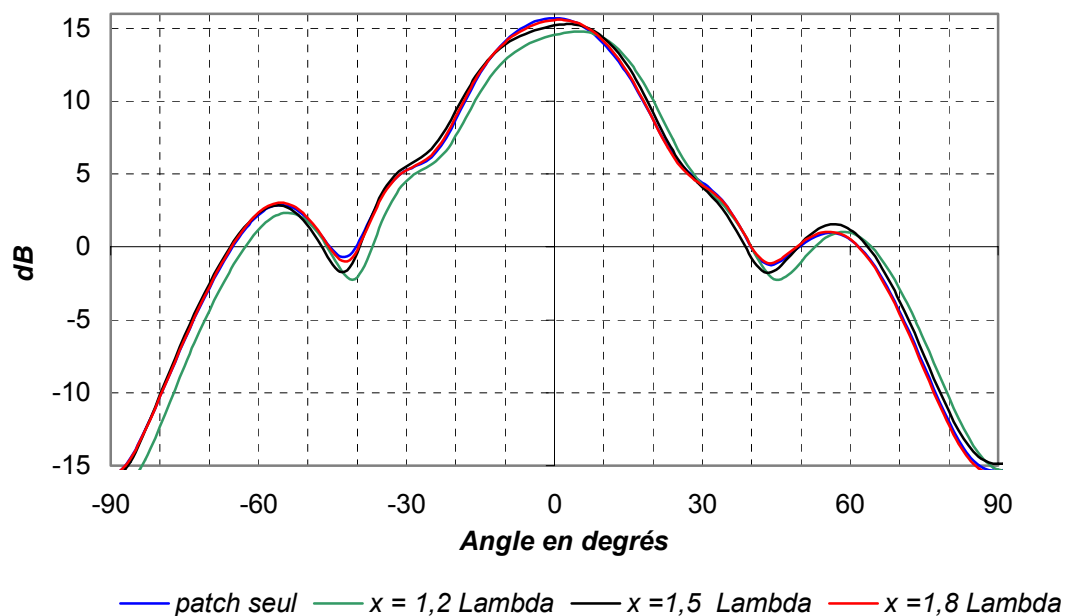
### **III - INFLUENCE D'UN PATCH ANNEXE CHARGÉ SUR 50 OHMS**

La deuxième étude proposée concerne l'influence d'une source annexe sur le comportement de l'antenne à cavité BIP. Pour cela, il a été placé à une distance  $x$  de la source centrale excitée, un patch chargé sur 50 Ohms et non alimenté. (**Figure A6.5**)

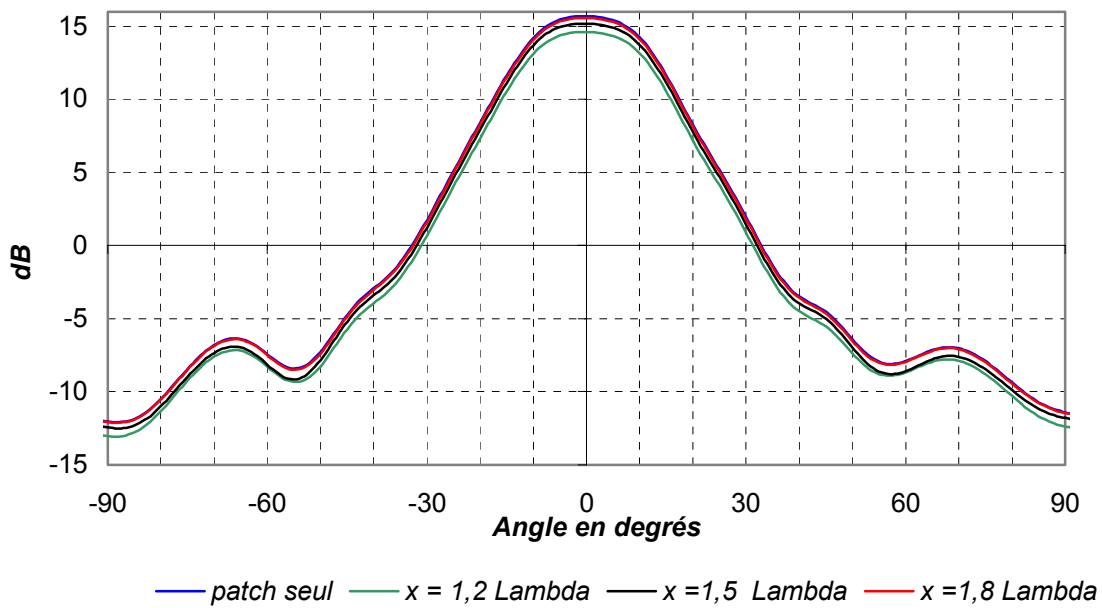


**Figure A6.5 :** Mise en place d'un patch annexe

L'influence du patch annexe est caractérisée grâce aux diagrammes de rayonnement dans le plan E qui correspond dans le cas présent au plan où sont alignées les sources (**Figure A6.6**) et dans le plan H où les patches sont centrés (**Figure A6.7**).



**Figure A6.6 :** Diagrammes de rayonnement dans le plan d'alignement des sources



**Figure A6.7 :** Diagrammes de rayonnement dans le plan H

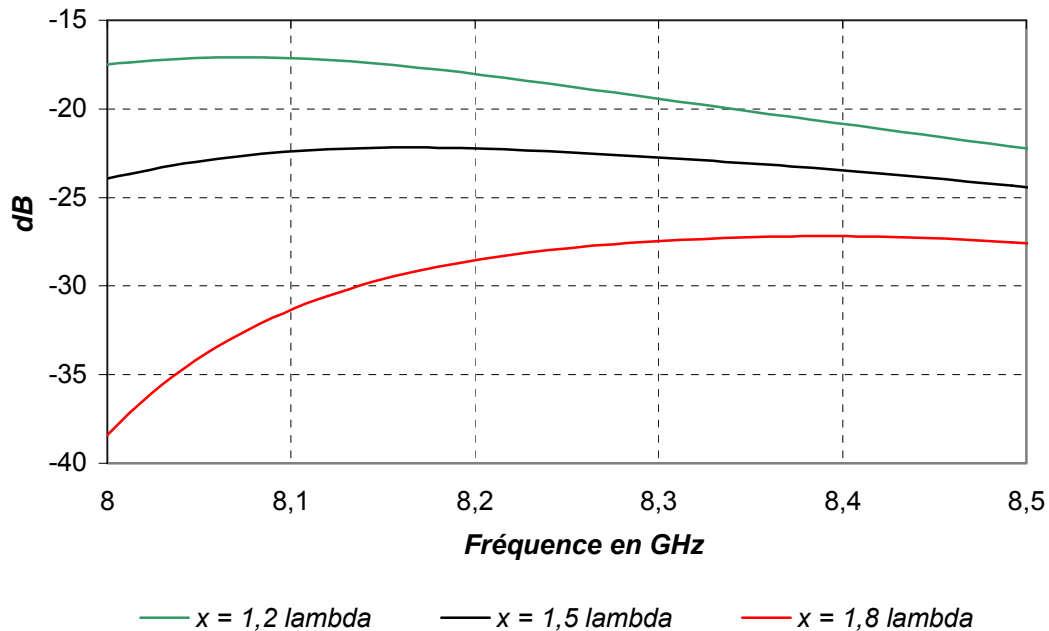
Si le patch annexe environnant la source excitée est suffisamment distant (environ  $1.8\lambda$ ), celui-ci ne perturbe pas le rayonnement du dispositif qui est identique à un rayonnement généré par une antenne BIP avec une source unique. Cependant, cet écart est valable dans le cas présent où l'antenne à cavité BIP génère 15 dB. Pour rester dans la généralité, il faut exprimer cette distance entre les patches en terme de fractions d'ouverture rayonnante équivalente de l'antenne à cavité BIP soit 80 %.

Le diagramme de rayonnement dans le plan d'alignement des patches (plan E) est d'autant plus perturbé que la distance inter-patch est faible et inférieure à  $1.8\lambda$  (dans ce cas précis où l'antenne génère 15 dB). En effet, plus la source annexe est proche de la source excitée, plus le faisceau dépointe avec un angle  $\theta$  important. L'orientation du lobe principal par rapport à la normale de la structure est opposé au sens de décalage de la source annexe.

Dans le plan H, le diagramme reste symétrique mais une légère diminution de la directivité maximum, causée par le dépointage, est observable

**Remarque :** Si le patch central est environné, de part et d'autre, par deux sources chargées sur 50 ohms, les diagrammes de rayonnement reste perturbés mais ils deviennent symétriques.

Le fait de placer un patch annexe en proximité de la source excitée engendre des pertes par couplage qui sont d'autant plus importantes que la distance inter-patch est faible (**Figure A6.8**)



**Figure A6.8** : Couplage entre éléments

## Conclusion

Deux phénomènes sont à l'origine du dépointage du lobe principale du digramme de rayonnement d'une antenne à cavité BIP :

- Décalage par rapport au centre du plan de masse de la source excitatrice supérieure à  $1,8 \lambda$
- Présence de patches annexes chargés sur 50 Ohms qui ont un écart avec la source excitée inférieur à  $1,8 \lambda$ . Cette distance est valable pour une antenne BIP générant une directivité de 15 dB. Pour rester dans la généralité, une distance entre les sources supérieures à 80% de l'ouverture rayonnante équivalente de l'antenne suffit pour perturber les diagrammes de rayonnement.

Ces deux effets peuvent se compenser ou s'additionner.



## ANNEXE 7

### DONNEES CONSTRUCTEUR FLANN MICROWAVES [A7.1]

#### GUIDE D'ONDE WR90, BRIDE UBR 100, TRANSITION GUIDE COAXIALE 16094-SF40

### I - GUIDE D'ONDE WR90

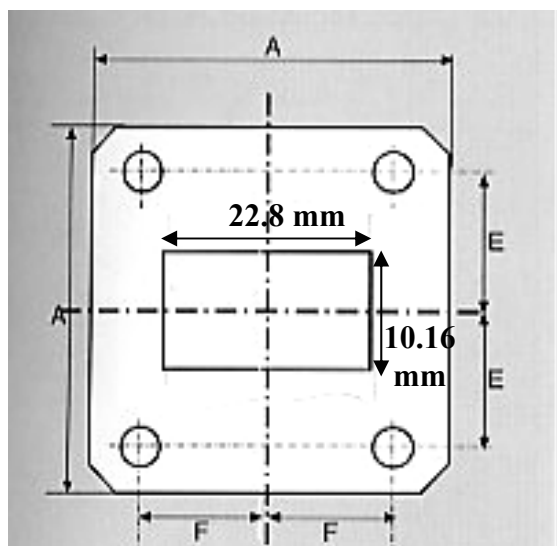
Frequency Range (Ghz)	Waveguide Designation			Internal Dimensions (mm)	Flann 'Standard' flange details Please see page 81 to 86 for outline dimensions	
	British WG	IEC R	EIA WR		Flange Destination	Description
1.14 - 1.73	6	14	650	165.100 x 82.550	UG-417B/U Type (but without groove)	Rectangular, Ten hole fixing + 2 dowel holes
1.72 - 2.61	8	22	430	109.220 x 54.610	UG-435B/U Type (but without groove)	Rectangular, Ten hole fixing + 2 dowel holes
2.60 - 3.95	10	32	284	72.140 x 34.040	5895-99-083-1560 also drilled for the 5985-99-083-0010	Circular, Six/Eight hole fixing
3.30 - 4.90	11A	40	229	58.170 x 29.083	UDR 40	Rectangular, Ten hole fixing
3.94 - 5.99	12	48	187	47.550 x 22.149	UAR 48	Circular, Eight hole fixing
4.64 - 7.05	13	58	159	40.390 x 20.193	UAR 58	Circular, Six hole fixing
5.38 - 8.18	14	70	137	34.850 x 15.799	UAR 70	Circular, Six hole fixing
6.58 - 10.0	15	84	112	28.449 x 12.624	UBR 84	Square, Four hole fixing
8.20 - 12.5	16	100	90	22.860 x 10.160	UBR 100	Square, Four hole fixing
9.84 - 15.0	17	120	75	19.050 x 9.525	UBR 120	Square, Four hole fixing
11.9 - 18.0	18	140	62	15.799 x 7.899	UBR 140	Square, Four hole fixing
14.5 - 22.0	19	180	51	12.954 x 6.477	UBR 180	Square, Four hole fixing
17.6 - 26.7	20	220	42	10.668 x 4.318	UBR 220 Type	Square, Four hole fixing
21.7 - 33.0	21	260	34	8.636 x 4.318	UBR 260 Type	Square, Four hole fixing
26.4 - 40.1	22	320	28	7.112 x 3.556	UG-599/U	Square, Four hole fixing
33.0 - 50.1	23	400	22	5.690 x 2.845	*UG-383/U	Circular, Four hole fixing/doweled
39.3 - 59.7	24	500	19	4.775 x 2.388	*UG-383/U (Modified)	Circular, Four hole fixing/doweled
49.9 - 75.8	25	620	15	3.759 x 1.880	*UG-385/U	Circular, Four hole fixing/doweled
60.5 - 92.0	26	740	12	3.099 x 1.549	*UG-387/U	Circular, Four hole fixing/doweled
73.8 - 112.0	27	900	10	2.540 x 1.270	*UG-387/U (Modified)	Circular, Four hole fixing/doweled
92.3 - 140.0	28	1200	8	2.032 x 1.016	*UG-387/U (Modified)	Circular, Four hole fixing/doweled
114.0 - 173.0	29	1400	6	1.651 x 0.826	*UG-387/U (Modified)	Circular, Four hole fixing/doweled
145.0 - 220.0	30	1800	5	1.295 x 0.648	*UG-387/U (Modified)	Circular, Four hole fixing/doweled
172.0 - 261.0	31	2200	4	1.092 x 0.546	*UG-387/U (Modified)	Circular, Four hole fixing/doweled
217.0 - 330.0	32	2600	3	0.864 x 0.432	*UG-387/U (Modified)	Circular, Four hole fixing/doweled

**Figure A7.1** : Caractéristiques du guide d'onde WR90

Le guide d'onde WR90 s'adapte sur une bride UBR 100 qui possède les mêmes dimensions intérieures 22.86 mm par 10.16 mm.

## II - BRIDE UBR 100

Les dimensions sont exprimées en millimètres.



### WG16 R100 WR90 UBR 100

A .....	41.40
E .....	16.26
F.....	15.49
Holes .....	4 x 4.255 dia

**Figure A7.2 :** *Caractéristiques de la bride UBR 100*

Grâce à la bride UBR 100, un guide WR90 peut être adapté sur la transition guide coaxiale 16094-SF40

### III - TRANSITION GUIDE COAXIALE 16094-SF40

La transition se connecte sur la bride UBR100 (adapté sur le guide WR90) et possède donc les mêmes dimensions intérieures 22.86 mm par 10.16 mm.

- Very low VSWR
- Full band & narrowband models

The Flann Series 094 SF waveguide to coax adaptors offer enhanced VSWR performance over the full waveguide frequency band.

The adaptors are fitted with SMA Female connectors as standard. However, models are optionally available with male connectors, **please contact our sales office for further details.**

Narrowband models covering typically 20% of the full waveguide band with a VSWR of 1.05 are also available; please see page 45

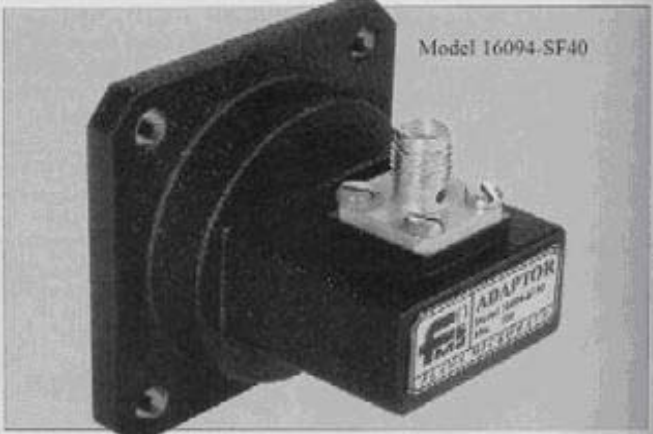
**New Adaptor available:**

- Low Cost
- Radio Link Bands
- 1.2 VSWR

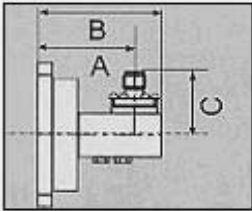
Contact the sales office for more information

**Specifications: adaptors, broadband, waveguide to coax, SMA**

Model	Frequency Range (GHz)	Waveguide			VSWR (max)	Model
		WG	R	WR		
12094-SF40	3.940 - 5.990	12	48	187	1.15	12094-SF40
13094-SF40	4.640 - 7.050	13	58	159	1.15	13094-SF40
14094-SF40	5.380 - 8.180	14	70	137	1.15	14094-SF40
15094-SF40	6.580 - 10.000	15	84	112	1.12	15094-SF40
16094-SF40	8.200 - 12.500	16	100	90	1.12	16094-SF40
17094-SF40	9.840 - 15.000	17	120	75	1.12	17094-SF40
18094-SF40	11.90 - 18.000	18	140	62	1.12	18094-SF40
19094-SF40	14.500 - 22.000	19	180	51	1.20	19094-SF40
20094-SF40	17.600 - 26.700	20	220	42	1.20	20094-SF40



Model 16094-SF40



Model 16094-SF40

Dimensions (mm)			Weight (kg)
A	B	C	
24	34	18	0.16

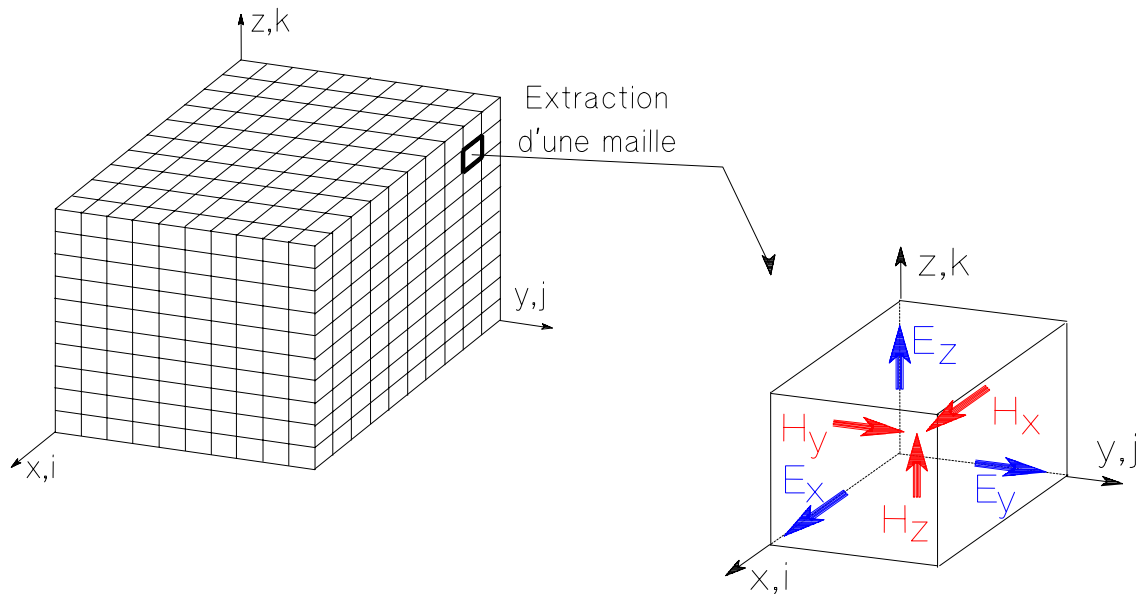
**Figure A7.3 :** Caractéristiques de la transition guide coaxiale SMA 16094-SF40



## ANNEXE 8

**DISCRETISATION DES EQUATIONS DE MAXWELL  
AU SENS DES DIFFERENCES FINIES CENTREES.  
MILIEU LINEAIRE, HOMOGENE, ISOTROPE,  
DISSIPATIF  $\sigma$ ,  $\sigma^*$**

La discrétisation des équations de Maxwell est effectuée dans la cellule élémentaire  $(i,j,k)$  d'un repère cartésien. Dans le schéma de discrétisation des différences finies centrées, détaillé **Figure A8.1**, les équations de Maxwell traitant d'un milieu linéaire, homogène, isotrope et dissipatif s'expriment sous la forme (A8.1) pour le champ magnétique et (A8.2) pour le champ électrique.



**Figure A8.1** : Décomposition spatiale du volume de calcul

## I - COMPOSANTES DU CHAMP MAGNETIQUE (A8.1)

$$H_x^n(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) = (2 \text{ ch} - 1) H_x^{n-1}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - \text{ch} \frac{1}{\mu_r} \left[ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} \left( E_z^{n-1/2}(i, j + 1, k + \frac{1}{2}) - E_z^{n-1/2}(i, j, k + \frac{1}{2}) \right) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} \left( E_y^{n-1/2}(i, j + \frac{1}{2}, k + 1) - E_y^{n-1/2}(i, j + \frac{1}{2}, k) \right) \right]$$

$$H_y^n(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) = (2 \text{ ch} - 1) H_y^{n-1}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - \text{ch} \frac{1}{\mu_r} \left[ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} \left( E_x^{n-1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k + 1) - E_x^{n-1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k) \right) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} \left( E_z^{n-1/2}(i + 1, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^{n-1/2}(i, j, k + \frac{1}{2}) \right) \right]$$

$$H_z^n(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) = (2 \text{ ch} - 1) H_z^{n-1}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - \text{ch} \frac{1}{\mu_r} \left[ \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} \left( E_y^{n-1/2}(i + 1, j + \frac{1}{2}, k) - E_y^{n-1/2}(i, j + \frac{1}{2}, k) \right) - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} \left( E_x^{n-1/2}(i + \frac{1}{2}, j + 1, k) - E_x^{n-1/2}(i + \frac{1}{2}, j, k) \right) \right]$$

$$\text{Avec } ch = \frac{1}{1 + \frac{\sigma * \Delta t}{2\mu_0 \mu_r}}$$

## II - COMPOSANTES DU CHAMP ELECTRIQUE (A8.2)

$$E_x^{n+1/2}(i+\frac{1}{2}, j, k) = (2 \text{ ce} - 1) E_x^{n-1/2}(i+\frac{1}{2}, j, k) + \text{ce} \frac{1}{\epsilon_r} \left[ \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta y} \left( H_z^n(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - H_z^n(i+\frac{1}{2}, j-\frac{1}{2}, k) \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta z} \left( H_y^n(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) - H_y^n(i+\frac{1}{2}, j, k-\frac{1}{2}) \right) \right]$$

$$E_y^{n+1/2}(i, j+\frac{1}{2}, k) = (2 \text{ ce} - 1) E_y^{n-1/2}(i, j+\frac{1}{2}, k) + \text{ce} \frac{1}{\epsilon_r} \left[ \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta z} \left( H_x^n(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) - H_x^n(i, j+\frac{1}{2}, k-\frac{1}{2}) \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta x} \left( H_z^n(i+\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) - H_z^n(i-\frac{1}{2}, j+\frac{1}{2}, k) \right) \right]$$

$$E_z^{n+1/2}(i, j, k+\frac{1}{2}) = (2 \text{ ce} - 1) E_z^{n-1/2}(i, j, k+\frac{1}{2}) + \text{ce} \frac{1}{\epsilon_r} \left[ \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta x} \left( H_y^n(i+\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) - H_y^n(i-\frac{1}{2}, j, k+\frac{1}{2}) \right) - \frac{\Delta t}{\epsilon_0 \Delta y} \left( H_x^n(i, j+\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) - H_x^n(i, j-\frac{1}{2}, k+\frac{1}{2}) \right) \right]$$

$$\text{avec } \text{ce} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma \Delta t}{2 \epsilon_0 \epsilon_r}}$$

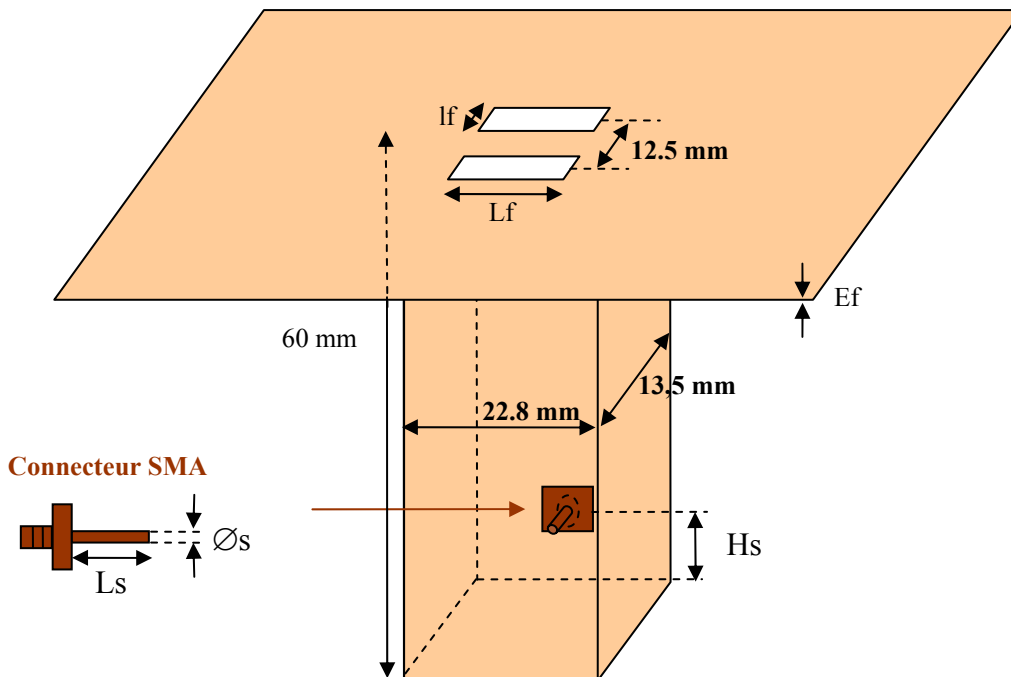




## ANNEXE 9

### PARAMETRAGE DOUBLET DE FENTES

Cette étude paramétrique a été effectuée à partir de l'antenne exposée **Figure A9.1** qui est constituée d'un réseau de deux fentes séparés par  $\lambda/2$ , toutes deux excitées avec la même pondération en amplitude et en phase par le biais du mode fondamental du guide d'onde. Avec une section de guide de dimension 22.8 mm par 13.5 mm, seul ce mode peut se propager au sein de la structure autour de 12 GHz qui est la bande de fréquence du paramétrage (*Chapitre III tableau III.9*). La hauteur de la structure est égale à 60 mm qui correspond à deux longueurs d'onde guidée (*Chapitre III 1.1*). Cette structure sans matériau BIP est alimentée grâce à un connecteur SMA.

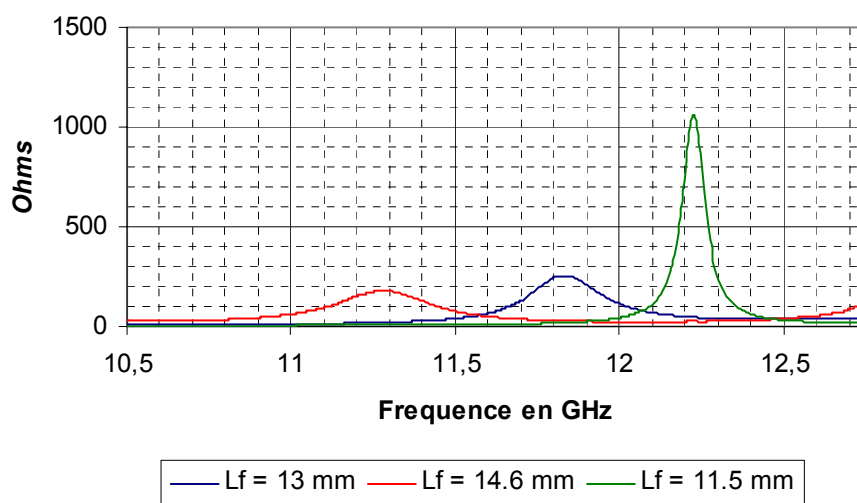


**Figure A9.1** : Représentation de l'antenne utilisée pour le paramétrage

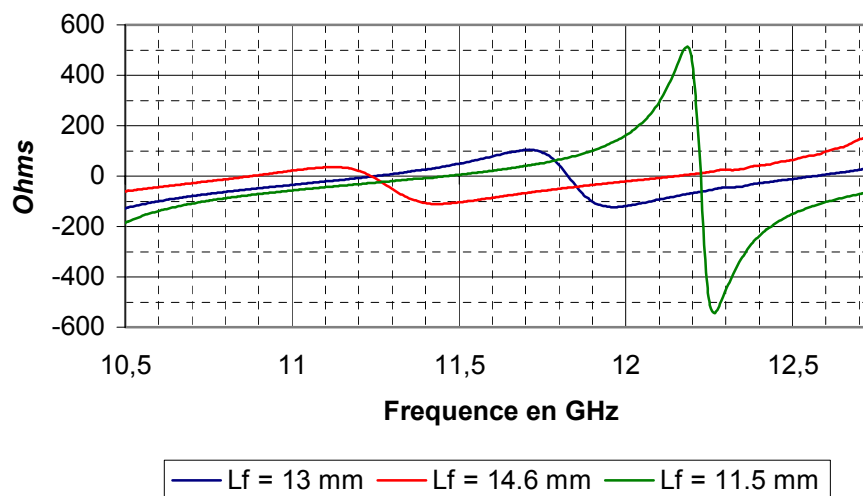
### Etude paramétrique

L'influence des différents paramètres sera caractérisée grâce à l'impédance d'entrée qui constitue un élément capital pour adapter.

#### ➤ Influence de la longueur des fentes Lf

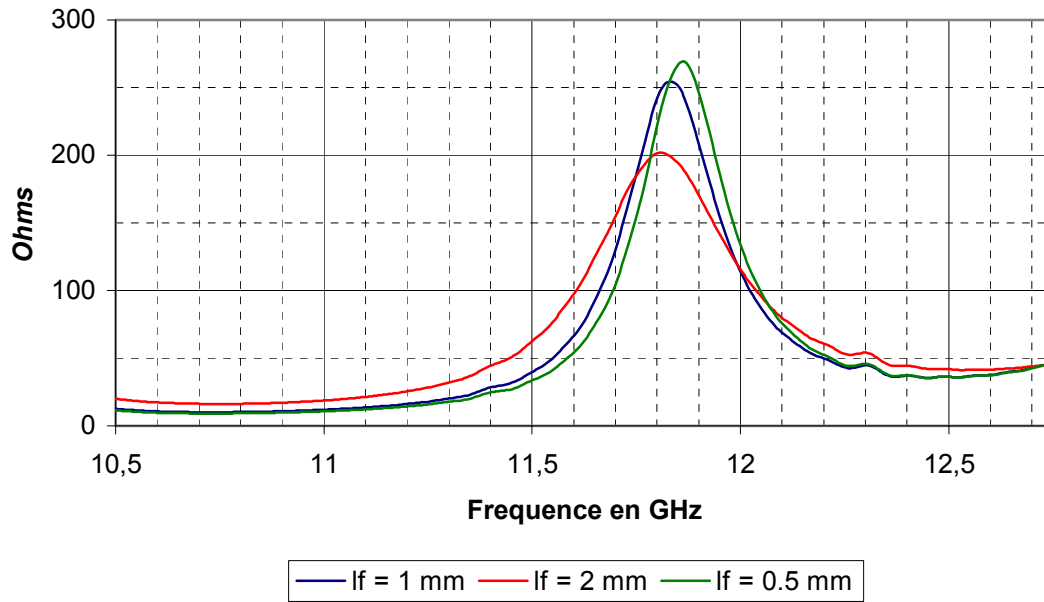


**Figure A9.2 :** Influence de Lf sur la partie réelle de l'impédance d'entrée

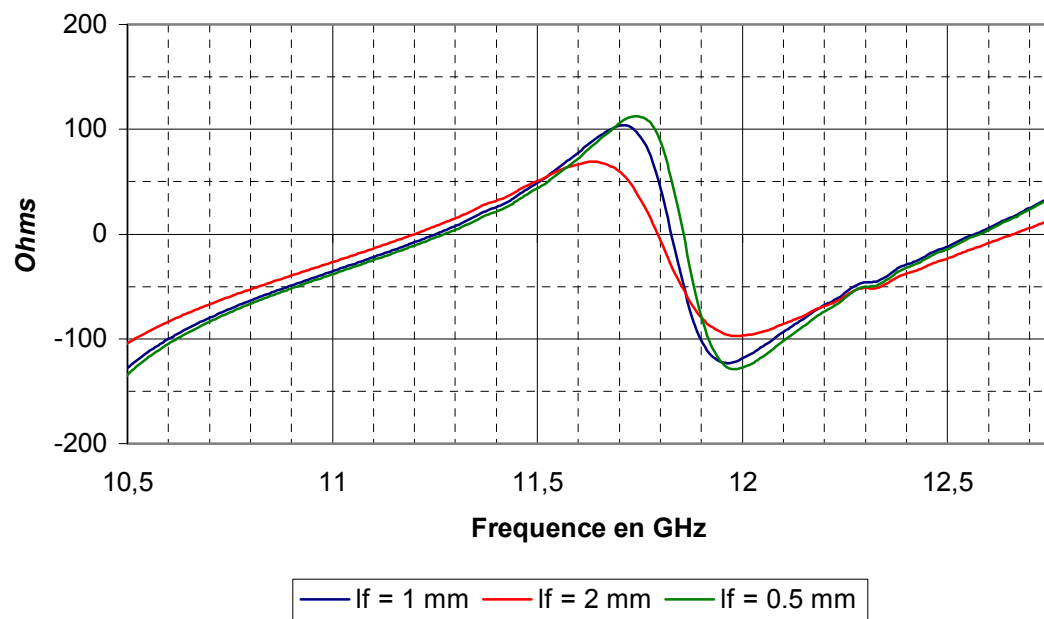


**Figure A9.3 :** Influence de Lf sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée

➤ **Influence de la largeur des fentes  $l_f$**

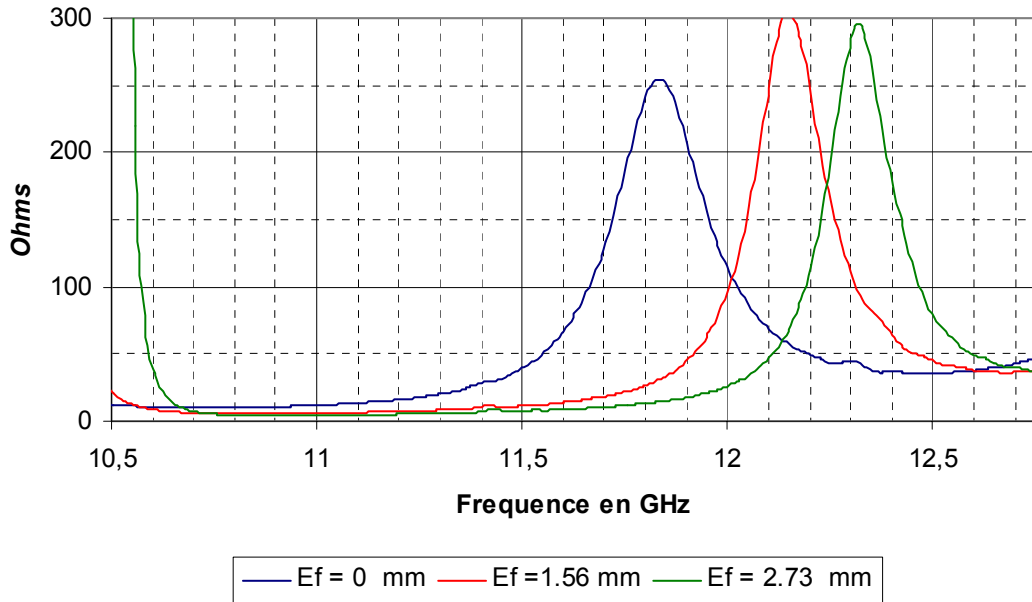


**Figure A9.4 :** Influence de  $l_f$  sur la partie réelle de l'impédance d'entrée

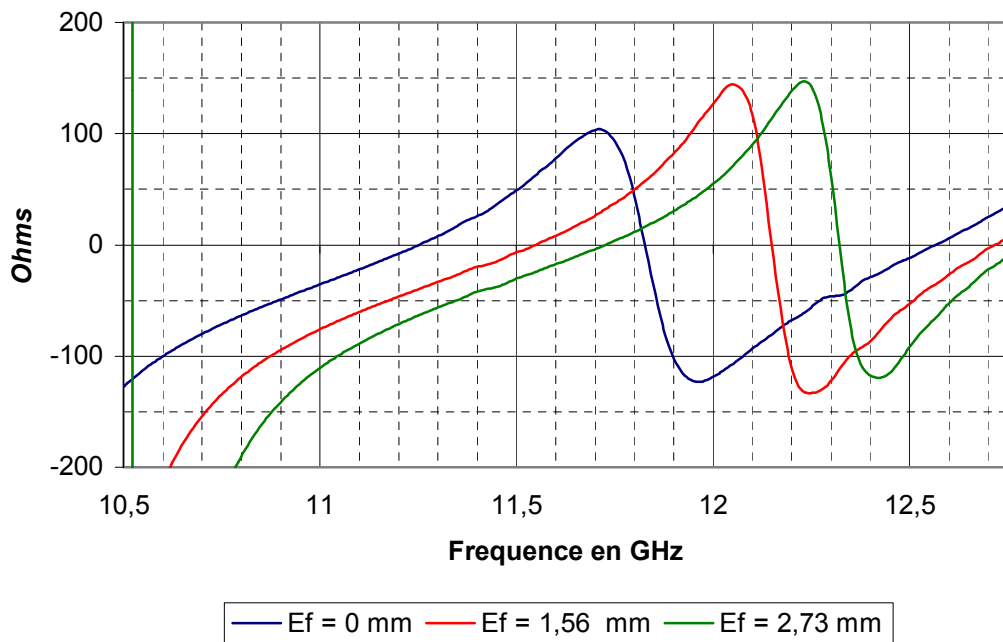


**Figure A9.5 :** Influence de  $l_f$  sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée

➤ **Influence de l'épaisseur des fentes  $E_f$  ( $\Leftrightarrow$  épaisseur plan de masse)**

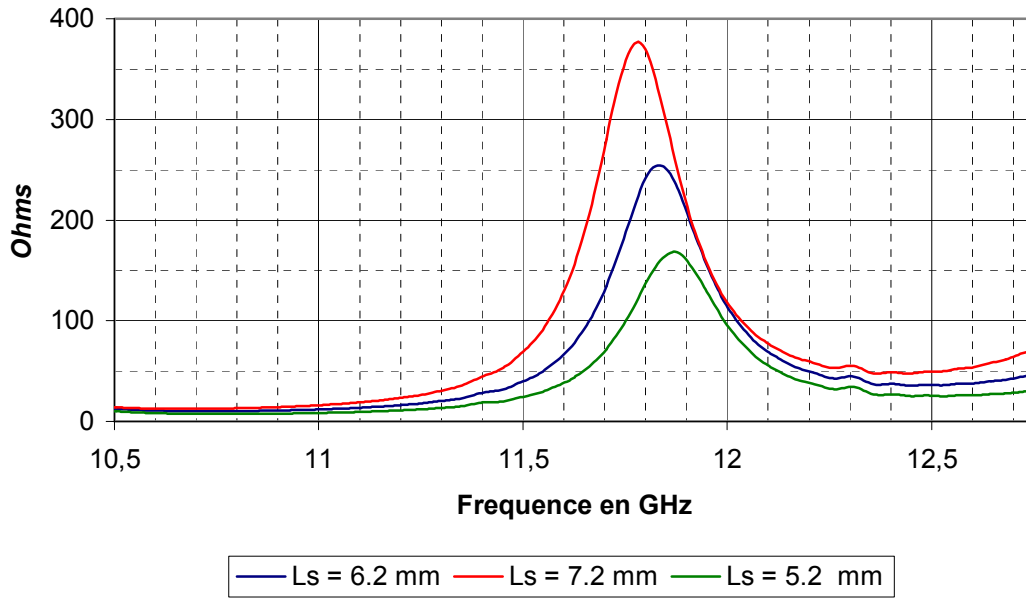


**Figure A9.6 :** Influence de  $E_f$  sur la partie réelle de l'impédance d'entrée

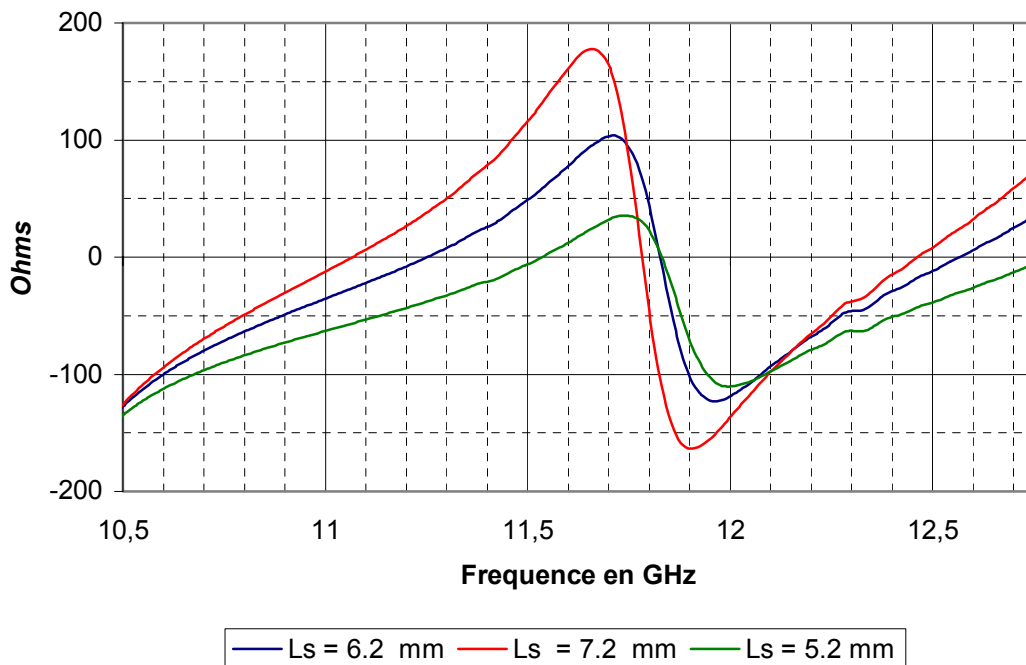


**Figure A9.7 :** Influence de  $E_f$  sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée

➤ **Influence de la longueur de la sonde d'excitation  $L_s$**

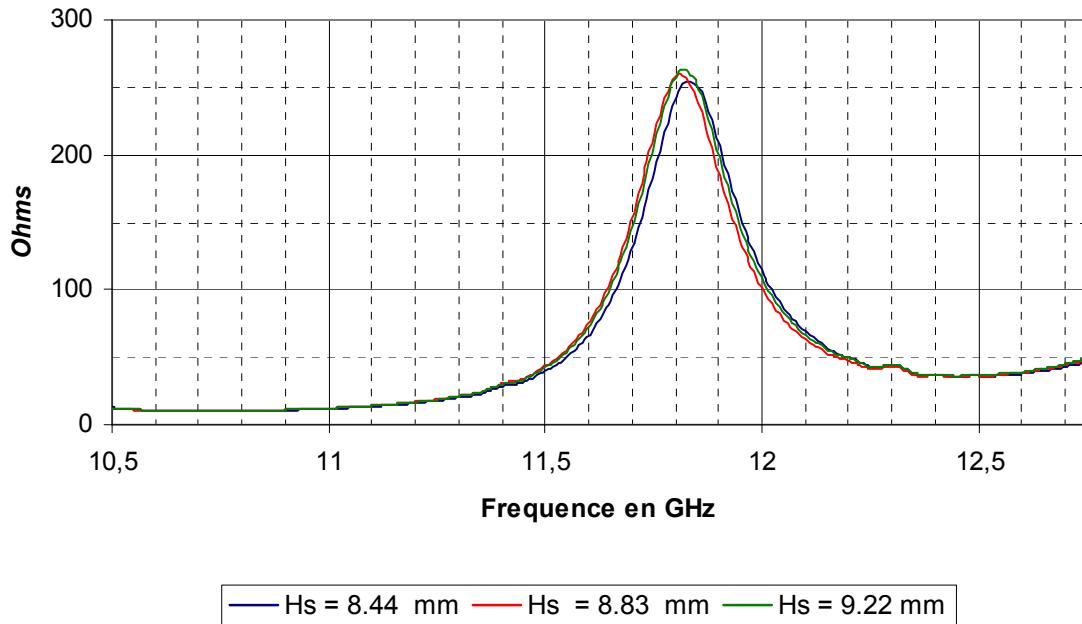


**Figure A9.8 :** Influence de  $L_s$  sur la partie réelle de l'impédance d'entrée

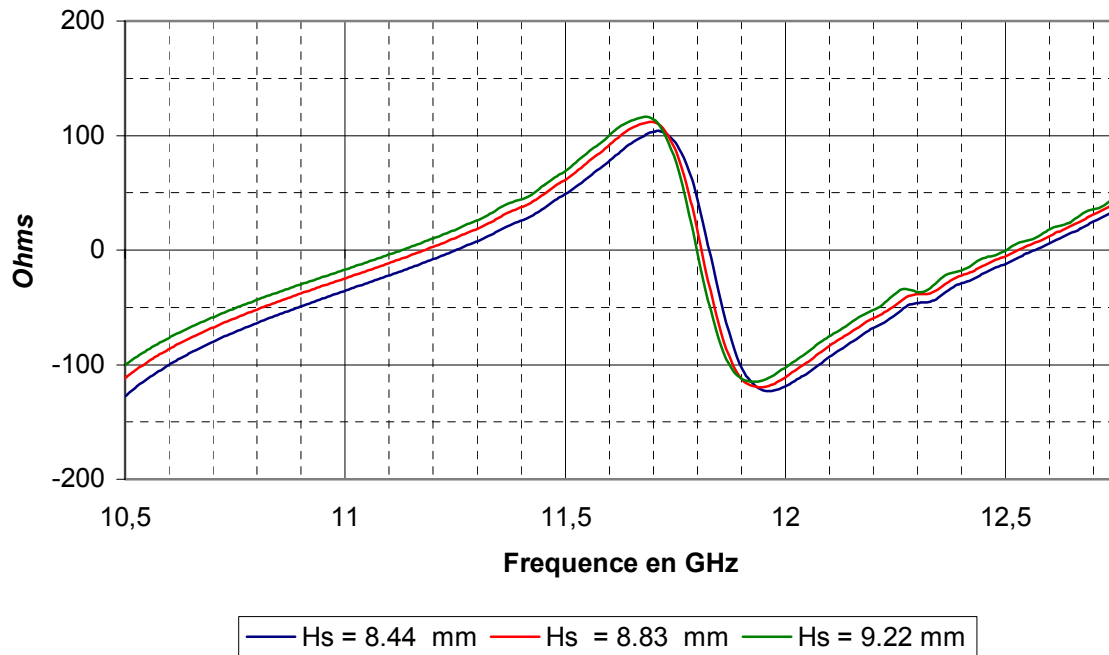


**Figure A9.9 :** Influence de  $L_s$  sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée

➤ **Influence de la hauteur de la sonde d'excitation  $H_s$**

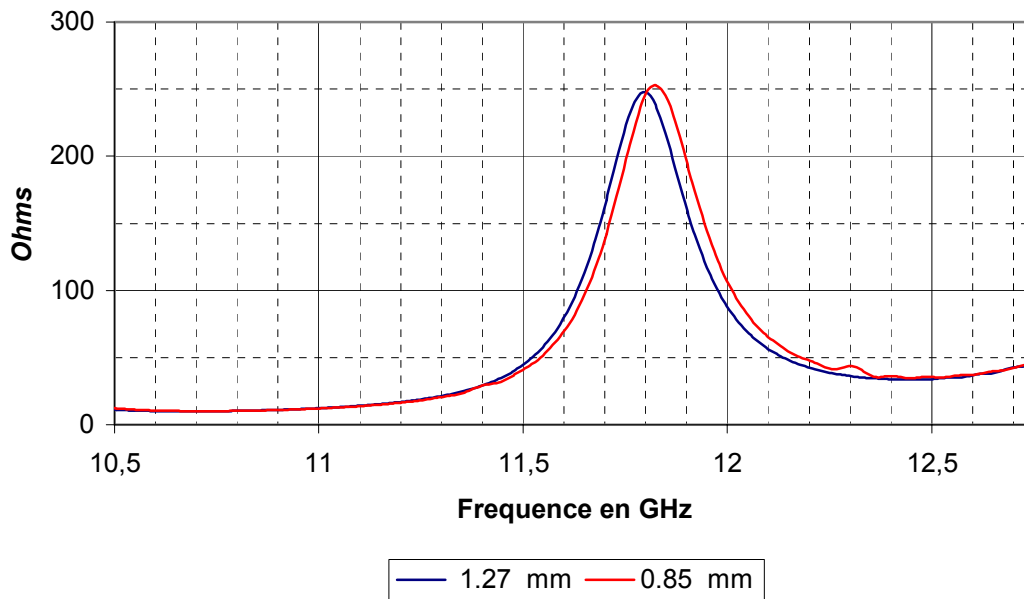


**Figure A9.10** : Influence de  $H_s$  sur la partie réelle de l'impédance d'entrée



**Figure A9.11** : Influence de  $H_s$  sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée

➤ **Influence du diamètre de la sonde  $\varnothing_s$**



**Figure A9.12** : Influence de  $\varnothing_s$  sur la partie réelle de l'impédance d'entrée

Le paramétrage complet est récapitulé dans le **Tableau A9.1**.

	$Z_e$	Fréquence de résonance	Observations
↗ Longueur des fentes $L_f$	↘	↘	Une largeur trop importante des fentes modifie le rayonnement
↗ Largeur des fentes $l_f$	↘	↘	
↗ Epaisseur des fentes $E_f$	↗	↗	Im( $Z_e$ ) est également décalé vers le bas variation faible de la fréquence variation faible de la fréquence
↗ Longueur de la sonde $L_s$	↗	↘	
↗ Hauteur de la sonde $H_s$	=	↘	
↗ Diamètre de la sonde $\varnothing_s$	=	↘	

**Tableau A9.1** : Résumé du paramétrage

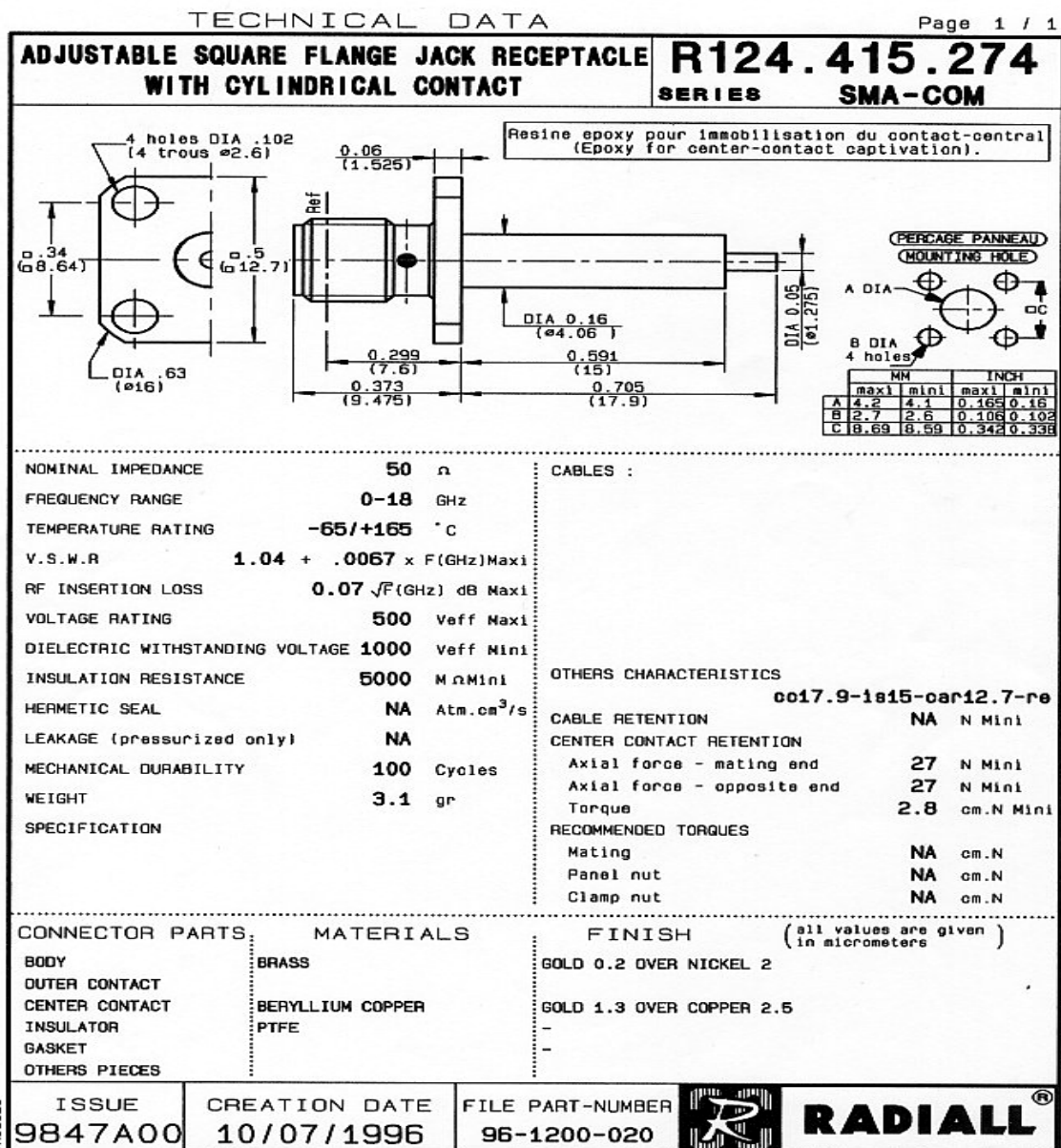




## ANNEXE 10

### DONNEES CONSTRUCTEUR RADIALL CONNECTEUR SMA DROIT

Le connecteur SMA droit développé par la société RADIALL [A10.1] présente les caractéristiques suivantes :





## ANNEXE 11

### CARACTERISTIQUES DES PRODUITS UTILISES

#### I - MATERIAU : ARLON 600 [A11.1]

La plaque de diélectrique utilisé (ARLON 600) pour l'antenne BIP réalisée à 8 GHz possède les caractéristiques suivantes :

**AR1000™ and AR600™**

Microwave Materials

#### **PTFE/Woven Fiberglass/Ceramic Filled High $E_r$ Laminates**

Arlon's AR1000 and AR600 are woven fiberglass, reinforced ceramic filled PTFE based composite materials for use as printed circuit board substrates.

The higher dielectric constants of AR1000 and AR600 permit various degrees of circuit miniaturization, especially for power amplifiers, filters, couplers and other components that use low impedance lines.

AR1000 and AR600 are "soft substrates" and are relatively insensitive to vibrational stress. This allows miniaturized circuitry without requiring the complicated processing or fragile handling associated with brittle pure ceramic materials.

AR1000 and AR600 are compatible with the processing used for standard PTFE based printed circuit board substrates. In addition, the low Z-axis thermal expansion provided by the ceramic loading will improve plated through hole reliability compared to typical PTFE based laminates.

#### **Availability:**

AR1000 and AR600 laminates are available in a range of thicknesses from 0.005" to 0.125" and are supplied with 1/2, 1 or 2 ounce electrodeposited copper on both sides. Other copper weights and rolled copper foil are available. AR1000 and AR600 are available bonded to heavy metal ground planes. Aluminum, brass or copper plates also provide an integral heat sink and mechanical support to the substrate. Other combinations of thickness and cladding may be available. Contact Arlon with any requests for non-standard materials.

When ordering AR1000 or AR600 products, please specify thickness, cladding, panel size, and any other special considerations. Available master sheet sizes include 36" x 48" and 36" x 72".

**ARLON**

### Typical Properties: AR1000™ and AR600™ PTFE/Woven Fiberglass/Ceramic Filled Laminates

Properties	Test Method	Condition	Typical Values AR1000	Typical Values AR600
Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.6	C23/50	10.0*	6.0*
Dissipation Factor @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.6	C23/50	0.003	0.0035
Thermal Coefficient of E <sub>r</sub> (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-233	-325
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.4 x 10 <sup>9</sup>	1.5 x 10 <sup>12</sup>
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	C96/35/90	1.8 x 10 <sup>9</sup>	3.8 x 10 <sup>9</sup>
Arc Resistance (seconds)	ASTM D-495	D48/50	> 180	> 160
Tensile Modulus (kpsi) (x,y)	ASTM D-638	A, 23°C	830, 680	700, 500
Tensile Strength (kpsi) (x,y)	ASTM D-882	A, 23°C	5.1, 4.3	8.3, 7.0
Compressive Modulus (kpsi)	ASTM D-695	A, 23°C	450	225
Flexural Modulus (kpsi)	ASTM D-790	A, 23°C	615	375
Dielectric Breakdown (kv)	ASTM D-149	D48/50	> 45	> 45
Specific Gravity (g/cm <sup>3</sup> )	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	2.84	2.45
Water Absorption (%)	MIL-S-13949H 3.7.7 IPC TM-650 2.6.2.2	E1/105 + D24/23	0.08	0.08
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C) X Axis Y Axis Z Axis	IPC TM-650 2.4.24 TMA	0°C to 100°C	14 16 37	12 14 62
Thermal Conductivity (W/mK)	ASTM E-1225	100°C	0.645	0.431
Outgassing Total Mass Loss (%) Collected Volatile Condensable Material (%) Water Vapor Regain (%) Visible Condensate (±)	NASA SP-R-0022A Maximum 1.00% Maximum 0.10%	125°C, ≤ 10 <sup>-6</sup> torr	0.02 0.00 0.00 NO	- - - -
Flammability	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	Meets requirements of UL94V-0	Meets requirements of UL94V-0

Data based on 0.062" dielectric thickness, exclusive of metal cladding except where indicated by test method. Results listed above are typical properties; they are not to be used as specification limits. The above information creates no expressed or implied warranties. The properties of AR600 and AR1000 laminates may vary depending on the application.

\* Dielectric constants of AR1000 and AR600 vary with thickness. Check with Arlon for the E<sub>r</sub> of the particular thickness you are using.

The information and data contained herein are believed reliable, but all recommendations or suggestions are made without guarantee. You should thoroughly and independently test materials for any planned applications and determine satisfactory performance before commercialization. Furthermore, no suggestion for use, or material supplied shall be construed as a recommendation or inducement to violate any law or infringe any patent.

# ARLON

## MATERIALS FOR ELECTRONICS

1100 Governor Lea Road, Bear, DE 19701 • Telephone: (302) 834-2100, (800) 635-9333 • Fax: (302) 834-2574  
 9433 Hyssop Drive, Rancho Cucamonga, CA 91730 • Telephone: (909) 987-9533 • Fax: (909) 987-9541  
 37 Rue Collange, 92300 LeVallouis, Perret, France • Telephone: (33) 1-427-02642 • Fax: (33) 1-427-02798  
 44 Wilby Avenue, Little Lever, Bolton, Lancashire, BL31QE, U.K. • Telephone: (44) 120-457-6068 • Fax: (44) 120-479-6463  
 Bukit Batok West Avenue 8, Singapore 650170 • Telephone/Fax: (65) 665-0500  
 E-mail: substrates@arlonmed.com • Website: www.arlonmed.com

0212-R4 Copyright © 1998 Arlon Materials for Electronics Printed in U.S.A.

**Arlon is an  
ISO 9002  
Registered  
Company**

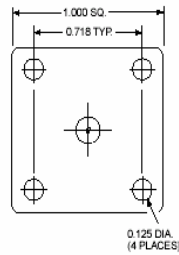
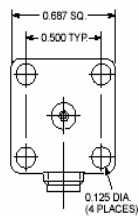
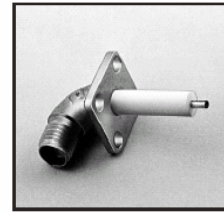
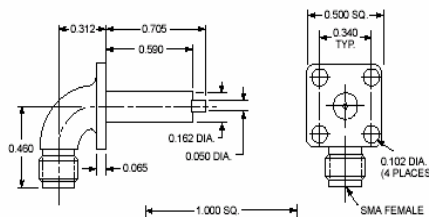
## II - CONNECTEUR SMA

Le connecteur SMA femelle provenant de la société TENSOLITE [A11.2] est coudé et possède une âme centrale de diamètre égale à 1.27 mm. Sa représentation est donnée ci-dessous avec des dimensions exprimées en pouces (= 2.54 cm).

Tensolite Part No.	Flange Size
5450	.500
5423	.687
5803	1.000

Add suffix CC to Part No. for captivated contact.

### Radius Right Angle Flange Mount Female





***BIBLIOGRAPHIE***





**CHAPITRE I**

- [I.1] **J.MAUREL, P.LEPELTIER, L.PELENC, B.TRANCART**  
“*Conception des antennes spatiales pour les charges utiles complexes de télécommunications*”  
Revue des Télécommunications d’Alcatel – 4<sup>ème</sup> trimestre 2001
- [I.2] **G.CAILLE, Y.CAILLOCE, B.DEMOLDER, G.BEKAERT**  
“*Démonstrateur d’antenne multifaisceaux à haut débit pour satellite multimédias*”  
Revue des Télécommunications d’Alcatel – 4<sup>ème</sup> trimestre 2001
- [I.3] **R. BESANCON**  
“*Contribution à l’étude de réseaux d’antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka.*”  
Thèse de Doctorat – n° 47-97 – U.E.R. des sciences – Université de Limoges – Décembre 1997
- [I.4] **C.LAUMOND**  
“*Conception de réseaux d’antennes imprimées large bande à fort gain.*”  
Thèse de Doctorat – n°26-00 – U.E.R. des sciences – Université de Limoges – Juin 2000
- [I.5] **M.RAMMAL**  
“*Contribution à l’étude et à la synthèse de réseaux d’antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés.*”  
Thèse de Doctorat – n°3-93 – U.E.R. des sciences – Université de Limoges – Janvier 1993
- [I.6] **E.RAMOS and T.JONES**  
“*A multiple access payload for data relay applications using active arrays*”  
1990 IEEE AP-S Int Symposium Digest.
- [I.7] **R.YOUNG**  
“*The mesar array*”  
1990 .Courtesy Siemens Plessey Radar and K M.O.D
- [I.8] **GREG HINDMAN**  
“*Globalstar Satellite Near-field Measurement Systems*”  
Antenna Measurement Techniques Association Conference, September 30 - October 3, 1996
- [I.9] **J.BUTTLER, R.LOWE**  
“*Beam forming matrix simplifies design of electrically scanned antennas*”  
Electronic design, April12,1961
- [I.10] **J.J LEE**  
“*Lens antennas*”  
ANTENNA HANDBOOK – Theory Applications and design, chap16

- [I.11] **C.CHATENET**  
*"Etude de dispositifs rayonnants millimétriques à lentilles diélectriques alimentées par des antennes imprimées. Application à la réalisation de systèmes de télécommunications haut débit "*  
Thèse de Doctorat, n°33-1999 - U.E.R des Sciences - Université de Limoges - Novembre 1999
- [I.12] **P.F. COMBES**  
*"Micro-ondes tome 2 : Circuit passif, propagation, antennes "*  
Dunod -1997 – Chap. 13
- [I.13] **Y. RAHMAT-SAMII**  
*"Reflectors antennas"*  
ANTENNA HANDBOOK – Theory Applications and design, chap15
- [I.14] **W.V.T RUSCH, T.S CHU, A.R DION, P.A JENSEN AND A.W RUDGE**  
*" Quasi optical antenna design and applications"*  
THE HANDBOOK OF ANTENNA DESIGN, IEE Elect. Waves series 15 , VOL 1, chap 3
- [I.15] **P.J.B CLARRICOATS**  
*"Reflectors antennas"*  
MICROWAVE HORNS AND FEEDS, IEE Elect. Waves series 39 chap 2
- [I.16] **P.J.B CLARRICOATS**  
*"Feeds for reflector Antenna - a review"*  
Part 1: Antennas Second Int. Conf Antennas Propag. April 13-16 1981 , York, England, pp. 309-317
- [I.17] **S.SILVER**  
*" Microwave Antenna Theory and Design "*  
Dover Publication inc –NEW-YORK.
- [I.18] **P.F. COMBES**  
*"Micro-ondes tome 2 : Circuit passif, propagation, antennes "*  
Dunod -1997 – Chap. 12
- [I.19] **E.V JULL**  
*"Radiation from apertures"*  
ANTENNA HANDBOOK – Theory Applications and design, chap 5
- [I.20] **A.D OLVER**  
*"Radiation from apertures "*  
MICROWAVE HORNS AND FEEDS, IEE Elect. Waves series 39 chap 3
- [I.21] **J.LEE**  
*"Dielectric lens shaping and coma – Correction zoning"*  
Part I : Analysis – IEEE Transactions on Antennas and Propagation – Vol AP-31- N°1 January 1983 – p 211 - 216

- [I.22] **O.PASCAL**  
"Rayonnement d'une antenne associant un cornet rainuré à une lentille diélectrique "  
Thèse de doctorat – Université PAUL SABATIER de TOULOUSE – Novembre 1996
- [I.23] **GRAY C.L**  
"Estimating the effects of feed support member blocking on antenna gain and sidelobe level"  
Microwave J., March 1964 pp 88-91
- [I.24] **GALINDO V**  
"Design of dual reflector antennas with arbitrary phase and amplitude "  
IEEE Trans., AP-12, 1964, pp. 403-408
- [I.25] **Y. RAHMAT-SAMII**  
"Reflectors antennas"  
ANTENNA HANDBOOK – Theory Applications and design, chap15, pp.31-37
- [I.26] **Y.RAHMAT-SAMII**  
"A comparaison between Go/aperture field and physical optic methods for offset reflectors "  
IEEE Trans .Antennas Propa , vol AP-32 pp. 301-306 , March 1984
- [I.27] **P.F. COMBES**  
"Micro-ondes tome 2 : Circuit passif, propagation, antennes "  
Dunod -1997 – Chap. 12 pp.233 et exercice 12.2
- [I.28] **Y.T.LO**  
"On the beam deviation factor of a parabolic reflector"  
IRE Trans . Antennas Prop., Vol AP-8, pp 347-349, May 1960
- [I.29] **J.RUZE**  
"Lateral feed displacement in a paraboloid"  
IEEE Trans. Antennas Propag, vol AP-13,pp 660-665, September 1965.
- [I.30] **Y. RAHMAT-SAMII**  
"Reflectors antennas"  
ANTENNA HANDBOOK – Theory Applications and design, chap15, pp.51-61
- [I.31] **K SUDHAKAR RAO, G.A.MORIN, M. Q TANG, S.RICHARD, K. KEE CHAN**  
"Development of a 45 GHz Multiple-Beam Antenna for Military Satellite Communications"  
IEEE Trans. On Antennas and propagation., Vol 43, N°10, october 1995.
- [I.32] **S. STEIN**  
"On cross Coupling in Multibeam antennas"  
IRE Trans Antennas Propagat, Vol AP-10, p.430, July 1962.
- [I.33] **J.P MONGOMERY,D.L RUNYON AND J.A**  
"Large multibeam lens anteenaa for EHF Satcom"  
IEEE Military Microwave Conf., N°2, Oct 1988 pp369-373

- [I.34] **V.GALINDO-ISRAEL, S.W LEE, R.MITTRA**  
“*Synthesis of a laterally displaced cluster feed for a reflector antenna with application to multiple beams and contored beams*”  
IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol AP-26,N°2, March 1978.
- [I.35] **ROEDERER A.G**  
“*Review of advanced mulitport antenna*”  
ESA Publications
- [I.36] **I.NAITO, S.MAKINO,N MIYAHARA**  
“*A septet beam forming network for reflector multiple beam antennas*”  
IEEE Antennas propagation society international symposium, Montreal, July 1997
- [I.37] **ROEDERER A.G, M SABBADINI**  
“*A novel semi active mulibeam antenna concept*”  
IEEE Antennas propagation symposium digest, Dallas, 1990
- [I.38] **K.W SPRING, H.J MOODY**  
“*Divides LLBFN/HPMA Transmitted architecture*”  
United states patent number 4,901,085, Feb 13,1990
- [I.39] **S.EGAMY, M.KAWAI**  
“*An adaptive mulitbeam systeme concept*”  
IEEE Journ . on selected ares in communications, May 1987.
- [I.40] **M. THEVENOT, C. CHEYPE, A. REINEIX, B. JECKO**  
“*Directive Photonic Band Gap Antenna*”  
IEEE Transactions on microwaves Theory and Tech. Vol 47 Nov 99
- [I.41] **C. SERIER, C. CHEYPE, R. CHANTALAT, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO**  
“*1-D Photonic Band Gap resonator*”  
Microwaves and optical technology letters vol 29 june 2001
- [I.42] **C.CHEYPE, C. SERIER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO**  
“*An electromagnetic bandgap resonator antenna*”  
IEEE Trans on Antennas and propagation, Sept 2002, Vol. 50, N°9, pp -1285
- [I.43] **P.LEVEQUE**  
“*Diffraction des ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes*”  
Thèse de Doctorat, n°14-94, U.E.R des Sciences, Université de Limoges, Février 1994
- [I.44] **K.S YEE**  
“*Numerical solution of initial bundary value problems involving Maxwell’s equations in isotropic media*”  
IEEE Trans. On Antennas and Propagation, vol 14, n°3, May 1966 pp.302-307
- [I.45] <http://www.ticra.com>

**CHAPITRE II**

- [II.1] **E. YABLONOVITCH**  
*"Photonic Band-Gap crystals"*  
Phys.: Condens. Matter 5, No 16, April 1993, pp. 2443-2460
- [II.2] **E. YABLONOVITCH**  
*"Photonic Band-Gap structure"*  
J. Opt. Society Vol 10, p.283-293, Fev 1993
- [II.3] **E. YABLONOVITCH**  
*"Photonic crystals semi conductors of light"*  
Scientific American
- [II.4] **O. PAINTER, A. HURAIN, J. VUCKOVIC and als**  
*"Two dimensional photonic crystal monocavity laser"*  
Photonic Band Engineering Muri Web Site of Yablonovitch
- [II.5] **D. L. BULLOCK, C-C SHIH, R. S. MARGULIES**  
*"Photonic band structure investigation of two dimensional Bragg reflector mirrors for semiconductor laser mode control"*  
Optical Society of America Vol10, N°2, February 1993 - pp. 399 - 403
- [II.6] **CASSAGNE, HIRAGAMA AND YEE**  
*"Novel surface emitting laser diode using PBG crystal cavity"*  
Appl. Phys letters (1996)
- [II.7] **J. KNIGHT, B. MORGAN, T. BIRKS, P.RUSSEL**  
*"Photonics Crystals as Optical Fibre Waveguides"*  
Millenium conference on antennas & propagation Davos 9-14 April 2000
- [II.8] **J. MARCOU, F. BRECHET**  
*"Conception de fibres à BIP pour le contrôle de la dispersion"*  
Congrès Numelec 2000, Poitiers
- [II.9] **M. BENISTY, D. LABILLOY, C. WEISBUCH**  
*"Radiation losses of waveguide based two dimensional photonic crystals positive role of the substrate"*  
Appli. Phys. Lett. Vol. 76 N°5 31 January 2000
- [II.10] **A. POLMAN, P. WITZIUS**  
*"Materials science aspects of photonic crystals"*  
Guest editors MRS bulletin August 2001
- [II.11] **G. POISLANE**  
*"Antennes et matériaux à BIP"*  
Thèse de doctorat n°2194 - Universite de rennes I, juillet 99

- [II.12] **B. LENOIR, S. VERDEYME, D. BAILLARGEAT, P. GUILLON**  
*"Finite Element method for rigorous design of microwaves devices using PBG structures"*  
IEEE MTT International microwaves symposium (1998) vol II,p1061-1064
- [II.13] **VANDESIEN, DANGLLOT, LIPPENS**  
*"Structures guide d'onde actives par ingénierie de BIP"*  
Congrès JNM Arcachon 2001
- [II.14] **Y. QIAN, T. ITOH**  
*"Novel planar Photonic Band Gap structures for Antenna Applications"*  
Congrès AP2000 Davos
- [II.15] **M.M SIGALAS, R.BISWAS , Q.LI ,D.CROUCH, W. LEUNG, R. JACKOBS-  
WOODBURY, B.LOUGH, S.NIELSEN , S. McCALAMONT, G. TUTTLE, K.M  
HO**  
*"Dipole antennas on photonic band gap crystals- Experiment and simulation "*  
M.O.T.L / Vol 15, N°3, June 20 1997 – pp153-158
- [II.16] **G.S SMITH, M.P KESLER, J.G MALONEY**  
*"Dipole antennas used with all dielectric photonic band gap reflector: gain, field, patterns and input impedance crystals"*  
M.O.T.L / Vol 21, N°3, May 5 1999 – pp191-196
- [II.17] **R. GONZALO, B. MARTINEZ, P DE MAAGT**  
*"Improvements in Antennas Using Photonic Bandgap Structures as Substrates"*  
Congrès AP2000 Davos
- [II.18] **S. COLLARDEY and al**  
*"Mettalic Photonic Band Gap Propagation Modes characterization"*  
Microwave and optical technology letters
- [II.19] **M. THEVENOT, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"A dielectric photonic parabolic reflector"*  
Microwave and optical Tech. Letters ,Vol.21, N°6, June 20 1999, pp. 411- 414
- [II.20] **M. THEVENOT**  
*"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à BIP. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes."*  
Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 1999
- [II.21] **M. THEVENOT, C. CHEYPE, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"Directive Photonic Band Gap Antenna"*  
IEEE Transactions on Microwaves Theory and Tech. Vol 47 Nov 99
- [II.22] **C. SERIER, C. CHEYPE, R. CHANTALAT, M. THEVENOT, T. MONEDIERE,  
A. REINEIX, B. JECKO**  
*"1-D Photonic Band Gap resonator"*  
Microwaves and Optical Technology Letters vol 29 june 2001

- [II.23] **C.CHEYPE, C. SERIER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"An electromagnetic bandgap resonator antenna"*  
IEEE Trans on Antennas and Propagation, Sept 2002, Vol. 50, N°9, pp -1285
- [II.24] **P.R VILLENEUVE, M.PICHE**  
*"Photonic band gap in two dimensional square lattice: Square and circular rods"*  
Phys .Rev B / vol 46 1992 – pp 4673
- [II.25] **M.PLIHAL, A.A MARADUDIN**  
*"Photonic band structure of two dimensional systems: the triangular lattice"*  
Phys .Rev B / vol 44 1991 – pp 8565
- [II.26] **D.CASSAGNE, C.JOUANIN, D.BERTHO**  
*"Hexagonal photonic band gap structures"*  
Phys .Rev B / vol 53 1996 – pp 7134
- [II.27] **F.GADOT, A. CHELNOKOV, A DE LUSTRAC, P.CROZAT, J.M LOURTIOZ**  
*"Experimental demonstration of a complete photonic band gap in graphite structure"*  
Appl. Phys. Lett 71(13), 29 Sept 1997 – pp. 1780-1782
- [II.28] **M. THÉVENOT, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure"*  
1999 IOP Publishing Ltd
- [II.29] **C.SERIER**  
*"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"*  
Thèse de doctorat- n°57-2002- Université de Limoges- 2002
- [II.30] **C.CHEYPE**  
*"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes"*  
Thèse de doctorat- n°34-2001- Université de Limoges- 2001
- [II.31] **M. THÉVENOT, A. REINEIX, B. JECKO**  
*"F.D.T.D. to analyze complex PBG structures in the reciprocal space"*  
Microwave and Optical Technology Letters Vol. 21 N°1 April 5 1999
- [II.32] **J. DANGLLOT, T.AKALIN, O.VANBESIEN, D.LIPPENS**  
*"Effets d'Auto-Collimation pour des Sources Hyperfréquences à Cavité à Bande Interdite Photonique"*  
Congrès JNM- Poitiers 2001
- [II.33] **G.A DESCHAMPS**  
*"Microstrip microwaves antennas"*  
3<sup>rd</sup> USAF - Symposium of antennas – 1953

**CHAPITRE III**

- [III.1] **S.W LEE**  
*"Basics"*  
ANTENNA HANDBOOK – Theory Applications and design, chap1, pp.37-43
- [III.2] **J.UHER, J.BORNEMANN, U. ROSENBERG**  
*"Waveguide Components for Antennas Feed Systems : Theory and CAD"*  
Artech House Antenna Library, chap 3, pp109-115
- [III.3] **P.F. COMBES**  
*"Micro-ondes tome 1 : Lignes, guides et cavités "*  
Dunod -1997 – Chap. 13
- [III.4] **J.P BERENGER**  
*"A perfectly matched layer for free space simulation in finite difference computer codes"*  
Congrès EUROEM 94 – Bordeaux – Juin 94
- [III.5] **J.P SEAUX**  
*"Etude de la susceptibilité aux parasites électromagnétiques transitoires des antennes plaquées utilisées dans le domaine spatial "*  
Thèse de doctorat- n°43-90- Université de Limoges- 1990
- [III.6] **C.SERIER**  
*"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"*  
Thèse de doctorat- n°57-2002- Université de Limoges- 2002
- [III.7] **P.F. COMBES**  
*"Micro-ondes tome 2 : Circuit passif, propagation, antennes "*  
Dunod -1997 – Chap. 15
- [III.8] **J. GILBERT, R. HOLLAND**  
*"Implementation of the thin-slot formalism in the finite-difference EMP code THREDII"*  
IEEE Trans. Nuclear Sci., Vol. NS 28, N°6, pp 4269-4274
- [III.9] **A.REINEIX, B.JECKO**  
*"A time domain theoretical method for the analysis of microstrip antennas composed by slots"*  
Annales des Télécommunications, vol. 48 N°1/2, pp 29-34, 1993.
- [III.10] **L. HYVONEN, A HUJANEN**  
*"A compact MMIC-compatible microstrip to waveguide transition"*  
IEEE Microwave Theory and technics –Symposium Digest, 1996 , pp. 875-878



ANNEXES

- [A1.1] **E. ROUBINE - J.Ch. BOLOMEY**  
*"Introduction générale"*.  
Antennes, tome 1, Masson, Paris, France, 1978, pp. 16-17 et pp. 106-107.
- [A1.2] **J.D. KRAUS**  
*"Antennas"*.  
Mc Graw-Hill Book Company, New York, U.S.A., 1950, pp. 11-40.
- [A1.3] **E.A. WOLFF**  
*"Antenna analysis"*.  
John Wiley & Sons, New York, U.S.A., 1966, pp. 6-21.
- [A1.4] **J.R. JAMES - P.S. HALL - C. WOOD**  
*"Microstrip antenna, theory and design"*.  
Peter Peregrinus Ltd., London, England, 1981, pp. 74-77.
- [A3.1] **K.S. YEE**  
*"Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media"*  
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, vol. 14, n°3, May 1966, pp. 302-307.
- [A3.2] **A. TAFLOVE, M.E. BRODWIN**  
*"Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations"*  
I.E.E.E. Microwave Theory and Techniques, vol. 23, n°8, pp. 623-630, August 1975.
- [A3.3] **X. ZHANG, K.K. MEI**  
*"Time domain finite difference approach to the calculation for frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities"*  
I.E.E.E. Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n°12, December 1988, pp. 1775-1787.
- [A3.4] **T. KASHIWA, N. YOSHISA, I. FUFUI**  
*"Three-dimensional analysis of patch antenna by Bergeron's method"*  
Trans. I.E.I.C.E., Japon, vol. 71-B, n°4, April 1988, pp. 576-584, Japan.
- [A3.5] **A. REINEIX, B. JECKO**  
*"Analysis of microstrip patch antennas using finite difference time domain method"*  
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, vol. 37, n°11, November 1989, pp. 1361-1369.
- [A3.6] **J.R. MOSIG**  
*"Les structures microrubans : analyse au moyen des équations intégrales"*  
Thèse de Doctorat, n°511, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, 1983.

- [A3.7] **E. PENARD**  
*" Etude d'antennes imprimées par la méthode de la cavité. Application au couplage "*  
Thèse de Doctorat, n°763, U.E.R. Structures et Propriétés de la Matière, Université de Rennes I, Décembre 1982.
- [A3.8] **A. TAFLOVE**  
*" Application of the finite difference time domain method to sinusoidal steady electromagnetic penetration problems "*  
I.E.E.E. Trans. on Electr. Compatibility, vol. EMC-22, n°2, pp.191-202, 1980.
- [A3.9] **J.P. BERENGER**  
*" A perfectly matched layer for free space simulation in finite difference computer codes "*  
Congrès EUROEM 94, Bordeaux, Juin 94.
- [A3.10] **G. MUR**  
*" Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations "*  
I.E.E.E. Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol 23, n°4, April 1981, pp. 377-382.
- [A3.11] **Z. LIAO, H.L. WONG, B.P. YANG, Y.F. YUAN**  
*" A Transmitting Boundary of Transient Wave Analysis "*  
Sci-Sinica (Series A), vol 27, n°10, pp. 1063-1076, 1984.
- [A3.12] **P. LEVEQUE**  
*" Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes "*  
Thèse de Doctorat, n°14-94, U.E.R. des Sciences, Univ de Limoges, Février 1994.
- [A3.13] **R. HOLLAND, L. SIMPSON**  
*" Finite difference analysis of E.M.P. coupling to thin struts and wires "*  
I.E.E.E. Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. 23, n°2, May 1981, pp. 88-97.
- [A3.14] **A. TAFLOVE, K.R. UMASHANKAR, B. BEKER, F. HARMOUSH, K.S. LEE**  
*" Detailed FD-TD analysis of electromagnetic fields penetrating narrow slots and lopped joints in thick conducting screens "*  
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Prop., Vol. 36, n°2, february 1988, pp. 247-257.
- [A3.15] **J. GRANDO, F. ISSAC, N. LEMISTRE, J.C. ALLIOT**  
*" Stability analysis including wires of arbitrary radius in F.D.T.D. codes "*  
Proc. I.E.E.E. Antennas and Propagation Symposium, Ann Arbor, USA, 1993.
- [A3.16] **C. DELAVEAUD**  
*" Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles "*  
Thèse de Doctorat, n°40-96 - U.E.R. des Sciences, Univ de Limoges, Octobre 1996.

- [A3.17] **J.C. KEDZIA**  
*"Analyse harmonique des antennes microrubans : effet des ondes de surface "*  
Thèse de Doctorat, n°14-87, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Mars 1987.
- [A3.18] **K.S. YEE, D.INGHAM, K. SHLAGER**  
*"Time-Domain extrapolation to the far field based on F.D.T.D. calculations "*  
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 39, n°3, March 1991, pp. 410-413.
- [A3.19] **E. ROUBINE, J.C. BOLOMEY**  
*"Introduction générale "*  
Antennes, tome 1, Masson, Paris, France, 1978, p. 25.
- [A3.20] **D.E. MEREWETHER, R. FISHER, F.W. SMITH**  
*"On implementing a numeric Huygen's source scheme in a finite difference program to illuminate scattering bodies "*  
I.E.E.E. Trans. on Nuclear Science, vol. 27, n°6, December 1980, pp. 1829-1833.
- [A5.1] **J.R. JAMES - P.S. HALL**  
*"Handbook of Microstrip Antennas"*  
I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28 - Peter Peregrinus LTD - 1989
- [A5.2] **I.J. BAHL - P. BHARTIA**  
*"Microstrip Antennas"*  
Artech House - 1980
- [A5.3] **J.R. JAMES - P.S. HALL - C. WOOD**  
*"Microstrip Antenna Theory and Design"*  
I.E.E. Electromagnetic Waves Series 12 - Peter Peregrinus LTD - 1981
- [A5.4] **R. BESANCON**  
*"Contribution de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka"*  
Thèse de Doctorat - n° 47-97 - U.E.R. des Sciences - Univ de LIMOGES - Déc 1997
- [A7.1] <http://www.flann.com/>
- [A10.1] <http://www.radiall.com/>
- [A11.1] <http://www.arlon-med.com/>
- [A11.2] <http://www.tensolite.com/>