

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

Année : 2007

Thèse N°45-2007

# THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

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

**Spécialité : "Télécommunications"**

présentée et soutenue par

***Cyrille MENUDIER***

le 16 Octobre 2007

***Caractérisation des performances d'antennes à réflecteurs paraboliques  
illuminées par une source focale BIE  
Application à l'optimisation d'une couverture multimédia multi-faisceaux***

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE et Monsieur Marc THEVENOT

**JURY :**

<b>Monsieur P.F. Combes</b>	Président	<i>Professeur émérite, université de Toulouse</i>
<b>Monsieur P. Brachat</b>	Rapporteur	<i>Ingénieur R&amp;D France Telecom, La Turbie</i>
<b>Monsieur S. Enoch</b>	Rapporteur	<i>Chargé de recherche CNRS, institut Fresnel, Marseille</i>
<b>Monsieur D. Cros</b>	Examineur	<i>Professeur, Directeur laboratoire Xlim, Limoges</i>
<b>Monsieur P. Dumon</b>	Examineur	<i>Ingénieur Resp. Antennes CNES, Toulouse</i>
<b>Monsieur B. Jecko</b>	Examineur	<i>Professeur, Responsable département OSA, Limoges</i>
<b>Monsieur T. Monediere</b>	Examineur	<i>Professeur, université de Limoges</i>
<b>Monsieur M. Thevenot</b>	Examineur	<i>Chargé de recherche CNRS, laboratoire Xlim, Limoges</i>
<b>Monsieur G. Caille</b>	Invité	<i>Ingénieur Resp. Antennes Thales Alenia Space, Toulouse</i>
<b>Monsieur R. Chantalat</b>	Invité	<i>Ingénieur Resp. Antennes Cisteme, Limoges</i>
<b>Monsieur P. Granger</b>	Invité	<i>Ingénieur Resp. Antennes Thales Air Systems, Limours</i>



*A ma famille*



## Remerciements

Ce travail a été effectué à la faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM, dirigé par Monsieur Pierre-Yves GUILLON à mon arrivée, et aujourd'hui par Monsieur le Professeur Dominique CROS, qui a accepté de participer au jury de cette thèse. Je leur exprime toute ma gratitude pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

Je remercie particulièrement Monsieur le Professeur Bernard JECKO, responsable du département Ondes et Systèmes Associés, pour m'avoir accueilli dans son équipe de recherche et pour m'avoir fait découvrir le domaine des antennes à travers ses cours.

J'associe à ces remerciements Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, qui a encadré mes travaux pendant ces trois années de thèse, ainsi que M. Marc Thevenot, Chargé de Recherche au laboratoire XLIM. Ils ont été d'une grande gentillesse et ont su me donner de précieux conseils tout en me laissant une grande autonomie, ce que j'ai beaucoup apprécié.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur Paul-François COMBES, Professeur émérite de l'Université de Toulouse, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie également Monsieur Patrice BRACHAT, Ingénieur Responsable R&D à France Telecom, et Monsieur Stefan ENOCH, Chargé de Recherche à l'institut Fresnel de Marseille, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens aussi à remercier M. Patrick DUMON, Ingénieur Responsable Antennes au CNES, M. Gérard CAILLE, Ingénieur Responsable Amont Antennes chez Thalès Alenia Space et M. Pierre GRANGER, Ingénieur Responsable Antennes chez Thales Air Systems, de bien avoir voulu participer à ce jury. Je remercie particulièrement ce dernier pour nous avoir permis de disposer du logiciel Profil.

Les secrétaires, Patricia LEROY et Nadine AYMARD, doivent aussi être sincèrement remerciées pour leur disponibilité et pour s'être occupé de tout l'aspect administratif inhérent à mes travaux.

Je me dois aussi de remercier M. Eric ARNAUD, Ingénieur d'Etudes au CNRS. J'ai pris un réel plaisir à partager son bureau pendant ces trois années. Il m'a apporté de précieux conseils et surtout, il a fait preuve d'une bonne humeur permanente et de beaucoup d'humour tout au long de ma thèse. Je lui souhaite bonne chance pour ses travaux sur les lignes à méandres, en espérant que les logiciels de simulation soient à la hauteur !

Je remercie également M. Régis CHANTALAT, Ingénieur d'Etudes Responsable Antennes chez CISTEME, pour m'avoir fait partager son expérience des antennes à réflecteurs, et avec qui j'ai travaillé pendant ces trois ans. Je conserverai de très bons souvenirs de notre collaboration.

Merci également à Bruno BEILLARD et Edson MARTINOD, ainsi qu'au personnel de l'IUT Mesures Physiques et de la filière MIX de l'ENSIL. J'ai beaucoup apprécié la possibilité de pouvoir travailler avec eux à travers différents TP, l'expérience a été très enrichissante.

## Remerciements

---

Je remercie aussi Jojo, Majed, Nicolas, Manu, Elisa, Ouss, Hassan et Charles T. pour leur bonne humeur et leur gentillesse. La liste des remerciements est encore longue et beaucoup de noms ne pourront pas être cités dans ces quelques lignes, bien qu'ils le méritent tous. Je peux juste dire que j'ai pris beaucoup de plaisir à venir travailler chaque matin. Tous les membres du département, qu'ils soient permanents ou doctorants, ont tous de grandes qualités scientifiques, et surtout humaines, qui méritent d'être soulignées.

Je remercie également mes amis, en particulier Denis et Fabien, ainsi que les membres de ma famille qui m'ont soutenu dans ce travail, en particulier ma mère, mon frère et ma nièce, qui malgré ces six ans est très intéressée par les antennes (où alors c'est juste les dégradés de couleurs qui attirent son attention dans les logiciels de CAO...).

Sommaire

## Sommaire

---

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

## **CHAPITRE I**

### **CONTEXTE ET PRESENTATION DE L'ETUDE**

<b>I - LES TELECOMMUNICATIONS SPATIALES .....</b>	<b>9</b>
---	----------

<i>I.1 - Historique .....</i>	<i>9</i>
<i>I.2 - Description d'un satellite .....</i>	<i>11</i>
I.2.1 - Constitution .....	11
I.2.2 - La charge utile .....	11
<i>I.3 - Les applications existantes.....</i>	<i>13</i>
I.3.1 - Communication avec les systèmes mobiles.....	13
I.3.2 - La géo-localisation .....	15
I.3.3 - Diffusion de contenu multimédia .....	16
<i>I.4 - Le cas des couvertures multi-faisceaux.....</i>	<i>17</i>
I.4.1 - Présentation .....	17
I.4.1.1 - Une solution aux besoins actuels .....	17
I.4.1.2 - Principe de base.....	18
I.4.1.3 - Isolation entre les faisceaux adjacents.....	19
I.4.2 - La solution « N sources = un spot ».....	21
I.4.2.1 - Circuits de formation de faisceaux .....	21
I.4.2.2 - Le système FAFR.....	24
I.4.2.3 - Les réseaux à rayonnement direct .....	25
I.4.3 - La solution « une source = un spot ».....	25
I.4.3.1 - Introduction .....	25
I.4.3.2 - Définition de la problématique.....	26
I.4.3.3 - Configurations possibles .....	27

<b>II - LES REFLECTEURS PARABOLIQUES .....</b>	<b>30</b>
--	-----------

<i>II.1 - Historique.....</i>	<i>30</i>
<i>II.2 - Principe de fonctionnement.....</i>	<i>31</i>
<i>II.3 - Les systèmes à simple réflecteur parabolique.....</i>	<i>34</i>
II.3.1 - Géométries employées .....	34
II.3.1.1 - Deux configurations possibles .....	34
II.3.1.2 - Construction géométrique .....	34
II.3.2 - Propriétés essentielles des réflecteurs .....	36
II.3.2.1 - Polarisation croisée.....	36
II.3.2.2 - Défocalisation.....	42
II.3.2.3 - Dépointage en polarisation circulaire.....	45
II.3.2.4 - Particularités du plan focal d'un réflecteur.....	48
<i>II.4 - Les systèmes à deux réflecteurs.....</i>	<i>49</i>
II.4.1 - Principe de fonctionnement.....	49
II.4.1.1 - Constitution.....	49
II.4.1.2 - Equivalence simple réflecteur .....	49
II.4.2 - Configurations possibles .....	50
II.4.2.1 - Réflecteurs Cassegrain.....	50

---

II.4.2.2 - Réflecteurs Grégoriens.....	52
II.4.2.3 - Variantes .....	52
II.4.3 - Minimisation de la polarisation croisée.....	53
II.5 - Bilan sur les antennes à réflecteurs .....	54
<b>III - LES SOURCES FOCALES UTILISEES POUR LES APPLICATIONS MULTI-FAISCEAUX .....</b>	<b>57</b>
III.1 - Introduction.....	57
III.2 - Les cornets corrugués .....	57
III.2.1 - Les cornets corrugués simples.....	57
III.2.2 - Les cornets corrugués profilés.....	58
III.3 - Les cornets de Potter .....	60
III.4 - Les cornets diélectriques.....	61
III.5 - Les cornets multimodes.....	62
III.6 - Bilan sur les différents types de cornets.....	63
<b>IV - L'ANTENNE BIE .....</b>	<b>65</b>
IV.1 - Principe de fonctionnement .....	65
IV.2 - Solutions étudiées .....	66
IV.2.1 - L'antenne BIE à défaut multi-sources.....	66
IV.2.2 - L'antenne BIE multi-sources à ondes de fuites .....	67
<b>V - ETUDES ET DEVELOPPEMENTS REALISES .....</b>	<b>69</b>
<b>VI - CONCLUSION.....</b>	<b>71</b>
<b>VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1.....</b>	<b>72</b>

## **CHAPITRE II**

### **EVALUATION DES PERFORMANCES D'UNE ANTENNE A REFLECTEUR**

<b>I - INTRODUCTION.....</b>	<b>81</b>
<b>II - CARACTERISTIQUES ESSENTIELLES DE L'ANTENNE A REFLECTEUR PARABOLIQUE .....</b>	<b>82</b>
II.1 - Introduction .....	82
II.2 - Loi d'éclairement.....	82
II.3 - Centre de phase d'une source focale.....	84
II.4 - Apodisation.....	85
II.5 - Gain de l'antenne à réflecteur .....	86
II.6 - Conclusion.....	87

<b>III - DETERMINATION DU RENDEMENT D'UNE ANTENNE A REFLECTEUR.....</b>	<b>88</b>
III.1 - Expression de $\eta_{ar}$ .....	88
III.2 - Expression de $\eta_i$ .....	89
III.2.1 - Facteur de gain traduisant les pertes par débordement.....	90
III.2.2 - Facteur de gain traduisant les défauts de polarisation.....	91
III.2.3 - Facteur de gain traduisant les pertes par apodisation.....	92
III.2.4 - Facteur de gain traduisant les aberrations de phase.....	94
III.3 - Autres facteurs de gains.....	95
III.3.1 - Influence de la zone d'ombre.....	95
III.3.2 - Influence de l'état de surface.....	95
III.4 - Conclusion.....	96
<b>IV - MISE EN PLACE D'UN OUTIL DE CARACTERISATION GLOBALE.....</b>	<b>98</b>
IV.1 - Besoins.....	98
IV.2 - Présentation de l'outil.....	99
IV.2.1 - Module 1 : modélisation de la source focale.....	99
IV.2.2 - Module 2 : modélisation du réflecteur.....	100
IV.2.3 - Module 3 : caractérisation du centre de phase.....	100
IV.2.3.1 - Méthode 1.....	101
IV.2.3.2 - Méthode 2.....	103
IV.2.3.3 - Module 4 : calcul du rendement d'illumination.....	103
IV.2.3.4 - Module 5 : calcul du diagramme de l'antenne à réflecteur.....	104
IV.3 - Validation de l'outil.....	108
IV.3.1 - Validation du module 2.....	108
IV.3.2 - Validation du module 3.....	108
IV.3.3 - Validation du module 4.....	109
<b>V - DIAGRAMMES THEORIQUES DE SOURCES.....</b>	<b>111</b>
V.1 - Introduction.....	111
V.2 - Optimisation du rendement d'illumination.....	112
V.3 - Diagrammes en $\cos^q$ .....	113
V.3.1 - Rendement d'illumination maximal.....	114
V.3.2 - Evolution des facteurs de gain.....	114
V.3.3 - Démarche de conception usuelle.....	116
V.3.3.1 - Détermination de $\theta_0$ .....	117
V.3.3.2 - Détermination de la directivité optimale.....	117
V.3.3.3 - Détermination de l'apodisation optimale.....	119
V.3.3.4 - Détermination des lobes secondaires.....	120
V.4 - Diagrammes gaussiens.....	122
<b>VI - CONCLUSION.....</b>	<b>124</b>
<b>VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.....</b>	<b>125</b>

## **CHAPITRE III**

### **ETUDE DES SOURCES FOCALES BIE**

<b>I - INTRODUCTION .....</b>	<b>129</b>
<b>II - PRESENTATION DES ANTENNES BIE A DEFAUT .....</b>	<b>130</b>
<i>II.1 - Propriétés des matériaux à bande interdite électromagnétique.....</i>	<i>130</i>
<i>II.2 - Propriétés des matériaux BIE à défaut .....</i>	<i>132</i>
<i>II.3 - Obtention de l'antenne BIE à défaut .....</i>	<i>133</i>
<i>II.4 - Conception de l'antenne BIE à défaut.....</i>	<i>134</i>
<i>II.5 - Avantages et inconvénients .....</i>	<i>136</i>
<i>II.6 - Applications de l'antenne.....</i>	<i>136</i>
<b>III - PARTICULARITES ELECTROMAGNETIQUES DE L'ANTENNE BIE .....</b>	<b>138</b>
<i>III.1 - Introduction.....</i>	<i>138</i>
<i>III.2 - Etude des diagrammes de rayonnement .....</i>	<i>139</i>
III.2.1 - Allure générale.....	139
III.2.2 - Evolution fréquentielle de la directivité .....	142
III.2.3 - Evolution fréquentielle des lobes secondaires .....	142
III.2.4 - Comparaison avec un cornet de Potter.....	143
<i>III.3 - Etude du centre de phase .....</i>	<i>145</i>
III.3.1 - Introduction .....	145
III.3.2 - Etude paramétrique.....	147
III.3.2.1 - Choix du motif de la grille.....	147
III.3.2.2 - Influence de la directivité .....	149
III.3.2.3 - Influence de la sonde d'excitation.....	151
III.3.2.4 - Influence du facteur de qualité du résonateur BIE.....	152
III.3.3 - Conclusion.....	155
<b>IV - INFLUENCE SUR LES PERFORMANCES D'UNE ANTENNE A REFLECTEURS .....</b>	<b>157</b>
<i>IV.1 - Performances.....</i>	<i>157</i>
<i>IV.2 - Limitations .....</i>	<i>161</i>
<b>V - AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA SOURCE FOCAL BIE .....</b>	<b>162</b>
<i>V.1 - Modification de la sonde d'excitation.....</i>	<i>162</i>
V.1.1 - Utilisation d'un cornet.....	162
V.1.2 - Cornets à profil gaussiens .....	165
V.1.2.1 - Cornet profilé simple.....	165
V.1.2.2 - Cornet gaussien corrugué.....	166
V.1.2.3 - Performances de l'antenne BIE associé au cornet gaussien.....	167
<i>V.2 - Recherche d'une position optimale de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur .....</i>	<i>170</i>

<b>VI - METHODE DE CONCEPTION .....</b>	<b>174</b>
<i>VI.1 - Introduction.....</i>	<i>174</i>
<i>VI.2 - Description de la méthode.....</i>	<i>175</i>
VI.2.1 - Détermination du demi-angle d'interception du réflecteur .....	175
VI.2.2 - Détermination du rendement d'illumination maximum obtenu avec une source focale BIE.....	175
VI.2.3 - Détermination de la directivité optimale de la source focale BIE .....	176
VI.2.4 - Détermination du facteur de qualité de la source focale BIE .....	177
VI.2.5 - Détermination d'une position optimale de l'antenne BIE par rapport au foyer de la parabole.....	178
<b>VII - CONCLUSION .....</b>	<b>179</b>
<b>VIII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3 .....</b>	<b>181</b>

## **CHAPITRE IV**

### **APPLICATION A LA CARACTERISATION D'UNE SOURCE FOCAL MULTI-FAISCEAUX**

<b>I - INTRODUCTION .....</b>	<b>186</b>
<b>II - CARACTERISTIQUES DES SYSTEMES MULTI-FAISCEAUX .....</b>	<b>187</b>
<i>II.1 - Grandeurs caractéristiques.....</i>	<i>187</i>
II.1.1 - Distance entre les sources focales .....	187
II.1.2 - Diminution de la directivité maximale $\Delta G$ .....	188
II.1.3 - Directivité EOC .....	188
II.1.4 - Roll-off.....	189
<i>II.2 - Isolation entre les faisceaux .....</i>	<i>189</i>
II.2.1 - C/I en émission.....	189
II.2.2 - C/I en réception.....	190
<i>II.3 - Sensibilité aux erreurs de pointage .....</i>	<i>191</i>
<b>III - PRESENTATION DE L'APPLICATION.....</b>	<b>192</b>
<i>III.1 - Objectifs.....</i>	<i>192</i>
<i>III.2 - Cahier des charges.....</i>	<i>193</i>
<i>III.3 - Présentation du réflecteur SFOCA .....</i>	<i>194</i>
III.3.1 - Détermination de la géométrie de l'antenne SFOCA .....	195
III.3.2 - Paramètres définissant la géométrie de l'antenne .....	196
III.3.3 - Dépendance et influence des paramètres .....	198
III.3.4 - Géométrie simulée dans Profil .....	199
<i>III.4 - Source focale de référence .....</i>	<i>200</i>
III.4.1 - Présentation du cornet de Potter .....	200

## Sommaire

---

III.4.2 - Performances du cornet de Potter.....	202
<b>IV - DEFINITION DE LA SOURCE FOCAL BIE .....</b>	<b>203</b>
<i>IV.1 - Application de la méthode de conception .....</i>	<i>203</i>
<i>IV.2 - Caractérisation de l'antenne simple source.....</i>	<i>204</i>
IV.2.1 - Présentation de l'antenne BIE.....	204
IV.2.2 - Performances.....	205
IV.2.2.1 - Rendement d'illumination.....	205
IV.2.2.2 - Diagrammes secondaires.....	206
IV.2.3 - Comparaison avec les mesures .....	208
IV.2.3.1 - Diagrammes de rayonnement de la source focale.....	208
IV.2.3.2 - Performances avec le réflecteur.....	210
<b>V - CARACTERISATION DES PERFORMANCES DU SYSTEME MULTI-SOURCES .....</b>	<b>213</b>
V.1.1 - Présentation du système multi-sources.....	213
V.1.2 - Caractéristiques de l'antenne multi-sources .....	214
V.1.2.1 - Directivité.....	214
V.1.2.2 - Diagrammes de rayonnement .....	215
V.1.2.3 - Evolution du centre de phase.....	216
V.1.3 - Performances de l'antenne multi-sources.....	217
V.1.3.1 - Rendement d'illumination.....	217
V.1.3.2 - Diagrammes de l'antenne à réflecteur .....	218
V.1.3.3 - Effets de la défocalisation.....	219
<b>VI - CONCLUSION.....</b>	<b>225</b>
<b>VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4.....</b>	<b>226</b>
<b>CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES .....</b>	<b>225</b>
<b>ANNEXES .....</b>	<b>231</b>
<b>LISTE DES TRAVAUX .....</b>	<b>265</b>

# Introduction générale



A travers les époques, les hommes se sont aperçus que pour pouvoir s'inscrire dans une démarche d'évolution, il était nécessaire de pouvoir communiquer. Pour être efficace et rapide, cette communication a besoin d'être structurée, organisée autour de règles et de codes de façon à ce que l'information soit aisément reproductible entre les individus. Ce principe est la base même d'un réseau de communication. En voulant faire ensuite abstraction de la distance, il n'y a qu'un pas vers les réseaux de télécommunications.

Le premier réseau de télécommunications reconnu historiquement est le télégraphe de Chappe, mis au point par l'ingénieur français Claude Chappe en 1792. Ce dispositif était en fait un télégraphe optique qui permettait de communiquer en relayant l'information environ tous les dix kilomètres. Grâce à ses bras articulés, ce système permettait de communiquer des informations à partir d'un alphabet de 196 symboles.

Le XIX<sup>ème</sup> siècle enchaînera ensuite les prouesses techniques pour pouvoir s'affranchir des distances. Ainsi, grâce à son alphabet constitué de tirets et de points, Samuel Morse va en 1837 relancer l'intérêt du télégraphe électrique inventé cinq ans plus tôt. Quelques années plus tard, en 1876, Graham Bell mettra au point le téléphone, presque accidentellement, à cause d'une mauvaise soudure. En cette fin de siècle, les travaux successifs de J. C. Maxwell, M. Faraday, A. M. Ampère et H. Hertz permettront la découverte des ondes électromagnétiques qui entraîneront le développement de la télégraphie sans fil (T.S.F) au début du XX<sup>ème</sup> siècle, puis de la radio et de la télévision.

Constitués au départ de quelques mailles interconnectant quelques points du globe privilégiés, les réseaux de télécommunications sont aujourd'hui devenus un enchevêtrement complexe d'autoroutes de l'information, utilisant à la fois les liaisons filaires, optiques ou hertziennes. Parmi ces dernières, les satellites de télécommunications apparus dans les années 1960 ont connu une croissance extraordinaire depuis les années 1990.

Grâce à leur couverture importante et la possibilité de s'affranchir des obstacles naturels qui font défaut aux réseaux terrestres, les satellites constituent un moyen efficace de délivrer des informations à un grand nombre de personnes. De plus, grâce au progrès technologique des semi-conducteurs, les satellites sont maintenant capables de fournir une puissance de plusieurs kilowatts. Ce progrès ouvre la voie aux télécommunications multimédia haut débit dans les prochaines années. Ces réseaux devraient être facilement rentabilisées étant donné le coût de revient par utilisateur comparé à celui des infrastructures terrestres.

Il reste néanmoins à résoudre le problème des antennes embarquées sur ces satellites. Pour transmettre des données à haut débit et maximiser la capacité du système, la couverture

au sol est divisée en une multitude de cellules élémentaires entrelacées, des spots, dont le diamètre est inférieur au degré. Ceci implique alors l'utilisation d'antennes très directives. Pour pouvoir respecter les exigences des opérateurs de télécommunications, ces antennes ont des cahiers des charges drastiques en termes de gain et d'isolation électromagnétique vis-à-vis des cellules environnantes. Il ne faut pas non plus oublier que le domaine spatial est très exigeant en termes de performances et que la moindre optimisation se traduit par une économie d'argent considérable. Des solutions visant à réduire la masse, l'encombrement où encore le nombre de ces antennes sont alors les bienvenues. Parmi les différentes configurations d'antennes susceptibles de réaliser ces couvertures, les antennes à réflecteur parabolique constituent un choix intéressant. Celles-ci sont éclairées par une source focale, puis l'énergie reçue est focalisée en réflexion dans une direction donnée.

Un concept de source focale associée à un réflecteur parabolique est étudié depuis quelques années par le département OSA du laboratoire XLIM. Celui-ci repose sur l'utilisation d'une antenne BIE (Bande Interdite Electromagnétique) à défaut permettant d'entrelacer des ouvertures rayonnantes de façon à créer des spots entrelacés en sortie du focaliseur. Une première thèse soutenue en 2003 a montré que ce type de sources focales permettait de réaliser des couvertures dotées de plusieurs faisceaux distincts et que, par rapport aux sources focales usuelles, ce type d'antennes devrait permettre de réduire le nombre total de réflecteurs sur le satellite.

Néanmoins, il est nécessaire d'évaluer les performances de ce type de source focale pour pouvoir juger de leurs potentiels par rapport aux autres solutions existantes. Ceci constitue le travail principal de cette thèse.

L'étude des sources focales pour des applications spatiales est une activité récente du département OSA du laboratoire XLIM. Il est donc nécessaire de faire un état de l'art des solutions antennaires utilisées pour les télécommunications spatiales de façon à mettre en avant les avantages et les inconvénients de chacune. L'accent devra être mis sur les antennes à réflecteurs et leurs principales propriétés.

Le but est ensuite de pouvoir évaluer les performances de la source focale BIE associée à un réflecteur parabolique. Le terme de « performances » englobe la façon dont le réflecteur est illuminé, mais aussi les caractéristiques globales de l'antenne à réflecteur à travers les notions de directivité et de niveaux lobes secondaires sur l'ensemble de la couverture.

Ce travail doit ensuite pouvoir être mis à profit pour déterminer quelles sont les points forts et les points faibles de ce nouveau type de source focale afin d'optimiser les résultats obtenus.

Au final, une méthodologie devra être mise en place pour obtenir une source focale BIE optimale pour un réflecteur donné. Cette démarche a pour but d'éviter de longues et fastidieuses étapes de simulation au concepteur pour arriver à un résultat.

Le plan de ce manuscrit se décrit en quatre parties.

Dans le premier chapitre, les différentes solutions envisagées actuellement pour satisfaire les exigences d'une mission de télécommunications multimédia seront présentées et analysées. A l'issue de ce travail, nous montrerons qu'il se dégage une problématique commune aux antennes multi-faisceaux. L'objet de cette thèse étant de concevoir un nouveau dispositif multi-faisceaux pour un focaliseur, une présentation détaillée des antennes à réflecteurs et de leurs caractéristiques sera faite.

Le deuxième chapitre présentera les méthodes utilisées pour évaluer les performances d'une antenne à réflecteur en déterminant notamment son rendement d'illumination. Un outil de caractérisation des performances a été développé au cours de cette thèse, il est présenté dans ce chapitre. Celui-ci devra permettre d'évaluer les potentiels de la source focale BIE.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude de ce nouveau type de source focale. Nous verrons quelles sont les singularités de cette antenne de façon à savoir si elles sont un atout ou un inconvénient concernant les performances de l'antenne à réflecteur. A partir des analyses effectuées, une méthode de conception simple sera présentée pour réaliser une source focale BIE performante.

Pour finir, dans le quatrième chapitre, nous utiliserons cette méthode de conception et l'outil de caractérisation mis en place pour contribuer à la réalisation d'un prototype d'antenne BIE multi-faisceaux associé à un système à double réflecteur de type SFOCA (Side Fed Offset Cassegrain Antenna). Cette réalisation s'inscrit dans le cadre d'un contrat de recherche et technologie (R&T) entre le CNES et le département OSA du laboratoire XLIM.



# Chapitre I

## CONTEXTE ET PRESENTATION DE L'ETUDE

\*\*\*\*\*

<b>I - LES TELECOMMUNICATIONS SPATIALES .....</b>	<b>9</b>
I.1 - <i>Historique</i> .....	9
I.2 - <i>Description d'un satellite</i> .....	11
I.3 - <i>Les applications existantes</i> .....	13
I.4 - <i>Le cas des couvertures multi-faisceaux</i> .....	17
<b>II - LES REFLECTEURS PARABOLIQUES.....</b>	<b>30</b>
II.1 - <i>Historique</i> .....	30
II.2 - <i>Principe de fonctionnement</i> .....	31
II.3 - <i>Les systèmes à simple réflecteur parabolique</i> .....	34
II.4 - <i>Les systèmes à deux réflecteurs</i> .....	49
II.5 - <i>Bilan sur les antennes à réflecteurs</i> .....	54
<b>III - LES SOURCES FOCALES UTILISEES POUR LES APPLICATIONS MULTI-FAISCEAUX.....</b>	<b>57</b>
III.1 - <i>Introduction</i> .....	57
III.2 - <i>Les cornets corrugués</i> .....	57
III.3 - <i>Les cornets de Potter</i> .....	60
III.4 - <i>Les cornets diélectriques</i> .....	61
III.5 - <i>Les cornets multimodes</i> .....	62
III.6 - <i>Bilan sur les différents types de cornets</i> .....	63
<b>IV - L'ANTENNE BIE .....</b>	<b>65</b>
IV.1 - <i>Principe de fonctionnement</i> .....	65
IV.2 - <i>Solutions étudiées</i> .....	66
<b>V - ETUDES ET DEVELOPPEMENTS REALISES .....</b>	<b>69</b>
<b>VI - CONCLUSION.....</b>	<b>71</b>
<b>VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 1 .....</b>	<b>72</b>



# I - Les télécommunications spatiales

## I.1 - Historique

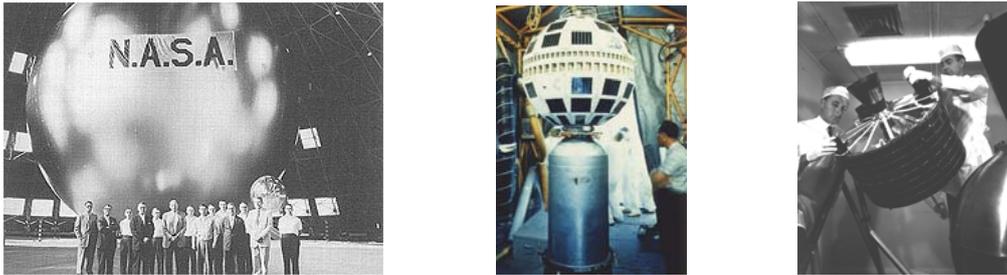
La notion de satellite remonte à la fin des années 1930 à travers les travaux de Constantin Tsiolkovski, considéré comme le fondateur de l'astronautique moderne. Ses travaux seront ensuite repris et développés par le britannique Arthur C. Clarke qui expose le concept de satellite géostationnaire dans un article en 1945 [1]. Il montre qu'avec trois satellites de ce type, il serait possible de couvrir la totalité du globe à l'exception des pôles. Le concept est attirant mais irréalisable technologiquement à l'époque. Il faut attendre l'invention du transistor, en 1947, qui constitue une véritable révolution dans le domaine de l'électronique et va entraîner en quelques années les télécommunications dans une nouvelle ère. C'est ainsi que, dès 1955, un ingénieur de Bell Labs, John R. Pierce, envisage des concepts de satellites passifs et actifs (munis de répéteurs) qui pourraient circuler autour de la Terre sur des orbites basses ou géostationnaires. Dès lors, des projets de liaisons intercontinentales téléphoniques, puis audiovisuelles, voient le jour, et la communication avec n'importe quel endroit du monde semble envisageable.

C'est ainsi que les Américains lancent le 10 juillet 1962 le premier satellite de télécommunications actif, *Telstar*. Son prédécesseur, *Echo 1*, lancé en 1960, ne pouvait que réfléchir des signaux. *Telstar* est placé en orbite basse car la technologie nécessaire à la mise en orbite d'un satellite géostationnaire n'est pas encore au point. Il sera le premier à avoir permis la retransmission d'une émission de télévision entre l'Etat du Maine et le radôme de Pleumeur-Bodou, en Bretagne, le 11 juillet 1962. Son orbite lui permettait d'avoir une fenêtre de visibilité de seulement une vingtaine de minutes au dessus de la France, mais la démonstration de l'intérêt du satellite dans les télécommunications venait d'être faite.

Entre 1963 et 1964, la NASA lance trois satellites géostationnaires *Syncom 1, 2 et 3* afin d'effectuer des tests sur cette orbite. Le premier satellite de télécommunications géostationnaire exploité, *Early Bird*, apparaîtra en 1965, il est capable d'assurer 250 liaisons téléphoniques simultanément. Aujourd'hui, un satellite comme *Intelsat 802* est capable d'en assurer 134 500 auxquelles s'ajoutent des programmes de télévision. Quelques uns de ces satellites sont présentés sur la *figure 1*.

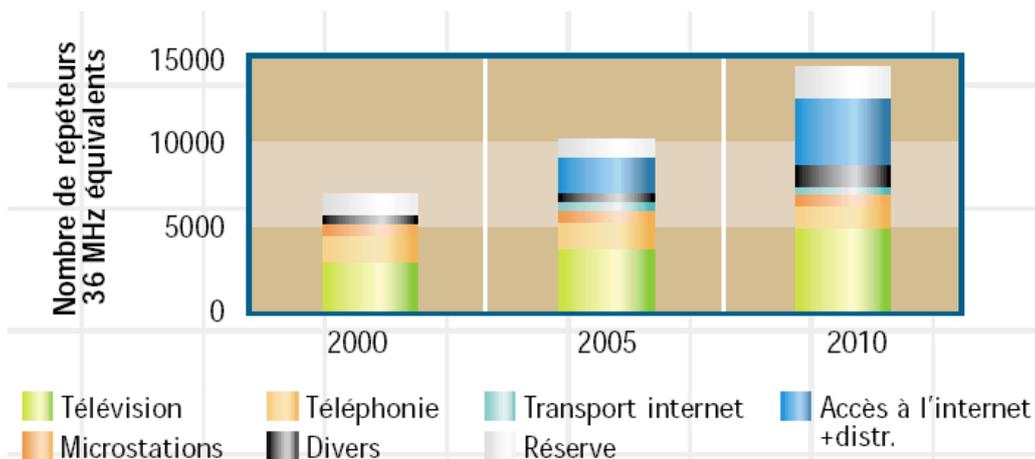
Les progrès rapides et les enjeux de ces systèmes orbitaux, à la fois techniques, mais aussi politiques et militaires, vont entraîner une véritable concurrence internationale sur ce

marché et le nombre de satellites va exploser pour atteindre une demande actuelle d'environ 35 unités par an. Ils ont pour but de fournir une multitude de services, dans le domaine de la téléphonie, du multimédia ou encore de la localisation géographique. Ils viennent ainsi compléter les infrastructures terrestres et sous-marines lorsqu'elles existent, ou bien, permettent un accès aux services dans les zones où les coûts d'infrastructures ne justifient pas la mise en place d'un réseau terrestre, en raison d'une topographie peu adéquate, ou d'une densité de population trop faible.



**Figure 1 :** Premiers satellites de télécommunications (Echo 1, Telstar, et SynCom 1)

La **figure 2** [2] indique l'évolution de l'utilisation des satellites jusqu'en 2010. La partie dédiée aux stations terrestres et aux liaisons téléphoniques stagne en raison de la concurrence par la fibre optique dont les coûts d'infrastructures ont baissé. Cependant, grâce à une technologie souple, le satellite a pu s'adapter au marché pour distribuer du contenu haut débit via Internet et la télévision par satellite qui constituent aujourd'hui une part majeure de l'activité satellitaire. Il faut noter aussi la forte évolution du marché de la géo-localisation maritime et terrestre avec les particuliers qui ont maintenant accès au système de navigation GPS à prix compétitif.



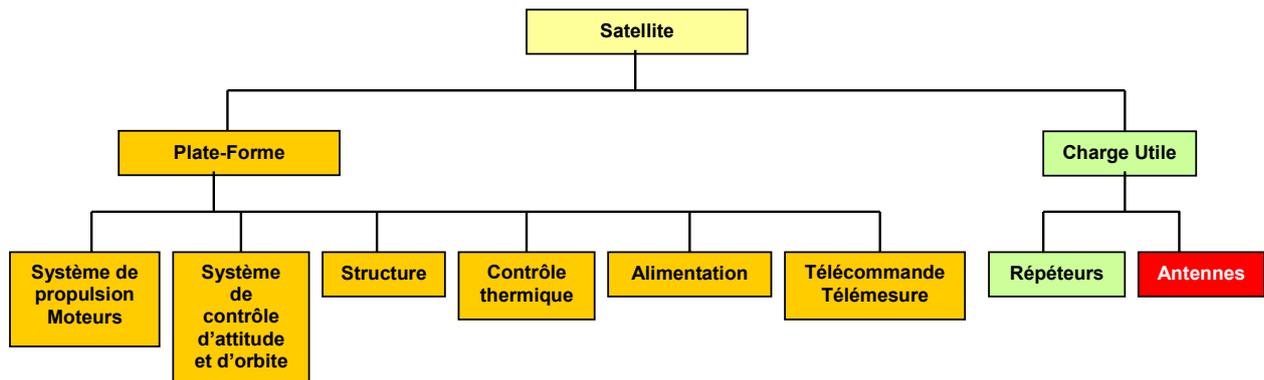
**Figure 2 :** Evolution du marché des satellites et projection jusqu'en 2010

## I.2 - Description d'un satellite

### I.2.1 - Constitution

Un satellite de télécommunications se décompose en deux parties, comme indiqué sur la *figure 3* :

- La charge utile qui sert de relais de communication entre stations terriennes. Elle comprend deux sous-systèmes : les antennes et les répéteurs. Un répéteur est constitué d'équipements de télécommunications situés entre l'antenne d'émission et celle de réception.
- La plate-forme, qui intègre les moyens logistiques indispensables à la mise en œuvre correcte de la charge utile. Il s'agit des sous-systèmes de propulsion, de contrôle d'attitude et d'orbite, d'alimentation électrique, de contrôle thermique, de télécommande et de télémessure.



**Figure 3 :** *Synoptique d'un satellite de télécommunications*

### I.2.2 - La charge utile

Le satellite doit avoir un très grand gain pour compenser des pertes en espace libre d'environ 200 dB sur les trajets montants et descendants. Ce gain est obtenu grâce aux antennes et aux amplificateurs embarqués de la charge utile.

Les paramètres qui dimensionnent celle-ci sont :

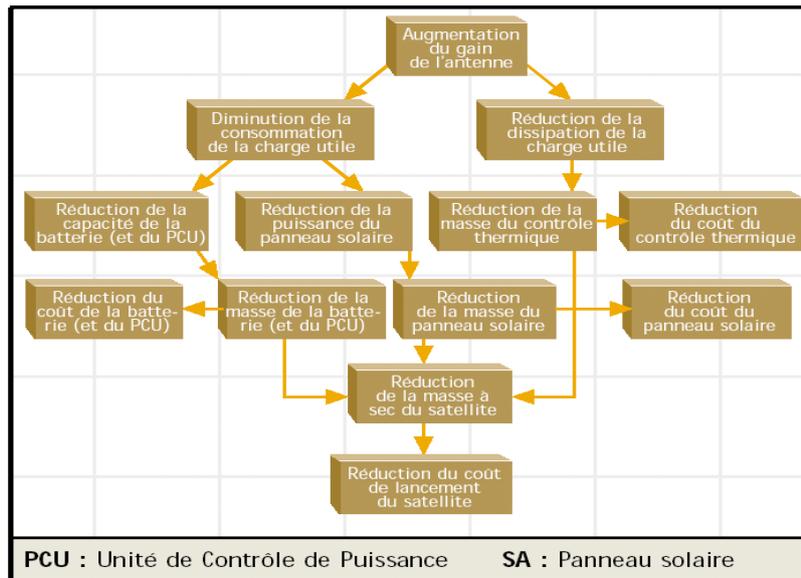
- la sensibilité d'entrée qui s'exprime par le facteur de mérite  $G/T$ , rapport entre le gain ( $G$ ) de l'antenne de réception et la température équivalente de bruit total ( $T$ ) du système ramenée à l'interface de l'antenne (ce rapport devant être le plus élevé possible, on a tout intérêt à maximiser le gain de l'antenne),
- la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) qui permet de caractériser la puissance rayonnée par l'antenne d'émission dans la zone de couverture,

- le niveau admissible des signaux parasites générés par le satellite. La charge utile est conçue pour limiter ce type de brouillages (ils sont directement liés aux caractéristiques des équipements de télécommunications qui constituent le sous-système répéteurs et sont d'autant plus importants que les puissances recherchées sont élevées. C'est pourquoi on trouve dans les satellites les technologies de transistors les plus évoluées et les composants à plus faible bruit. La recherche dans ce domaine est d'un intérêt capital pour améliorer les rapports signaux à bruits).

Les antennes utilisées pour ces satellites sont essentiellement les antennes à système focalisant utilisant des lentilles (focalisation en transmission) et surtout des réflecteurs (focalisation en réflexion) pouvant avoir diverses formes. Ces systèmes focalisants permettent de concentrer l'énergie micro-onde dans une direction précise et donc d'atteindre des gains élevés. Ces réflecteurs et ces lentilles sont associés à une source de rayonnement variant suivant le type de mission et les zones de couverture recherchées. Ces technologies seront abordées dans la suite de ce chapitre.

Les performances de l'antenne ont un impact direct sur la charge utile, et plus généralement, sur l'ensemble du satellite en termes de coût et de compacité. En effet, en améliorant le rendement de l'antenne utilisée et par conséquent, son gain, il faudra fournir moins de puissance à la charge utile, et il sera possible de diminuer le nombre d'étages d'amplification et la consommation globale du système. La *figure 4* [3] résume les conséquences d'une augmentation du gain de l'antenne sur les autres équipements embarqués.

Ainsi, la fabrication des satellites demande beaucoup d'optimisations dans un objectif de rentabilité et d'économie. A titre d'exemple [3], dans le cas d'une mission de télécommunications type, avec 46 répéteurs équipés d'amplificateurs RF de 105 W, une augmentation du gain de l'antenne de 1 dB réduit la consommation d'énergie de 1.8 kW et la masse du satellite de 120 kg, ce qui diminue le coût final du lanceur de 7 millions d'euros (8 à 10%).



**Figure 4 :** Impact d'une augmentation du gain de l'antenne sur le satellite

C'est pour cela que de nombreux travaux ont pour objectif l'amélioration des performances d'antennes variées pour répondre à de multiples besoins. Les applications les plus représentatives vont maintenant être présentées, puis nous nous concentrerons sur les technologies d'antennes employées pour les applications de diffusion de contenu multimédia.

### **I.3 - Les applications existantes**

#### ***1.3.1 - Communication avec les systèmes mobiles***

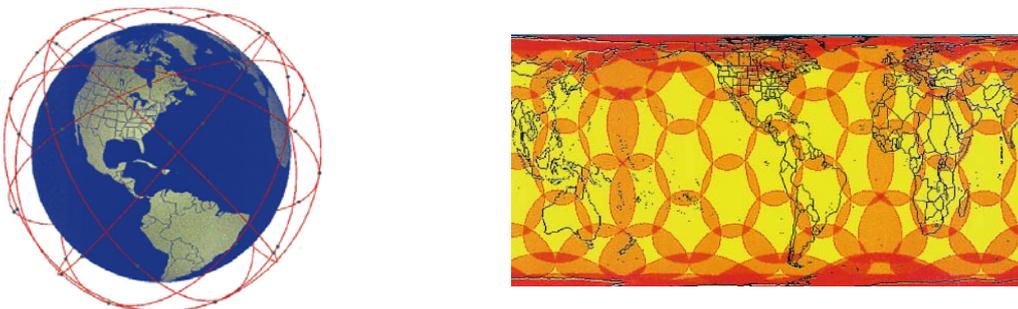
Un système mobile est caractérisé par trois principaux éléments : un réseau, une chaîne de transmission et le système mobile lui-même. Le rôle du satellite dans ces systèmes intervient au niveau de la chaîne de transmission à travers différentes applications.

Actuellement, le satellite est utilisé sur des marchés de niche lorsque les infrastructures terrestres sont inadaptées ou trop coûteuses. Il y a trois principaux types d'applications :

- la contribution au réseau de transmission, où le satellite vient suppléer les installations terrestres dans le cas d'une défaillance (le satellite améliore la qualité de services),
- la couverture temporaire d'une zone non desservie (des véhicules équipés de stations de bases relayent l'information d'un satellite pour couvrir un événement particulier (journalisme) ou organiser des secours dans le cadre d'une catastrophe naturelle),

- la communication avec les systèmes itinérants comme les plateformes pétrolières, les navires ou encore les avions (le satellite constitue dans ce cas la solution la plus adaptée).

Le premier système de communications avec les mobiles se nomme *Immarsat* et date de 1982. Celui-ci est constitué de quatre satellites géostationnaires et de stations terrestres pour couvrir l'ensemble du globe. Cependant, il doit faire face à de nombreuses contraintes à cause de son orbite. L'équipement, du côté utilisateur, nécessite des antennes à réflecteurs d'environ 80 cm de diamètre et des terminaux lourds. De plus, le fait de passer par des satellites en orbite géostationnaire entraîne un délai de propagation supplémentaire qui constitue une gêne dans les conversations. C'est pourquoi d'autres systèmes sont constitués par des constellations de satellites en orbite basse. La puissance nécessaire pour transmettre le signal est moindre et le retard en propagation aussi. Il faut cependant augmenter le nombre de satellites pour assurer une couverture étendue. Une constellation de 66 satellites a ainsi été mise en orbite basse, à 780 km d'altitude, dans le cadre du système *Iridium*. Ceux-ci produisent chacun 48 faisceaux recombinaisonnés entre les différents satellites pour produire au total 12 zones de couvertures à la surface du globe. Les communications peuvent être acheminées directement par les satellites, sans relais terrestre et les communications voix et données se font à 2,4 kbit/s. Une solution similaire, *Globalstar*, est illustrée sur la **figure 5**. Ce système propose une transmission reposant sur l'utilisation conjointe des liens terrestres et satellitaires. Le segment spatial est constitué d'une constellation de 48 satellites générant chacun 16 faisceaux. Le marché exploité par ces satellites reste cependant restreint et offre peu de perspectives [4].



**Figure 5 :** Constellation de satellites et couverture du système *Globalstar*

Le futur du satellite dans les communications mobiles semble plus axé vers la radiodiffusion. Déjà utilisé aux Etats-Unis pour la radiodiffusion sonore numérique (diffusion des stations de radio en qualité numérique), le satellite bénéficie d'une grande qualité de services qui trouve une application évidente à travers la participation aux réseaux de

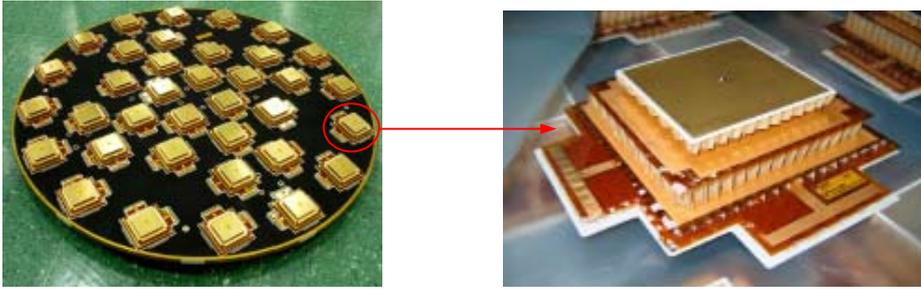
télécommunications terrestres de deuxième et troisième génération. En effet, face aux besoins en débit croissant de ces derniers, l'intervention du satellite pour radiodiffuser du contenu multimédia vers les mobiles est une solution dont le coût de revient est inférieur à celui d'une infrastructure terrestre.

### ***1.3.2 - La géo-localisation***

Une autre application importante du satellite est la géo-localisation. D'origine militaire, ces systèmes sont apparus dans le domaine civil grâce au système américain *GPS* (*Global Positioning System*) qui est devenu en quelques années incontournable [5], notamment dans le domaine automobile. Cependant, le système souffre de quelques problèmes de précision et le département de la défense américaine décline toute responsabilité en cas de défaillance. De plus, le *GPS* étant directement sous contrôle militaire américain, le système rend les utilisateurs fortement dépendant des Etats-Unis. C'est pourquoi les Européens développent un système concurrent, *Galileo*, plus précis et plus fiable [6].

Le fonctionnement du *GPS* nécessite quatre satellites en vue directe. Trois d'entre eux sont utilisés pour localiser la position de l'utilisateur en mesurant le temps que le signal met pour effectuer le trajet satellite – utilisateur. A partir de là, chaque satellite décrit une sphère de points correspondant à une position probable de l'utilisateur et l'intersection des trois sphères donne un seul point possible à la surface de la Terre. Le quatrième satellite est nécessaire pour déterminer l'altitude. De façon à couvrir le globe, des groupes de quatre satellites sont répartis sur six orbites différentes.

Le système *Galileo* comportera trente satellites équipés d'horloge atomique répartis sur trois orbites circulaires ainsi qu'une cinquantaine de stations terrestres destinées à transmettre des informations de contrôle et de navigation. Ce système a été développé essentiellement pour apporter plus de précision aux applications civiles exploitées actuellement par le GPS, telles que la conduite automobile et la randonnée. Il a aussi pour but de faciliter et sécuriser la navigation aérienne ou maritime et de transmettre des informations précises à des services de secours et de localisation de victimes. Un cryptage des données sera également mis en place pour la sécurité. Au niveau des antennes utilisées, les récentes études semblent s'orienter vers des réseaux à rayonnement direct, comme indiqué sur la **figure 6**.



**Figure 6 :** Exemple de réseau à rayonnement direct embarqué sur le vol d'essai pour le système Galileo [7]

D'autres solutions de géo-localisation sont basées sur l'utilisation de satellites. Parmi celles-ci, le dispositif *EGNOS* a pour but d'améliorer la précision de localisation en développant un système capable d'ajouter des informations aux systèmes GPS ou Galileo [8]. La principale application est la navigation aérienne qui disposerait ainsi d'informations fiables et précises. A titre de comparaison, le GPS civil est limité à une précision horizontale de 100 mètres et une précision verticale de 156 mètres alors qu' *EGNOS* permettrait d'augmenter la qualité du système en offrant respectivement des précisions de 16 mètres et 6 mètres. Couplé au système Galileo, *EGNOS* apporterait une solution plus précise et fiable que le *GPS*.

Pour finir, il faut citer le système de la balise *Argos* qui est une preuve indéniable de l'intérêt des systèmes satellitaires. Utilisé avant tout pour des relevés scientifiques, ces balises sont très utiles pour surveiller les transports de matières dangereuses et pour la sécurité des personnes, notamment pour repérer des marins en difficultés.

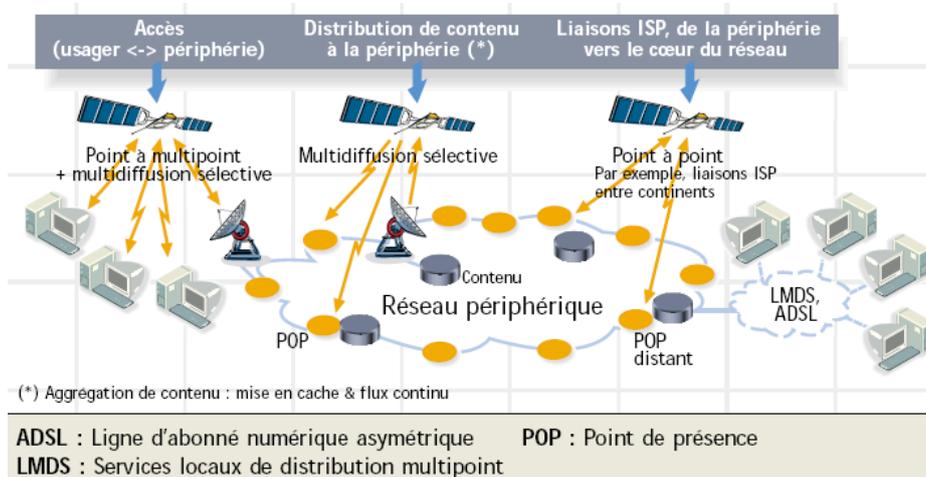
### ***1.3.3 - Diffusion de contenu multimédia***

Une des principales activités des satellites de télécommunications ces dernières années a été la télédiffusion qui a permis aux utilisateurs d'accéder à de nombreuses chaînes à l'aide d'un équipement peu coûteux, une simple parabole et un démodulateur. Ce marché étant fortement exploité, il va peu évoluer dans les prochaines années. Pour justifier son utilisation, le satellite se repose alors sur la diffusion de contenu multimédia et la multidiffusion, qui vont constituer un segment majeur du marché dans les prochaines années comme l'indique la *figure 2*.

En effet, la multidiffusion permet de répartir le coût d'exploitation entre des milliers d'utilisateurs compte tenu des couvertures très étendues que le satellite autorise. De plus, un déploiement est possible sur une zone très vaste, pouvant présenter des zones à faible densité de population, sans avoir besoin d'installer des liaisons au sol très coûteuses et longues à mettre en place. Le contenu multimédia est quant à lui assuré par la multitude de nouveaux

services tels que l'Internet haut débit, la vidéo haute définition, ainsi que tous les flux audio et vidéo sur IP (*Internet Protocol*).

Le satellite présente une grande polyvalence pour l'acheminement des données de ce type. Il est ainsi possible d'envisager des communications point à multipoints directes avec les usagers en instaurant une liaison montante et descendante, idéale pour le trafic Internet. Une autre possibilité est de diffuser l'information de façon unidirectionnelle à des points très éloignés en relayant l'information d'une station au sol, ce qui s'adapte parfaitement à la diffusion télévisuelle. Il est aussi envisageable d'utiliser le satellite comme relais d'information entre plusieurs continents, pour connecter entre eux des serveurs distants, comme ceux de fournisseurs d'accès Internet (*Internet Services Provider*). Ces différentes architectures sont résumées sur la **figure 7**.



**Figure 7 :** Schéma de principe d'un système de diffusion de contenu multimédia [2]

La diffusion de contenu multimédia requiert cependant un débit important au niveau de la charge utile du satellite. C'est pourquoi des solutions basées sur des antennes multi-faisceaux ont été étudiées. Leurs principes et les concepts développés sont présentés dans la prochaine partie de ce manuscrit.

## I.4 - Le cas des couvertures multi-faisceaux

### I.4.1 - Présentation

#### I.4.1.1 - Une solution aux besoins actuels

Le paragraphe I.3 a montré que les services de télécommunications actuels sont essentiellement orientés vers la transmission de contenu multimédia à large bande passante, de façon à pouvoir satisfaire les besoins des usagers en termes d'Internet, de télévision haute

définition ou encore de vidéo à la demande. Pour assurer de tels services, un débit de l'ordre de 2 à 20 Mbits/s simultanés est nécessaire entre les utilisateurs [9].

Du point de vue du satellite et de sa charge utile, cela implique de nombreuses contraintes avec notamment le besoin d'un fort gain de façon à obtenir une puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) suffisante pour la réalisation de couvertures à bande passante élevée et sur des zones étendues, allant d'un simple pays à un continent. De façon à obtenir ces caractéristiques, il n'est pas envisageable d'utiliser des antennes créant un simple faisceau, même si il est conformé à une zone particulière. En effet, le gain étant inversement proportionnel à l'ouverture du faisceau, l'étendue des couvertures et la puissance délivrée par les satellites actuels ne permettraient pas d'obtenir des gains suffisamment élevés. De plus, la même bande de fréquences devrait être utilisée sur toute la couverture, ce qui ne favoriserait pas la capacité. C'est pourquoi une couverture dotée de multiples faisceaux directifs est réalisée, avec la plupart du temps une réutilisation de fréquences et de polarisations pour augmenter la capacité des différents canaux. De plus, ces antennes à forts gains permettent l'utilisation d'antennes de réception et de terminaux usagers peu coûteux car ils n'ont pas besoin de posséder une très forte sensibilité en réception. Du point de vue du satellite, le gain important permet d'augmenter le rapport G/T et la PIRE, ce qui limite la puissance en sortie des répéteurs et par conséquent, diminue la masse et le coût de la charge utile. L'antenne la plus utilisée pour ces applications est l'antenne à réflecteur, qui permet d'obtenir des gains très élevés grâce à ses propriétés focalisantes. Des alternatives, telles que les lentilles, les antennes réseaux ou encore les réseaux de formation de faisceaux peuvent être utilisés. Nous y reviendrons par la suite.

#### *1.4.1.2 - Principe de base*

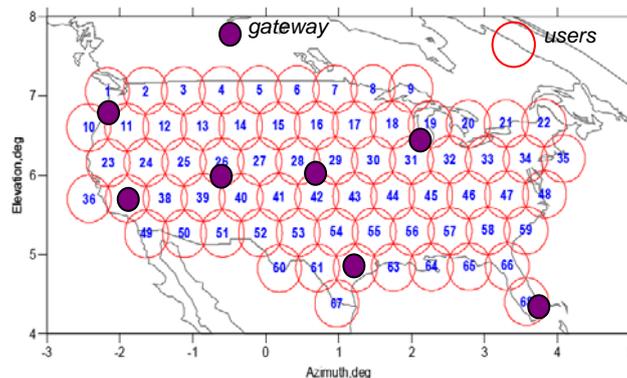
Pour satisfaire ces besoins, différents concepts de couvertures multi-faisceaux ont été développés. Ils concernent pour la plupart des systèmes en bande Ku (12.5-18 GHz) et de plus en plus, des systèmes en bande Ka (26.5-40 GHz) de façon à obtenir de plus importantes bandes de fréquences et une plus forte capacité. En effet, les opérateurs demandent souvent des débits de 500 Mbits/s à 1 Gbits/s sur 1 GHz de bande pour les applications multimédia et la bande Ka est alors la plus propice pour ces applications [10].

La plupart du temps, un maillage hexagonal comme celui présenté sur la *figure 8*, est utilisé pour effectuer la couverture. Deux types de spots constituent une couverture multi-faisceaux. D'une part, il y a les spots utilisateurs ou « users », d'un faible diamètre angulaire,

souvent inférieur à  $1^\circ$ , qui sont entrelacés sur la couverture pour fournir un débit suffisant aux abonnés. D'autre part, quelques spots, plus distants et moins nombreux, sont aussi présents sur ces couvertures pour assurer la gestion du trafic entre les spots utilisateurs via le satellite ; ce sont les spots passerelles ou « *gateway* ».

Pour distribuer les services au sol via le satellite, il est nécessaire de pouvoir transmettre l'information en voie montante ( $Rx$ ) et en voie descendante ( $Tx$ ), ce qui implique des contraintes supplémentaires au niveau des antennes embarquées sur le satellite. En effet, celles-ci devant avoir un très grand gain pour compenser des pertes en espace libre d'environ 200 dB sur les trajets montants et descendants, il n'est donc pas possible, pour des questions d'interférences, d'utiliser la même bande de fréquences à la réception et à l'émission. Ainsi, en plus de l'amplification, une transposition de fréquence est nécessaire à bord du satellite. C'est pourquoi les satellites fonctionnent à des fréquences différentes sur la liaison montante et sur la liaison descendante où la fréquence est plus basse en raison des limites de l'électronique embarquée. Ainsi, pour des applications en bande  $Ku$ , la liaison  $Rx$  se fait autour de 14 GHz et la liaison  $Tx$  autour de 11 GHz alors qu'en bande  $Ka$ , ces fréquences sont respectivement autour de 30 GHz et de 20 GHz.

Pour réaliser l'ensemble de ces faisceaux, à la fois en voie montante et descendante, il est nécessaire d'embarquer plusieurs antennes spécifiques sur le satellite, ce qui augmente la complexité de la charge utile.

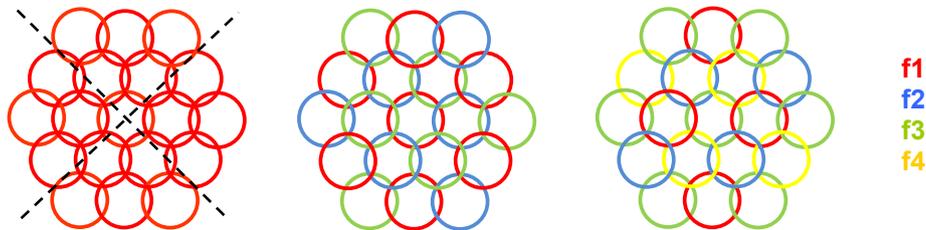


**Figure 8 :** Exemple de couverture multi-faisceaux pour des applications multimédia

#### 1.4.1.3 - Isolation entre les faisceaux adjacents

Les couvertures multi-spots présentent un certain niveau de recouvrement entre des faisceaux adjacents. Ainsi, pour une polarisation donnée, si une information est envoyée sur une cellule A et une autre information sur une cellule B, voisine de A, les signaux ne doivent pas interférer entre eux. Une isolation d'au moins 27 dB est requise pour de telles applications

[11] afin que les terminaux au sol puissent exploiter le signal utile. Il est donc impossible de faire fonctionner ces deux cellules à la même fréquence. Pour remédier à cela, des motifs de réutilisation de fréquences ont été adoptés. Ceux-ci sont en général basés sur la réutilisation de trois ou quatre fréquences [12], comme sur la représentation de la *figure 9*. Cette méthode garantit une bonne isolation entre les faisceaux adjacents mais implique, en contrepartie, la division de la bande de fréquences utiles en canaux, ce qui complique la conception de l'antenne et du système amont. Dans la pratique, c'est le motif de réutilisation à quatre fréquences qui ressort comme le meilleur compromis entre les contraintes d'isolation et celles de capacité [12]. Dans ce cas, il n'y a jamais deux spots adjacents qui fonctionnent à la même fréquence. **Dans la suite de ce rapport, sauf mention contraire, ce seront toujours des couvertures multi-faisceaux utilisant ce motif de réutilisation à quatre fréquences qui seront mentionnées.**



**Figure 9 :** *Schéma de réutilisation de fréquences courant*

Pour augmenter encore l'isolation des signaux entre les spots et aussi augmenter la capacité des canaux, une alternance de polarisation est appliquée, avec par exemple l'un des cas présentés sur la *figure 10*. Ainsi, une excellente isolation peut être obtenue avec un schéma de réutilisation à quatre fréquences associé à une double polarisation linéaire ou circulaire. Des schémas de réutilisation à deux fréquences avec une double polarisation peuvent aussi être rencontrés [13].



**Figure 10 :** *Schéma de réutilisation de fréquences courant*

Le choix de la polarisation, linéaire ou circulaire, est en général effectué par l'opérateur. Deux critères donnent quand même un avantage à la polarisation circulaire. Si

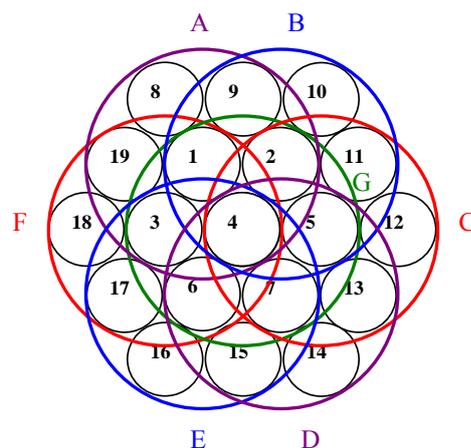
une solution à base de réflecteur est utilisée, une source focale en polarisation circulaire génère une polarisation croisée très faible avec un réflecteur simple en offset [14]. De plus, du point de vue des terminaux utilisateurs, le coût nécessaire pour réaliser à la chaîne des dispositifs en polarisation circulaire et pour installer les récepteurs chez l'abonné est moindre qu'en polarisation linéaire. Ceci s'explique notamment par la haute précision d'alignement des antennes, indispensable pour ce dernier type de polarisation. D'autres facteurs, comme des contraintes de propagations dans l'atmosphère à certaines fréquences, peuvent aussi influencer sur le choix de la polarisation à utiliser [15].

Nous allons maintenant aborder les différentes solutions possibles pour réaliser ces couvertures multi-faisceaux à réutilisation de fréquences et de polarisations.

### 1.4.2 - La solution « $N$ sources = un spot »

#### 1.4.2.1 - Circuits de formation de faisceaux

Le développement des antennes multi-faisceaux est étroitement lié à celui des circuits de formation de faisceaux (*Beam Forming Networks*), notamment pour réaliser un spot au sol en combinant le rayonnement de plusieurs sources. Ces circuits permettent de contrôler l'état d'amplitude et de phase de l'alimentation des dispositifs rayonnants de façon à pouvoir combiner et/ou reconfigurer plusieurs ouvertures pour réaliser un faisceau dans une direction particulière. Un exemple est donné sur la *figure 11*. Un faisceau (A, B, C, D, E, ou F) est généré en combinant le rayonnement de plusieurs éléments, sept dans le cas présent. Chacun de ces éléments est alors réutilisé plusieurs fois en fonction des besoins de la couverture.

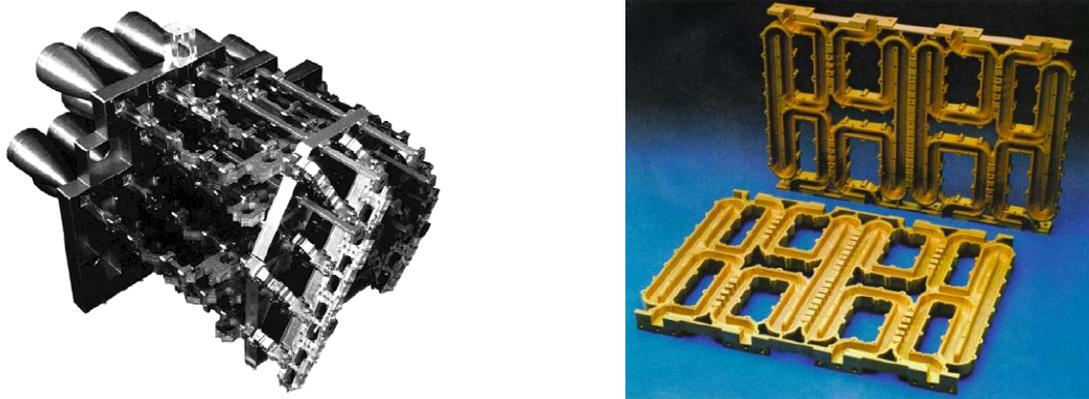


**Figure 11 :** Exemple d'utilisation d'un BFN pour réaliser un faisceau avec sept sources

Si les pondérations en amplitude et en phase sont figées au moment de la conception de façon à obtenir un ensemble de spots donné, le terme de BFN fixe est employé. En

revanche, si la couverture est reconfigurable, un BFN reconfigurable sera utilisé. Il faudra alors un nombre d'éléments de contrôle (déphaseurs et atténuateurs variables) égal au produit du nombre de faisceaux ( $M$ ) à générer par le nombre requis de sources rayonnantes ( $N$ ). Les BFN peuvent être classés en plusieurs catégories suivant leur mode de fonctionnement.

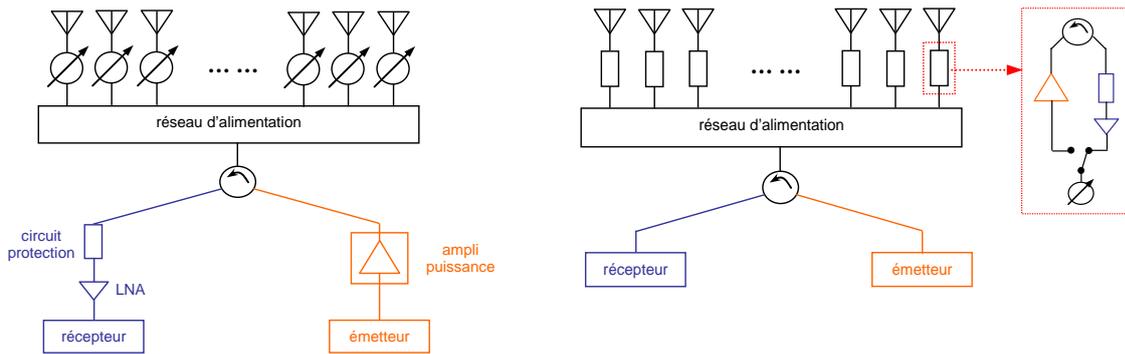
Le BFN passif est en général dépourvu de contrôle d'amplitude et les éléments rayonnants sont directement reliés aux déphaseurs, pondérés pour obtenir le bon dépointage. L'étage d'amplificateurs utilisé pour l'émission et la réception est alors situé en amont du système, avant le circuit de distribution. Cette solution a l'avantage d'être peu coûteuse car elle fait intervenir un nombre de composants réduit, mais, en contrepartie, elle entraîne des pertes élevées dans les circuits d'alimentation. C'est pourquoi, aux hautes fréquences, des solutions à base de guides d'ondes [16] sont privilégiées par rapport à des lignes de transmission classiques, ce qui entraîne une augmentation non négligeable de l'encombrement et de la masse du système. Deux exemples de BFN sont donnés sur la *figure 12*.



**Figure 12 :** Exemples de BFN avec guides d'ondes et d'un BFN utilisant une matrice de Butler

Le BFN actif, en revanche, dispose d'un circuit d'amplification et de déphasage derrière chaque élément rayonnant. Ceci permet d'améliorer nettement les performances du système en permettant un contrôle en amplitude et en phase à la fois en émission et en réception. Les pertes dans le réseau d'alimentation sont alors minimisées, la gestion des pondérations s'effectuant au plus près des éléments rayonnants. La complexité et le coût d'un tel système sont par contre largement supérieurs à l'architecture passive.

Ces deux architectures de BFN sont schématisées sur la *figure 13*.



**Figure 13 :** Architecture d'un BFN passif (à gauche) et d'un BFN actif (à droite)

Le développement des télécommunications multi-faisceaux a permis un fort développement de ces technologies. Le but étant toujours d'obtenir le meilleur compromis entre les performances, le coût et l'encombrement, de nombreuses optimisations ont été faites sur les principaux éléments que sont les déphaseurs et les réseaux d'alimentation.

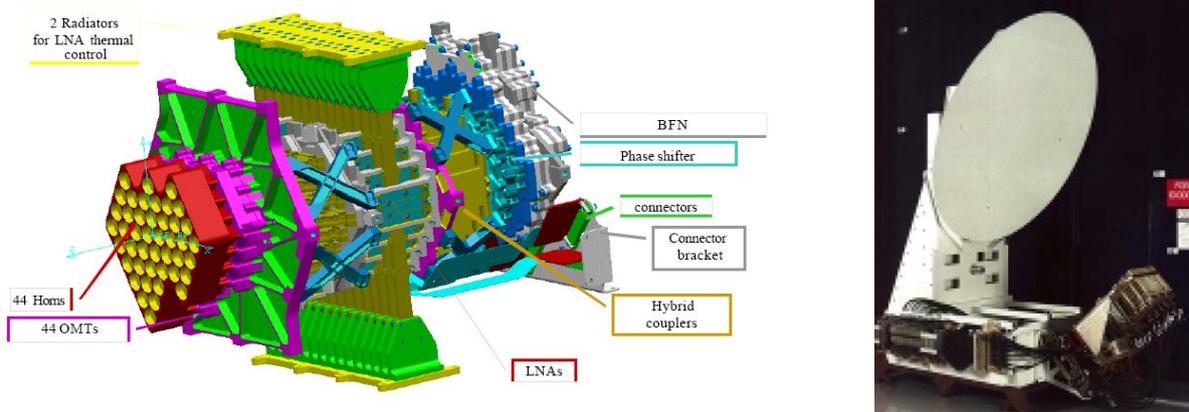
Les déphaseurs employés dans les BFN peuvent utiliser des technologies à base de ferrites pour minimiser les pertes d'insertion en dépit de leur lenteur à commuter entre les différents états de phase [17]. Cette solution est la plus utilisée dans les BFN passifs où les pertes d'insertion sont le paramètre prépondérant. Il existe aussi des solutions de déphaseurs électroniques, à base de diodes PIN, de transistors à effets de champ, de MEMS ou de MMIC. Ces systèmes sont légers, rapides et relativement peu coûteux. Par contre, ils présentent des pertes d'insertion élevées, de l'ordre de 2.3 dB avec une diode PIN alors qu'elles ne sont que d'environ 0.7 dB avec une technologie ferrite [17].

Il y a trois principales topologies de BFN employées. La première est la topologie série qui permet d'utiliser une ligne commune de transmission entre les éléments en contrepartie d'une forte sensibilité aux imprécisions de réalisation. La seconde est la topologie parallèle, qui permet d'obtenir facilement des signaux de sortie en phase grâce à sa structure étagée où il est facile d'égaliser les longueurs de lignes. La troisième regroupe les matrices de Butler [18], de Blass [19] et les lentilles de Rotman [20] qui permettent de réaliser des BFN très polyvalents et performants.

Des solutions numériques sont également développées depuis quelques années. Elles permettent de minimiser la masse et l'encombrement des circuits en effectuant les pondérations par des circuits numériques de type DSP ou ASIC. Le satellite Inmarsat 4, lancé en mars 2005, embarque cette technologie [21].

### 1.4.2.2 - Le système FAFR

Pour satisfaire à toutes les exigences des couvertures multi-faisceaux, des systèmes actifs complexes ont été étudiés et développés. Le plus connu est le système « Focal Feed Array Reflector » [22] représenté sur la *figure 14*. Ce dispositif est composé d'un seul réflecteur pour réaliser une couverture multi-faisceaux avec une source focale active, composée d'éléments rayonnants de type cornet, mais aussi de filtres, d'une chaîne d'amplification, et de circuits de formation de faisceaux pour contrôler la combinaison des ouvertures rayonnantes. Le but d'un tel dispositif, outre le fait de réduire le nombre d'antennes sur le satellite, est aussi de pouvoir contrôler et corriger les niveaux d'interférences entre des spots adjacents et ainsi obtenir d'excellentes performances d'isolation par rapport aux autres technologies existantes. Un démonstrateur a été réalisé et les résultats de mesures obtenus sont très concluants [23]. En effet, le niveau d'isolation est amélioré d'environ 3 à 4 dB par rapports aux solutions passives existantes. Cependant, ce système fait intervenir des technologies très complexes et le nombre d'éléments requis pour construire une couverture multi-faisceaux est très important. Par exemple, pour obtenir une couverture avec 20 faisceaux en double polarisation, il faut utiliser environ 300 amplificateurs faible bruit et plusieurs centaines de coupleurs, déphaseurs, etc...[23]. De plus, il faut assurer le contrôle thermique de l'ensemble avec une variation inférieure à 5°C pour maintenir les performances. Ce système est par conséquent très performant, mais d'une grande difficulté à réaliser et surtout extrêmement coûteux.



**Figure 14 :** Constitution du réseau focal actif seul (gauche) et associé à son réflecteur (droite)

### *1.4.2.3 - Les réseaux à rayonnement direct*

A la différence du système précédent, le réseau à rayonnement direct ne repose pas sur l'utilisation d'un système focalisant comme c'est le cas avec les réflecteurs et les lentilles. Les réseaux à rayonnement direct, couramment appelés DRA (Direct Radiating Array) doivent faire face à de nombreuses contraintes de masse et d'encombrement, c'est pourquoi des optimisations ont été réalisées pour les rendre plus concurrentiels. De nombreux travaux axés sur la conception de réseaux apériodiques [24], [25] montrent que les avantages d'une telle technique sont les suivants :

- réduction du nombre d'éléments pour limiter le coût, la masse et les pertes au niveau des éléments rayonnants et des BFN,
- réduction du niveau des premiers lobes secondaires à moins de -13.4 dB, qui est la valeur obtenue avec un réseau périodique à excitation uniforme,
- rejet des lobes de réseaux dans des directions ne correspondant pas à l'angle solide sous lequel est vue la Terre depuis le satellite,
- réduction des couplages inter-éléments de par la distance importante (3 ou 4  $\lambda$ ) pouvant exister entre les différents éléments.

Le principal problème de ces antennes réside dans leur difficulté de conception. La distribution des éléments apériodiques rend l'étude très difficile, notamment pour la prédiction des niveaux et des positions des lobes de réseaux. Ce problème de synthèse de réseaux apériodiques a été soulevé dès les années 1950 [24], mais aujourd'hui encore, il n'y a que des solutions probabilistes ou des algorithmes génétiques pour trouver des distributions d'éléments compatibles avec une couverture donnée.

### ***1.4.3 - La solution « une source = un spot »***

#### ***1.4.3.1 - Introduction***

La solution « une source = un spot » est basée sur l'utilisation de systèmes focalisants. Ceux-ci peuvent fonctionner en transmission lorsqu'il s'agit de lentilles ou en réflexion lorsqu'il s'agit de réflecteurs. Ces solutions sont qualifiées de passives car elles n'impliquent pas l'utilisation de systèmes actifs aussi complexes et coûteux que ceux vus précédemment. C'est aussi la solution la plus simple à mettre en œuvre. Elle consiste à disposer un nombre de sources dans le plan focal du système focalisant identique au nombre de spots sur la couverture, de façon à créer une simple projection des spots au sol dans le plan focal.

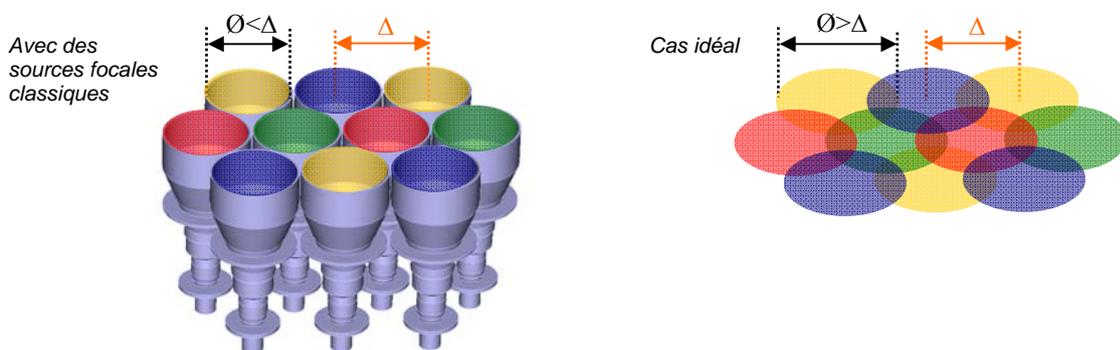
Nous allons développer plus particulièrement les systèmes focalisant en réflexion. Les lentilles permettent d'obtenir de bonnes performances, notamment par la possibilité de corriger les aberrations de phases des systèmes multi-faisceaux, mais elles restent cependant moins utilisées en raison de leur poids et de leur coût [26], [27].

#### 1.4.3.2 - Définition de la problématique

Les couvertures multi-faisceaux vues précédemment imposent des contraintes lorsqu'une antenne à réflecteur est utilisée. En effet, pour obtenir une répartition comme celle de la **figure 8**, il faut placer plusieurs sources rayonnantes dans le plan focal d'un réflecteur, celles-ci devant permettre un entrelacement des spots au sol afin d'éviter l'apparition de zones d'ombres. Ceci nous amène à poser une problématique générale des systèmes multi-faisceaux utilisant des antennes à réflecteurs.

Lorsqu'une couverture a été fixée par un opérateur avec un certain nombre de spots et une certaine dimension angulaire de ceux-ci, il faut définir un réflecteur permettant d'obtenir une PIRE suffisante, ainsi que de bonnes performances pour les spots les plus défocalisés. Cette première étape amène à fixer une distance focale ( $F$ ), ainsi qu'un diamètre de réflecteur ( $D$ ). A partir de ces deux paramètres et de la distance entre les spots au sol, il est possible de calculer la « taille de maille », qui correspond à la distance  $\Delta$  nécessaire entre deux sources adjacentes dans le plan focal.

Cependant, pour éviter qu'une part de l'énergie rayonnée par la source focale ne soit pas interceptée par le réflecteur, il faut que celle-ci possède un diagramme de rayonnement directif et donc, qu'elle ait un diamètre  $\emptyset$  important. Or, ceci n'est possible physiquement que dans la limite où  $\emptyset$  est inférieur à  $\Delta$ , conformément à la **figure 15**. Idéalement, il faudrait pouvoir disposer d'une source de diamètre  $\emptyset$  supérieur à  $\Delta$ .



**Figure 15 :** *Limitation des sources focales actuelles pour réaliser une couverture multi-faisceaux entrelacée*

Cette limitation pose deux problèmes fondamentaux dans la conception des systèmes multi-faisceaux à un seul réflecteur :

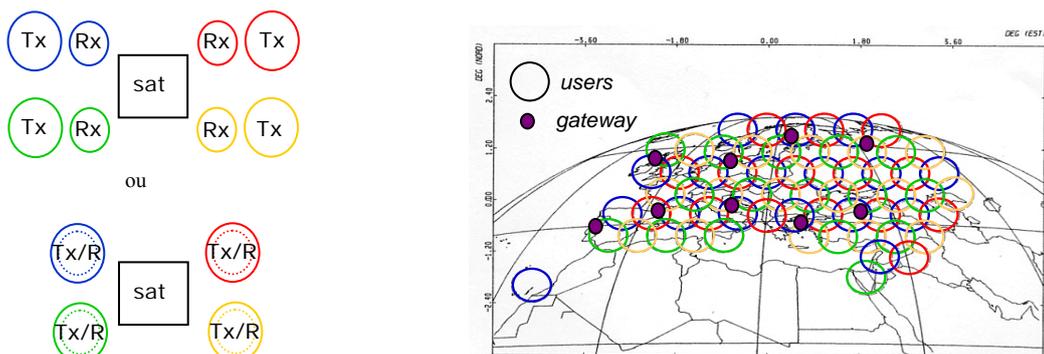
- **dans la majorité des cas, le diamètre  $\emptyset$  des sources est insuffisant pour permettre au réflecteur d'intercepter au mieux l'énergie rayonnée, il s'ensuit des pertes importantes,**
- **l'entrelacement nécessaire pour éviter une trop forte baisse de la directivité en bord des spots est impossible à réaliser pour des sources placées dans le plan focal d'un même réflecteur.**

Ces limitations ne pouvant physiquement être évitées avec un seul réflecteur, différentes configurations d'antennes à réflecteurs ont été mises au point de façon à trouver un bon compromis entre performances d'illuminations et exigences de couvertures. Elles sont présentées dans la suite de ce chapitre.

#### 1.4.3.3 - Configurations possibles

D'après ce qui a été dit précédemment, une seule antenne à réflecteur ne permet pas d'obtenir un entrelacement et des performances satisfaisantes pour une application multi-faisceaux multimédia. En effet, le gain en bord de couverture chuterait d'environ 3 dB par rapport à une source focale optimale [28, 29]. C'est pourquoi des solutions à quatre réflecteurs sont retenues pour ces applications. Deux spots adjacents sur la couverture sont générés par deux antennes à réflecteurs différentes. Il est alors possible d'utiliser des sources de dimensions plus grandes et donc plus directives, de façon à obtenir une qualité d'illumination satisfaisante. C'est également la solution qui permet la meilleure isolation entre les spots. Cependant, ces systèmes ont pour principal inconvénient un fort encombrement sur le satellite, d'autant plus important si les sources focales ne peuvent fonctionner à la fois en réception (*RX*) et transmission (*TX*). Il faut alors jusqu'à huit réflecteurs pour obtenir une couverture classique comme celle de la *figure 16*.

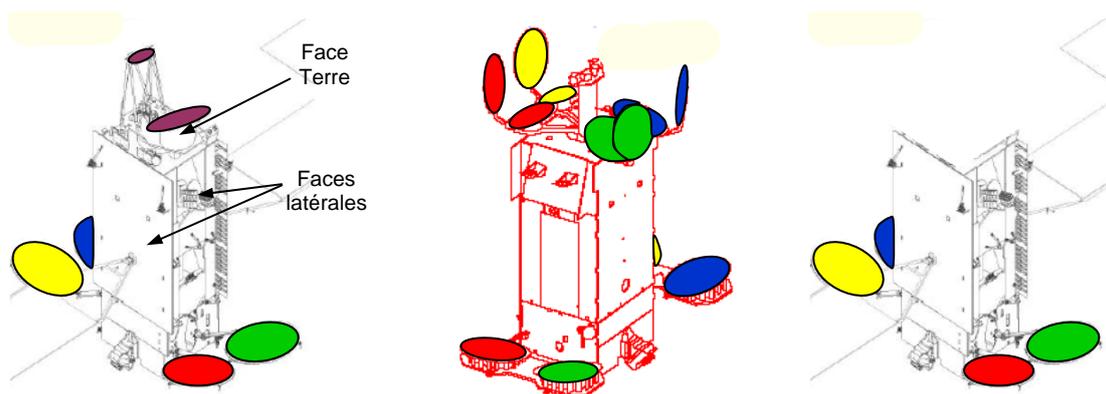
Il ne faut pas oublier que la couverture dispose de spots utilisateurs mais aussi de spots passerelles, comme indiqué sur la *figure 16*. Ces derniers doivent être réalisés soit avec un des réflecteurs disponible, soit avec un autre qui vient encore augmenter la masse du satellite. Les contraintes sont cependant moins grandes. Comme ces spots sont peu nombreux et relativement espacés, il n'y a pas de compromis à faire entre la taille des sources focales et leur écartement.



**Figure 16 :** Configurations de réflecteurs utilisées pour obtenir une couverture multi-faisceaux classique avec un facteur de réutilisation de fréquence égal à 4

Pour réaliser une couverture complète, à la fois des spots utilisateurs et passerelle, trois principales solutions peuvent être distinguées, comme indiqué sur la *figure 17* :

- quatre antennes à simple réflecteur en offset en face latérale du satellite pour assurer la mission « users » en émission et en réception ( $Tx/Rx$ ) + une antenne grégorienne en face Terre pour la mission « gateway » en  $Tx/Rx$ ,
- quatre antennes à double réflecteur en face Terre assurant les missions « users » et « gateway » en réception et quatre antennes à simple réflecteur en offset et en face latérale pour les missions « users » et « gateway » en émission,
- quatre antennes à simple réflecteur en offset en face latérale du satellite pour assurer les missions « users » et « gateway » en émission et en réception.



**Figure 17 :** Représentation des solutions d'implantation retenues pour les satellites de télécommunications

La première solution requiert des sources focales très délicates à concevoir car elles doivent avoir une bande passante suffisante pour assurer la liaison  $Tx$  autour de 20 GHz et la liaison  $Rx$  autour de 30 GHz sur les spots utilisateurs si le satellite fonctionne en bande Ka.

De plus, une optimisation conjointe du réflecteur et du réseau focal doit être faite pour obtenir des performances satisfaisantes. En revanche, elle permet beaucoup de souplesse sur les spots passerelle car l'antenne à deux réflecteurs de type Grégorien implantée en face Terre est uniquement dédiée à ceux-ci.

Ce n'est pas le cas de la seconde solution où les spots passerelles et utilisateurs sont réalisés avec un même réflecteur sur une liaison montante ou descendante. Ceci impose une contrainte qui fait que les centres des spots utilisateurs et passerelle sont confondus. L'implantation des stations terriennes desservies par les spots passerelle devant faire face aux obstacles naturels, cette solution peut être difficile à mettre en œuvre. De plus, les quatre antennes à double réflecteur en face Terre sont difficiles à déployer. Par contre, les liaisons  $Rx$  et  $Tx$  étant assurées par des réflecteurs différents, l'optimisation de ceux-ci par rapport au réseau focal est moindre et les sources utilisées peuvent avoir une bande passante plus réduite qu'avec la première solution.

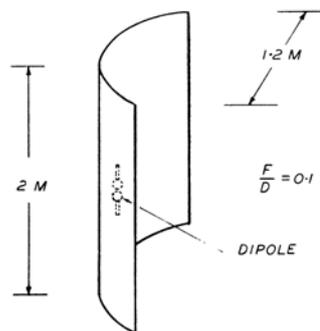
La troisième solution est celle qui comporte le moins de réflecteurs, mais c'est aussi la plus difficile à concevoir. Elle implique à la fois les contraintes de la solution deux pour les spots passerelles et surtout les contraintes de la première solution en qui concerne l'obligation d'utiliser des sources focales à hautes performances sur une bande passante importante. Son avantage, en plus de réduire la masse de la charge utile, est aussi de permettre une libération de la face Terre du satellite pour d'autres applications.

Au final, aucune de ces solutions envisagée n'est idéale et le choix final résulte du meilleur compromis entre la technologie de l'antenne à réflecteur, le cahier des charges des opérateurs ainsi que le coût de conception et de fabrication. De façon à choisir un réflecteur pour une application donnée, nous allons maintenant présenter en détail ces systèmes focalisants en mettant en avant leurs propriétés essentielles.

## II - Les réflecteurs paraboliques

### II.1 - Historique

La première antenne à réflecteur de l'histoire est issue des travaux de H. Hertz et date de 1888. Elle était constituée d'un réflecteur cylindrique ayant la courbure d'une parabole et mesurant 2 mètres de hauteur par 1.2 mètre de largeur (*figure 10*). Il avait également mis au point un système d'excitation et de réception basé sur l'utilisation de dipôles. Il a utilisé les résultats de J. C. Maxwell et a ainsi démontré expérimentalement qu'un tel montage permettait la génération, la propagation, et la réception d'ondes électromagnétiques à une fréquence de 450 MHz. Si on essaye d'évaluer les performances de cette antenne, on peut estimer son rendement à environ 10% [30]. Les performances sont très éloignées de celles obtenues actuellement, mais cette antenne a été le point de départ de tout ce qui a été réalisé par la suite.



**Figure 18 :** Antenne à réflecteur de Hertz

Pour situer l'évolution des antennes à réflecteurs dans l'histoire, on constate que peu de travaux ont été réalisés entre ceux de Hertz et la seconde guerre mondiale. A l'époque, les scientifiques étaient plutôt concentrés sur les expérimentations de Marconi pour la radio. Ce sont les besoins au niveau des radars pendant la guerre qui ont relancé les travaux sur les antennes à réflecteurs entre 1940 et 1950. Plus tard, ce sont les besoins de performances pour la radioastronomie et les télécommunications spatiales qui ont entraîné l'apparition de nouveaux systèmes essentiellement basés sur l'utilisation du réflecteur parabolique. Ce sont les plus répandus à l'heure actuelle car ces systèmes focalisants en réflexion permettent d'atteindre des gains supérieurs à 30 dB sur de larges bandes de fréquences. Par exemple, dans le domaine de la radio astronomie, l'exploration des galaxies peut s'effectuer entre 300 MHz et 40 GHz. Il existe de multiples configurations de réflecteurs [31]. Il y en a de formes

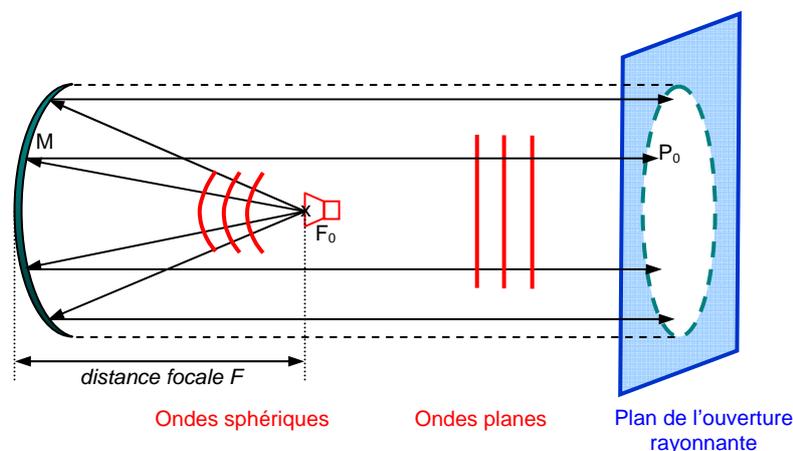
paraboliques centrées sur des stations terriennes de télécommunications, et paraboliques à offset pour les satellites et pour la réception de la télévision par satellite. Il existe également des structures à deux réflecteurs de type Cassegrain ou Grégorien, qui sont surtout utilisées dans les télécommunications spatiales et la radioastronomie en raison de leurs très bonnes performances. Ce sont ces réflecteurs paraboliques qui vont être étudiés en détail dans la suite ce chapitre.

## II.2 - Principe de fonctionnement

L'antenne à réflecteur parabolique est constituée d'une antenne placée au foyer du paraboloïde, nommée source focale ou source primaire. Celle-ci possède un diagramme de rayonnement qui lui est propre, qualifié de rayonnement primaire. L'association de cette source primaire et du paraboloïde forme l'antenne à réflecteur, caractérisée par un diagramme de rayonnement secondaire. Le schéma de principe d'une telle antenne est représenté sur la *figure 19*.

Le fonctionnement de l'antenne à réflecteur parabolique repose sur deux principes essentiels.

- Tous les rayons émanant du point focal ( $F_0$ ) d'une parabole de révolution sont renvoyés par le réflecteur **parallèlement à son axe**.
- Tout rayon émis à partir du point focal et renvoyé par le réflecteur, atteint un plan orthogonal à l'axe du réflecteur en ayant effectué le même trajet optique, soit  $F_0M + MP_0 = \text{constante} = 2F + F_0P_0$ . La distribution du champ dans ce plan décrit alors une ouverture circulaire **équi-phase** et non équi-amplitude.



**Figure 19 :** Schéma de principe d'une antenne à réflecteur parabolique

Le mécanisme de rayonnement d'une antenne à réflecteur peut quant à lui s'expliquer comme suit. Une source primaire est placée au foyer de la parabole de façon à ce que son centre de phase coïncide avec le foyer du réflecteur. On a ainsi un rayonnement d'ondes sphériques vers le réflecteur qui va à son tour rayonner de deux façons :

- un champ électromagnétique correspondant à la partie du rayonnement de la source interceptée par la surface conductrice du réflecteur où sont générés les courants induits. (Ceux-ci peuvent être considérés comme des sources secondaires du champ qui vont rayonner des ondelettes sphériques. En appliquant le principe de Huygens, on peut calculer l'onde rayonnée dans l'espace qui correspond à l'enveloppe de ces ondes élémentaires. Le champ correspondant est la somme de tous les champs élémentaires, on l'appelle champ de diffusion. Ce rayonnement se concentre sur des régions formant un angle faible autour de l'axe du réflecteur parabolique),
- un champ électromagnétique, plus faible, correspondant à la partie du rayonnement de la source frappant le contour du réflecteur. (C'est le phénomène de diffraction qui va entraîner une répartition de ce champ dans de multiples directions, et qui va entraîner une perte d'efficacité de l'antenne à réflecteur).

Ainsi le champ total rayonné par l'antenne à réflecteur correspond à la somme de ces deux champs : champ de diffusion et champ de diffraction.

Ce type de système focalisant peut aussi être considéré en fonction des tâches de diffraction qu'il produit suivant qu'il fonctionne en émission ou en réception.

- En se plaçant du côté de l'émission, une antenne située au foyer de la parabole rayonne une onde sphérique. Elle est ensuite transformée en onde plane par le système focalisant et rayonnée dans un angle solide d'autant plus petit que le diamètre  $D$  est grand devant la longueur d'onde.
- Du côté de la réception, une onde plane incidente sur le système focalisant est transformée en onde sphérique centrée sur le foyer et elle forme dans le plan focal une tâche de diffraction de toute petite dimension par rapport au diamètre  $D$ . Cette tâche contient toute l'énergie captée par l'ouverture. Une source de petite taille (voisine de celle de la tâche) peut alors capter toute cette énergie.

Avant d'aller plus loin, nous pouvons faire une simple constatation quant à la taille des réflecteurs. La **figure 20** montre le plus grand réflecteur fixe parabolique du monde, Arecibo, qui mesure 306 mètres de diamètre. Il permet d'obtenir un gain de 67.8 dB à 1415MHz [32]. La deuxième partie de la **figure 20**, quant à elle, représente la plus grande antenne à réflecteur orientable du monde, le Green Bank Telescope de 100 mètres de diamètre et possédant un gain de 80 dB à 10 GHz [33].



**Figure 20 :** Photos du Green Bank Telescope et du réflecteur d'Arecibo

La figure précédente nous amène à la conclusion suivante. Il existe une multitude d'applications faisant intervenir les antennes à réflecteurs. Elles ont toutes pour objectif d'atteindre des gains élevés tout en se conformant à leur milieu d'utilisation. Ainsi, il est possible d'atteindre des gains très élevés en construisant des réflecteurs immenses, ce qui n'est envisageable que pour les radio-télescopes au sol. Pour les satellites, les gains demandés sont moins importants (de l'ordre de 40 à 50 dB), mais la principale contrainte se situe au niveau de l'encombrement et du poids à envoyer dans l'espace. Il n'est pas possible de surdimensionner les réflecteurs pour améliorer le gain. Tout le travail d'optimisation se situe alors au niveau du rendement de l'antenne à réflecteur qui pourra être amélioré essentiellement en optimisant la source primaire et la configuration du réflecteur.

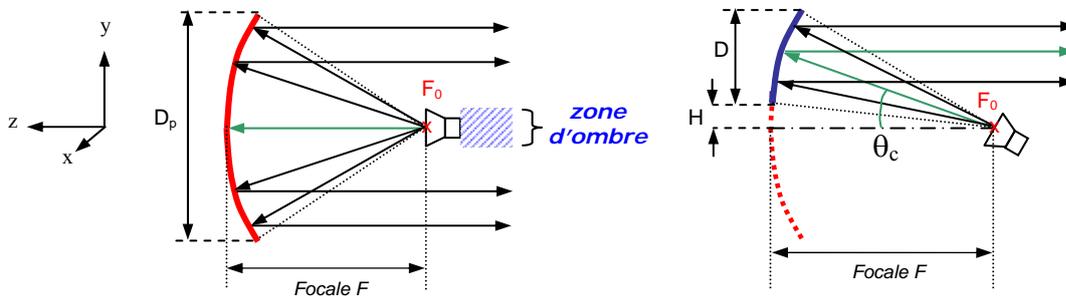
C'est pourquoi les géométries d'antennes à réflecteur ont été optimisées pendant de nombreuses années de façon à obtenir des hautes performances tout en essayant d'avoir le système le plus compact et le moins lourd possible. Les configurations les plus courantes de ces antennes vont maintenant être présentées.

## II.3 - Les systèmes à simple réflecteur parabolique

### II.3.1 - Géométries employées

#### II.3.1.1 - Deux configurations possibles

Deux types de configurations sont possibles pour ces antennes à un seul réflecteur. Elles sont présentées sur la **figure 21**. Soit la source primaire illumine le centre du réflecteur de diamètre  $D_p$ , auquel cas le réflecteur sera dit **centré** ; soit elle éclaire le centre de la portion de paraboloïde de diamètre  $D$ , identifié par l'angle de pointage  $\theta_c$  de la source focale, le réflecteur sera alors dit en **offset**.



**Figure 21 :** Configuration de réflecteur parabolique centré (gauche) et en offset (droite)

Cette dernière géométrie est actuellement la plus utilisée car elle n'entraîne pas l'apparition d'une zone d'ombre due à la présence de la source primaire sur l'axe du réflecteur. Celle-ci induit une diminution du rendement de l'antenne à réflecteur et modifie la loi d'illumination du réflecteur comme nous le verrons dans le **chapitre 2**. Les systèmes centrés seront donc réservés aux stations terriennes où l'effet de masque de la source est négligeable devant la taille importante du réflecteur. Les systèmes embarqués sur satellite, par souci de performances, embarqueront quant à eux des antennes à réflecteur en offset. Les paramètres caractéristiques de celles-ci vont maintenant être décrits.

#### II.3.1.2 - Construction géométrique

Les paramètres principaux de l'antenne à réflecteur parabolique en offset sont exprimés à partir de la **figure 22**.

L'équation d'une parabole dans un repère cartésien  $(x,y,z)$  prend la forme de l'**équation 1**,  $F$  représentant la distance focale de la parabole.

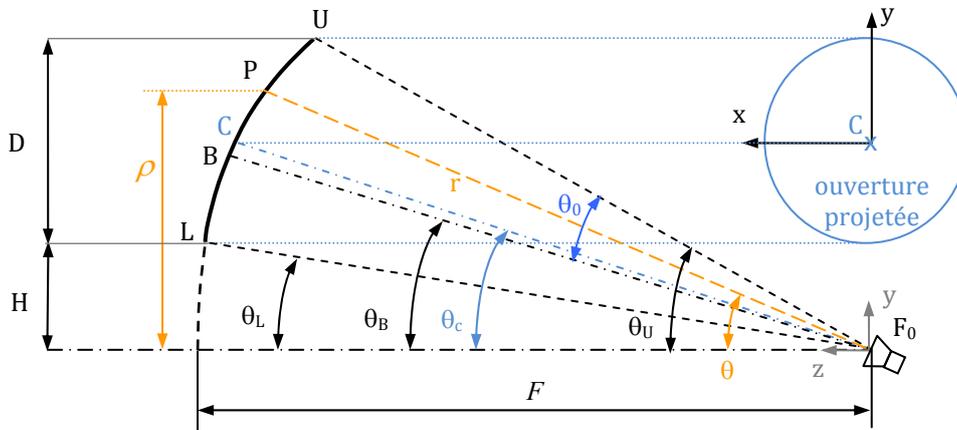
$$z = F - \frac{x^2 + y^2}{4F} \quad (1)$$

De même, dans un repère sphérique  $(r, \theta, \phi)$ , le fait que les rayons issus du point focal  $F_0$  parcourent tous le même trajet optique jusqu'au plan d'ouverture permet d'écrire l'équation 2.

$$r = \frac{2F}{1 + \cos \theta} = F \cdot \frac{1}{\cos^2 \frac{\theta}{2}} \quad (2)$$

De façon à pouvoir caractériser complètement la géométrie de l'antenne à réflecteur parabolique, l'expression de la distance  $\rho$  est aussi indispensable. Elle est donnée par l'équation 3.

$$\rho = r \sin \theta = 2F \frac{\sin \theta}{1 + \cos \theta} = 2F \tan \left( \frac{\theta}{2} \right) \quad (3)$$



**Figure 22 :** Paramètres caractéristiques d'un réflecteur parabolique

De façon à concevoir un réflecteur performant, une série de paramètres doit être déterminée pour obtenir le gain recherché à l'aide de la source focale.

Le premier paramètre à définir est le diamètre  $D$  du réflecteur. Celui est fixé en fonction du gain désiré déterminé à l'aide de l'équation 4. Le facteur  $\eta$  représentant le rendement du réflecteur, il faut impérativement l'optimiser de façon à ne pas avoir un réflecteur trop encombrant.

$$G = \eta \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (4)$$

Le deuxième paramètre est l'offset du réflecteur. Celui-ci est fixé en fonction de l'encombrement de la source primaire. Il ne doit pas être trop faible pour éviter une zone d'ombre et une diffraction importante sur le bord inférieur du réflecteur. Il ne doit pas non plus être trop important pour éviter un niveau de polarisation croisée élevé [34].

Le troisième paramètre est la focale  $F$  du réflecteur et surtout le rapport  $F/D$ . Pour les applications de télécommunications spatiales, un rapport  $F/D$  élevé ( $>1.5$ ) est souvent requis

pour minimiser les aberrations de phase qui apparaissent avec les couvertures multi-faisceaux. Ce rapport est cependant limité par l'encombrement et la difficulté de déploiement sur le satellite.

A partir de ces trois paramètres, il est possible de déterminer les caractéristiques géométriques d'un réflecteur parabolique :

- le demi-angle d'interception du paraboloïde :

$$\theta_0 = \frac{(\theta_U - \theta_L)}{2} = \arctan\left(\frac{D+H}{2F}\right) - \arctan\left(\frac{H}{2F}\right) \quad (5)$$

- l'angle de pointage de la source vers le centre de l'ouverture projetée :

$$\theta_C = 2 \arctan\left(\frac{D/2+H}{2F}\right) \quad (6)$$

- l'angle de pointage de la source correspondant à la bissectrice de l'angle d'interception ( $2\theta_0$ ) :

$$\theta_B = \frac{(\theta_U + \theta_L)}{2} = \arctan\left(\frac{D+H}{2F}\right) + \arctan\left(\frac{H}{2F}\right) \quad (7)$$

- l'angle sous-tendu au bord inférieur de la parabole (angle d'offset) :

$$\theta_L = 2 \arctan\left(\frac{H}{2F}\right) \quad (8)$$

Ces différentes relations permettent de définir la géométrie du réflecteur parabolique, qu'il soit en offset ou centré. Dans ce dernier cas, les relations s'appliquent avec  $H = -D/2$ .

Parmi ces valeurs, il faut distinguer les deux angles  $\theta_B$  et  $\theta_C$ . En règle générale, la direction de pointage de la source focale correspond à l'angle  $\theta_C$  de façon à avoir un éclairage symétrique de l'ouverture rayonnante circulaire. Ce choix implique cependant une légère augmentation des pertes par débordement lorsque la source illumine le réflecteur ; pertes qui n'apparaîtraient pas si la source pointait le réflecteur suivant l'angle  $\theta_B$ . Dans la pratique, ces deux valeurs sont très proches, d'autant plus que le rapport  $F/D$  du réflecteur est important.

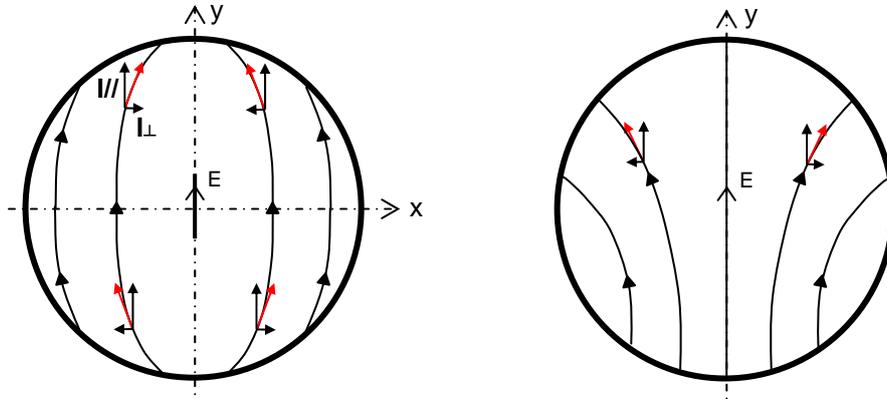
## **II.3.2 - Propriétés essentielles des réflecteurs**

### II.3.2.1 - Polarisation croisée

#### a ) Définition

La polarisation d'une antenne en champ lointain peut généralement se décomposer en deux composantes orthogonales dans un repère  $(R, \theta, \phi)$ . Une des composantes du champ rayonné est alors portée suivant une direction  $\theta$  ( $E_\theta$ ) et l'autre suivant une direction  $\phi$  ( $E_\phi$ ).

Dans le cas d'une antenne à réflecteur, le diagramme de rayonnement est plus souvent exprimé par deux composantes de polarisation orthogonales, la polarisation principale ( $E_{co}$ ) et la polarisation croisée ( $E_{xp}$ ). Cette représentation correspond à la troisième définition de Ludwig [35] et peut être expliquée de la façon suivante [36]. En considérant la **figure 23** représentant les lignes de courant à la surface d'un réflecteur centré et d'un réflecteur en offset excité par une source primaire à polarisation linéaire verticale, nous pouvons constater que les courants à la surface des dioptrés se divisent en deux composantes. Ceux-ci, tangents aux lignes de courants, comportent une composante majoritaire parallèle à la direction de polarisation de la source primaire, et une composante orthogonale, minoritaire. Ce sont respectivement les composantes de polarisation principale et croisée.



**Figure 23 :** Direction des courants à la surface d'un réflecteur centré et en offset

Elles s'obtiennent à partir des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$  grâce à la transformation de l'équation 9.

$$\begin{pmatrix} E_{co} \\ E_{xp} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\phi & -\sin\phi \\ \sin\phi & \cos\phi \end{bmatrix} \begin{pmatrix} E_\theta \\ E_\phi \end{pmatrix} \quad (9)$$

Cette définition de la polarisation croisée est aussi définie pour les antennes à réflecteurs illuminées par une source primaire en polarisation circulaire. Elle s'obtient à partir de la transformation de l'équation 10.

$$\begin{aligned} E_g &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(Re(E_\theta) + Im(E_\phi))^2 + (Im(E_\theta) - Re(E_\phi))^2} \\ E_d &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(Im(E_\theta) + Re(E_\phi))^2 + (Re(E_\theta) - Im(E_\phi))^2} \end{aligned} \quad (10)$$

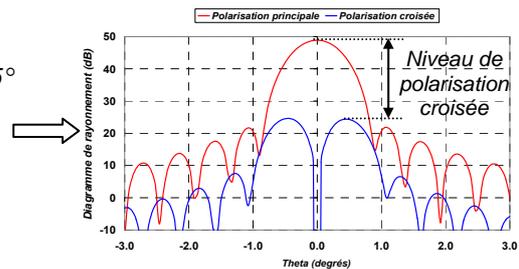
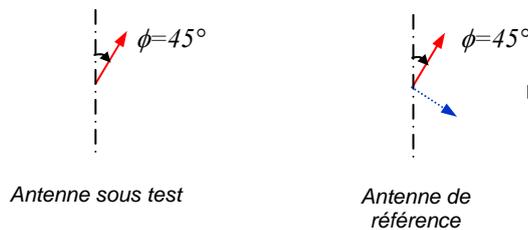
Dans tous les cas, le niveau de polarisation croisée de l'antenne, exprimé en dB, correspond au rapport entre le niveau maximum de la composante croisée du diagramme de rayonnement et le maximum de la composante principale de celui-ci.

D'un point de vue pratique, cette définition de la polarisation croisée correspondrait à la mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne sous test dont la polarisation serait alignée avec celle de l'antenne de référence dans chacun des plans de coupe considérés (même direction  $\phi$ ). Le diagramme ainsi obtenu correspondrait alors à la polarisation principale de l'antenne. La polarisation croisée s'obtient alors par une rotation de  $90^\circ$  suivant  $\phi$  de l'antenne de référence.

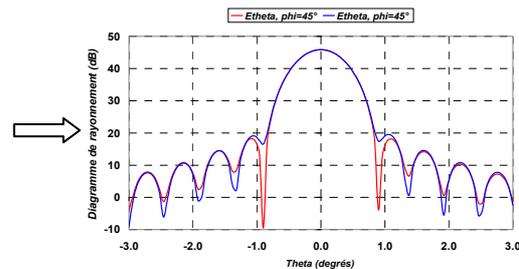
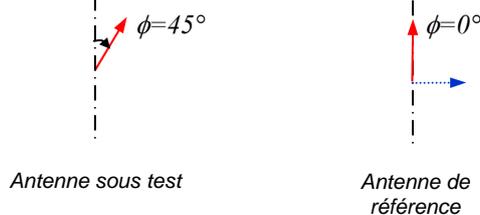
Cette façon d'obtenir le diagramme de rayonnement de l'antenne sous test est à distinguer de la procédure pour l'obtention des composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$ . En effet, dans ce dernier cas, la polarisation de l'antenne sous test est alignée avec celle de l'antenne de référence pour un plan de coupe ( $\phi=0^\circ$  ou  $90^\circ$ ). Pour les autres plans de coupe, l'antenne sous test effectue un balayage des différents plans  $\phi$ , l'antenne de référence ne prenant que les positions  $\phi=0^\circ$  ou  $90^\circ$ , pour mesurer les composantes  $E_\theta$  et  $E_\phi$ .

Ces différentes configurations sont regroupées sur la **figure 24** qui prend pour exemple la mesure du diagramme de rayonnement dans le plan  $\phi=45^\circ$  de l'antenne sous test.

**Ludwig 3 :**



**Coord. Sphériques :**



**Figure 24 :** Principe de mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne en polarisation linéaire d'après la 3ème définition de Ludwig et en coordonnées sphériques

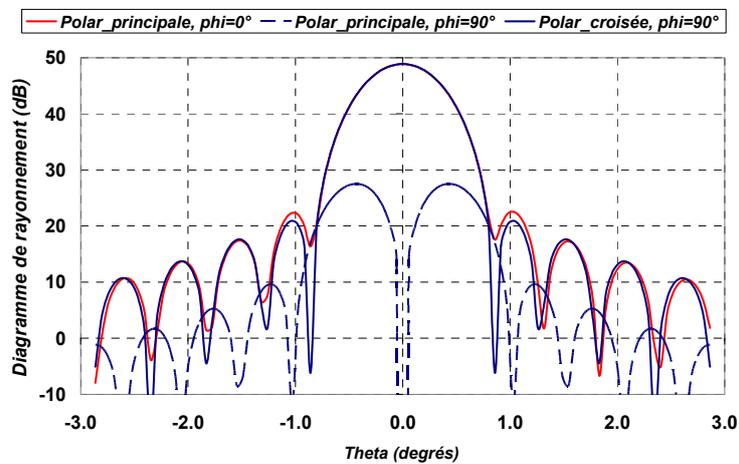
b ) Propriétés

Les principales propriétés de la polarisation croisée d'une antenne à réflecteur peuvent également être expliquées à partir de la **figure 23**.

Dans le cas d'un réflecteur centré alimenté par une source en polarisation linéaire, la répartition des courants montre que la composante croisée de ceux-ci s'annule dans les deux

plans de symétrie du dioptré. Il n'y a donc pas de polarisation croisée dans ces deux plans, le maximum apparaissant dans les plans à  $45^\circ$  et  $135^\circ$ .

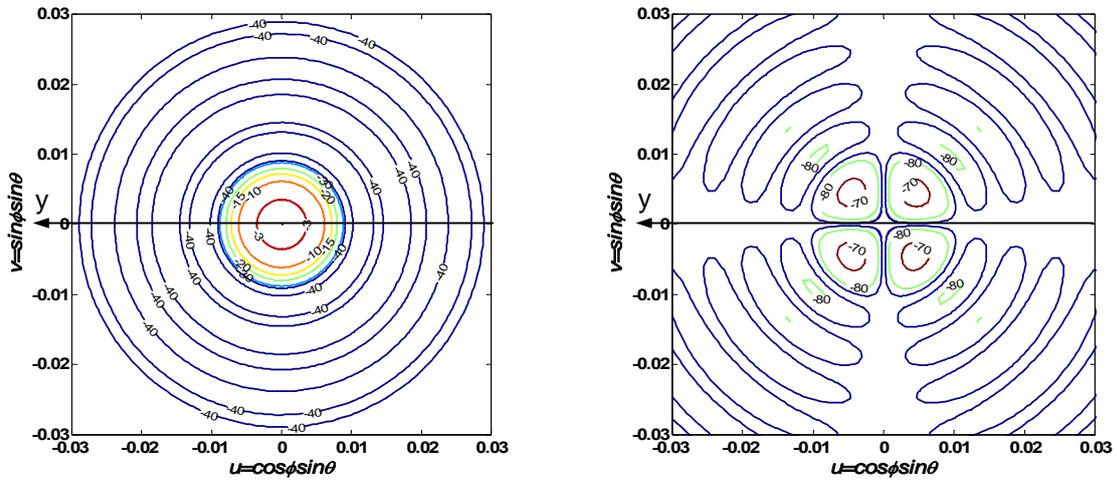
Dans le cas d'un réflecteur en offset alimenté par une source en polarisation linéaire, il n'y a plus qu'un axe de symétrie dans le plan  $yo_z$  ( $\varphi=0^\circ$ ) du fait que la source focale est repointée vers la portion de parabole en offset. L'annulation de la polarisation croisée ne peut plus qu'avoir lieu que dans ce plan  $yo_z$ . En revanche, la dissymétrie des courants entraîne une polarisation croisée maximale dans le plan  $xo_z$  ( $\varphi=90^\circ$ ) du réflecteur. Celle-ci est liée à la valeur de l'offset. Plus celui-ci sera important, plus le niveau de polarisation croisée augmentera. Un exemple de diagramme de rayonnement d'antenne à réflecteur en offset est donné sur la **figure 25**.



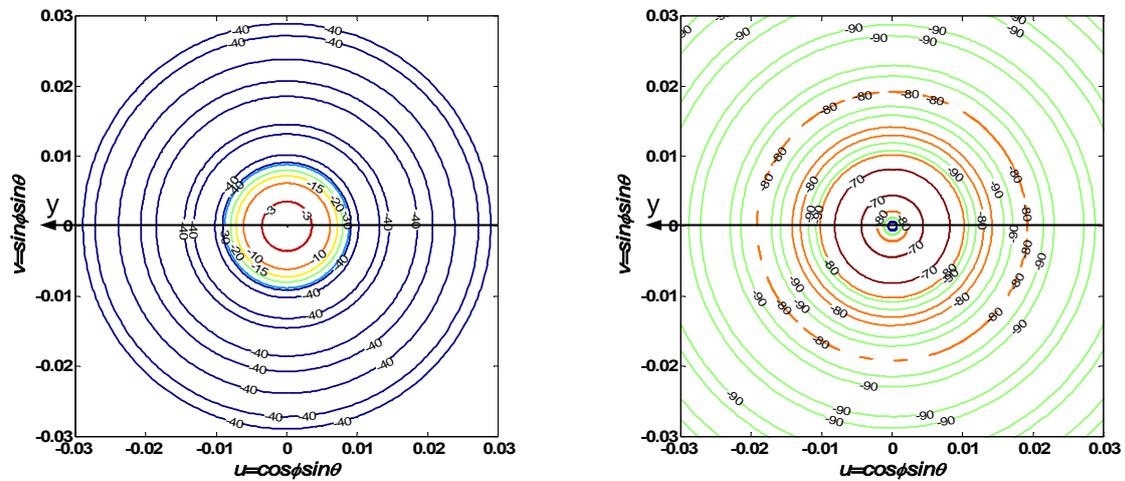
**Figure 25 :** Diagramme de rayonnement d'une antenne à réflecteur en offset ( $F/D=0.7$ ,  $H=0.2$ )

Une autre particularité de l'antenne en offset concerne ses caractéristiques de rayonnement lorsqu'elle est illuminée par une source focale en polarisation circulaire. Celle-ci peut être vue en tant que la somme de deux polarisations linéaires en quadrature avec chacune une composante croisée. Il est possible de montrer que les vecteurs correspondant à ces composantes se somment et que leur sens de rotation est identique [37]. Il en résulte une polarisation circulaire parfaite et il n'y a pas de polarisation croisée sur les diagrammes de l'antenne à réflecteur.

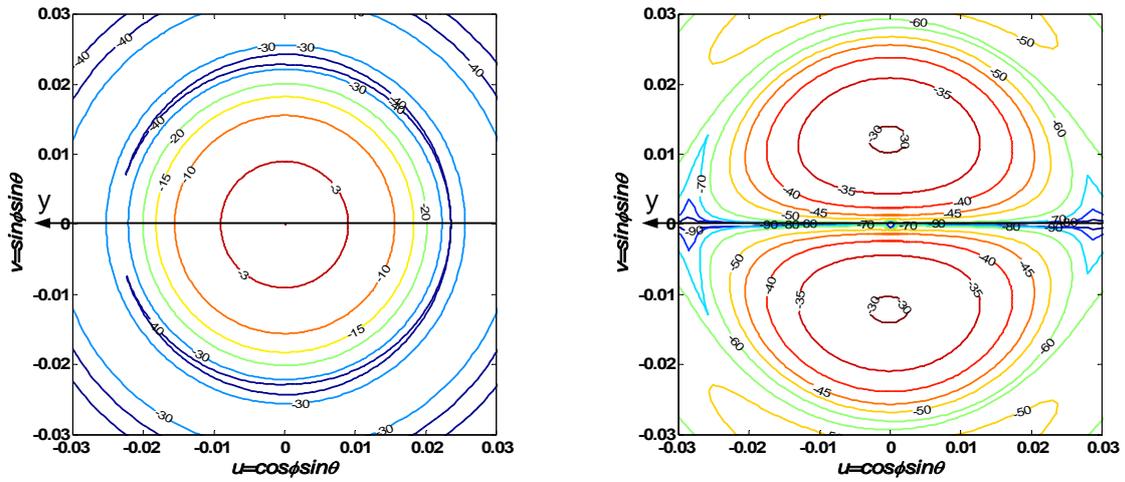
Ces différentes propriétés sont illustrées sur les **figures 26-29** où les diagrammes de rayonnement de l'antenne à réflecteur sont représentés pour un réflecteur centré et un réflecteur en offset.



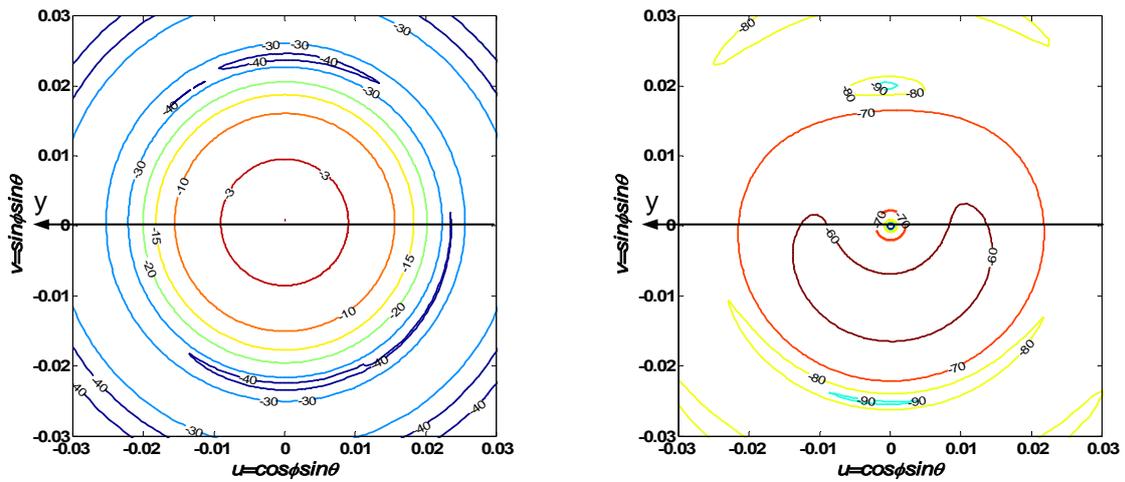
**Figure 26 :** Polarisation principale et croisée d'un réflecteur symétrique avec une source en polarisation linéaire



**Figure 27 :** Polarisation principale et croisée d'un réflecteur symétrique utilisé avec une source en polarisation circulaire



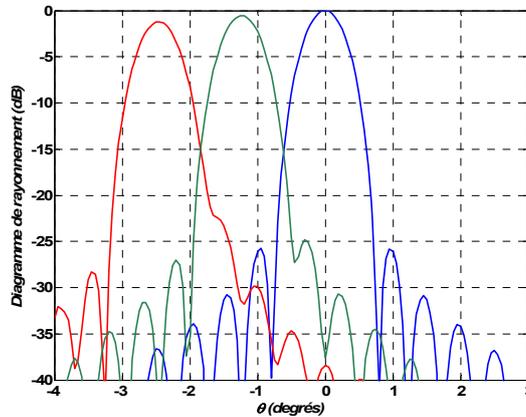
**Figure 28 :** Polarisation principale et croisée d'un réflecteur en offset utilisé avec une source en polarisation linéaire



**Figure 29 :** Polarisation principale et croisée d'un réflecteur en offset utilisé avec une source en polarisation circulaire



n'a qu'un seul vrai foyer, et donc, pour les autres sources du plan focal, il n'y a que focalisation partielle. Les aberrations de phase introduites entraînent une dégradation du rayonnement d'autant plus importante que  $\delta$  est grand (diminution du gain, augmentation des lobes secondaires) comme le montre la **figure 31**.



**Figure 31 :** Exemple de faisceaux défocalisés avec une antenne à réflecteur en offset

Ces aberrations de phase sont de plusieurs types. Elles peuvent être exprimées par un développement en série généralement limitée aux 5 premiers termes [39]. Cette représentation des aberrations de phase est aussi utilisée pour les lentilles, ce sont les aberrations de Seidel. En considérant que le diagramme de rayonnement s'étend sur de faibles valeurs angulaires, il est possible d'approximer l'angle  $\theta_s$  par l'équation 14.

$$\theta_s \approx \tan \theta \approx \frac{\delta}{F_e} \quad (14)$$

La phase du champ rayonné par l'antenne à réflecteur pour un point de côte  $y$  s'écrit alors suivant l'équation 15 [40].

$$\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{\delta}{F_e} y - \frac{2\pi}{\lambda} \left[ A \frac{\delta^3}{F_e^3} y + \frac{B}{2} \frac{\delta^2}{F_e^2} y^2 + \frac{C}{3} \frac{\delta}{F_e} y^3 + \frac{D}{4} y^4 \right] \quad (15)$$

Le premier terme correspond à la variation linéaire de la phase qui entraîne la déviation du diagramme de rayonnement dans une direction autre que  $\theta_s = 0^\circ$ .

Le deuxième terme, d'exposant impair, correspond à l'aberration de distorsion qui va entraîner une déviation du diagramme qui va s'ajouter à celle due au premier terme. La conséquence va être une erreur de pointage de l'antenne.

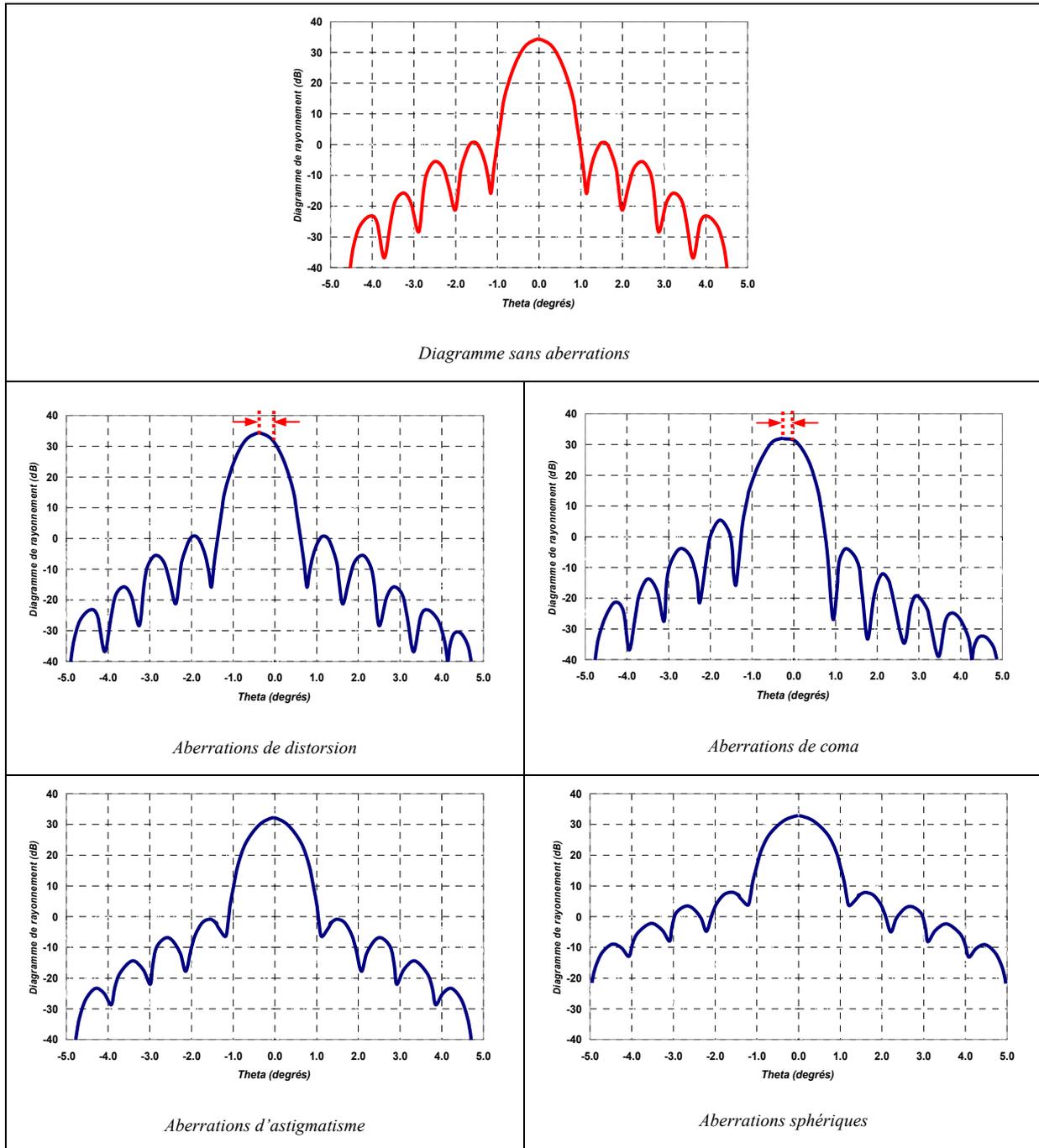
Le troisième terme, d'exposant pair, correspond à l'astigmatisme. Cette aberration va remonter les « zéros » des lobes secondaires. Elle peut cependant être compensée en pratique par un déplacement axial de la source par rapport au point focal.

Le quatrième terme, d'exposant impair, constitue l'aberration de coma. Celle-ci peut être très préjudiciable car elle entraîne une forte dissymétrie du diagramme. Le niveau des lobes secondaires augmente du côté opposé à la déviation angulaire, alors qu'il diminue de l'autre.

Le dernier terme, d'exposant pair, correspond aux aberrations sphériques. Il n'entraîne pas de dépointage. En revanche, il fait remonter le niveau global des lobes secondaires et leurs « zéros » respectifs. Cependant, les aberrations sphériques sont peu présentes sur les réflecteurs paraboliques. Elles sont surtout observées avec des systèmes de miroirs ou de lentilles.

Une représentation de ces aberrations est donnée sur la **figure 32**.

D'après l'**équation 15**, ces termes prennent d'autant plus d'importance que la distance  $\delta$  est grande. En revanche, ces aberrations sont inversement proportionnelles à la distance  $Fe$ . Les antennes à réflecteurs destinées aux applications multi-faisceaux favorisent donc les géométries à grande focale qui vont autoriser un dépointage important sans trop perturber les diagrammes de rayonnement des faisceaux les plus défocalisés.

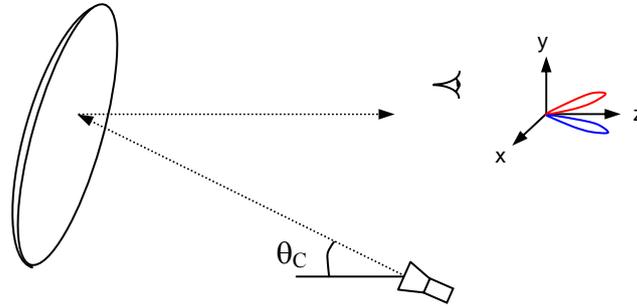


**Figure 32 :** Illustration des différents types d'aberrations sur le diagramme de rayonnement de l'antenne à réflecteur

### II.3.2.3 - Dépointage en polarisation circulaire

Ce phénomène, plus fréquemment appelé *beam squint*, apparaît lorsqu'une antenne à réflecteur en offset est alimenté par une source primaire en polarisation circulaire. Le faisceau en sortie du réflecteur se décale par rapport à l'axe du réflecteur dans le plan perpendiculaire au plan de symétrie du dioptré, en l'occurrence, dans le plan  $xOz$  sur la **figure 33**. Le déplacement se fait dans une direction opposée au sens de polarisation utilisée. Ainsi, pour

une source rayonnant une onde en polarisation circulaire droite, l'onde réfléchiée par le réflecteur sera en polarisation circulaire gauche et le dépointage du faisceau se produira à droite, c'est-à-dire suivant  $x$  positif.



**Figure 33 :** Paramètres caractéristiques d'un réflecteur parabolique

Pour que ce phénomène se produise, il faut deux conditions. Tout d'abord, il faut qu'une dépolarisation du champ incident sur le réflecteur se produise, ce qui est le cas avec un réflecteur en offset. De plus, il faut que les composantes décrivant ce champ incident soient déphasées, ce qui est le cas avec une source en polarisation circulaire. Les démonstrations mettant en évidence ce phénomène sont largement exprimées dans la littérature [41-42].

Cet angle de dépointage  $\psi_{bs}$  peut être évalué à partir de l'équation 16 [43].

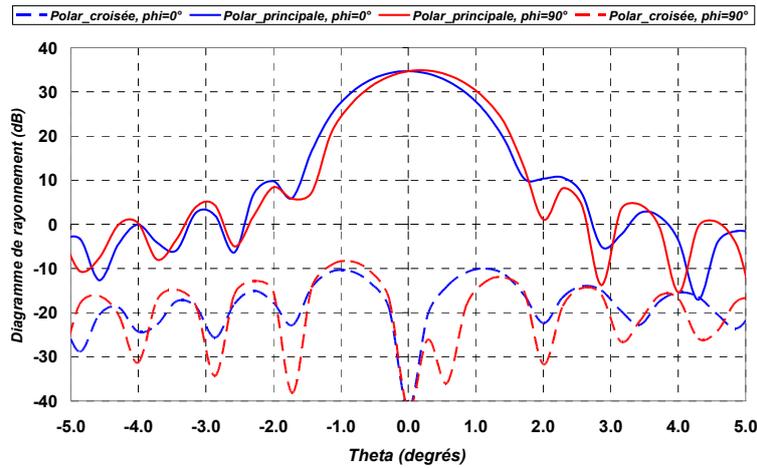
$$\psi_{bs} = \pm \arcsin \left( \frac{\lambda \sin \theta_C}{4\pi F} \right) \quad (16)$$

Cet effet apparaît simultanément avec la défocalisation lorsque la source est déplacée dans le plan focal du réflecteur. Dans ce cas, l'angle de dépointage engendré par la polarisation circulaire sur le réflecteur en offset est donné par l'équation 17 [43].

$$\psi_{bs} = \pm \arcsin \left( \frac{\lambda \sin(\theta_C + \theta_S)}{4\pi F} \right) \quad (17)$$

Une valeur négative correspond à un dépointage causé par une polarisation circulaire gauche et réciproquement, une valeur positive correspond à une polarisation circulaire droite. Pour minimiser cet effet, il faut utiliser un réflecteur doté d'une importante longueur focale, l'angle de dépointage étant inversement proportionnel à celle-ci.

Un exemple est donné sur la **figure 34** où un réflecteur possédant un rapport F/D de 0.5 est illuminé par une source focale en polarisation circulaire droite. Un dépointage de l'ordre de  $0.1^\circ$  est observé dans le domaine  $\theta$  positif. Cette valeur obtenue par simulation avec le logiciel Grasp [44] est en accord avec l'équation 16. De même, un faible niveau de polarisation croisée est observé, comme vu précédemment.



**Figure 34 :** Dépointage dû à l'utilisation d'une source en polarisation circulaire

Ces propriétés concernant la polarisation croisée et le *beam squint* sont étroitement liées au diagramme de rayonnement de la source focale. En effet, le comportement sera différent suivant que la source possédera un diagramme à symétrie de révolution ou non [45].

Le **tableau 2** résume les différentes configurations possibles et précise dans quels cas ces phénomènes parasites peuvent apparaître.

	Antenne à réflecteur centré								Antenne à réflecteur en offset							
	Foyer				Défocalisée				Foyer				Défocalisée			
Position source																
Diagramme rayonnement source	Symétrique		Non Sym.		Symétrique		Non Sym.		Symétrique		Non Sym.		Symétrique		Non Sym.	
Type polarisation	Linéaire	Circulaire	Linéaire	Circulaire	Linéaire	Circulaire	Linéaire	Circulaire	Linéaire	Circulaire	Linéaire	Circulaire	Linéaire	Circulaire	Linéaire	Circulaire
Polarisation croisée minimale	✓	✓	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✗	✓	✗	✗	✗	✗	✗	✗
Absence beam squint	✓	✓	✓	✓	✓	✗	✓	✗	✓	✗	✓	✗	✓	✗	✓	✗

**Tableau 2 :** *résumé des perturbations affectant l'antenne à réflecteur suivant différentes configurations*

#### II.3.2.4 - Particularités du plan focal d'un réflecteur

De façon à connaître le type de source focale le plus adapté à l'illumination d'un réflecteur, il est possible de déterminer quelle va être la répartition du champ dans le plan focal d'un paraboloïde à l'aide de l'optique physique. La démonstration théorique étant relativement longue, le lecteur est renvoyé à la littérature [46] pour une explication détaillée. Seul le principe et le résultat final sont donnés ici.

En considérant un paraboloïde symétrique en réception illuminé par une onde plane, le calcul des champs électriques et magnétiques transverses autour du point focal montrent que pour une polarisation linéaire de l'onde, le champ  $\vec{E}$  reste approximativement polarisé linéairement dans le plan focal. Ce résultat est d'autant plus marqué que la distance focale  $F$  du réflecteur est grande, et donc, le demi-angle d'interception  $\theta_0$ , petit.

Une telle répartition du champ correspond à un mode hybride de type HE<sub>11</sub>. De façon à coupler au maximum ce champ sur la source focale et ainsi maximiser l'efficacité de rayonnement, il faut donc utiliser un dispositif pouvant fonctionner sur ce mode, comme un cornet corrugué ou un cornet de Potter. Ces sources focales, présentées dans la partie III, sont donc largement utilisées avec les réflecteurs.

Il y a cependant quelques restrictions par rapport à ce résultat. En effet, lorsque  $\theta_0$  est grand, la distribution du champ s'écarte légèrement de ce mode hybride et pour maximiser l'efficacité, il est nécessaire d'utiliser des sources focales multimodes, ce qui implique nécessairement des restrictions sur la bande passante du système. De plus, lorsque l'antenne à réflecteur est configurée en offset, il a été dit précédemment que les niveaux de polarisation croisée étaient supérieurs à ceux obtenus avec un réflecteur symétrique, notamment dans le plan d'asymétrie du dioptré. L'existence de cette polarisation parasite modifie alors la répartition globale des champs dans le plan focal et une source primaire fonctionnant sur un mode hybride ne pourra avoir une efficacité maximale. Des solutions multimodes sont alors possibles pour s'adapter à la répartition des champs focaux.

## **II.4 - Les systèmes à deux réflecteurs**

### ***II.4.1 - Principe de fonctionnement***

#### **II.4.1.1 - Constitution**

Une antenne à deux réflecteurs est constituée d'un réflecteur principal de forme parabolique, comme vu précédemment, auquel vient s'ajouter un réflecteur auxiliaire, plus petit, et choisi parmi une famille de coniques ayant une définition bifocale. C'est le cas des hyperboles et des ellipses, les deux formes les plus couramment utilisées.

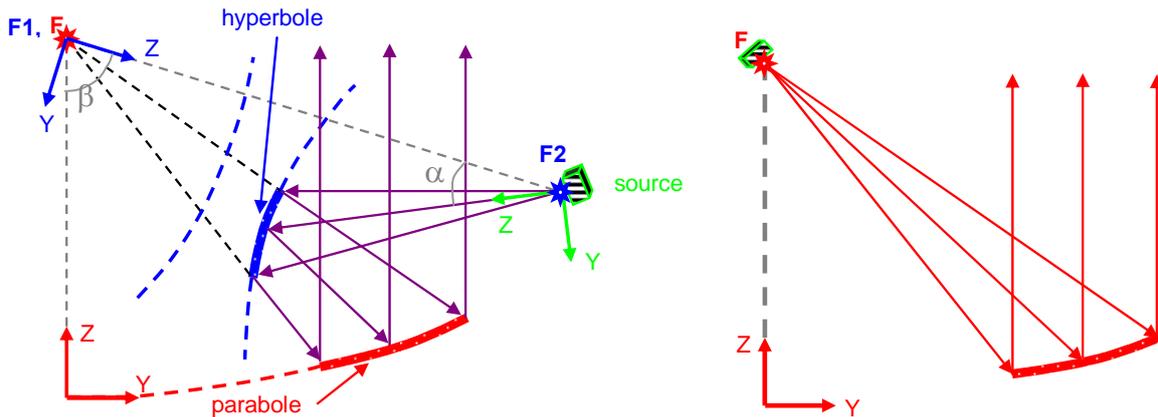
Ces antennes, en dépit de leur masse plus élevée qu'un simple réflecteur et des contraintes de déploiement plus importantes, offrent deux principaux avantages.

Tout d'abord, ce sont des systèmes permettant, à encombrement égal avec un simple réflecteur, d'avoir une focale équivalente élevée. Il est ainsi possible d'avoir des rapports F/D suffisamment grands ( $>1.5$ ) pour minimiser les aberrations de phase. Ceci constitue un atout indéniable pour les applications multi-faisceaux où les sources, du fait de leur déplacement dans le plan focal, subissent des aberrations de phase pouvant nuire gravement aux performances.

De plus, les antennes à double réflecteur permettent d'apporter un degré de liberté supplémentaire pour optimiser les performances de rayonnement. Il est ainsi possible d'appliquer un surdimensionnement au réflecteur auxiliaire pour obtenir le meilleur compromis entre la directivité maximale et la polarisation croisée [47]. Le réflecteur auxiliaire peut aussi être conformé pour modifier la loi d'illumination en amplitude et en phase de façon à pouvoir former un diagramme de rayonnement optimal en réduisant les aberrations de phase [48].

#### **II.4.1.2 - Equivalence simple réflecteur**

Toute structure à deux réflecteurs peut être mise sous une forme équivalente avec un simple réflecteur parabolique éclairé par la source primaire [49]. Ce principe permet de comprendre le mécanisme de rayonnement de ces systèmes. Il peut être décrit d'après la *figure 35*, qui prend pour exemple une configuration avec un réflecteur auxiliaire hyperbolique.



**Figure 35 :** Schéma de principe d'une antenne à 2 réflecteurs et de son équivalence

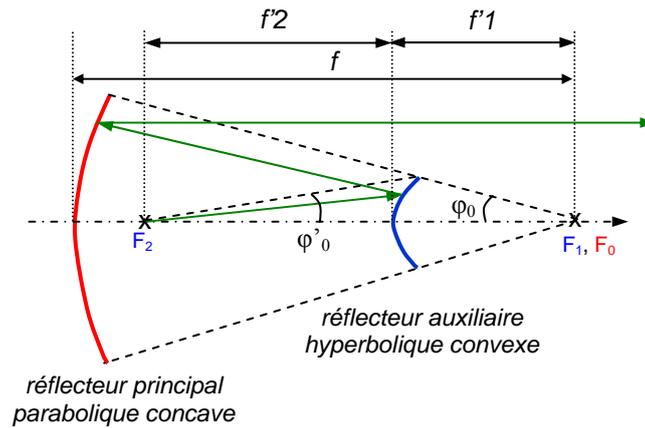
Les rayons émanant de la source placée au foyer  $F_2$  de l'hyperbole (foyer réel) sont dirigés vers le réflecteur auxiliaire hyperbolique et concave. Après réflexion, les rayons se dirigent vers le réflecteur parabolique et sont renvoyés à l'infini. Le foyer  $F_1$  de l'hyperbole (foyer virtuel) étant commun avec le foyer  $F$  de la parabole, les rayons en sortie du réflecteur parabolique semblent provenir d'une source qui serait placée en  $F_1$ . Tout se passe comme si l'on disposait d'un système simple réflecteur avec une parabole de la même taille que dans la structure double réflecteur, mais avec une focale différente, appelée focale équivalente. Celle-ci est calculée en fonction du type de réflecteur auxiliaire choisi. Ce choix dépend notamment de l'encombrement total de la structure et de l'application. Le paragraphe suivant présente quelques unes des configurations les plus utilisées pour les applications multi-faisceaux.

## II.4.2 - Configurations possibles

### II.4.2.1 - Réflecteurs Cassegrain

Ce dispositif tire son nom du physicien et astronome français du XVII<sup>ème</sup> siècle, Laurent Cassegrain, qui a perfectionné le télescope de Newton de façon à réaliser le système à double réflecteur qui porte son nom. Le système consiste à associer un réflecteur auxiliaire hyperbolique, convexe, et un réflecteur principal parabolique, concave, comme indiqué sur la *figure 36*.

La source focale est placée au foyer, à une distance suffisante du réflecteur auxiliaire pour que celui-ci soit considéré en champ lointain. Ce réflecteur auxiliaire est dimensionné de façon à limiter les pertes par débordements et ainsi optimiser la loi d'éclairement.



**Figure 36 :** Géométrie d'un réflecteur Cassegrain classique

Une relation géométrique importante d'un système double-réflecteur Cassegrain est son grandissement,  $M$  [50] :

$$M = \frac{f'_2}{f'_1} = \frac{\tan(\varphi_0/2)}{\tan(\varphi'_0/2)} \quad (18)$$

Cela nous permet d'écrire une autre relation utile pour déterminer la focale équivalente,  $F_{eq}$  du système :

$$F_{eq} = M \cdot f \quad (19)$$

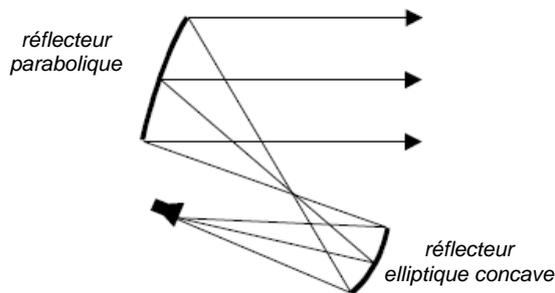
$M$  étant supérieur à 1, cette configuration augmente la focale équivalente et l'aplanétisme du système, ce qui permet d'amoindrir les aberrations de phase en radioastronomie. Compte tenu des bonnes performances obtenues, l'antenne à réflecteur Cassegrain a occupé par la suite une place significative dans les applications multi-faisceaux.

Le principal avantage découle de l'équation 19 qui montre qu'il est possible d'obtenir avec une antenne Cassegrain une distance focale élevée (avec  $M > 1$ ) dans un volume beaucoup plus compact que si l'on utilisait une structure à simple réflecteur. L'avantage d'avoir une distance focale élevée est principalement de limiter les aberrations de phase tout en gardant un encombrement faible. Les diagrammes de rayonnement secondaires présentent des lobes secondaires moins élevés et des chutes de gain moins importantes qu'un système simple réflecteur de même encombrement. Des performances similaires pourraient être obtenues avec un réflecteur simple, mais l'encombrement serait beaucoup plus important et souvent incompatible avec les contraintes d'implantation sur le satellite.

La construction d'un tel réflecteur nécessite le calcul de 21 paramètres, de façon à le décrire complètement. Cependant, il suffit de connaître 5 paramètres parmi cet ensemble pour reconstruire le réflecteur [51]. L'ensemble des calculs est présenté en *Annexe I*.

### 11.4.2.2 - Réflecteurs Grégoriens

C'est un système à double réflecteur, semblable au Cassegrain, sauf que le réflecteur hyperbolique secondaire est remplacé par un ellipsoïde concave comme le montre la **figure 37**. Cette structure est généralement utilisée en offset et possède globalement les mêmes performances que le système Cassegrain avec cependant une propriété intéressante à ajouter. L'opposition de courbure entre les deux réflecteurs permet de réduire les niveaux de polarisation croisée par rapport au système Cassegrain classique. C'est pour cela que cette antenne est souvent utilisée dans les applications de télécommunications où une bonne isolation des polarisations est nécessaire [52].



**Figure 37 :** Géométrie et photo d'une antenne à réflecteur de type Grégorien

La géométrie de cette antenne à double réflecteur repose aussi sur le calcul de 21 paramètres. Le détail des calculs est donné dans l'**Annexe I**.

### 11.4.2.3 - Variantes

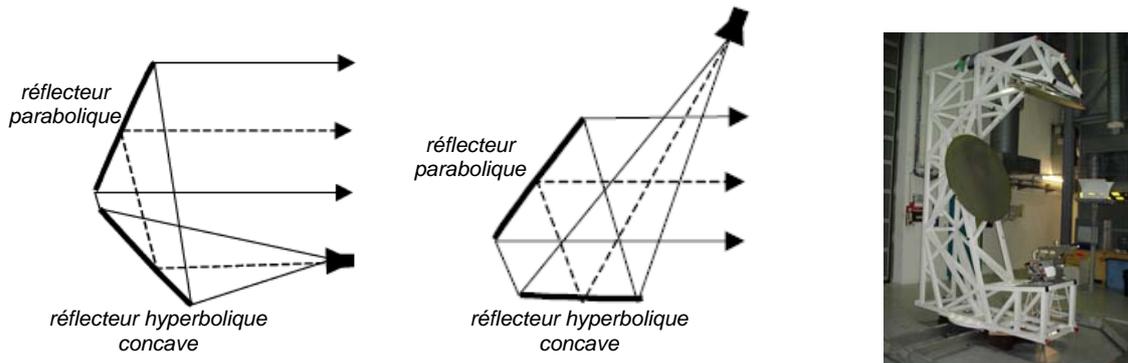
De nombreuses configurations peuvent être dérivées des réflecteurs Cassegrain et Grégorien. La variante la plus connue du système Cassegrain est l'antenne Dragonienne [53]. Elle est souvent rencontrée dans la littérature sous la dénomination FFOCA (Front Fed Offset Cassegrain Antenna) et SFOCA (Side Fed Offset Cassegrain Antenna) suivant la position de la source par rapport au réflecteur auxiliaire, comme l'indique la **figure 38**. Le choix entre les deux solutions se fait en fonction de l'espace disponible sur le satellite et les contraintes de déploiement.

A la différence du système Cassegrain, ce dispositif repose sur l'utilisation d'un réflecteur auxiliaire hyperbolique de forme concave. Par rapport aux autres systèmes à deux réflecteurs présentés, le système Dragonien est celui qui offre la meilleure compacité pour

atteindre des rapports F/D élevés. Sa principale contrainte réside dans ses difficultés de déploiement.

La construction géométrique d'une telle antenne à réflecteur repose sur les mêmes critères que ceux décrits précédemment. La conception complète est décrite en *Annexe I*.

La solution SFOCA est rattachée à la solution multi-faisceaux avec source focale BIE caractérisée dans le *chapitre IV*. Ces performances seront donc largement détaillées dans celui-ci.



**Figure 38 :** Géométrie des antennes à réflecteurs de type FFOCA et SFOCA, photo d'un système SFOCA

#### 11.4.3 - Minimisation de la polarisation croisée

D'après ce que nous avons vu précédemment, la géométrie d'une antenne à deux réflecteurs de type Cassegrain ou Grégorien peut être mise sous une forme de simple réflecteur parabolique. Dans le cas d'un système sans offset, il a également vu que la direction de pointage de la source vers le dioptré était commune avec l'axe de symétrie du réflecteur, ce qui permettait d'obtenir un niveau de polarisation croisée minimum pour le réflecteur.

Ainsi, pour obtenir une polarisation croisée minimale avec une structure à deux réflecteurs, il faudrait que la géométrie équivalente du système avec un seul dioptré corresponde à un système centré. Pour s'approcher de cet objectif, une condition est rencontrée dans la littérature sous plusieurs formes. Les plus communes sont, pour des systèmes à réflecteur auxiliaire de type hyperbolique concave et réflecteur principal parabolique (type dragonienne), celle de Mitzugutch [54], donnée par l'équation 20, et celle de Dragone [55], donnée par l'équation 21 où le terme  $e$  correspond à l'excentricité, définie de façon positive,  $\alpha$  représente l'angle de pointage de la source vers le réflecteur auxiliaire et  $\beta$  l'angle entre les axes des deux réflecteurs. Ces deux formulations sont liées.

Cependant, le respect de cette condition n'assure pas une géométrie optimale car elle n'implique pas forcément une minimisation des pertes par débordement. Pour cela, la condition de Rusch [56] est également utilisée, elle est donnée par l'équation 22. Elle se restreint néanmoins à la conception de réflecteurs ayant une ouverture dont la projection est circulaire alors que les équations 20 et 21 s'appliquent à une forme d'ouverture arbitraire.

$$\tan \beta = \frac{|e^2 - 1| \sin \alpha}{(1 + e^2) \cos \alpha - 2e} \quad (20)$$

$$\tan \frac{\alpha}{2} = \frac{e-1}{e+1} \tan \frac{\beta}{2} \quad (21)$$

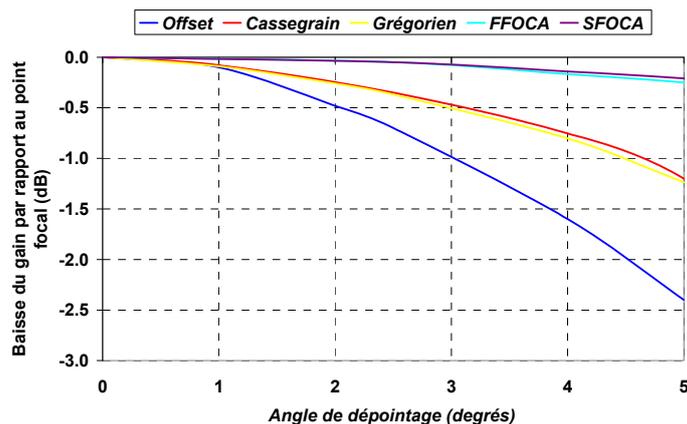
$$\tan \frac{\beta}{2} = \left( \frac{e+1}{e-1} \right)^2 \tan \left( \frac{\beta - \theta_0}{2} \right), \text{ avec } \theta_0 \text{ l'angle de pointage du réflecteur principal} \quad (22)$$

La plupart des antennes à deux réflecteurs utilisées pour les télécommunications spatiales respectent ces conditions, ce qui permet également des calculs simplifiés. Un système à deux réflecteurs respectant ces conditions peut être conçu entièrement à partir de la connaissance de seulement 5 paramètres parmi les 21 nécessaires à sa description complète.

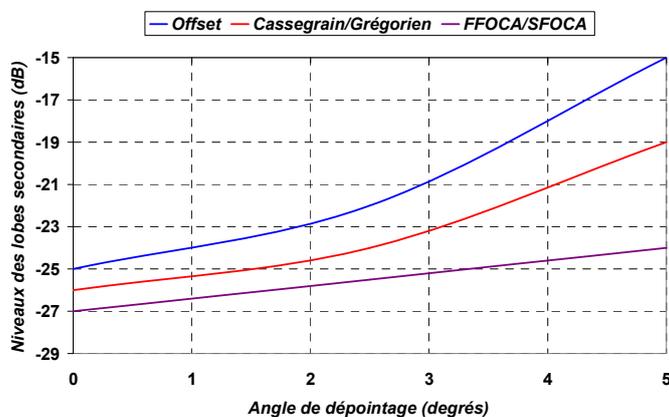
## **II.5 - Bilan sur les antennes à réflecteurs**

Nous avons vu qu'il était capital de privilégier un rapport F/D important de façon à limiter les aberrations de phase, préjudiciables dans les applications multi-faisceaux où de forts dépointages sont requis. Ces aberrations entraînent une forte diminution du gain et une remontée des lobes secondaires pour les spots les plus défocalisés. De ce point de vue, les antennes à double réflecteur présentent un avantage certain en autorisant des rapports F/D élevés tout en conservant une bonne compacité, notamment les systèmes FFOCA et SFOCA. Ces systèmes assurent de bonnes performances en dépointage comme le montrent les figures 39 et 40 [57] et conviennent bien à une implantation en face Terre du satellite.

Nous avons également vu que cette implantation des antennes sur le satellite dépendait de l'espace disponible et aussi des contraintes de déploiement. De ce point de vue, les antennes à double réflecteur, compactes mais de masse élevée, nécessitent beaucoup de rigueur au niveau du pointage et de l'alignement des différents dioptrés. Ceci entraîne une élévation du coût non négligeable. C'est pourquoi une antenne à simple réflecteur en offset peut présenter une solution avantageuse lorsque son implantation en face latérale est possible.



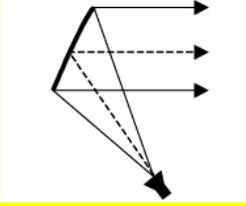
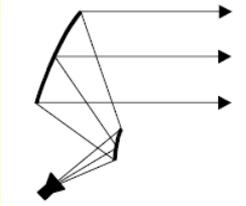
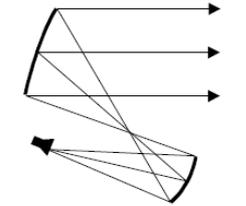
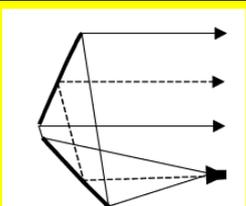
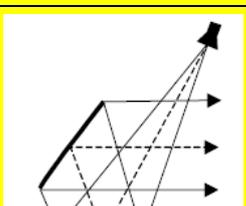
**Figure 39 :** Diminution du gain en fonction du dépointage pour les différents systèmes (comparaison de systèmes d'encombres égaux)



**Figure 40 :** Augmentation des lobes secondaires en fonction du dépointage pour les différents systèmes (comparaison de systèmes d'encombres égaux)

Le **tableau 3** résume les principales caractéristiques de tous ces réflecteurs. La principale restriction dans le choix de ces systèmes réside dans le compromis à trouver entre les pertes de défocalisation et les possibilités d'implantation sur les satellites.

Le choix du réflecteur est lié à l'application envisagée, mais ce choix et les performances finales dépendent aussi fortement de la source focale utilisée. Nous allons maintenant présenter quelles sont les sources focales les plus utilisées dans les télécommunications spatiales multi-faisceaux utilisant des réflecteurs.

Réflecteur	Avantages	Inconvénients
 <p><i>Simple en offset</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Facilité de conception et de fabrication</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement pour obtenir F/D élevé</li> <li>- Performances limitées en défocalisation si non conformée</li> </ul>
 <p><i>Cassegrain classique</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Bonne compacité</li> <li>- Possibilité de minimiser la polarisation croisée</li> <li>- Bonnes performances en dépointage</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Masse</li> <li>- Contraintes de déploiement et d'alignement</li> </ul>
 <p><i>Grégorien</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Bonne compacité</li> <li>- Possibilité de minimiser la polarisation croisée</li> <li>- Bonnes performances en dépointage</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Masse</li> <li>- Contraintes de déploiement et d'alignement</li> </ul>
 <p><i>FFOCA</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Très bonne compacité</li> <li>- Possibilité de minimiser la polarisation croisée</li> <li>- Très bonnes performances en dépointage</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Masse</li> <li>- Contraintes de déploiement et d'alignement</li> </ul>
 <p><i>SFOCA</i></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Excellente compacité</li> <li>- Possibilité de minimiser la polarisation croisée</li> <li>- Très bonnes performances en dépointage</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Masse</li> <li>- Contraintes de déploiement et d'alignement</li> </ul>

**Tableau 3.** Comparaison des différents types de réflecteurs

## **III - Les sources focales utilisées pour les applications multi-faisceaux**

### **III.1 - Introduction**

Une source focale élémentaire peut être constituée d'un simple guide circulaire qui permet d'obtenir une bonne symétrie du diagramme de rayonnement, mais ceci ne peut convenir que pour illuminer un réflecteur possédant un demi-angle d'interception  $\theta_0$  important, la directivité étant trop faible. Pour y remédier, l'évasement du guide, et donc la création d'un cornet, permet d'atteindre des niveaux de directivité importants et donc l'illumination de réflecteurs dédiés à des télécommunications spatiales.

La géométrie du cornet influe fortement sur les caractéristiques de rayonnement. Les simples cornets circulaires ne permettant pas d'obtenir des diagrammes à symétrie de révolution en raison des lignes de champ du mode fondamental, d'autres solutions ont été étudiées.

### **III.2 - Les cornets corrugués**

#### ***III.2.1 - Les cornets corrugués simples***

Pour palier à la dissymétrie des diagrammes de rayonnement des cornets monomodes pyramidaux, sectoriels ou encore circulaires, il est nécessaire de modifier la distribution des champs dans l'ouverture du cornet. En effet, pour obtenir un diagramme à symétrie de révolution avec un faible niveau de polarisation croisée, il faudrait pouvoir faire fonctionner le cornet sur un mode possédant des lignes de champs rectilignes, et non courbées, comme c'est le cas avec un cornet alimenté par un guide rectangulaire excité sur le mode TE<sub>10</sub> ou sur le mode TE<sub>11</sub> s'il s'agit d'un guide circulaire.

L'installation des modes hybrides permet de modifier les conditions aux limites sur les parois du cornet et de concentrer l'énergie au centre de l'ouverture. La diffraction sur les bords est alors limitée et des diagrammes à symétrie de révolution quasiment dépourvus de polarisation croisée sont générés. Il faut cependant que ce mode hybride respecte la « condition d'équilibre hybride » pour obtenir une vraie symétrie de révolution. Cette condition est respectée lorsque les corrugations des parois sont d'une profondeur d'environ

$\lambda/4$  et qu'elles sont suffisamment nombreuses (plus de 5 par longueur d'onde) [58]. La distribution du champ sur l'ouverture est alors décrite par l'équation 23.

$$\begin{cases} E_y = 0 \\ E_x = a \frac{\lambda_c}{\lambda_0} J_0(x), \text{ avec } \lambda_c = \frac{2\pi a}{2,405} \end{cases} \quad (23)$$

Cette variation dépend du rayon  $a$  de l'ouverture du cornet, mais aussi de la variation de la fonction de Bessel  $J_0(x)$  très proche d'une gaussienne. Ceci explique le faible niveau des lobes secondaires sur les diagrammes de rayonnement. De plus, l'homogénéité des diagrammes entraîne également une grande stabilité du centre de phase, qui reste quasiment constant quel que soit le plan de rayonnement considéré, contrairement aux cornets monomodes [59]. La stabilité fréquentielle de ce paramètre est également bonne en raison de la grande bande passante du cornet corrugué. En effet, la profondeur des corrugations devant être comprise entre  $\lambda/2$  et  $\lambda/4$  pour ne pas modifier les conditions aux limites, la bande passante de ces dispositifs a alors une limite théorique de 67%, soit un rapport 2:1. Dans la pratique, un cornet corrugué conventionnel est utilisé sur une plus faible bande pour conserver des performances élevées, notamment au niveau de la polarisation croisée. Ceci s'explique par une baisse des performances lorsque la condition d'égalité hybride n'est plus respectée (valable pour une seule fréquence). Ainsi, un niveau de polarisation croisée inférieur à -40 dB peut être conservé sur environ 15% de bande [60]. Une utilisation plus large résulte d'un compromis entre les performances accessibles et le cahier des charges de l'opérateur.

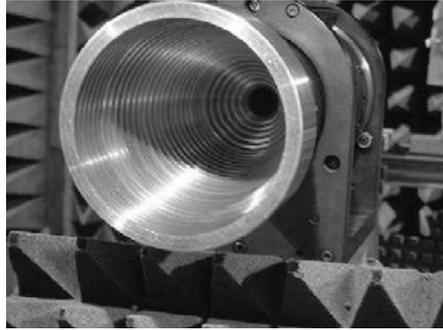
Grâce à tous ces atouts, le cornet corrugué constitue la source focale de prédilection pour réaliser des couvertures multi-faisceaux, même si l'usinage des corrugations peut être délicat pour des fréquences élevées.

Face à son succès, le cornet corrugué a fait l'objet de nombreuses évolutions. Des systèmes combinant des corrugations horizontales et verticales ont été développés [61] de façon à obtenir des cornets de faibles longueurs tout en conservant une bande passante satisfaisante. D'autres améliorations, comme la conformation du cornet à un profil géométrique particulier ont aussi été étudiées.

### **III.2.2 - Les cornets corrugués profilés**

De façon à optimiser les performances des cornets corrugués, des profils spécifiques ont été étudiés. Un des plus utilisés est le profil gaussien qui permet d'améliorer la qualité des

diagrammes de rayonnement, la bande passante et l'efficacité qui peut atteindre 80% [62]. Un exemple de cornet corrugué profilé est donné sur la **figure 41**.

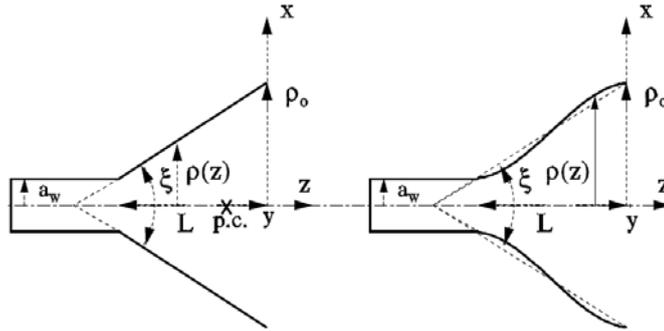


**Figure 41 :** *Cornet corrugué profilé fonctionnant entre 10.5 et 12.7 GHz ( $\varnothing$  ouverture= $5\lambda$ )*

Les principaux avantages de ces cornets peuvent être résumés en quatre points :

- l'angle d'évasement dans le plan de l'ouverture est nul, ce qui permet de se rapprocher du fonctionnement d'un guide ouvert (une efficacité, et donc une directivité optimale peut être obtenue),
- le faible angle d'évasement dans la zone de transition entre le guide et le cornet permet de conserver une bonne bande d'adaptation,
- la longueur totale du cornet peut être réduite par rapport à un profil classique, ce qui diminue l'encombrement et la masse du dispositif.
- le centre de phase est situé à proximité de l'ouverture et reste stable en fréquence étant donné que la terminaison du cornet est semblable à celle d'un guide ouvert.

Cependant, ce type de profil entraîne une variation de l'angle d'évasement sur le profil du cornet, ce qui entraîne l'excitation de modes supérieurs (notamment  $HE_{12}$ ) venant perturber le rayonnement en augmentant la polarisation croisée. Pour éviter ce problème, un profil en  $\sin^2$  tel que celui défini par l'équation 24 et représenté sur la **figure 42** peut être adopté. La valeur de  $A$  permet d'optimiser le profil et conditionne le rayon de courbure lorsque le rayon du guide  $a_w$ , le rayon du cornet  $\rho_0$  et la longueur  $L$  sont fixés. Une valeur de 0.7 pour  $A$  est souvent retenue car elle permet d'aboutir à un très bon compromis entre les performances d'illumination et le niveau de polarisation croisée [63]. D'autres profils, hyperboliques, ou exponentiels ont également été étudiés dans la littérature [64].



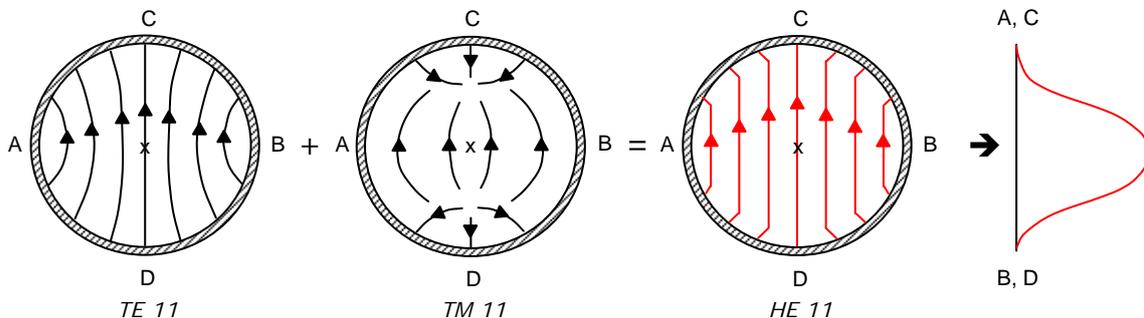
**Figure 42 :** Paramètres descriptifs de la géométrie des cornets à profil conique et gaussien

$$\rho(z) = a_w + (\rho_0 - a_w) \left[ \frac{(1-A)(z+L)}{L} + A \sin^2 \left( \frac{\pi(z+L)}{2L} \right) \right] \quad (24)$$

### III.3 - Les cornets de Potter

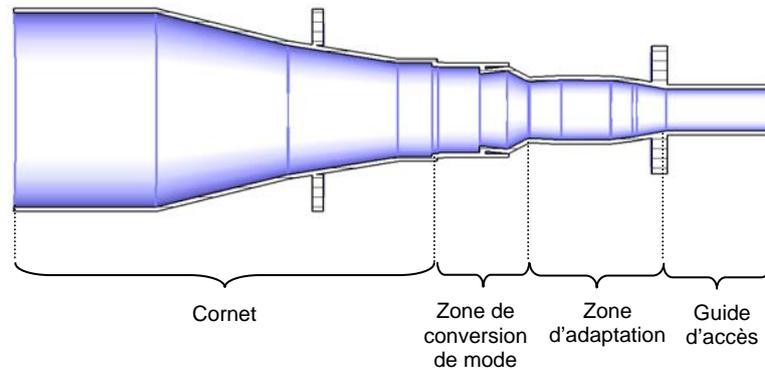
L'objectif du cornet de Potter est d'obtenir un diagramme de rayonnement à symétrie de révolution. Il peut être une alternative au cornet corrugué dans le sens où il est plus simple à fabriquer. Il est constitué d'un cornet circulaire lisse, dans lequel une propagation des modes TE<sub>11</sub> et TM<sub>11</sub> est autorisée. Un rapport de 1 : 0.3 entre la puissance transmise par chacun de ces deux modes permet alors d'obtenir une distribution des champs dans l'ouverture avec une symétrie de révolution, analogue à celle obtenue avec le cornet corrugué [65].

Cette répartition est illustrée sur la *figure 43*. Les champs en A et B sont nuls car ils sont tangentiels aux parois. De même, en C et D, l'opposition des champs suivant les deux modes entraîne une annulation. Par contre, le champ est maximum au centre de l'ouverture, là où les lignes de champs peuvent se coupler. L'absence de champ au niveau des parois permet alors d'obtenir des diagrammes à symétrie de révolution.



**Figure 43 :** Allure des lignes de champ électrique correspondant au mode HE<sub>11</sub> dans l'ouverture d'un cornet de Potter

Pour obtenir cette répartition, la géométrie du cornet peut se décomposer en plusieurs zones, comme indiqué sur la **figure 44**, avec notamment une zone de conversion de mode. Celle est conçu de façon à obtenir la bonne proportion des modes TE<sub>11</sub> et TM<sub>11</sub> dans le cornet.



**Figure 44 :** *Vue en coupe d'un cornet de Potter et de ses différentes parties*

Grâce à ses diagrammes à symétrie de révolution, ce type de cornet permet d'obtenir de faibles niveaux de polarisation croisée et une efficacité d'environ 80%. Le terme d'efficacité utilisé ici est défini comme la puissance totale rayonnée par l'antenne par rapport à la puissance qu'elle accepte. Cette définition s'appliquera aux autres sources focales vues dans ce chapitre.

En revanche, sa bande passante est limitée aux environs de 5% [64] en raison de la faible plage de fréquences où le ratio 1 : 0.3 entre les modes TM<sub>11</sub> et TE<sub>11</sub> est impossible.

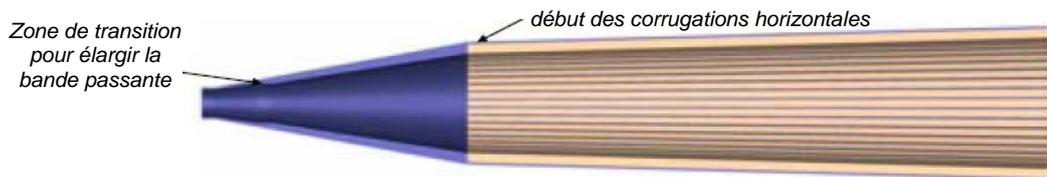
### **III.4 - Les cornets diélectriques**

Des solutions alternatives aux cornets corrugués ont été étudiées pour les remplacer par des cornets diélectriques [65]. Ces études sont motivées par la diminution de la masse des cornets et surtout par le coût de fabrication qui peut être élevé pour un cornet corrugué. Les cornets diélectriques fonctionnent aussi sur des modes hybrides de type HE<sub>11</sub>. Ils permettent notamment de conserver des diagrammes à symétrie de révolution et à faible polarisation croisée tout en réduisant leur encombrement par rapport à un cornet métallique obtenant les mêmes performances. En contrepartie, ces cornets ont des bandes passantes similaires au cornet de Potter et les pertes diélectriques viennent amoindrir l'efficacité globale du système. Des optimisations peuvent cependant être faites, notamment en profilant le cornet [66].

La structure d'un tel cornet s'obtient en ajoutant une couche de diélectrique sur les parois métalliques d'un cornet ou en le remplissant.

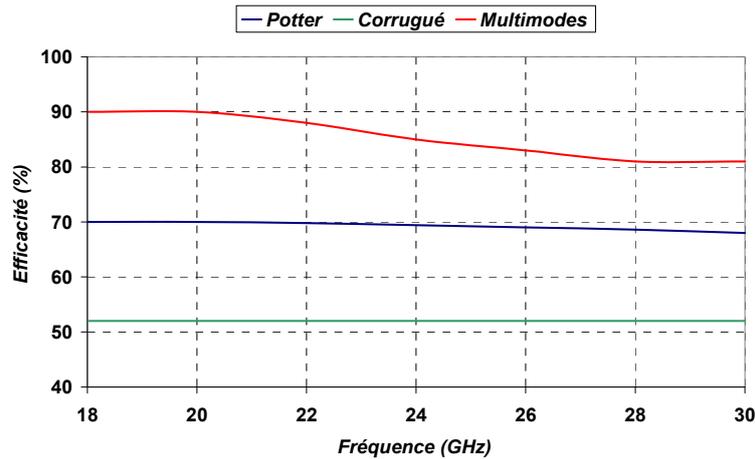
### III.5 - Les cornets multimodes

Le cornet multimodes a pour but d'obtenir une meilleure efficacité ainsi qu'une plus grande bande passante que les cornets de Potter, corrugués et diélectriques. Le but est de pouvoir concevoir des sources focales capables de fonctionner à la fois sur la bande Rx et sur la bande Tx d'une application multi-faisceaux. Pour cela, il s'appuie sur la génération de modes hybrides HE<sub>11</sub> et supérieurs pour augmenter son efficacité. De nombreuses solutions existent [67]. L'une d'elle utilise des corrugations horizontales et a montré de bonnes performances [68]. Le cornet conçu, visible sur la **figure 45**, fonctionne entre 17.7 GHz et 20.2 GHz avec un niveau de polarisation croisée inférieur à 25 dB et une efficacité de l'ordre de 75%. Il obtient également des performances correctes entre 27.5 GHz et 30 GHz où il maintient la polarisation croisée à un niveau inférieur à -30 dB et une efficacité moyenne de l'ordre de 65%. Cependant, cette solution présente l'inconvénient d'avoir un encombrement longitudinal important.



**Figure 45 :** *Vue en coupe d'un cornet multimodes à corrugations horizontales*

D'autres études, ont montré que des cornets multimodes pouvaient atteindre de très hautes efficacités, proches de 90%. Une comparaison récente de l'efficacité de ces systèmes par rapport au cornet de Potter et au cornet corrugué est reportée sur la **figure 46** [69]. Cette étude a été faite entre des systèmes devant assurer les liaisons Rx et Tx en bande Ka. Elle montre que, même sur une large bande passante, l'efficacité des cornets multimodes est largement supérieure aux cornets de Potter et aux cornets corrugués. Sur une application type multi-faisceaux pour couvrir les Etats-Unis comme celle de la **figure 8**, l'auteur montre que la directivité en bord de couverture est améliorée d'environ 1 dB.



**Figure 46 :** Comparaison de l'efficacité de différents types de cornets sur une large bande de fréquence

Ces dispositifs multimodes sont très prometteurs et suscitent beaucoup d'intérêt pour les futures applications multi-faisceaux. Cependant, leur conception s'avère très complexe en raison de la nécessité de devoir maîtriser parfaitement l'installation de plusieurs modes dans le cornet.

### **III.6 - Bilan sur les différents types de cornets**

Le *tableau 4* résume les principaux avantages et inconvénients des sources focales utilisées ou étudiées actuellement. Le cornet corrugué est une bonne solution, en particulier lorsqu'il est profilé pour améliorer son efficacité, ce qui le rend cependant plus difficile à réaliser. Les cornets multimodes à haute efficacité sont très performants mais difficiles à concevoir par rapport à un cornet de Potter qui offre des performances correctes et une efficacité moyenne.

Dans tous les cas, ces sources focales ne peuvent répondre à la problématique posée précédemment. En effet, de par leur taille, elles ne permettent pas de réaliser une couverture avec des faisceaux entrelacés à partir d'un même réflecteur. Elles n'autorisent pas une directivité suffisamment élevée pour obtenir une illumination du réflecteur satisfaisante lorsque des faisceaux de diamètres inférieurs au degré sont requis au sol.

C'est pourquoi nous allons travailler sur un autre type de source focale, qui devrait permettre de répondre à cette problématique. Elle est présentée dans la partie suivante.

Source focale	Avantages	Inconvénients
<i>Cornet circulaire</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Facilité de conception et de fabrication</li> <li>- Bonne efficacité (~80%)</li> <li>- Large bande passante</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement si directif</li> <li>- Diagrammes dissymétriques</li> <li>- Polarisation croisée élevée</li> </ul>
<i>Cornet de Potter</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement à symétrie de révolution</li> <li>- Faible polarisation croisée</li> <li>- Bonne efficacité (~80%)</li> <li>- Conception et réalisation assez simples</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement si directif</li> <li>- Bande passante faible (~5%)</li> </ul>
<i>Cornet corrugué</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement à symétrie de révolution</li> <li>- Faible polarisation croisée</li> <li>- Large bande (~60%)</li> <li>- Possibilité d'amélioration des performances si profilé ou corrugations particulières : efficacité ~80%</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement si directif</li> <li>- Usinage des corrugations délicat aux hautes fréquences</li> <li>- efficacité faible (~50%) avec une conception classique</li> <li>- Gestion des modes supérieurs si profilé</li> </ul>
<i>Cornet diélectrique</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement à symétrie de révolution</li> <li>- Faible polarisation croisée</li> <li>- Compacité</li> <li>- Masse réduite</li> <li>- Efficacité moyenne (~70%)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Encombrement si directif</li> <li>- Bande passante moyenne (~15%)</li> </ul>
<i>Cornet multimodes</i>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Rayonnement à symétrie de révolution</li> <li>- Faible polarisation croisée</li> <li>- Très large bande (&gt;50%)</li> <li>- Forte efficacité (~80%)</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Conception et réalisation très difficile en raison du comportement multimodal</li> </ul>

**Tableau 4.** Comparaison des différents types de sources focales

## IV - L'antenne BIE

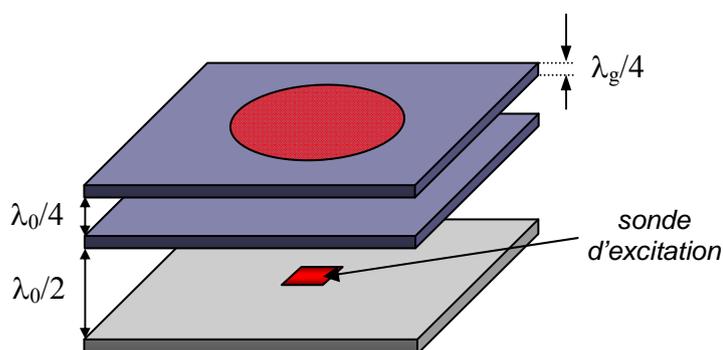
De précédents travaux sur l'antenne à Bande Interdite Electromagnétique ont montré que celle-ci présentait des propriétés intéressantes pour les applications spatiales [70], [71]. En effet, celle-ci permet de former sur son ouverture rayonnante des tâches de diffraction qui sont l'image d'une couverture à faisceaux entrelacés comme celle présentée sur la *figure 8*.

Le principe de fonctionnement de cette antenne va être brièvement décrit ici pour pouvoir présenter les différentes solutions étudiées. Des explications beaucoup plus complètes seront données dans le *chapitre 3*.

### IV.1 - Principe de fonctionnement

L'antenne à Bande Interdite Electromagnétique (BIE) repose sur l'utilisation d'un matériau agencé dans une, deux ou trois directions de l'espace avec une certaine périodicité, de façon comparable à un réseau cristallin. Cet assemblage périodique confère au système des propriétés de filtrage spatial et fréquentiel qui peuvent être exploitées au point de vue électromagnétique. En effet, si une telle structure est illuminée par une onde plane, il apparaît sur son coefficient de transmission une bande de fréquence où il n'y a aucune transmission possible, c'est la bande interdite. L'insertion d'un défaut dans cet assemblage comme, par exemple, une rupture de la périodicité, va entraîner l'apparition d'un pic de transmission à une certaine fréquence  $f_0$  dans la bande interdite et dans une direction donnée. Celui-ci va permettre aux ondes électromagnétiques de transiter à travers le matériau en fonctionnant sur ce mode de défaut. Ce principe est à l'origine du fonctionnement de l'antenne BIE résonante à défaut.

La géométrie de base d'une telle antenne est présentée sur la *figure 47*. Elle est constituée d'un assemblage de matériau dont les caractéristiques vont imposer la largeur de la bande de transmission autorisée. Un plan de masse servant de miroir métallique est introduit pour rompre la périodicité et autoriser un rayonnement unidirectionnel. Celui-ci sert de support à une sonde d'excitation qui va permettre au dispositif de fonctionner à la fréquence  $f_0$  désirée. L'énergie ainsi transmise à travers le matériau va permettre l'apparition d'une tâche de diffraction à la surface de l'antenne et dont le gain pourra être évalué par l'*équation 4*, issue de la théorie des ouvertures rayonnantes. L'antenne ainsi constituée permet d'obtenir un diagramme de rayonnement plus directif que la sonde d'excitation seule.



**Figure 47 :** Géométrie de base d'une antenne BIE à défaut

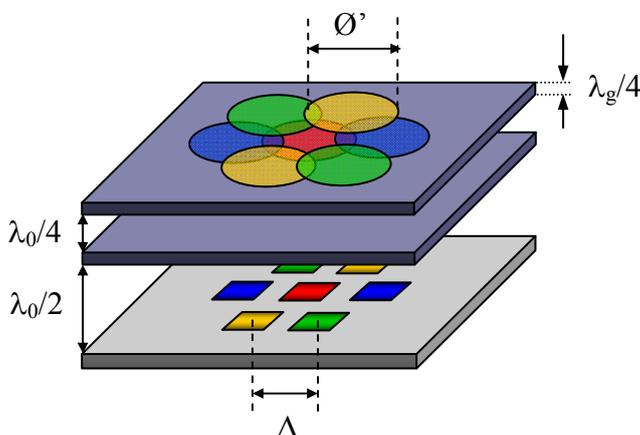
## IV.2 - Solutions étudiées

### IV.2.1 - L'antenne BIE à défaut multi-sources

A partir de l'antenne BIE classique, des études ont été menées par le département OSA d'XLIM pour transposer cette technologie à un fonctionnement multi-sources [72] pour une utilisation en tant que source focale d'une antenne à réflecteur. Ces travaux ont montré qu'il est possible de réaliser une antenne BIE qui, à partir de  $N$  sondes d'excitation convenablement placées sur un plan de masse, engendre  $N$  faisceaux directifs conformément à la *figure 48*.

D'après les propriétés énoncées précédemment pour l'antenne BIE, il est donc possible d'obtenir des faisceaux de directivité importante, correspondant à une tâche de diffraction de diamètre  $\varnothing'$  à la surface du matériau, tout en conservant un espacement  $\Delta$  entre les sondes qui est inférieur à ce diamètre.

Ce type de source focale est donc à même de répondre à la problématique posée au §I.4.3.2 où la condition  $\varnothing' > \Delta$  est nécessaire pour obtenir des performances d'illumination satisfaisantes avec un seul réflecteur.



**Figure 48 :** Géométrie d'une antenne BIE à défaut multi-sources

La **figure 49** présente un prototype réalisé en 2003 par le département OSA [72] et fonctionnant entre 8 et 8.4 GHz avec un facteur de réutilisation à quatre fréquences. L'antenne est composée d'une plaque de diélectrique de type Arlon 600 ( $\epsilon_r=6$ ) pour obtenir une apodisation d'environ -12 dB en bord de réflecteur. Le système d'excitation comporte sept accès de type guide d'ondes refermés sur des fentes. Le système est alors excité suivant des polarisations linéaires horizontales ou verticales. L'antenne réalisée a permis de valider le concept de sources focales multi-faisceaux.



**Figure 49 :** *Photo du prototype BIE multi-sources (vue de côté et vue de dessus des sondes d'excitation)*

Une étude semblable a été menée en 2004 avec un structure métallique à sept accès fonctionnant en bande Ka [73]. Les résultats présentés valident aussi le concept multi-faisceaux de ce type de source focale. Cependant, dans les deux cas, des travaux plus aboutis sont nécessaires concernant l'étude des performances d'illumination de ce type de sources lorsqu'elles sont associées à un réflecteur de façon à les améliorer.

#### ***IV.2.2 - L'antenne BIE multi-sources à ondes de fuites***

De façon à faire une présentation exhaustive des sources focales basées sur l'antenne BIE, il faut mentionner l'existence des antennes BIE à ondes de fuites, ou « Leaky waves antennas ». De récentes études ont été menées sur celles-ci pour réaliser des couvertures multi-faisceaux. Ces antennes sont à distinguer des antennes BIE à défaut de par leur zone de fonctionnement. En effet, l'antenne BIE à défaut est utilisée dans une gamme de fréquence où le mode assurant le fonctionnement est un mode évanescent, c'est-à-dire dont la fréquence de coupure est inférieure à  $f_0$ . Si l'antenne BIE est maintenant utilisée à une fréquence supérieure à  $f_0$ , des modes propagatifs vont apparaître qui vont modifier les caractéristiques de rayonnement. L'antenne est alors qualifiée d'antenne à ondes de fuites [74].

Une telle antenne a été conçue et optimisée de façon à obtenir des performances satisfaisantes pour illuminer un réflecteur [75]. Les auteurs n'ont pas optimisé la directivité de la structure mais plutôt la forme des diagrammes de rayonnement, de façon à obtenir un rayonnement quasiment sectoriel sur une bande passante convenable pour une application de télécommunications autour de 10 GHz. Ce résultat a été obtenu à l'aide d'une structure peu directive et a permis une limitation des couplages inter-sources ainsi qu'une amélioration du gain en bord de couverture d'environ 1 à 2 dB. Ces performances sont cependant obtenues avec un réflecteur de rapport  $F/D$  voisin de l'unité, et, bien que l'amélioration du gain pour les sources les plus défocalisées permette d'obtenir des niveaux de puissance satisfaisants, l'étude ne fait pas état du niveau d'interférences entre les faisceaux fonctionnant aux même fréquences [76]. En effet, l'utilisation de rapport  $F/D < 1.5$  pourrait détériorer ce paramètre.

## V - Etudes et développements réalisés

Le concept de l'antenne BIE à défaut multi-faisceaux utilisée en tant que source focale d'un réflecteur est une solution très intéressante pour réduire le nombre d'antennes à réflecteurs et donc le coût global du satellite. Cependant, au-delà du principe d'entrelacement possible des faisceaux, il est nécessaire de déterminer de façon rigoureuse quelles sont les performances d'illuminations d'un tel dispositif et quels en sont les avantages et inconvénients.

Un des principaux objectifs des travaux présentés dans cette thèse est donc de mettre en place des outils d'évaluation de ces performances. Jusqu'ici, la conception de l'antenne BIE associée à un réflecteur ainsi que sa loi d'illumination étaient déterminées par rapport à la littérature où une apodisation de -12 dB en bord de réflecteur est donnée comme valeur de référence pour obtenir de bonnes performances lorsque la source focale possède un rayonnement gaussien [77].

Néanmoins, il n'y avait pas encore eu d'étude de ce type sur les antennes BIE et les singularités de ces sources focales n'étaient pas connues. Les travaux effectués dans le *chapitre 2* présentent une méthode pour l'évaluation des pertes énergétiques liées à l'illumination d'un réflecteur en intégrant tous les paramètres de l'antenne BIE. Une association avec d'autres outils existants est aussi présentée pour déterminer de façon rigoureuse les caractéristiques de rayonnement globales de la source focale BIE associée à son système focalisant de façon à pouvoir juger des performances obtenues par rapport à un cahier des charges. La mise en place de cette chaîne de calcul a également pour but l'étude des principaux types de réflecteurs de façon à pouvoir les modéliser et juger de leur impact sur le système global.

Les résultats issus de cette étude doivent permettre la mise en avant de comportements singuliers de la source focale BIE et de localiser ses points faibles pour pouvoir les améliorer. La finalité de ces travaux sera alors l'élaboration d'une démarche de conception d'une telle antenne pour obtenir des performances optimales avec un réflecteur donné, quelle que soit la géométrie de celui-ci. Ce travail, présenté dans le *chapitre 3*, aidera le concepteur de l'antenne BIE en lui fournissant des abaques et des caractéristiques permettant d'obtenir des performances optimales avec un réflecteur donné.

Ces différentes études s'intégreront dans un projet d'équipe faisant intervenir les compétences de plusieurs chercheurs du département OSA d'XLIM. Le but de ce projet,

supporté par le Centre National d'Etudes Spatiales, est de concevoir un prototype de source focale BIE multi-faisceaux pour une couverture multi-faisceaux multimédia en bande Ka sur l'Europe élargie, comme celle présentée sur la *figure 16*. Le *chapitre 4* présente les caractéristiques retenues pour une illumination optimale d'un réflecteur de type SFOCA (Side Fed Offset Cassegrain Antenna) et la caractérisation des performances globales du prototype issu des travaux de différents membres du département OSA.

## VI - Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser un état de l'art des antennes pouvant être utilisées pour des missions de télécommunications spatiales où les couvertures multi-faisceaux sont devenues une nécessité pour obtenir des débits suffisants. Il s'avère que les solutions à base d'antennes à réflecteurs réalisant un faisceau au sol à partir d'une source focale sont les plus simples à mettre en œuvre. Cependant, un compromis est nécessaire entre les performances globales du système et l'espacement autorisé entre les sources focales si le même réflecteur doit être utilisé. En effet, les sources focales actuelles sont trop encombrantes pour atteindre la directivité nécessaire à une bonne illumination du réflecteur. Ce compromis ne permet pas actuellement d'atteindre des performances suffisantes, c'est pourquoi les satellites embarquent plusieurs antennes à réflecteurs pour pouvoir obtenir à la fois l'entrelacement des faisceaux au sol, et un gain suffisant en bord de couverture. Comme nous l'avons vu, de nombreuses configurations de sources focales et de réflecteurs ont alors été étudiées de façon à réduire le nombre total d'antennes à réflecteurs. La solution basée sur l'antenne BIE à défaut multi-sources, apparaît alors comme une alternative très intéressante car elle permettrait de réduire significativement le nombre de réflecteurs. Cependant, une évaluation et une optimisation de ces performances est nécessaire pour conclure sur son réel intérêt. C'est ce travail qui va être présenté dans la suite de ce mémoire.

## VII - Bibliographie du chapitre 1

- [1] **A. C. Clarke**, "Extra-terrestrial relays", *Wireless World*, pp. 305-308, octobre 1945.
- [2] **J. Blineau, M. Castellanet, P. Cheval, D. Verhulst**, "La contribution des satellites à l'internet", *Revue des télécommunications d'Alcatel*, pp. 243, 4<sup>ème</sup> trimestre 2001.
- [3] **J. Maurel, P. Lepeltier, P. Pelenc, B. Trancart**, "Conception des antennes spatiales pour les charges utiles complexes de télécommunication", *Revue des télécommunications d'Alcatel*, pp. 1-8, 4<sup>ème</sup> trimestre 2001.
- [4] **C. Servin**, "Réseaux et télécommunications", ch. 15, *Editions Dunod*, 2003.
- [5] **E. Kaplan**, "Understanding GPS : principles and applications, second edition", Editions Artech House, 2005.
- [6] **O. Colaitis, J. P. Provenzano, P. Aucher**, "Aide à la navigation par satellite et applications liées à la mobilité : en enjeu pour Alcatel Space", *Revue des télécommunications d'Alcatel*, pp. 275-278, 4<sup>ème</sup> trimestre 2001.
- [7] **P. Valle, P. Carati, M. Zolesi, A. Netti, F. Poscente**, "Alenia Spazio GSTB-V2 navigation antenna", *Proceedings of 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies*, pp. 48-55, Juin 2005.
- [8] **N. de Ledinghen, J. Auroy**, "Egnos : le système européen de navigation par satellites", *Revue des télécommunications d'Alcatel*, pp. 279-284, 4<sup>ème</sup> trimestre 2001.
- [9] **A. Lasserre, P. Lepeltier, C. Mangenot, M. Dejus**, "Antennes bord pour applications multimédia en bande Ka", 13<sup>ème</sup> Journées Internationales de Nice sur les Antennes, pp. 223-223, novembre 2004.
- [10] **A. Lasserre, P. Bosshard, I. Albert, J. M. Lopez**, "multisource émission/réception avec écartométrie pour antenne multi-faisceaux en bande Ka", 15<sup>ème</sup> Journées Nationales des Micro-ondes, mai 2007.
- [11] **R. B. Dybdal**, "Satellite antennas", *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, pp. 4585-4593, Editions John Wiley and sons, 2005.
- [12] **S. K. Rao**, "Design and analysis of multiple beam reflector antennas", *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 41, n°4, août 1999.
- [13] **S. K. Rao, G. A. Morin, M. Q. Tang, S. Richard, K. K. Chan**, "Development of a 45 GHz multiple beam antenna for military satellite telecommunications", *IEEE transactions on antennas and propagation magazine*, Vol. 41, n°4, août 1999.
- [14] **S. I. Ghobrial**, "Cross polarization in satellite and earth station antennas", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 65, n°3, mars 1977.
- [15] **D. Roddy**, "Satellite communications", *Edition McGraw-Hill Telecom Engineering*, Chapitre 5, 2001.

- [16] **P. Angeletti, M. Lisi**, “Twenty-Five years of beam forming network developments in Europe”, *Proceedings of the 29<sup>th</sup> ESA Antenna Workshop on multiple beams and reconfigurable antennas*, avril 2007.
- [17] **R. C. Hansen**, “Phased array antennas”, *Edition John Wiley and Sons*, 1997.
- [18] **R. J. Mailloux**, “Phased array antenna handbook”, *Edition Artech House*, 1994.
- [19] **P. S. Simon**, “Analysis and synthesis of Rotman lens”, *22<sup>nd</sup> International Communications Satellite Systems conference*, Californie, 2004.
- [20] **D. Parker, D. C. Zimmermann**, “Phased Arrays – Part II”, *IEEE transactions on microwaves theory and techniques*, Vol. 50, n°3, mars 2002.
- [21] **P. S. Cornfield, A. D. Craig, R. J. F. Hughes, M. F. J. Kinsella, C. K. Leong, P. C. Marston, R. H. Walters**, “Broadband digital processor architecture and implementation for advanced regenerative communications satellites”, *Proceedings of the 7<sup>th</sup> ESA Workshop on Digital Signal Processing techniques for space communications*, octobre 2001.
- [22] **J. Maurel, P. Lepeltier, G. Navarre, J. F. David, G. Caille, F. Croq, J. Lorenzo**, “Alcatel space antennas : main achievements and future trends”, *Proceedings of 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies*, pp. 34-38, Juin 2005.
- [23] **H. Chane, P. Lepeltier, M. Frossard, P. Bosshard, I. Albert, J. Lopez, F. Petz, C. Mangenot**, “Ka Band FAFR developments”, *Proceedings of 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies*, pp. 911-916, Juin 2005.
- [24] **G. Toso, C. Mangenot, A. G. Roederer**, “Sparse and thinned arrays for multiple beam satellite applications”, *Proceedings of the 29<sup>th</sup> ESA Antenna Workshop on multiple beams and reconfigurable antennas*, avril 2007.
- [25] **C. Guiraud, Y. Cailloce, G. Caille**, “Reducing direct radiating array complexity by thinning and splitting into non regular sub arrays”, *Proceedings of the 29<sup>th</sup> ESA Antenna Workshop on multiple beams and reconfigurable antennas*, avril 2007.
- [26] **J. Lee**, “Dielectric lens shaping and coma – Correction zoning”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation – Vol AP-31- N°1 January 1983*.
- [27] **Q. M. Tang, K. K. Chan, G. A. Morin, S. Rao**, “EHF multiple beam dielectric lens antenna”, *IEEE antennas and propagation society symposium*, pp. 674-677, juin 1995.
- [28] **A. Laserre, P. Bosshard, O. Ferré, E. Signor, L. Laval, T. Girard, P. Lepeltier, C. Mangenot, I. Albert, J. Lopez**, “Ka band multiple beams antennas for broadband applications”, *Proceedings of 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies*, Juin 2005.
- [29] **D. Le Doan, E. Amyotte, C. Mok, J. Uher**, “Anik F2 Ka band Transmit multibeam antenna”, *Proceedings of ANTEM 2004*, juillet 2004.
- [30] **A. W. Love**, “Reflector Antennas”, *Edition John Wiley and sons*, 1978.

- [31] **W. V. T. Rusch**, "The current state of the reflector antenna art", *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. AP 32, n°4, avril 1984.
- [32] **P. S. Kildal, L. Baker, T. Hagfors**, "Development of a dual reflector feed for the Arecibo radio telescope : an overview", *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 33, n°5, octobre 1991.
- [33] **R. Hall, L. J. King**, "The green bank telescope", *IEEE antennas and propagation society symposium*, pp. 862-865, juillet 1992.
- [34] **A. W. Rudge**, "Offset parabolic reflector antennas : a review", *Proceedings of the IEEE*, Vol n°66, n°12, décembre 1978.
- [35] **A. C. Ludwig**, "The definition of cross polarization", *IEEE transactions on antennas and propagations*, janvier 1973.
- [36] **P. F. Combes**, "Micro-ondes, cours et exercices corrigés, tome 2 : circuits passifs propagation, antennes", *Editions Dunod*, 1997.
- [37] **T.S. Chu, R. H. Turrin**, "Depolarization properties of offset reflector antennas", *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. AP-21, n°3, mai 1973.
- [38] **Y. T. Lo**, "On the beam deviation factor of a parabolic reflector", *IEEE transactions on antennas and propagations*, mai 1960.
- [39] **J. R. Cogdell, J. H. Davis**, "Astigmatism in reflector antennas", *IEEE antennas and propagation*, juillet 1973.
- [40] **Y. T. Lo, S. W. Lee**, "Antenna handbook", *Edition Van Nordstrand Reinhold Company*, chapitre 16, 1988.
- [41] **N. A. Adatia, A. W. Rudge**, "Beam squint in circularly polarised offset reflector antennas", *Electronic letters*, Vol. 11, n°21, octobre 1975.
- [42] **K. Eilhardt, R. Wohlleben, D. Fiebig**, "Compensation of the beam squint in axially symmetric, large dual reflector antennas with large ranging laterally displaced feeds", *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. 42, n°10, octobre 1994.
- [43] **D.W. Duan**, "Beam squint determination in conic section reflector antennas with circularly polarized feeds", *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. 39, n°5, mai 1991.
- [44] **Ticra**, "Grasp 9", *Manuel de référence*
- [45] **P. J. B. Clarricoats, A. D. Olver**, "Corrugated horns for microwave antennas", *IEE electromagnetic waveves series 18*, 1984.
- [46] **P. S. Kildal**, "Foundations on Antennas", *Editions StudentLitteratur*, 2000.
- [47] **Y. Rahmat-Samii**, "Subreflector extension for improved efficiencies in Cassegrain antennas, GTD/PO analysis", *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. AP-34, n°10, octobre 1986.

- [48] **J.J. Lee, L. I. Parad, R. S. Chu**, “A shaped offset fed dual reflector antenna”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. AP-27, n°2, mars 1979.
- [49] **W. C. Wong**, “On the equivalent parabola technique to predict the performance characteristics of a Cassegrainian system with an offset feed”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. AP-21, n°3, mai 1973.
- [50] **S. J. Orfanidis**, “Electromagnetic waves and antennas”, *ECE Department Rutgers University*, 2002.
- [51] **C. Granet**, “Designing axially symmetric Cassegrain or Gregorian dual reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters”, *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 40, n°2, avril 1998.
- [52] **D. L. Doan, T. B. Vu**, “Study of efficiency of spherical Gregorian reflector”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, pp. 819-825, novembre 1975.
- [53] **R. Jorgensen, P. Balling, W. J. English**, “Dual offset reflector multibeam antenna for international communications satellite applications”, *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 33, n°12, pp. 1304-1312, décembre 1985.
- [54] **Y. Mitzugutch, M. Akagawa, H. Yokoi**, “Offset dual reflector antennas”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, 1976.
- [55] **C. Dragone**, “Offset multireflector antennas with perfect pattern symmetry and polarization discrimination”, *Bell System Tech*, Vol. 57, pp 2663-2684, 1978.
- [56] **W. V. T. Rusch, A. Prata, Y. Rahmat-Samii, R. A. Shore**, “Derivation and application of the equivalent paraboloid for classical offset Cassegrain and Gregorian antennas”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, 1990.
- [57] **C. Chandler, L. Hoey, D. Hixon, T. Smigla, A. Peebles, M. Em**, “Ka band communications satellite antenna technology”, *American Institute of aeronautics and astronautics*, 2001.
- [58] **A. D. Olver**, “Corrugated horns”, *Electronics and communication engineering journal*, février 1992.
- [59] **G. G. Gentili, R. Nesti, G. Pelosi, V. Natale**, “Compact dual profil corrugated circular waveguide horn”, *IEE Electronic letters*, Vol. 36, n°6, 2000.
- [60] **P. J. B. Clarricoats, R. F. Dubrovka, A. D. Olver**, “High performance compact corrugated horn”, *IEE Proceedings on Antennas and propagation*, Vol. 151, n°6, décembre 2004.
- [61] **J. Teniente, R. Gonzalo, C. del Rio**, “State of the art of corrugated horn antennas that combine horizontal and vertical corrugations”, *Proceedings of ANTEM 2005, St Malo, France*.
- [62] **A. D. Olver**, “Design of profiled corrugated horns”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. 36, n°7, juillet 1988.

- [63] **A. A. Kishk**, C. S. Lim, "Comparative analysis between conical and Gaussian profiled horn antennas", *Progress in electromagnetics research*, PIER 38, pp. 147-166, 2002.
- [64] **J. Robinson, S. Sinton, Y. Rahmat-Samii**, "Particle swarm, genetic algorithm and their hybrid optimization of a profiled corrugated horn antenna", *IEEE antennas and propagation society symposium*, pp. 314-317, 2002.
- [65] **T. S. Bird**, "Antenna feeds", *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, pp. 185-217, Editions John Wiley and sons, 2005.
- [66] **E. Lier**, "A dielectric hybrid mode antenna feed: a simple alternative to the corrugated horn", *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. AP-34, n°1, juillet 1986.
- [67] **B. Philips, A. D. Olver**, "Design and performance of profiled dielectric loaded horns", *IEE Proceedings on microwave antennas and propagation*, Vol. 141, n°5, octobre 1994.
- [68] **O. Sotoudeh, P. S. Kildal, P. Ingvarson, C. Mangenot**, "Dual band hard horn for use in cluster fed multibeam antennas in Ka band", *IEEE Antennas and propagation society international symposium*, Vol. 3A, pp 379-382, juillet 2005, novembre 2002.
- [69] **S. Rao, M. Tang, C. C. Hsu, J. Wang**, "Advanced antenna technologies for satellite telecommunication payloads", *Proceedings of Eucap 2006*, novembre 2006.
- [70] **R. Chantalat, T. Monediere, M. Thevenot, B. Jecko, P. Dumon**, "Multibeam reflector antenna with interlaced focal feeds by using a 1D EBG resonator antenna", *Actes des 13èmes journées internationales de Nice sur les antennes*, 2004.
- [71] **R. Chantalat, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko**, "Interlaced feeds design for a multibeam reflector antenna using an 1-D dielectric PBG resonator" *IEEE Antenna Prop. Symposium*, Columbus, June 2003.
- [72] **R. Chantalat**, "Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne BIE multi-sources", *Thèse de doctorat*, N°36-2003, université de Limoges, 2003.
- [73] **S. I. K. Castiglioni, G. Toso, C. Mangenot**, "Multibeam antenna based on a single aperture using overlapped feeds", *Actes des 13èmes journées internationales de Nice sur les antennes*, 2004.
- [74] **D. R. Jackson**, A. A. Oliner, "A leaky wave analysis of the high gain printed antennas configuration", *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. 36, n°7, pp.905-909, juillet 1988.
- [75] **N. Llombart, A. Neto, G. Gerini, M. Bonnedal, P. de Maagt**, "Leaky wave enhanced feeds to increase the edge of coverage gain in multibeam reflector antennas", *Proceedings of Eucap 2006*, novembre 2006.
- [76] **A. Neto, N. Llombart, G. Gerini, M. Bonnedal, P. de Maagt**, "EBG enhanced feeds for high aperture efficiency reflector antennas", *Proceedings of Eucap 2006*, novembre 2006.

- [77] **Y. T. Lo, S. W. Lee**, "Antenna handbook", *Edition Van Nordstrand Reinhold Company*, chapitre 15, 1988.



# Chapitre II

## EVALUATION DES PERFORMANCES D’UNE ANTENNE A REFLECTEUR

\*\*\*\*\*

<b>I - INTRODUCTION .....</b>	<b>81</b>
<b>II - CARACTERISTIQUES ESSENTIELLES DE L’ANTENNE A REFLECTEUR PARABOLIQUE ...</b>	<b>82</b>
II.1 - Introduction.....	82
II.2 - Loi d’éclairement.....	82
II.3 - Centre de phase d’une source focale.....	84
II.4 - Apodisation .....	85
II.5 - Gain de l’antenne à réflecteur.....	86
II.6 - Conclusion.....	87
<b>III - DETERMINATION DU RENDEMENT D’UNE ANTENNE A REFLECTEUR.....</b>	<b>88</b>
III.1 - Expression de $\eta_{ar}$ .....	88
III.2 - Expression de $\eta_i$ .....	89
III.3 - Autres facteurs de gains.....	95
III.4 - Conclusion.....	96
<b>IV - MISE EN PLACE D’UN OUTIL DE CARACTERISATION GLOBALE.....</b>	<b>98</b>
IV.1 - Besoins.....	98
IV.2 - Présentation de l’outil.....	99
IV.3 - Validation de l’outil.....	108
<b>V - DIAGRAMMES THEORIQUES DE SOURCES.....</b>	<b>111</b>
V.1 - Introduction.....	111
V.2 - Optimisation du rendement d’illumination.....	112
V.3 - Diagrammes en $\cos^n$ .....	113
V.4 - Diagrammes gaussiens.....	122
<b>VI - CONCLUSION.....</b>	<b>124</b>
<b>VII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2.....</b>	<b>125</b>



## I - Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que l’antenne BIE à défaut multi-sources était potentiellement une solution capable de répondre à la problématique des systèmes multi-faisceaux employant des antennes à réflecteurs.

Néanmoins, il est nécessaire d’approfondir ces études en quantifiant et en analysant les performances d’un tel système pour conclure de son intérêt dans les applications multi-faisceaux multimédia.

Pour cela, il faut tout d’abord être en mesure de déterminer le rendement de l’antenne à réflecteurs illuminée par la source focale BIE, ainsi que ses caractéristiques de rayonnement, notamment en termes de lobes secondaires, directivité et polarisation croisée.

Tout d’abord, ce deuxième chapitre va décrire quelles sont les méthodes utilisées et les paramètres à prendre en compte pour calculer les performances d’une source focale illuminant un dispositif à simple ou double réflecteur.

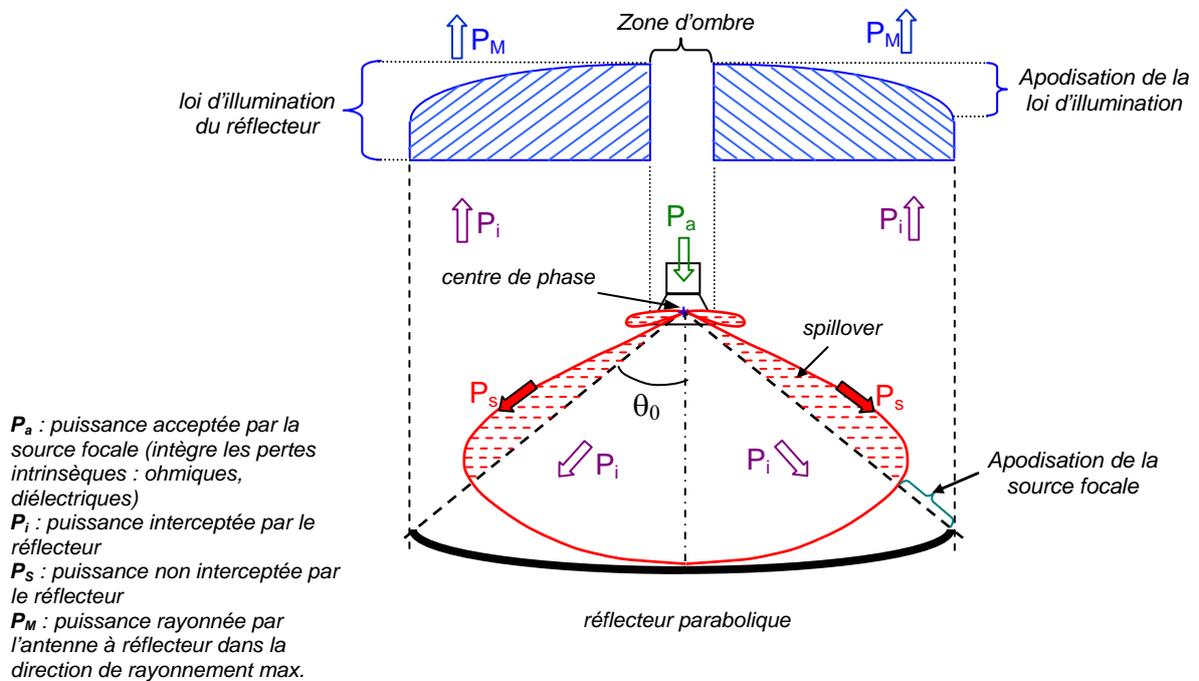
Ensuite, nous verrons quelles sont les lois d’éclairement théoriques couramment utilisées pour estimer simplement et rapidement les performances d’une antenne à réflecteur.

Après avoir vu les limites de ces lois, nous présenterons l’outil de calcul mis en place. Celui-ci fait intervenir aussi bien des logiciels commerciaux que des programmes développés spécifiquement pendant cette thèse. Le but, pour le département OSA d’XLIM, est de disposer d’un outil fiable et polyvalent, pour caractériser à la fois les performances d’antennes à réflecteurs, mais aussi pour comprendre quels sont les paramètres clés lors de la conception d’une source focale.

## II - Caractéristiques essentielles de l’antenne à réflecteur parabolique

### II.1 - Introduction

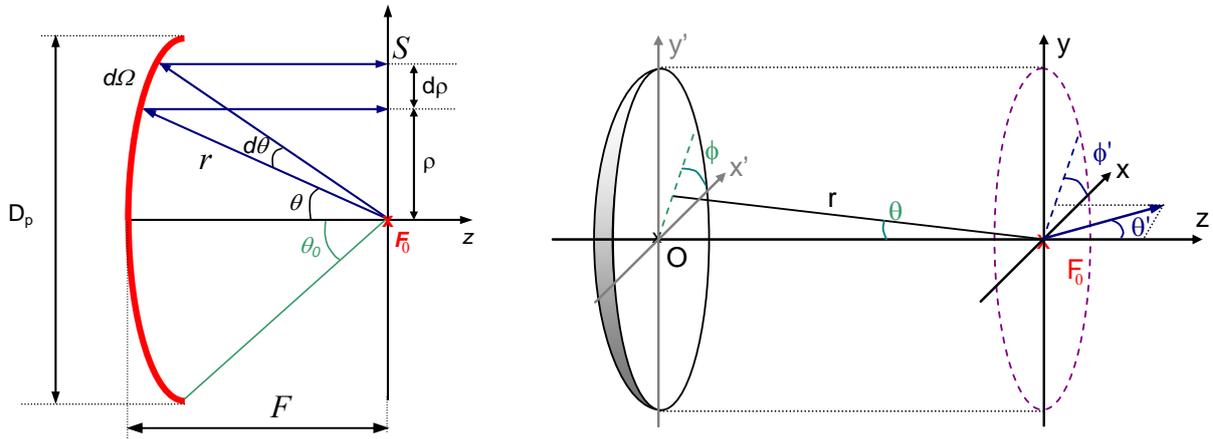
Avant de rentrer dans les détails de l’évaluation des performances d’une antenne à réflecteur parabolique, il est nécessaire de définir quelques paramètres et termes essentiels tels que la loi d’illumination, l’apodisation ou encore le spillover. Ces différentes notions apparaissent sur le schéma de la **figure 1**. Elles vont être expliquées successivement dans les paragraphes suivants.



**Figure 1 :** Principales caractéristiques d’une antenne à réflecteur parabolique

### II.2 - Loi d’éclairage

Nous avons vu dans le premier chapitre que l’antenne à réflecteur était un système focalisant qui pouvait être assimilé à une ouverture rayonnante. Etant donné que les caractéristiques du diagramme de rayonnement en champ lointain de l’antenne à réflecteur sont déduites de la distribution du champ sur cette ouverture, il est nécessaire de déterminer celle-ci. Pour cela, nous allons définir la loi d’éclairage de l’antenne à réflecteur parabolique dont les paramètres géométriques sont donnés sur la **figure 2**.



**Figure 2 :** Notations utilisées concernant la géométrie de l’antenne à réflecteur parabolique

Le réflecteur peut être considéré comme une surface métallique parfaitement réfléchissante ; la puissance rayonnée par la source focale dans l’angle solide  $d\Omega$  est alors la même que la puissance réfléchi en direction d’un élément de surface  $dS$  du plan de l’ouverture rayonnante.

Cette égalité se traduit par l’**équation 1** où  $U(\theta, \phi)$  représente la puissance rayonnée par la source par unité d’angle solide et  $Z$  l’impédance d’onde.

$$U(\theta, \phi) d\Omega = \frac{1}{2Z} |E(\rho, \phi)|^2 dS \Leftrightarrow U(\theta, \phi) \sin\theta d\theta d\phi = \frac{1}{2Z} |E(\rho, \phi)|^2 \rho d\rho d\phi$$

(1)

En utilisant les **équations 2** et **3** caractéristiques d’un réflecteur parabolique comme vu dans le **chapitre I**,

$$r = \frac{F}{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)}, \text{ et } \rho = r \sin\theta = 2F \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (2), (3)$$

et en dérivant l’**équation 3** pour obtenir l’**équation 4**,

$$d\rho = 2F \frac{d\theta}{2} \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} = r d\theta \quad (4)$$

nous pouvons exprimer le champ  $E$  dans le plan de l’ouverture équivalente. Celui-ci s’écrit alors suivant l’**équation 5**,

$$|E(\rho, \phi)| = \frac{1}{r} \sqrt{2Z U(\theta, \phi)} \quad (5)$$

Cette dernière relation est appelée **loi d’éclairement** ou **loi d’illumination** du réflecteur. Elle dépend directement de la densité de puissance rayonnée par unité d’angle solide par la source focale, et donc du diagramme de rayonnement de celle-ci.

### 11.3 - Centre de phase d’une source focale

Le centre de phase correspond à la position du centre de courbure du front d’onde du champ rayonné en phase. En d’autres termes, le centre de phase est le point de référence qui fait que la phase rayonnée en champ lointain est constante. Ce point ne pouvant exister que théoriquement, une définition plus proche de la réalité physique est couramment utilisée. Le centre de phase est alors considéré comme le point de référence qui permet d’avoir une variation minimale de la phase rayonnée en champ lointain par la composante de polarisation principale du diagramme de rayonnement, définie dans un angle solide donné. Dans le cas d’un réflecteur, cet angle solide est délimité par le demi-angle d’interception du réflecteur  $\theta_0$ .

Ce paramètre est primordial dans le cas des antennes à réflecteurs paraboliques. En effet, la position du centre de phase de la source focale du réflecteur doit être connue avec précision de façon à ce qu’elle coïncide avec le foyer du réflecteur. Cette condition doit être respectée de façon à maintenir une loi de phase constante sur l’ouverture et ainsi minimiser les aberrations de phases décrites dans le *chapitre I*. Celles-ci, rappelons le, entraîneraient une déformation des diagrammes de rayonnement et une diminution du gain de l’antenne à réflecteurs.

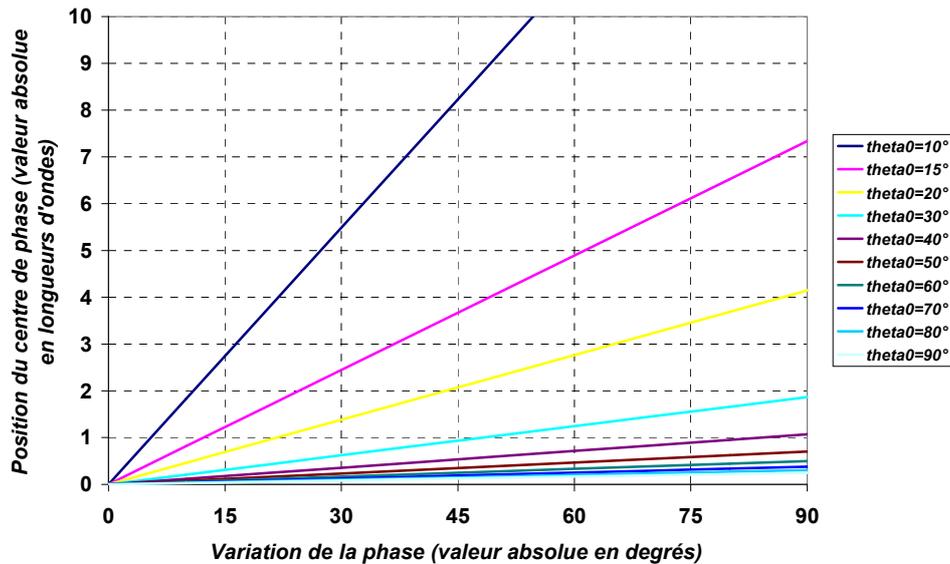
Il existe plusieurs méthodes, plus ou moins précises, pour déterminer la position du centre de phase d’une antenne. Beaucoup sont basées sur des formulations analytiques et ne peuvent donc pas être généralisées à tout type d’antenne [1].

Une estimation de la position du centre de phase d’une source focale, suivant  $z$  uniquement, peut cependant être obtenue grâce à l’*équation 6* [2], où  $\psi(0, \varphi)$  et  $\psi(\theta_0, \varphi)$  représentent respectivement la phase du diagramme de rayonnement de cette source focale en  $\theta=0^\circ$  et au niveau du demi-angle d’interception du réflecteur  $\theta_0$  dans le plan de coupe  $\varphi$  considéré. Cette position est calculée par rapport à un point de référence qui doit être connu et qui correspond à l’origine de calcul du diagramme de rayonnement.

$$\frac{z_{cp}}{\lambda} = \frac{\psi(0, \varphi) - \psi(\theta_0, \varphi)}{360(1 - \cos \theta_0)} \quad (6)$$

Le graphique de la *figure 3* montre l’évolution de la position du centre de phase, à partir de l’*équation 6*, en fonction du demi-angle d’interception du réflecteur  $\theta_0$ . Cette position est d’autant plus sensible à une forte variation de la phase que  $\theta_0$  est petit. Cette remarque est importante dans le cadre des applications de télécommunications multimédia multi-faisceaux. En effet, les antennes à réflecteurs utilisées pour ces dernières emploient un

important rapport  $F/D$ , ce qui correspond à un faible demi-angle d’interception. A partir de là, nous pouvons conclure que pour une même variation de phase du diagramme de rayonnement dans un angle solide donné, la position du centre de phase de la source focale est d’autant plus éloignée du point de référence que le rapport  $F/D$  du réflecteur est grand. Cette valeur pouvant atteindre plusieurs longueurs d’ondes, il est nécessaire de la déterminer pour placer correctement la source focale au foyer du réflecteur.



**Figure 3 :** Evolution de la position du centre de phase en fonction de la variation de la phase du diagramme de rayonnement

## II.4 - Apodisation

Nous allons maintenant définir une notion très importante qui est source de nombreuses confusions. La façon dont le réflecteur est illuminé par sa source focale est souvent associée à la notion d’apodisation. Cependant, il ne faut pas confondre l’apodisation de la loi d’illumination et l’apodisation de la source focale.

Cette dernière, notée  $A$ , est définie par le rapport du niveau sur le diagramme de rayonnement de la source focale, entre la direction  $\theta=\theta_0$ , correspondant au demi-angle d’interception du réflecteur et la direction  $\theta=0^\circ$ . Elle s’exprime alors suivant l’équation 7.

$$A = \sqrt{\frac{U(\theta_0, \phi)}{U(0, \phi)}} \quad (7)$$

L’apodisation de la loi d’illumination, notée  $A_I$ , est définie par rapport à la loi d’illumination du réflecteur et non plus directement par le diagramme de rayonnement de la

source focale. Elle traduit l’uniformité de la distribution du champ à la surface du réflecteur. Elle s’exprime par le rapport du champ électrique sur l’ouverture en  $\rho=D_p/2$  sur le champ électrique au centre de l’ouverture, en  $\rho=0$ . Son expression, donnée par l’équation 8 se déduit des équations 2 et 5 et 7.

$$A_f = \frac{\left| E\left(\frac{D_p}{2}, \phi\right) \right|}{\left| E(0, \phi) \right|} = \frac{1 + \cos(\theta_0)}{2} \sqrt{\frac{U(\theta_0, \phi)}{U(0, \phi)}} = \cos^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) A \quad (8)$$

Par rapport à l’apodisation de la source focale, l’apodisation de loi d’éclairement subit une atténuation correspondant au trajet optique entre le foyer du réflecteur parabolique et un point de la surface de paraboloid.

## II.5 - Gain de l’antenne à réflecteur

Le gain de l’antenne à réflecteur,  $G_{ar}$ , est défini comme le rapport de la puissance rayonnée par unité d’angle solide sur la puissance que rayonnerait la source isotrope, toujours par unité d’angle solide, à condition que les puissances d’alimentation soient les mêmes. Ce gain est à distinguer du gain du réflecteur seul,  $G_p$ , qui est référencé par rapport à la puissance interceptée par celui-ci.

Ces différents gains peuvent aussi s’exprimer en fonction de l’ouverture équivalente au paraboloid. Ils sont traduits par les équations 9 et 10 à partir des grandeurs définies sur la figure 1.

$$G_{ar} = 4\pi \frac{P_M}{P_a} = \left(\frac{\pi D_p}{\lambda}\right)^2 \eta_{ar} \quad G_p = 4\pi \frac{P_M}{P_i} = \left(\frac{\pi D_p}{\lambda}\right)^2 \eta_p \quad (9), (10)$$

Dans ces équations,  $\eta_{ar}$  et  $\eta_p$  représentent deux facteurs de gains traduisant les différentes pertes de puissance. La différence entre ces deux facteurs est liée à la prise en compte ou non de la quantité de puissance interceptée.

La partie de cette puissance non interceptée peut alors être traduite par un facteur de gain  $\eta_s$ . Celui-ci est le rapport de la puissance,  $P_i$ , interceptée dans l’angle solide du réflecteur délimité par le demi-angle d’interception  $\theta_0$  sur la puissance acceptée par la source  $P_a$ . Ce facteur traduit donc les pertes par débordement, plus couramment appelées pertes par spillover.

Il est alors possible de mettre en relation le gain de l’antenne à réflecteur et celui du réflecteur seul par l’*équation 11*.

$$G_{ar} = 4\pi \frac{P_M}{P_i} \cdot \frac{P_i}{P_a} = G_p \eta_S = \left( \frac{\pi D_p}{\lambda} \right)^2 \eta_p \eta_S \quad (11)$$

Il en résulte l’*équation 12* mettant en relation les différents facteurs de gain.

$$\eta_{ar} = \eta_p \eta_S \quad (12)$$

Le facteur de gain  $\eta_{ar}$  est donc un facteur de rendement qui traduit notamment la qualité d’illumination du réflecteur par la source focale. Sa détermination est donc indispensable pour déterminer les performances de l’antenne à réflecteur.

## **II.6 - Conclusion**

A travers ces quelques définitions, nous pouvons conclure que la loi d’éclairement de l’ouverture équivalente est directement liée au diagramme de rayonnement de la source et aux caractéristiques du réflecteur. Le transfert de puissance entre la source focale et cette ouverture équivalente est alors pondéré par le facteur de gain  $\eta_{ar}$ , qui traduit le rendement de l’antenne à réflecteur. Celui-ci va être en partie tributaire de l’apodisation du diagramme de la source focale, du positionnement du centre de phase ainsi que des pertes par débordement au niveau du réflecteur. De façon à pouvoir déterminer les performances d’une source focale, il est donc nécessaire de déterminer son expression. Celle-ci est présentée dans la partie suivante.

## III - Détermination du rendement d’une antenne à réflecteur

### III.1 - Expression de $\eta_{ar}$

Le gain de l’antenne à réflecteur vu précédemment dépend du facteur de gain de l’antenne à réflecteur,  $\eta_{ar}$ , déterminé par le rapport de la puissance rayonnée  $P_M$  sur la puissance acceptée par la source focale  $P_a$ .

Pour déterminer ce facteur de gain, il faut se baser sur l’expression du diagramme de rayonnement en champ lointain de l’antenne à réflecteur et sur les caractéristiques géométriques de celui-ci.

L’expression du champ lointain  $E_r$  de l’antenne à réflecteur est donnée par l’**équation 13** [3], où  $Z$  représente l’impédance d’onde,  $F$  la distance focale du réflecteur, et  $G_f(\theta, \phi)$  le gain du diagramme de rayonnement de la source focale.

$$E_r = -j\omega\mu F \left[ \frac{1}{Z} \frac{2P_a}{\pi} \right]^{1/2} \frac{e^{-jk(r+2F)}}{2\pi r} \int_0^{\theta_0} \int_0^{2\pi} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} \tan \frac{\theta}{2} d\theta d\phi \quad (13)$$

En écrivant l’**équation 14**, donnant l’expression de la puissance rayonnée par unité d’angle solide,  $U(\theta, \phi)$ , dans la direction de rayonnement maximum,

$$U(\theta, \phi) = \frac{1}{2Z} r^2 |E|^2 \quad (14)$$

et en remplaçant dans l’**équation 13** pour obtenir l’**équation 15**, il vient

$$U(\theta, \phi) = \frac{4}{\lambda^2} F^2 \frac{P_a}{4\pi} \left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} \tan \left( \frac{\theta}{2} \right) d\theta d\phi \right|^2 \quad (15)$$

Le gain de l’antenne à réflecteur s’écrit alors suivant l’**équation 16** :

$$G_{ar} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_a} = \frac{4}{\lambda^2} F^2 \left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} \tan \left( \frac{\theta}{2} \right) d\theta d\phi \right|^2 \quad (16)$$

En utilisant la l’**équation 3**, nous obtenons alors l’**équation 17** :

$$G_{ar} = \left( \frac{\pi D_p}{\lambda} \right)^2 \left[ \frac{1}{4\pi^2 \tan^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right)} \left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} \tan \left( \frac{\theta}{2} \right) d\theta d\phi \right|^2 \right] \quad (17)$$

Le premier terme correspondant au gain maximum d’une ouverture rayonnante équi-phase et équi-amplitude,  $G_0$ . Le deuxième terme traduit alors le rendement recherché,  $\eta_{ar}$ .

$$\eta_{ar} = \frac{G_{ar}}{G_0} = \left[ \frac{1}{4\pi^2 \tan^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right)} \left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} \tan \left( \frac{\theta}{2} \right) d\theta d\phi \right|^2 \right] \quad (18)$$

L’équation 18 montre que ce rendement d’illumination dépend directement du demi-angle d’ouverture  $\theta_0$  du réflecteur et du gain du diagramme de rayonnement complexe de la source  $G_f(\theta, \phi)$ .

### III.2 - Expression de $\eta_i$

Il est possible de trouver dans la littérature une expression alternative pour calculer le rendement d’une antenne à réflecteur [4], [5]. Celle-ci, notée  $\eta_i$ , est donnée par l’équation 19. Elle diffère de l’expression précédente seulement dans le sens où elle fait intervenir les grandeurs  $G_{co}(\theta, \phi)$  et  $G_{xp}(\theta, \phi)$ . Celles-ci sont homogènes au produit des composantes de champ, en polarisations principales et croisées, par une distance. Le résultat n’est donc plus directement normé par rapport au gain du diagramme de rayonnement, comme dans l’équation 18. Pour obtenir un résultat normalisé, et par conséquent, équivalent à celui de l’équation 18, il est nécessaire de faire intervenir la puissance totale rayonnée  $P(\theta, \phi)$  au dénominateur de l’équation 19.

Le résultat du calcul, donné par l’équation 19 [5], s’obtient avec une démarche similaire à celle qui a permis l’établissement de l’équation 18.

$$\eta_i = \frac{\left[ \frac{1}{\pi \tan^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right)} \left| \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} G_{co}(\theta, \phi) \tan \left( \frac{\theta}{2} \right) d\theta d\phi \right|^2 \right]}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[ |G_{co}(\theta, \phi)|^2 + |G_{xp}(\theta, \phi)|^2 \right] \sin \theta d\theta d\phi} \quad (19)$$

$$\text{Avec } P(\theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left[ |G_{co}(\theta, \phi)|^2 + |G_{xp}(\theta, \phi)|^2 \right] \sin \theta d\theta d\phi \quad (20)$$

Même si les *équations 18* et *19* permettent d’évaluer la même grandeur, dans la pratique, c’est la formulation de l’*équation 19* qui est la plus fréquemment rencontrée [5].

Cette formulation présente l’avantage de pouvoir être décomposée en quatre facteurs de gain qui traduisent les différentes pertes liés à l’illumination d’un réflecteur par une source focale. Il est alors possible de différencier l’influence des pertes par débordement, par apodisation, l’influence de la polarisation croisée ou encore les aberrations de phase. C’est donc un moyen efficace pour déterminer quelles doivent être les caractéristiques du diagramme de rayonnement de la source focale pour obtenir la meilleure illumination.

Ces quatre facteurs de gain vont maintenant être décrits. De façon à faire apparaître les notions de polarisation principales et croisées au sens de la troisième définition de Ludwig, la notation faisant intervenir les grandeurs  $G_{co}(\theta, \phi)$  et  $G_{xp}(\theta, \phi)$  est conservée dans la suite du manuscrit.

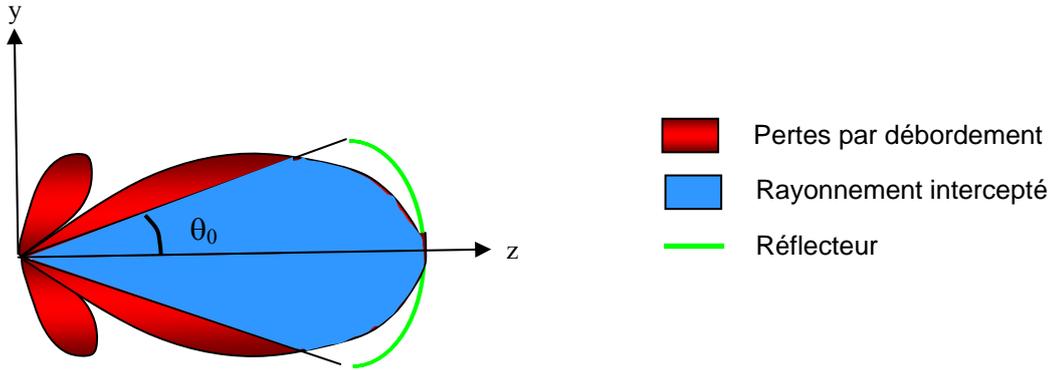
### ***III.2.1 - Facteur de gain traduisant les pertes par débordement***

Les pertes par débordements, ou spillover, sont dues à un angle d’ouverture du lobe de rayonnement de la source primaire trop élevé comme illustré sur la *figure 4*. Ainsi, une partie de l’énergie rayonnée par la source n’est pas intercepté par le réflecteur. Elle est donc perdue. Ces pertes traduisent une diminution du gain de l’antenne. De plus, cela entraîne une diffraction élevée sur les bords du réflecteur provoquant une dégradation du diagramme de rayonnement secondaire où les lobes secondaires seront plus élevés.

Il est alors possible de définir un facteur de gain,  $\eta_s$ , traduisant ces pertes par débordement. Il correspond au rapport de la quantité de puissance rayonnée par la source focale dans l’angle solide délimité par  $\theta_0$  sur la quantité de puissance totale rayonnée par la source dans l’espace. Ce facteur est calculé par l’*équation 21*.

$$\eta_s = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} \left[ |G_{co}(\theta, \varphi)|^2 + |G_{xp}(\theta, \varphi)|^2 \right] \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[ |G_{co}(\theta, \varphi)|^2 + |G_{xp}(\theta, \varphi)|^2 \right] \sin \theta d\theta d\varphi} \quad (21)$$

Ces pertes par débordement amènent à dire qu’il faut utiliser des sources directives de façon à ce que tout le rayonnement soit compris dans la zone d’interception du réflecteur.



**Figure 4 :** Illustration des pertes par débordement

### III.2.2 - Facteur de gain traduisant les défauts de polarisation

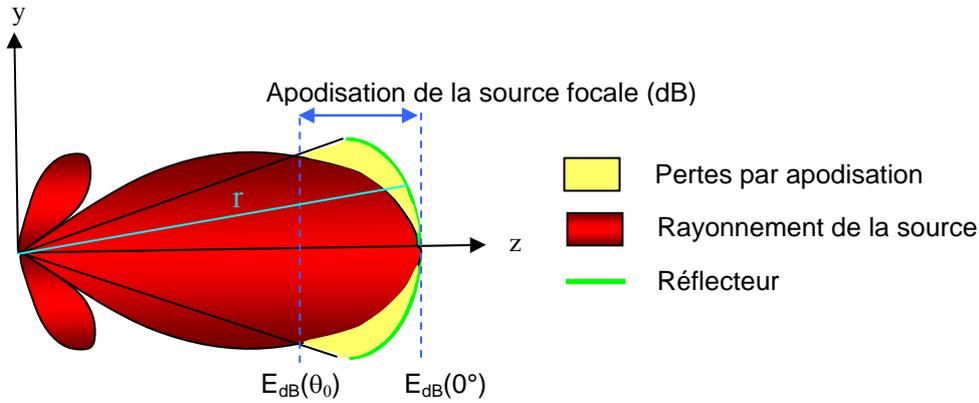
Ce facteur, noté  $\eta_{pol}$ , prend en compte la pureté de la polarisation en quantifiant l’influence du niveau de polarisation croisée de la source focale sur l’illumination du réflecteur. Son expression, donnée par l’équation 22, correspond donc au rapport de la puissance rayonnée par la composante principale de rayonnement, dans l’angle solide délimité par  $\theta_0$ , sur la puissance totale rayonnée dans le même angle solide.

$$\eta_{pol} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} |E_{co}(\rho, \varphi)|^2 \rho d\rho d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} \left[ |E_{co}(\rho, \varphi)|^2 + |E_{xp}(\rho, \varphi)|^2 \right] \rho d\rho d\varphi} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} |G_{co}(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} \left[ |G_{co}(\theta, \varphi)|^2 + |G_{xp}(\theta, \varphi)|^2 \right] \sin \theta d\theta d\varphi} \quad (22)$$

### III.2.3 - Facteur de gain traduisant les pertes par apodisation

Nous avons vu précédemment que l'apodisation de la loi d'illumination de la source focale caractérise l'uniformité de l'amplitude du champ sur le réflecteur. Elle correspond au rapport des niveaux de champs entre le centre du réflecteur et ses bords. Elle est définie à partir du diagramme de rayonnement de la source focale et de la distance  $r$  entre le foyer et un point de la parabole. Elle est calculée à partir de l'équation 8. Cette définition est illustrée par la figure 5.

Le facteur de gain  $\eta_a$  traduit l'uniformité de cette distribution des champs à la surface du réflecteur en prenant en compte les différences de chemins optiques entre la source focale et le réflecteur.  $\eta_a$  est donc représentatif de l'apodisation de la loi d'illumination.



**Figure 5 :** Illustration des pertes par apodisation

Son expression est déterminée à l'aide de l'expression du gain de l'ouverture équi-phase non équi-amplitude de l'équation 23 [6]

$$G_{ouv} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left[ \iint_S |E(\rho, \phi)| dS \right]^2}{\iint_S |E(\rho, \phi)|^2 dS} \quad (23)$$

et de l'expression du gain de l'ouverture équi-phase équi-amplitude de l'équation 24, où  $S'$  représente la surface de cette ouverture.

$$G_{eq} = \frac{4\pi S'}{\lambda^2} \quad (24)$$

En utilisant l'inégalité de Schwartz,

$$\left[ \iint_S |E(\rho, \phi)| dS \right]^2 \leq \iint_S |E(\rho, \phi)|^2 dS \cdot \iint_S dS \quad (25)$$

nous pouvons déduire le gain de l’ouverture équiphasé non équi-amplitude en fonction de sa surface suivant l’**équation 26**.

$$G_{ouv} \leq \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (26)$$

En utilisant une écriture plus rigoureuse, le gain  $G_{ouv}$  s’écrit :

$$G_{ouv} = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \cdot \eta_a \quad (27)$$

En identifiant les **équations 26** et **27**, il vient

$$S' = S \cdot \eta_a \Leftrightarrow \eta_a = \frac{S'}{S} \quad (28)$$

où  $\eta_a$  définit le facteur de gain traduisant les pertes par apodisation.

Celui-ci est alors déterminé par l’**équation 29**.

$$\eta_a = \frac{S'}{S} = \frac{\left[ \iint_S |E(\rho, \phi)| dS \right]^2}{\iint_S |E(\rho, \phi)|^2 dS} \frac{1}{S} = \frac{1}{\pi \left( \frac{D_p}{2} \right)^2} \frac{\left[ \int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} |E(\rho, \phi)| \rho d\rho d\phi \right]^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} |E(\rho, \phi)|^2 \rho d\rho d\phi} \quad (29)$$

De façon à ne pas réintroduire indirectement un facteur de gain prenant en compte la pureté de la polarisation et pour rester en accord avec la définition de l’**équation 23**, le calcul doit être effectué en considérant seulement la composante principale de champs.

$$\eta_a = \frac{4F^2}{\pi \left( \frac{D_p}{2} \right)^2} \frac{\left[ \int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} |E_{co}(\rho, \phi)| \rho d\rho d\phi \right]^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} |E_{co}(\rho, \phi)|^2 \rho d\rho d\phi} \quad (30)$$

En utilisant les **équations 3** et **5**, le facteur de gain  $\eta_a$  s’écrit alors :

$$\eta_a = \frac{1}{\pi \tan^2 \left( \frac{\theta_0}{2} \right)} \frac{\left[ \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} |G_{co}(\theta, \phi)| \tan \left( \frac{\theta}{2} \right) d\theta d\phi \right]^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} |G_{co}(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi} \quad (31)$$

La définition de ce facteur de gain nous amène à conclure sur le fait qu'il faudrait réaliser une source primaire avec un diagramme de rayonnement engendrant une répartition du champ uniforme sur le réflecteur. Cependant, pour avoir ce type de répartition, il faut utiliser des sources peu directives ayant un diagramme de rayonnement possédant une large ouverture angulaire.

Cette conclusion va à l’encontre de ce qui a été dit précédemment pour limiter les pertes par débordements (nécessité d’utiliser des sources directives). Il sera donc nécessaire de trouver un compromis lors de l’étude du système de façon à trouver pour quelle combinaison de ces deux paramètres le rendement est maximum.

### **III.2.4 - Facteur de gain traduisant les aberrations de phase**

Ce quatrième facteur, noté  $\eta_{ph}$ , est exprimé pour prendre en compte les aberrations de phases introduites par une erreur de positionnement du centre de phase à la focale du réflecteur. Comme vu précédemment, cette position est définie par rapport à la composante de polarisation principale du diagramme de rayonnement. La stabilité de ce paramètre, souvent négligée lors de l’étude des cornets, est particulièrement importante à considérer avec les sources BIE, comme cela sera montré par la suite. Son influence est évaluée d’après l’équation 32.

$$\eta_{ph} = \frac{\left[ \int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} E_{co}(\rho, \varphi) \rho d\rho d\varphi \right]^2}{\left[ \int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} |E_{co}(\rho, \varphi)| \rho d\rho d\varphi \right]^2} = \frac{\left[ \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} G_{co}(\theta, \varphi) \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta d\varphi \right]^2}{\left[ \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} |G_{co}(\theta, \varphi)| \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta d\varphi \right]^2} \quad (32)$$

Comme nous pouvons le voir dans la précédente équation,  $\eta_{ph}$  est le seul facteur de gain introduisant une dépendance par rapport à la phase du diagramme de rayonnement. Il est donc bien le seul à traduire une erreur de positionnement du centre de phase. Si celui-ci coïncide avec le foyer du réflecteur, la phase sera constante, et ce facteur sera égal à 1.

Au final, le rendement d’illumination de l’antenne à réflecteur correspond alors au produit de ces quatre facteurs de gain, conformément à la définition de l’équation 19.

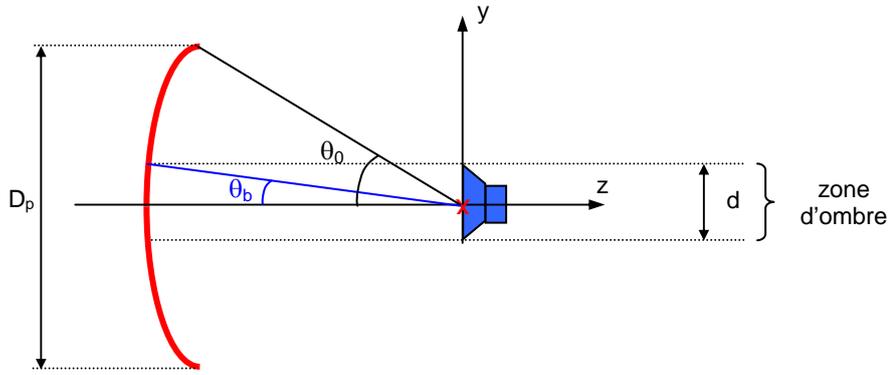
$$\eta_i = \eta_s \cdot \eta_a \cdot \eta_{pol} \cdot \eta_{ph}$$

### III.3 - Autres facteurs de gains

De façon à être exhaustifs dans la détermination des paramètres affectant le rendement total d’une antenne à réflecteur, il est nécessaire d’introduire deux autres facteurs pour prendre en compte la présence d’une éventuelle zone d’ombre et l’état de surface du réflecteur.

#### III.3.1 - Influence de la zone d’ombre

Un facteur de rendement traduisant l’importance de la zone d’ombre peut être défini simplement en considérant la part de puissance perdue au voisinage de l’encombrement de la source focale par rapport à la puissance délivrée par celle-ci dans l’angle solide délimité par  $\theta_0$ . Cette situation est illustrée sur la *figure 6*.



**Figure 6 :** Illustration de la zone d’ombre

Ce facteur de gain, noté  $\eta_b$ , peut alors s’écrire suivant l’équation 33.

$$\eta_b = |1 - \Delta|^2 \quad (33)$$

Avec :

$$\Delta = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{d/2} |E(\rho, \phi)| \rho d\rho d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{D_p/2} |E(\rho, \phi)| \rho d\rho d\phi} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_b} [|G_{co}(\rho, \phi)| + |G_{xp}(\rho, \phi)|] \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} [|G_{co}(\rho, \phi)| + |G_{xp}(\rho, \phi)|] \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta d\phi} \quad (34)$$

#### III.3.2 - Influence de l’état de surface

Le réflecteur est souvent considéré comme une surface métallique parfaite, mais sa fabrication influe obligatoirement sur l’état de surface. Des micro-déformations peuvent alors entraîner une perturbation du champ et par conséquent une altération du diagramme de

rayonnement de l’antenne à réflecteur. Ceci est d’autant plus vrai que la fréquence de fonctionnement du réflecteur sera élevée, et donc la longueur d’onde petite.

Il est quasiment impossible d’évaluer qualitativement ce phénomène en simulation en raison des volumes de calculs requis. Des travaux ont cependant permis d’établir, moyennant certaines approximations, un facteur de gain traduisant ce phénomène [7], [8]. En considérant un écart type moyen sur l’ensemble du réflecteur, ce facteur peut être exprimé suivant l’équation 35 [7].

$$\eta_{rms} = e^{-\left(\frac{16\pi^2\sigma^2}{\lambda^2}\right)} \quad (35)$$

### III.4 - Conclusion

A travers les différents paramètres influençant le rendement d’une antenne à réflecteur, nous avons pu conclure que celui-ci pouvait être exprimé à partir de la notion de gain ou de directivité, ce qui nous a amené à définir un rendement  $\eta_{ar}$  et un rendement  $\eta_i$ . En considérant ce dernier, le rendement total de l’antenne à réflecteur peut prendre la forme d’un produit de facteurs de gain comme le montre l’équation 36.

$$\eta_T = \eta_i \eta_b \eta_{rms} = \eta_s \eta_a \eta_{ph} \eta_{pol} \eta_b \eta_{rms} \quad (36)$$

Parmi tous ces facteurs,  $\eta_b$  peut être éliminée dans le cas des antennes à réflecteurs utilisées sur des satellites car la source focale est toujours disposée en offset. Le facteur  $\eta_{rms}$  dépend de l’état de surface du réflecteur et donc de la réalisation mécanique de celui-ci. Ce dernier paramètre n’influe que très superficiellement sur le rendement total de l’antenne à réflecteur.

Les seuls facteurs traduisant la qualité des diagrammes de rayonnement de la source focale illuminant le réflecteur sont alors  $\eta_s$ ,  $\eta_a$ ,  $\eta_{ph}$  et  $\eta_{pol}$ . Ceux-ci traduisent respectivement les pertes par débordement, par apodisation, les aberrations de phase et la qualité de la polarisation. Ces quatre facteurs peuvent être regroupés sous la dénomination de rendement d’illumination, noté  $\eta_i$ . Ce dernier est alors le paramètre prépondérant pour la conception d’une source focale de qualité. Cette représentation est la plus courante dans la littérature [4], [5].

Pour conclure sur cette étude de rendement, il ne faut pas omettre les pertes d’adaptation de la source focale, auxquelles un facteur  $\eta_{adapt}$  peut être associé. Le terme de gain réalisé sera alors utilisé en lieu et place du gain précédent, soit,

$$G_{réalisé} = G_0 \eta_i \eta_b \eta_{rms} \eta_{adapt} \quad (37)$$

Il faut aussi préciser que toutes les définitions données ici ne prennent pas en compte les phénomènes de diffraction qui peuvent influencer le niveau des lobes secondaires éloignés du lobe principal sur le diagramme de rayonnement de l’antenne à réflecteur. Ce phénomène peut entraîner une légère diminution du gain. Il n’est cependant pas considéré comme prépondérant.

Maintenant que toutes les notions affectant les performances de l’antenne à réflecteur ont été décrites, nous allons les employer à travers la mise en place d’outil de caractérisation globale des performances d’une antenne à réflecteur.

## **IV - Mise en place d’un outil de caractérisation globale**

### **IV.1 - Besoins**

Pour pouvoir caractériser les performances d’une source focale illuminant un réflecteur, il est nécessaire de déterminer plusieurs paramètres. Depuis le début de ce chapitre, nous avons pu constater que ceux-ci étaient basés sur la connaissance de plusieurs éléments, à savoir,

- le diagramme de rayonnement de la source focale,
- les caractéristiques géométriques du réflecteur,
- le rendement d’illumination,
- la position du centre de phase.

De plus, outre la détermination d’une loi d’éclairement sur l’ouverture équivalente au réflecteur, il est nécessaire de connaître le diagramme de rayonnement en champ lointain de l’antenne à réflecteur, pour déterminer, entre autres, le niveau des lobes secondaires.

Il faut également pouvoir caractériser les performances du système lorsque la source est déplacée dans le plan focal, de façon à déterminer les performances d’un système multi-faisceaux et sa sensibilité aux aberrations de phase.

Pour prendre en compte tous ces paramètres, il est nécessaire de faire appel à un outil de calcul.

Le seul outil commercial permettant de s’approcher de cet objectif est le logiciel *Grasp* développé par la société Ticra [9]. Ce logiciel, très utilisé et faisant foi dans le domaine spatial, est spécialisé dans l’étude d’antennes à réflecteurs. Il permet l’utilisation de l’optique géométrique, de l’optique physique ainsi que la théorie physique de la diffraction pour calculer les diagrammes de rayonnement de l’antenne à réflecteur et ses performances. Il permet aussi la modélisation de toutes formes de réflecteurs grâce à ses bibliothèques de composants. La modélisation de la source focale est également possible sous forme théorique ou par des fichiers provenant de mesures ou encore d’un logiciel tiers.

Il y a cependant plusieurs arguments qui nous ont détournés de l’utilisation de ce programme :

- la licence du logiciel est très coûteuse, et ne peut être acquise par le laboratoire dont l’activité antennes spatiales se résume pour l’instant à l’antenne BIE multi-faisceaux,
- Grasp, malgré ses nombreuses possibilités, ne permet pas une décomposition du rendement d’illumination sous forme de facteurs de gain comme vu précédemment. Cette méthode est cependant la plus efficace pour mettre en avant de façon détaillée les défauts d’illumination. Dans notre cas, cette étape est indispensable à la compréhension et à l’amélioration des performances de la source focale BIE,
- comme tout outil commercial, les possibilités d’interaction sur les méthodes de calculs et les formats d’entrées/sorties sont limitées.

L’outil utilisé doit également permettre une analyse rigoureuse et détaillée des caractéristiques de rayonnement de la source focale pour pouvoir mettre en évidence des points faibles.

Nous avons donc décidé de développer un outil dédié aux besoins de notre étude, en s’appuyant sur la combinaison de logiciels existants et d’autres, développés spécifiquement.

## **IV.2 - Présentation de l’outil**

L’outil de caractérisation des performances d’une antenne à réflecteur mis en place peut être décomposé en plusieurs modules. Ceux-ci vont être présentés succinctement.

### ***IV.2.1 - Module 1 : modélisation de la source focale***

Etant donné que les performances d’une source focale BIE n’ont pas été caractérisées auparavant, il est nécessaire de la modéliser avec le minimum d’approximation, contrairement à des cornets qui peuvent être étudiés par approximations avec des lois gaussiennes ou en  $\cos^n$ .

Pour cette raison, le choix s’est porté sur un outil rigoureux employant des méthodes numériques basées sur la résolution des équations de Maxwell. Le département OSA d’XLIM possède un outil développé en interne basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) [10] ainsi que le logiciel CST Microwave Studio [11] qui exploite la méthode FIT (Finite Integration Technique). Cette dernière méthode, moins courante, est

basée sur la discrétisation de la forme intégrale des équations de Maxwell [12]. Associé à une méthode permettant la gestion de deux matériaux différents dans la même maille, le logiciel CST Microwave Studio permet de simuler des structures complexes dans un volume de calcul raisonnable. Ces deux logiciels peuvent donc être utilisés pour obtenir le diagramme de rayonnement de la source focale de façon rigoureuse sur la plage de fréquence désirée.

Dans les deux cas, ce diagramme de rayonnement rigoureux est intégré à notre outil sous une forme matricielle, comme le montrent les *relations 38 et 39*. Celle-ci contient, sous forme de nombres complexes, les composantes principales  $P_{co}(\theta, \phi)$  et croisées  $P_{xp}(\theta, \phi)$  du diagramme de rayonnement de la source focale dans l’espace  $(\theta, \phi)$  aux différentes fréquences étudiées.  $f_{min}$  et  $f_{max}$  représentent les bornes extrêmes de cet intervalle de fréquences, de même que  $\theta_{min}$  et  $\theta_{max}$  ainsi que  $\phi_{min}$  et  $\phi_{max}$  correspondent aux domaines de variation des angles  $\theta$  et  $\phi$ . Ils sont compris entre 0 et 180° pour  $\theta$  et entre 0 et 360° pour  $\phi$ .

$$\begin{pmatrix} P_{co, f_{min}}(\theta_{min}, \phi_{min}) & \cdots & P_{co, f_{min}}(\theta_{min}, \phi_{max}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{co, f_{min}}(\theta_{max}, \phi_{min}) & \cdots & P_{co, f_{min}}(\theta_{max}, \phi_{max}) \\ \vdots & & \vdots \\ P_{co, f_{max}}(\theta_{min}, \phi_{min}) & \cdots & P_{co, f_{max}}(\theta_{min}, \phi_{max}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{co, f_{max}}(\theta_{max}, \phi_{min}) & \cdots & P_{co, f_{max}}(\theta_{max}, \phi_{max}) \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} P_{xp, f_{min}}(\theta_{min}, \phi_{min}) & \cdots & P_{xp, f_{min}}(\theta_{min}, \phi_{max}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{xp, f_{min}}(\theta_{max}, \phi_{min}) & \cdots & P_{xp, f_{min}}(\theta_{max}, \phi_{max}) \\ \vdots & & \vdots \\ P_{xp, f_{max}}(\theta_{min}, \phi_{min}) & \cdots & P_{xp, f_{max}}(\theta_{min}, \phi_{max}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{xp, f_{max}}(\theta_{max}, \phi_{min}) & \cdots & P_{xp, f_{max}}(\theta_{max}, \phi_{max}) \end{pmatrix} \quad (38), (39)$$

#### IV.2.2 - Module 2 : modélisation du réflecteur

Pour pouvoir obtenir les diagrammes de l’antenne à réflecteur, la structure focalisante doit pouvoir être modélisée par ses caractéristiques géométriques, qu’il s’agisse d’un système à simple ou double réflecteur.

Pour cela, un module basé sur les géométries de réflecteurs les plus courantes a été développé. Il permet de calculer et de stocker la géométrie complète d’une antenne à simple réflecteur en offset, d’une antenne à deux réflecteurs de type Grégorien ou Cassegrain. La prise en compte de géométrie dérivées, comme les systèmes SFOCA et FFOCA (voir §II.4.2.3 du *chapitre I*) a aussi été intégrée. Les différents paramètres nécessaires au calcul étant trop longs à énumérer, ils sont détaillés dans l’*annexe 1* qui est basé sur les travaux [13-15].

#### IV.2.3 - Module 3 : caractérisation du centre de phase

Dans l’optique d’optimiser les performances de l’antenne à réflecteur illuminée par une source focale BIE, il est nécessaire de déterminer le centre de phase de cette source qui sera placée au foyer du réflecteur. Une erreur trop importante sur son positionnement

entraînerait une baisse du rendement et une augmentation des lobes secondaires de l’antenne à réflecteur non négligeable, d’autant plus que le système final est destiné à une application multi-faisceaux.

Etant donné que cette détermination doit également être rigoureuse et valable quelle que soit la variation de la phase du diagramme de rayonnement de la source focale, il n’est pas possible de se contenter de l’approximation de l’équation 6. Etant donné que la plupart des méthodes de calculs sont basées sur le comportement modal des sources focales utilisées, comme c’est le cas avec les cornets [16], nous avons dû avoir recours à des méthodes plus rigoureuses et surtout plus polyvalentes.

#### IV.2.3.1 - Méthode 1

Cette méthode, issue de la littérature [17], est basée sur la maximisation du facteur de gain traduisant les aberrations de phase (équation 33). Pour cela, il convient de trouver une position  $\delta$  qui permet d’obtenir une valeur de  $\eta_{ph}$  maximale. Cette position correspond au centre de phase. La phase du diagramme de rayonnement de la source focale prendra alors la forme de l’équation 40, où seule la dépendance suivant  $z$  est prise en compte, ce qui est une bonne approximation pour la plupart des sources focales rayonnant suivant  $\theta=0^\circ$ .

$$\psi_\delta(\theta, \phi) = \psi(\theta, \phi) - \frac{2\pi}{\lambda} \delta \cos \theta \quad (40)$$

Pour trouver cette position  $\delta$ , l’auteur propose une résolution du problème reposant sur une équation du second degré issue d’un développement en séries de Taylor de  $\eta_{ph}$ . Nous en exposerons ici les principales étapes nécessaires pour la compréhension du calcul.

Cette résolution fait l’hypothèse d’une faible variation de la phase du diagramme de rayonnement dans l’angle solide considéré, soit  $\psi(\theta_0, \phi) - \psi(0, \phi) \ll \pi / 2$ .

Le développement en série de Taylor de  $\eta_{ph}$  est donné par l’équation 41, où les termes  $\bar{\psi}_\delta$  et  $\overline{\psi_\delta^2}$  donnés par les équations 42 et 43 représentent respectivement l’erreur moyenne et l’erreur quadratique moyenne de la phase.

$$\eta_{ph} = 1 - \left( \overline{\psi_\delta} \right) + \left( \overline{\psi_\delta^2} \right) \quad (41)$$

$$\bar{\psi}_\delta = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) [\psi_\delta(\theta, \phi) - \psi_\delta(0, 0)] d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) d\theta d\phi} \quad (42)$$

$$\overline{(\psi^2)_\delta} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) [\psi_\delta(\theta, \phi) - \psi_\delta(0,0)]^2 d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) d\theta d\phi} \quad (43)$$

$$\text{avec } w(\theta, \phi) = |G_{co}(\theta, \phi)| \tan(\theta/2) \quad (44)$$

En combinant l'équation 44 dans 42 et 43, l'équation 41 peut alors se mettre sous la forme d'un polynôme du second degré ayant pour variable  $k\delta$  et des coefficients  $a$ ,  $b$  et  $c$  donnés par les relations 46, 47, et 48.

$$\eta_\psi = c + 2b(k\delta) - a(k\delta)^2 \quad (45)$$

$$\text{avec } a = \frac{I_{wc2}}{I_w} - \left(\frac{I_{wc}}{I_w}\right)^2, \quad b = \frac{I_{w\psi c}}{I_w} - \frac{I_{wc} I_{w\psi}}{I_w^2} \quad \text{et} \quad c = 1 - \frac{I_{w\psi 2}}{I_w} + \left(\frac{I_{w\psi}}{I_w}\right)^2. \quad (46-48)$$

Ces coefficients sont calculés à partir des différentes équations 49 à 54.

$$I_w = \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) d\theta d\phi, \quad I_{wc} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) \cos(\theta-1) d\theta d\phi, \quad I_{wc2} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) [\cos(\theta-1)]^2 d\theta d\phi \quad (49-51)$$

$$I_{w\phi} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) [\psi(\theta, \phi) - \psi(0,0)] d\theta d\phi, \quad I_{w\phi 2} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) [\psi(\theta, \phi) - \psi(0,0)]^2 d\theta d\phi \quad (52-53)$$

$$I_{w\phi c} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_0} w(\theta, \phi) [\cos(\theta-1)] [\psi(\theta, \phi) - \psi(0,0)] d\theta d\phi \quad (54)$$

Le centre de phase recherché se déduit alors grâce à l'équation 55

$$k\delta_{cp} = \frac{b}{a} = \frac{I_w I_{w\phi c} - I_{w\phi} I_{wc}}{I_{wc2} I_w - I_{wc}^2} \quad (55)$$

Cette méthode, par rapport à l'estimation de l'équation 6, permet d'obtenir une valeur plus fiable car elle prend en compte le diagramme de rayonnement complexe de l'antenne. Elle est cependant limitée par la variation de phase des diagrammes qui doit être inférieure à  $\pi/2$  dans l'angle solide considéré. De plus, les équations ci-dessus sont rattachées à la géométrie du réflecteur par la variable  $w(\theta, \phi)$ .

De façon à calculer le centre de phase de la source focale sans restriction sur la variation de phase et le réflecteur utilisé, nous avons développé une autre méthode, plus polyvalente et simple à mettre en œuvre.

### IV.2.3.2 - Méthode 2

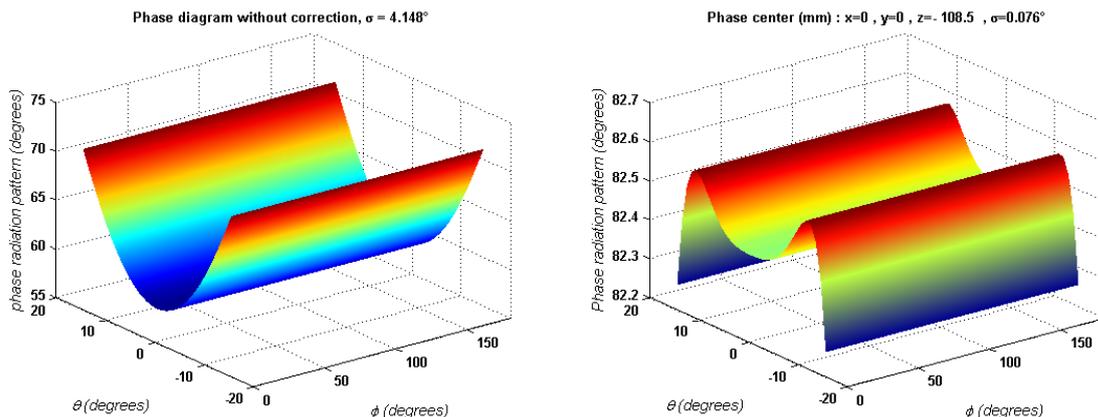
Cette méthode, reproduit analytiquement la démarche expérimentale utilisée pour trouver la position du centre de phase avec une table millimétrique pouvant varier suivant les trois axes  $x$ ,  $y$ , et  $z$ .

Comme il est possible d’accéder aux diagrammes de rayonnement complexes en champ lointain de la source focale, à partir du module 1, la méthode retenue est la suivante.

Le calcul du diagramme de phase en champ lointain  $\psi(\theta, \varphi)$  est effectué par rapport à un point de référence de coordonnées connues  $(x_0, y_0, z_0)$ . A partir de là, il est possible de déterminer des vecteurs translation de dimension 3  $(\Delta x, \Delta y, \Delta z)$  permettant de déterminer un diagramme de phase corrigé et limité par l’angle solide choisi, comme le montre *l’équation 56*. Cet angle solide est déterminé par le demi-angle d’interception du réflecteur  $\theta_0$ .

$$\psi_c(\theta, \varphi) = \psi_0(\theta, \varphi) + (k_x \Delta x + k_y \Delta y + k_z \Delta z) \quad (56)$$

L’écart-type  $\sigma$  de la phase du diagramme corrigé  $\psi_c$  est par la suite calculé dans cet angle solide, et, par modifications successives du vecteur translation, une solution minimisant  $\sigma$  peut être trouvée. On en déduit que la phase est quasiment constante dans la zone considérée et que la position du centre de phase  $C_p$  est donnée par  $(x_0 + \Delta x ; y_0 + \Delta y ; z_0 + \Delta z)$ . Ce calcul est effectué en 3 dimensions sur la composante principale du diagramme de rayonnement  $P_{co}(\theta, \varphi)$  avec une résolution de  $1^\circ$  suivant  $\theta$  et  $\varphi$ . Un exemple de diagramme de phase corrigé obtenu est donné sur la *figure 7*.



**Figure 7 :** Diagrammes de phase non corrigé (à gauche) et corrigé (à droite)

### IV.2.4 - Module 4 : calcul du rendement d’illumination

Le rendement d’illumination de l’antenne à réflecteur exprimé par *l’équation 19* peut être décomposé en différents facteurs de gain traduisant chacun un type de pertes particulier.

Cette formulation présente l’avantage de pouvoir distinguer les différents phénomènes atténuant le rendement d’illumination de l’antenne à réflecteur. Il est alors possible de différencier l’influence des pertes par débordement, par apodisation, la pureté de polarisation ou encore les aberrations de phase.

Cette méthode présente un grand intérêt pour notre étude. En effet, l’antenne BIE constitue un nouveau type de source focale dont les performances n’ont jamais été étudiées dans la littérature, et cette possibilité de décomposition en facteurs de gain permet de connaître quels sont les points faibles d’une telle structure. Des solutions pourront ensuite être étudiées pour les améliorer.

Ce formalisme présente également l’avantage de pouvoir effectuer des études paramétriques sur certaines variables pour pouvoir les optimiser, ce qui peut être avantageux en simulation.

Les *équations 22, 23, 32 et 33* ont donc été intégrées dans ce module.

De plus, en combinant les résultats obtenus avec le calcul effectué pour déterminer le centre de phase et son domaine de variation dans le module 3, il est possible d’effectuer une optimisation de la position de ce dernier par rapport à un critère donné. Dans notre cas, nous avons choisi d’optimiser la position pour la fréquence à laquelle le rendement d’illumination est le plus faible de façon à augmenter sa valeur. La détermination d’une position optimale en simulation présente beaucoup d’intérêt. En effet, outre l’optimisation, la connaissance de cette position peut faciliter le positionnement mécanique lors des mesures et permettre un gain de temps pour la personne qui en est chargée.

#### ***IV.2.5 - Module 5 : calcul du diagramme de l’antenne à réflecteur***

Pour déterminer le diagramme de l’antenne à réflecteur à partir de la modélisation de la source focale et du réflecteur, il faut un outil suffisamment rapide étant donné que la plupart des réflecteurs utilisés dans les télécommunications spatiales peuvent atteindre une centaine de longueurs d’ondes.

De façon à étudier les caractéristiques de rayonnement de ces grands réflecteurs, plusieurs méthodes peuvent être utilisées. La plus rigoureuse est la méthode des moments, mais elle ne peut s’appliquer qu’à des dioptries de quelques longueurs d’ondes en raison des volumes de calculs mis en jeu [18]. C’est pour cela que la théorie de l’optique physique est largement utilisée [19]. Celle-ci s’avère correcte uniquement dans la région du lobe principal et des premiers lobes secondaires en raison d’approximations. Néanmoins, elle permet

d’obtenir un résultat rapidement et convient bien pour étudier des réflecteurs dont les dimensions peuvent atteindre une centaine de longueurs d’ondes.

Pour quantifier le champ rayonné par un réflecteur considéré comme une surface métallique parfaite, il est nécessaire de connaître les courants surfaciques  $J_s$  sur le réflecteur.

La principale difficulté réside dans la connaissance de ces courants qui doivent être déterminés sur toute la surface du réflecteur. Pour cela, la théorie de l’optique physique s’appuie sur l’*équation 57*. Les courants surfaciques sont déduits du champ magnétique  $H$  en un point de la surface du réflecteur.

$$J_s = \vec{n} \wedge H = \vec{n} \wedge (H_i + H_r) \quad (57)$$

$H_i$  et  $H_r$  représentent respectivement le champ magnétique incident et réfléchi à la surface du réflecteur et  $\vec{n}$  est la normale à la surface. En assimilant localement la surface de la parabole à une surface infiniment plane, il est possible d’appliquer le théorème des images et écrire l’*équation 58*, qui constitue l’approximation de base de l’optique physique.

$$\vec{n} \wedge H_i = \vec{n} \wedge H_r, \text{ soit } J_s = \vec{n} \wedge (H_i + H_r) = 2\vec{n} \wedge H_i = 2\vec{n} \wedge H_r \quad (58)$$

Ces courants calculés ne sont cependant qu’une approximation des courants réels et ce calcul ne prend pas en compte la proximité du bord du réflecteur. C’est pour cela que les résultats obtenus pour les lobes secondaires éloignés du lobe principal peuvent être imprécis sur les diagrammes de rayonnement.

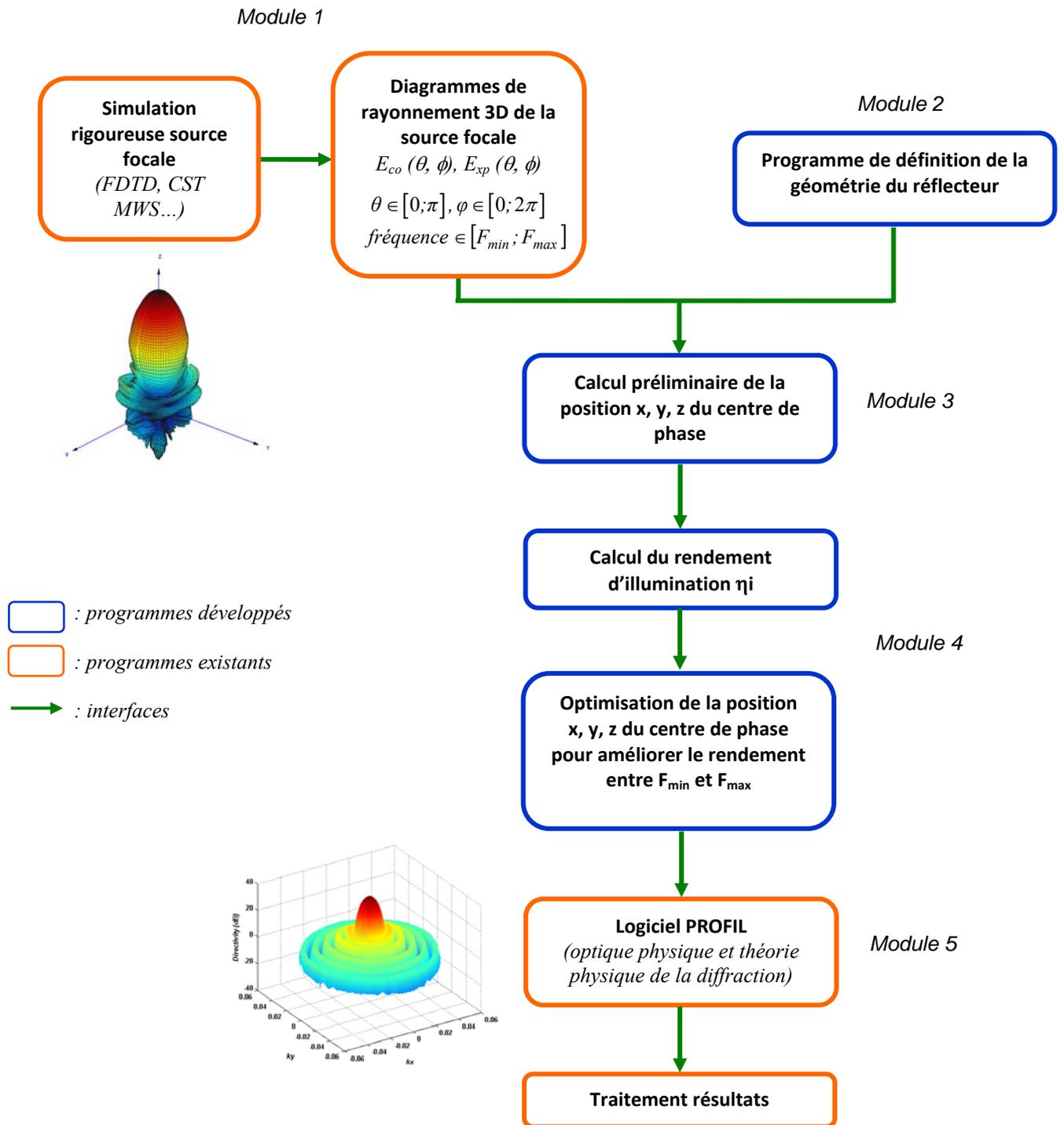
Pour obtenir un résultat plus rigoureux, de nombreuses théories basées sur l’étude des phénomènes de diffraction ont été étudiées [20], [21]. La théorie la plus utilisée dans le domaine des antennes à réflecteur est la théorie physique de la diffraction [22]. Elle est d’ailleurs présente dans le logiciel Grasp et dans le logiciel Profil que nous allons utiliser.

La théorie physique de la diffraction est basée sur la formulation de courants équivalents. Ceux-ci sont définis comme une approximation de la différence entre les courants induits exacts et les courants obtenus par l’optique physique. Ces courants fictifs obtenus lors du calcul dépendent de la direction d’incidence et de la direction d’observation, ils ne sont donc valables que pour certaines directions. Pour étendre cette théorie, de nombreux travaux ont été menés pour rendre cette méthode fiable et valide pour étudier les bords d’un réflecteur [22]. Ils reposent notamment sur le calcul de coefficients de diffraction.

Dans le cadre de notre étude qui a pour but de caractériser les performances de la source focale BIE, le développement d’un tel outil aurait nécessité du temps et de nombreuses étapes de validation avant d’être fonctionnel. Pour cette raison, nous nous sommes orientés vers le logiciel PROFIL (PROgrammes et Fichiers Liés). Celui-ci a été développé au début

des années 1980 par Thomson CSF/SDC. Ce logiciel, dont la structure modulaire est très ouverte et validée, a été mis à jour continuellement. Il est aujourd’hui utilisé par plusieurs divisions de Thalès pour des applications radars et aussi pour le domaine spatial. Pour notre application, il permet d’obtenir rapidement et de manière sûre les diagrammes de l’antenne à réflecteur, et d’intégrer tous les problèmes de défocalisations liées aux applications multi-faisceaux. Son architecture modulaire permet également de l’interfacer avec les différents programmes que nous avons développés.

Le diagramme de la *figure 8* résume les différentes étapes du calcul effectué avec l’outil mis en place.



**Figure 8 :** *Synoptique de l’outil mis en place pour déterminer les performances de l’antenne à réflecteur*

Une fois cet outil mis en place et validé, nous allons l’utiliser avec des diagrammes de rayonnement théoriques de la source focale pour mettre en avant les paramètres importants à prendre en considération lors de la conception d’une source focale.

### **IV.3 - Validation de l’outil**

Pour être fonctionnel, l’outil mis en place doit être validé. Seuls les modules 2, 3 et 4 nécessitent une étape de validation. En effet, les modules 1 et 5 étant basés sur des outils existant, ils sont implicitement validés.

#### ***IV.3.1 - Validation du module 2***

La validation des géométries de réflecteurs calculés a été effectuée par comparaison avec celles du logiciel Grasp. Celui-ci permet d’obtenir un compte rendu avec les paramètres géométriques calculés.

Cette comparaison a été effectuée avec une antenne à simple réflecteur en offset, une antenne à deux réflecteurs de type Grégorien et Cassegrain. Des géométries dérivées, comme les systèmes SFOCA et FFOCA ont aussi été traités.

#### ***IV.3.2 - Validation du module 3***

L’antenne utilisée pour cette validation est une antenne BIE possédant d’importantes variations de phases du diagramme de rayonnement lorsqu’elle est utilisée sur une large bande de fréquence. Ce comportement atypique sera expliqué dans le **chapitre 3**. L’antenne n’est utilisée ici qu’à des fins de validation de notre outil. Cela permet ainsi de juger de la précision des deux méthodes décrites précédemment pour le calcul du centre de phase.

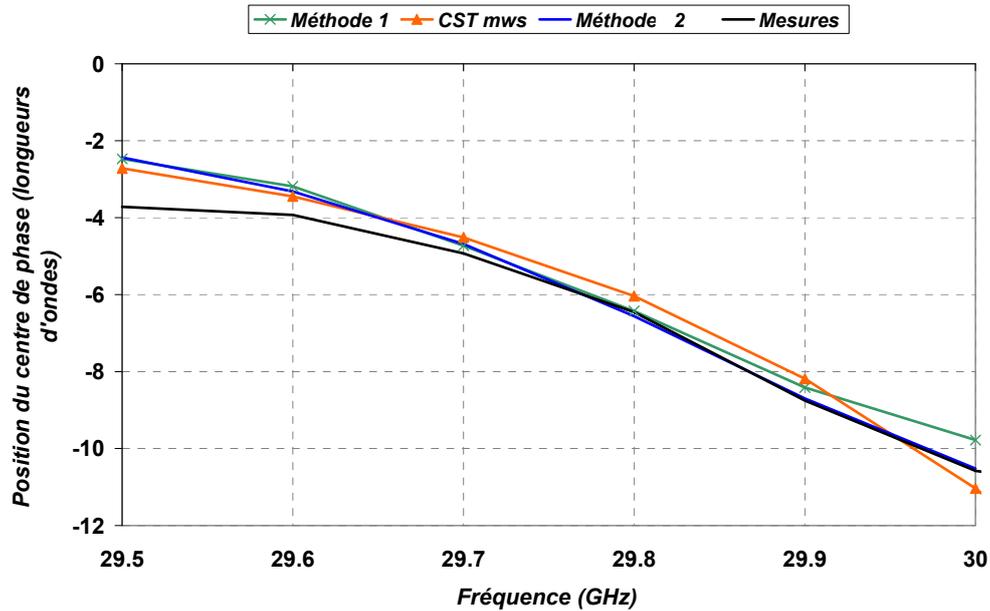
Les résultats obtenus ont été comparés aux résultats donnés par l’outil commercial *CST Microwave Studio* et à ceux obtenus en mesures dans la base compacte du CNES.

Les valeurs obtenues avec *CST Mws* sont les plus éloignées de la mesure et ne suivent pas la même évolution entre 29.9 GHz et 30 GHz. Cet écart peut s’expliquer par le fait que *CST Mws* calcule la position du centre de phase uniquement dans les plans E et H de l’antenne et effectue une moyenne.

Les résultats obtenus avec la *méthode 1* sont beaucoup plus proches de la mesure. Un écart important n’est observable qu’à partir de 29.9 GHz où la méthode semble diverger. Ceci s’explique par la forte variation de la phase du diagramme de rayonnement dans cette zone (supérieure à 50°), ce qui confirme que cette méthode est fiable pour des variations très inférieures à  $\pi/2$ .

La *méthode 2* donne en revanche des résultats très proches de la mesure, y compris aux fréquences où les variations de la phase sont importantes. Les résultats obtenus permettent donc de valider ces deux méthodes qui fonctionnent quelle que soit la variation de la phase. Nous verrons dans le **chapitre 3** que le fait de disposer d’un outil pouvant calculer la

position du centre de phase pour de telles variations est d’une grande importance pour les antennes BIE.



**Figure 9 :** Comparaison des différentes méthodes pour calculer le centre de phase (la position de référence, 0, correspond au plan de masse de l’antenne)

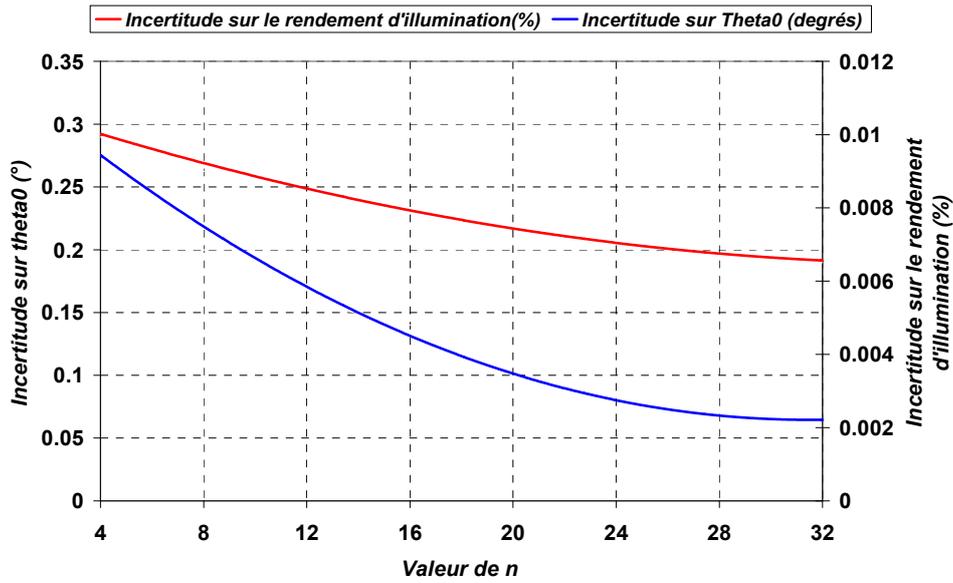
#### IV.3.3 - Validation du module 4

Pour valider le calcul du rendement d’illumination, nous nous sommes appuyés sur un modèle théorique de source focale possédant un rayonnement en  $\cos^n$ . De formulation analytique simple, ce modèle permet de comparer les performances obtenues par le calcul à celle de notre module.

La **figure 10** présente le calcul de précision effectué concernant la détermination du rendement d’illumination optimal et le demi-angle d’interception du réflecteur correspondant. Pour chaque valeur de  $n$ , les valeurs obtenues avec notre outil ont été comparés à celles obtenues théoriquement en effectuant le produit des **équations 22** et **32**.

Les résultats obtenus montrent que cette précision est meilleure pour des valeurs de  $n$  importantes. Ceci peut s’explique notamment par le pas d’intégration choisi pour les calculs. Cependant, compte tenu que ces imprécisions sont inférieures à  $0.3^\circ$  sur le demi-angle d’interception et inférieures à  $0.01\%$  sur le rendement d’illumination, nous pouvons considérer que le calcul est validé.

De plus, étant donné que pour les applications envisagées, des sources focales relativement directives devront être utilisées, cette imprécision sera de plus en plus faible.



**Figure 10 :** *Evaluation des incertitudes de calculs concernant le rendement d’illumination optimal et le demi-angle d’interception correspondant*

L’ensemble de ces résultats nous permettent donc de valider simplement notre outil de calcul de performances. Nous utiliserons ces différents modules ultérieurement pour caractériser les performances d’une source focale BIE, et nous effectuerons un recoupement entre nos résultats de calcul et ceux obtenus d’une part avec Grasp, et d’autre part avec les mesures. Nous invitons le lecteur à se reporter au **chapitre 4** pour conforter la phase de validation de ce paragraphe.

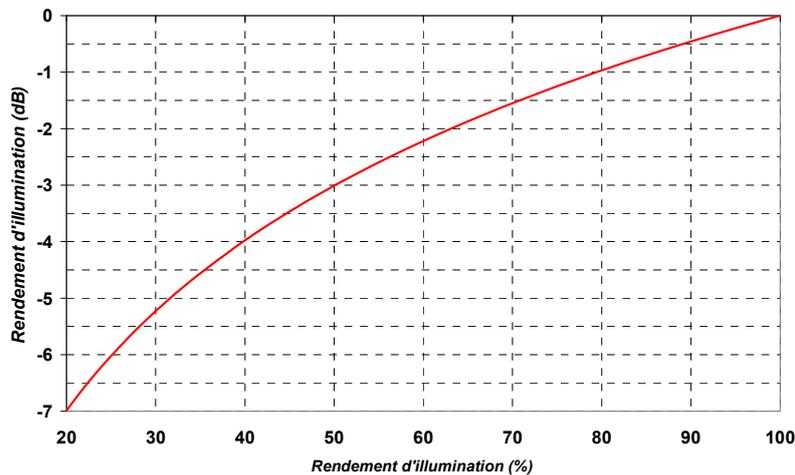
## V - Diagrammes théoriques de sources

### V.1 - Introduction

Pour étudier les performances d’une antenne à réflecteur, des familles théoriques de diagrammes de rayonnement sont souvent utilisées car elles sont proches des diagrammes de rayonnement de certaines sources comme les cornets de Potter ou les cornets corrugués.

Après avoir présenté le diagramme théorique idéal pour maximiser le rendement d’illumination de l’antenne à réflecteur, une étude sur des sources focales en  $\cos^n$  et gaussiennes va être menée pour présenter les principaux critères à maîtriser pour obtenir des performances correctes, à la fois en termes de rendement d’illumination  $\eta_i$  et de lobes secondaires. Pour cela, nous décomposerons  $\eta_i$  comme vu précédemment. Les résultats obtenus constitueront une base de raisonnement pour l’étude menée sur la source focale BIE dans le *chapitre 3*.

Avant d’aller plus loin, il est nécessaire de préciser que le rendement est exprimé soit en pourcentage, soit en dB, avec la relation  $\eta(dB) = 10 \log(\eta_{linéaire})$ . Bien que la relation soit simple, la *figure 11* traduit cette correspondance. Les deux formulations pouvant apparaître dans la suite, cette courbe a été ajoutée à des fins de lisibilité du manuscrit.



**Figure 11 :** Conversion du rendement (analogie dB – pourcentage)

## V.2 - Optimisation du rendement d’illumination

Il est possible de déterminer une loi d’éclairement optimale dans le sens où elle permet de maximiser le rendement de l’antenne à réflecteur  $\eta_{ar}$ . Celle-ci peut être déterminée à partir de l’expression de la loi d’éclairement de l’équation 2. En utilisant l’équation 5, cette loi d’éclairement devient

$$|E(\rho, \phi)| = \frac{1}{r} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} = \frac{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)}{F} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} = \frac{1 + \cos \theta}{2F} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} \quad (59)$$

Pour obtenir une apodisation parfaite, il faut une distribution de champ uniforme à la surface du réflecteur, soit

$$\frac{|E(\rho, \phi)|}{|E(0, \phi)|} = 1 \quad (60)$$

En utilisant l’équation 59, il vient :

$$\frac{|E(\rho, \phi)|}{|E(0, \phi)|} = 1 = \frac{1 + \cos \theta_0}{2} \frac{\sqrt{G_f(\theta, \phi)}}{\sqrt{G_0}} \Leftrightarrow \sqrt{G_f(\theta, \phi)} = \frac{\sqrt{G_0}}{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (61)$$

De plus, pour éliminer les pertes par débordement, cette loi d’éclairement ne doit exister que dans l’angle solide délimité par  $\theta_0$ . Elle doit de plus être à symétrie de révolution, être équiphase et ne pas contenir de polarisation croisée.

Le diagramme de rayonnement  $G(\theta)$  correspondant à cette source focale parfaite s’écrit donc suivant l’équation 62.

$$G_f(\theta) = \begin{cases} \frac{G_0}{\cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right)} & \text{pour } 0 \leq \theta \leq \theta_0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (62)$$

Le calcul du rendement  $\eta_{ar}$  ainsi que celui de la constante  $G_0$  sont donnés dans l’annexe 2.

Bien évidemment, un tel diagramme de rayonnement est irréaliste. Il permet néanmoins de rappeler que pour maximiser le rendement de l’antenne à réflecteur, il faut un diagramme de rayonnement sectoriel, en forme de « porte ». Lorsque le demi-angle d’ouverture  $\theta_0$  du réflecteur est suffisamment important, il est possible d’obtenir un diagramme de rayonnement de ce type [24].

Néanmoins, ce type d’illumination ne peut être privilégié que pour certaines applications où le rendement de l’antenne à réflecteur est l’objectif principal par rapport au niveau de lobes secondaires. En effet, il ne faut pas oublier que le diagramme de rayonnement de l’antenne à réflecteur est une transformée de Fourier spatiale de la loi d’éclairement de l’ouverture équivalente. En considérant une loi d’éclairement favorable à la maximisation de  $\eta_i$ , c'est-à-dire sectorielle, la transformée de Fourier donnera un diagramme avec une allure proche d’un sinus cardinal. Or, avec ce type de diagramme, le niveau de lobes secondaires est plus élevé qu’avec des sources focales possédant un rayonnement de type  $\cos^n$  ou gaussien, par exemple.

Dans le cadre d’une application de télécommunications multi-faisceaux, le niveau de lobes secondaires est un paramètre clé pour éviter les interférences. Un diagramme de rayonnement en forme de rectangle n’est alors pas obligatoirement un choix de prédilection. Il faut alors trouver un compromis entre le rendement de l’antenne à réflecteur accessible et le niveau de lobes secondaires tolérés.

### V.3 - Diagrammes en $\cos^n$

Le modèle théorique d’une source focale ayant un diagramme de rayonnement de type  $\cos^n$  est très utilisé dans la littérature et peut convenir pour approximer le rayonnement de certaines sources focales de type cornet [3], ce qui facilite la conception. Nous allons l’utiliser ici pour montrer quelques propriétés importantes concernant les performances d’une antenne à réflecteur. Celles-ci nous seront utiles pour effectuer des comparaisons lors de l’étude de la source focale BIE.

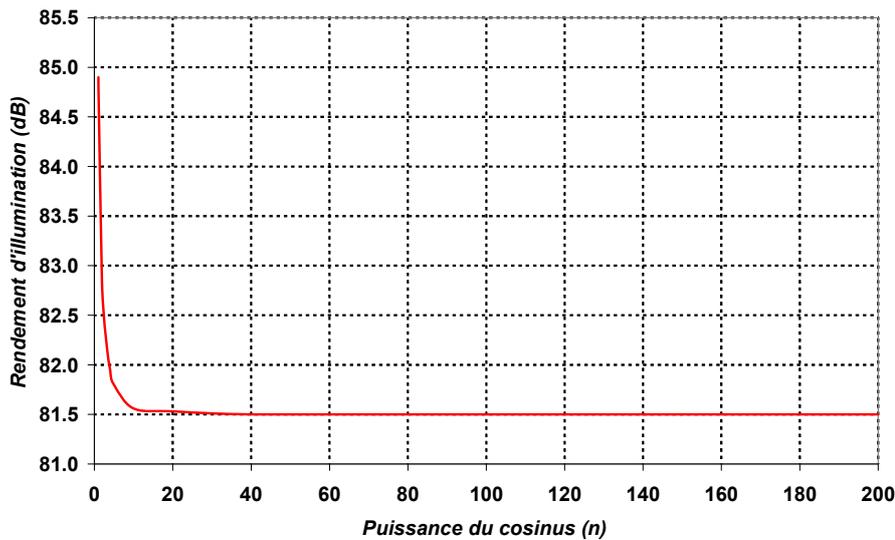
Le diagramme théorique d’une telle source focale prend la forme de l’équation 63.

$$G_f(\theta) = \begin{cases} G_0^{(n)} \cos^n(\theta) & \text{pour } -\pi/2 \leq \theta \leq \pi/2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (63)$$

L’augmentation de la directivité de la source focale est associée à l’augmentation du paramètre  $n$ . Ce diagramme de rayonnement étant théorique, il est considéré à symétrie de révolution et n’intègre pas les problèmes de polarisation croisée et de stabilité du centre de phase qui amoindrissent les performances d’une source focale réelle. Ce modèle permet néanmoins de conclure sur les principaux problèmes rencontrés lors de la conception d’une source focale.

### V.3.1 - Rendement d’illumination maximal

Le premier paramètre étudié est l’évolution du rendement d’illumination maximum en fonction de la puissance du cosinus. La **figure 12** montre que celui-ci décroît relativement vite pour les valeurs de  $n$  peu élevées, en passant de 85% pour  $n=1$  à 81.57% pour  $n=10$ . Puis, à partir de  $n=10$ , la décroissance devient très lente et le rendement d’illumination tend vers une valeur constante de l’ordre de 81.5 %. Ce premier résultat montre qu’il sera très difficile dans la pratique de dépasser une valeur d’environ 80% pour  $\eta_i$ .



**Figure 12 :** Evolution du rendement d’illumination maximum en fonction de  $n$

### V.3.2 - Evolution des facteurs de gain

Le résultat obtenu précédemment est conditionné par l’évolution des pertes par débordement et par apodisation exprimées par les **équations 22** et **32**. Les **figures 13** et **14** représentent les facteurs de gain traduisant ces deux types de pertes en fonction du réflecteur utilisé. Celui-ci est défini par son demi-angle d’interception  $\theta_0$ .

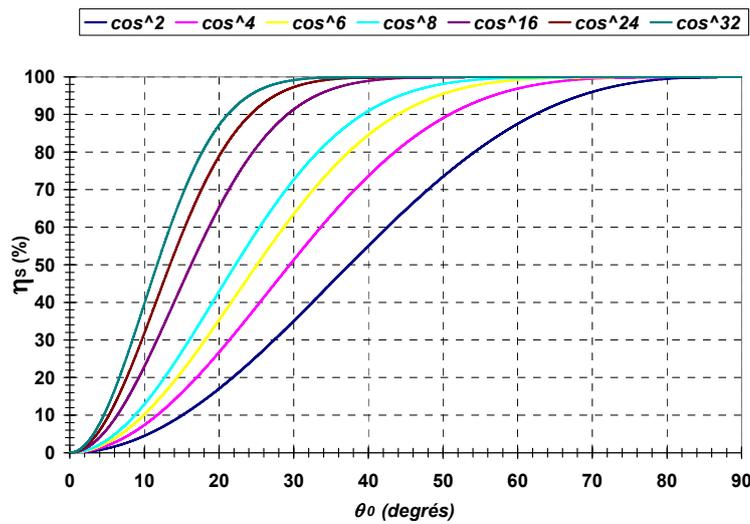
Les allures de ces courbes correspondent aux définitions données précédemment.

En effet, concernant le facteur  $\eta_s$ , plus le demi-angle d’interception  $\theta_0$  du réflecteur diminue, plus il faut utiliser une source directive pour maximiser le rendement. Ces dernières entraînent moins de pertes par débordement conformément à la définition donnée au §III.2.1. Ainsi, pour des valeurs de  $n$  élevées, la **figure 13** montre que le facteur  $\eta_s$  tend beaucoup plus vite vers un maximum.

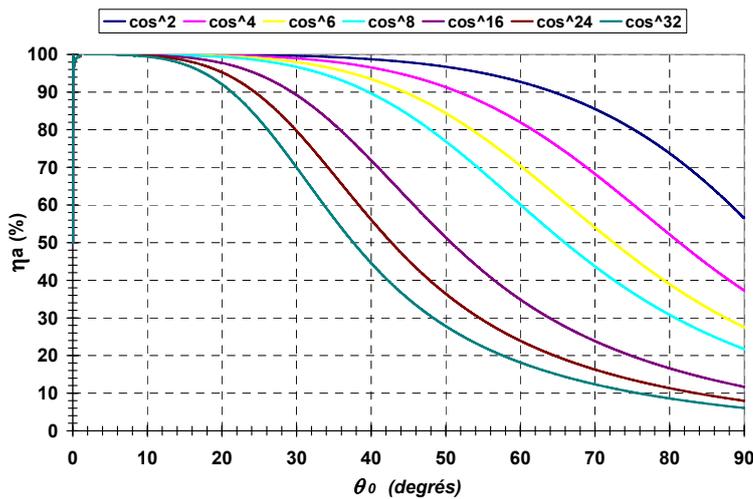
Concernant le facteur  $\eta_a$ , représenté sur la **figure 14**, celui-ci évolue en sens inverse par rapport au facteur de spillover. Ce paramètre tend beaucoup plus vite vers une valeur élevée quand la puissance  $n$  du cosinus est faible. Ce résultat est conforme à la définition

donnée au §III.2.3. En effet, pour avoir une distribution de l'amplitude uniforme, il faut que le diagramme de rayonnement soit peu directif, et donc, la valeur de  $n$  doit être faible.

Les facteurs de gain  $\eta_S$  et  $\eta_a$  évoluent donc de façon opposée. Le rendement d’illumination  $\eta_i$  est alors maximum au point d’intersection des courbes correspondant à ces deux facteurs. En effet, cette source étant théorique, les facteurs  $\eta_{pol}$  et  $\eta_{ph}$  sont égaux à 100%. Dans la pratique, avec des sources focales classiques, ces deux derniers facteurs jouent un rôle moindre. Ce sont les facteurs  $\eta_S$  et  $\eta_a$  qui influencent le plus le rendement d’illumination.



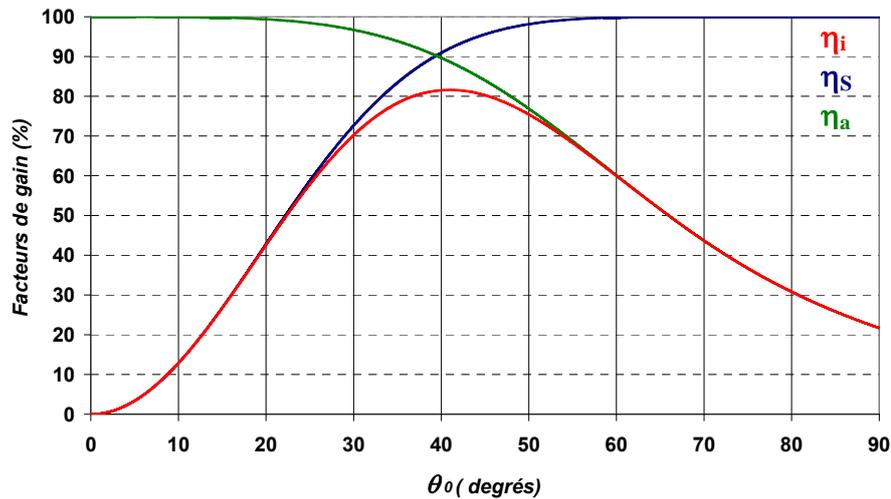
**Figure 13 :** Evolution du facteur de gain traduisant les pertes par spillover en fonction du demi-angle d’interception du réflecteur  $\theta_0$



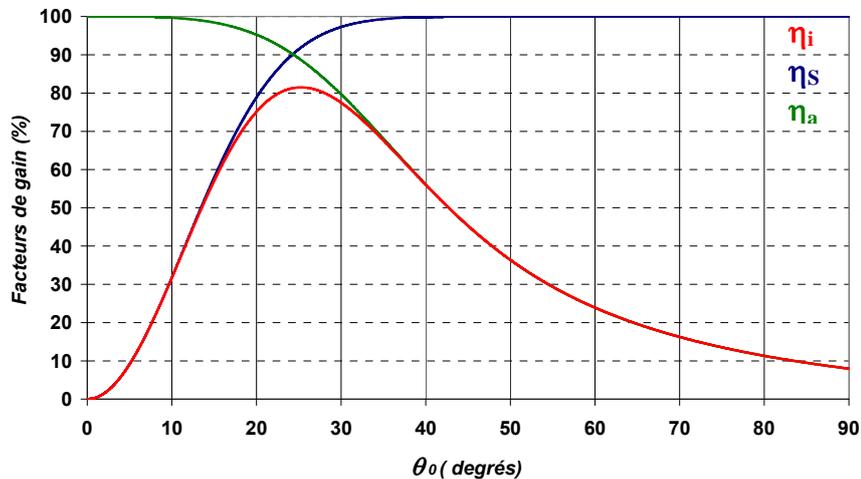
**Figure 14 :** Evolution du facteur de gain traduisant les pertes par apodisation en fonction du demi-angle d’interception du réflecteur  $\theta_0$

Les figures 15 et 16 illustrent ce résultat pour différentes valeurs de  $n$ . Il est important de noter qu’une valeur de  $n$  ne permet d’atteindre un rendement d’illumination maximum

qu’avec un seul réflecteur. Autrement dit, pour un réflecteur donné et une famille de diagrammes de rayonnement de la source focale, il n’existe qu’une directivité permettant d’atteindre un rendement optimum. De plus, pour des réflecteurs possédant un faible demi-angle d’interception  $\theta_0$ , et donc un grand rapport F/D, les résultats montrent qu’une source focale suffisamment directive doit être utilisée pour maximiser le rendement d’illumination.



**Figure 15 :** Evolution des différents facteurs de gains pour  $n=8$



**Figure 16 :** Evolution des différents facteurs de gains pour  $n=24$

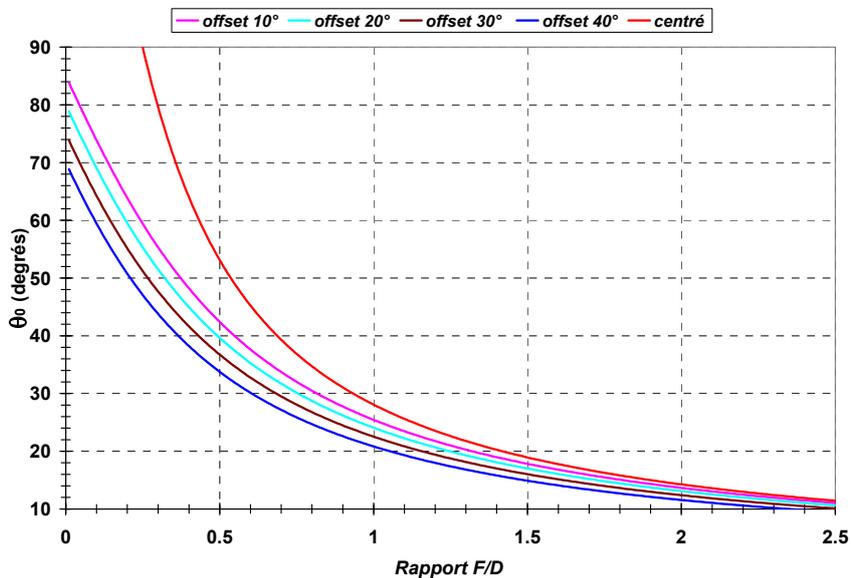
### V.3.3 - Démarche de conception usuelle

Jusqu’ici, nous avons raisonné sur la valeur du paramètre  $n$ , représentatif de la directivité de la source focale. Cependant, du point de vue du concepteur, cette représentation est peu pratique. Celui-ci a en général un réflecteur imposé en fonction de la couverture au sol. A partir de là, connaissant le demi-angle d’interception  $\theta_0$  du réflecteur, il a

essentiellement besoin de connaître la directivité de la source focale qui permet de maximiser  $\eta_i$  et l’apodisation correspondante en bord de réflecteur. Nous allons donc déterminer ces paramètres et donner une série de courbes permettant de déterminer les caractéristiques optimales, pour un réflecteur donné, d’une source focale possédant un diagramme de rayonnement en  $\cos^n$ . Cette démarche se résume en quatre étapes.

### V.3.3.1 - Détermination de $\theta_0$

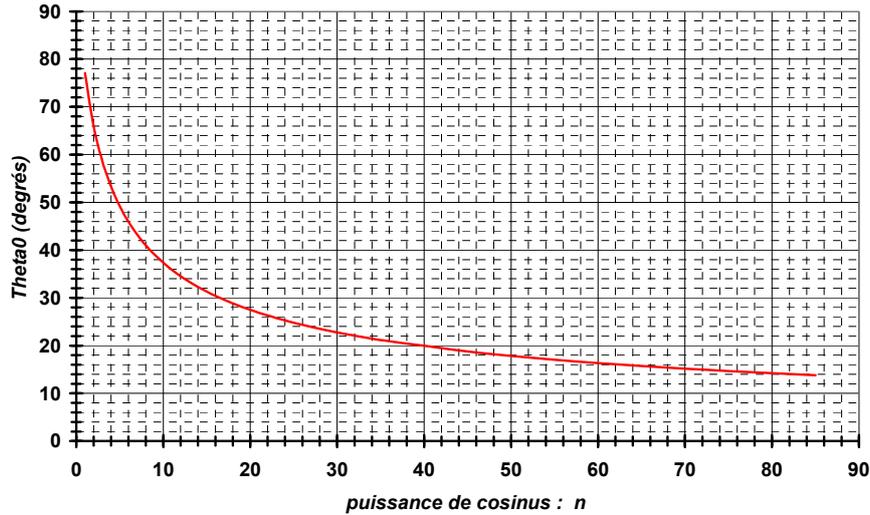
Tout d’abord, à partir de la connaissance du rapport F/D du réflecteur utilisé et de son offset H éventuel, il faut calculer le demi-angle d’interception  $\theta_0$  du réflecteur. Ce calcul s’effectue à partir de la **formule 4** du **chapitre 1**. Le résultat est présenté sur la **figure 17**.



**Figure 17 :** Détermination de  $\theta_0$  en fonction du rapport F/D et de l’offset  $\theta_L$

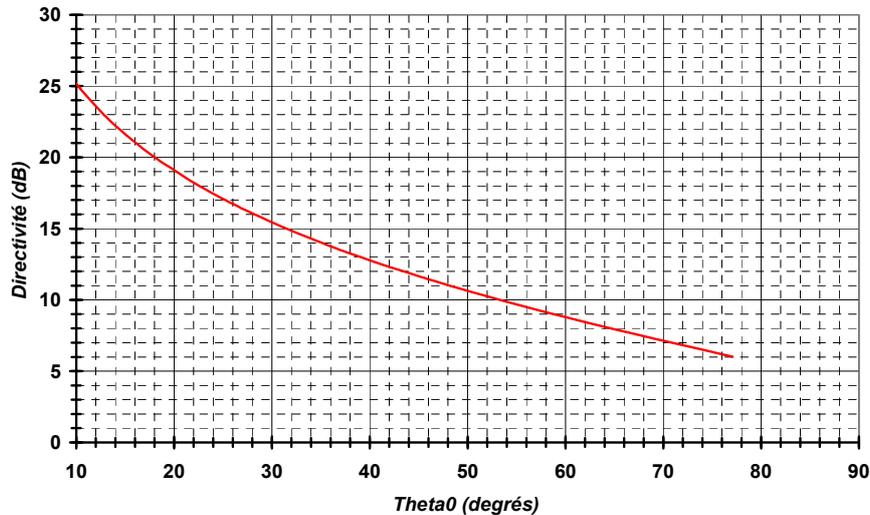
### V.3.3.2 - Détermination de la directivité optimale

Une fois le paramètre  $\theta_0$  connu, il faut déterminer la valeur de  $n$  permettant de maximiser le rendement. A partir d’une étude complète sur le rendement d’illumination, la courbe de la **figure 18** a pu être obtenue.



**Figure 18 :** Détermination de la valeur de  $n$  optimale en fonction de  $\theta_0$

Il est ensuite nécessaire de donner la valeur de directivité correspondante à chacune des valeurs de  $n$ , de façon à se rapprocher d’un paramètre physique pour le concepteur. Après un simple calcul de directivité sur les diagrammes de la source focale, le résultat est obtenu par lecture directe sur la *figure 19*.



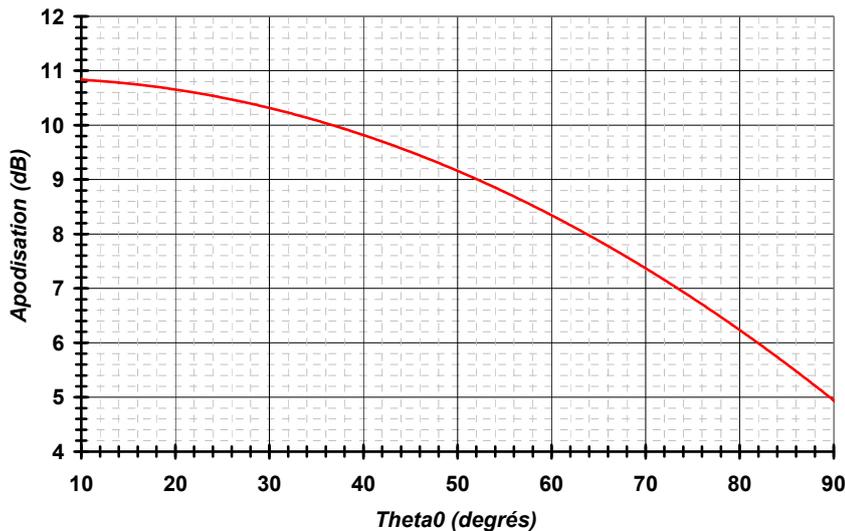
**Figure 19 :** Détermination de la directivité optimale de la source focale en fonction de  $\theta_0$

Pour un réflecteur adapté aux télécommunications multi-faisceaux, le demi-angle d’interception est typiquement compris entre  $10^\circ$  et  $30^\circ$ . Les résultats obtenus ici montrent que des sources focales dont la directivité est comprise entre 15 dB et 25 dB sont alors les plus appropriés pour maximiser le rendement d’illumination.

### V.3.3.3 - Détermination de l’apodisation optimale

Pour mener une étude complète, il est nécessaire d’étudier le niveau d’apodisation de la source focale comme il a été défini par l’équation 7. En effet, du point de vue du concepteur, il n’est pas pratique de comparer à chaque fois les diagrammes de rayonnement créés avec une fonction mathématique. Le plus simple est de se référer à un niveau d’apodisation de la source focale qui correspond au rendement d’illumination maximal en fonction de  $\theta_0$ .

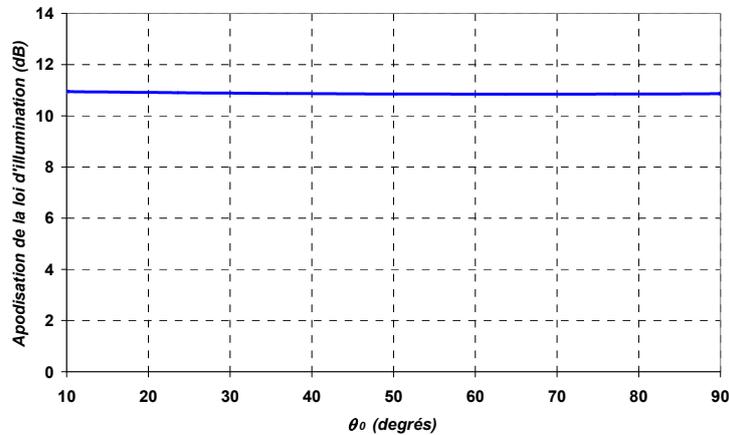
La courbe obtenue sur la **figure 20** montre que le niveau d’apodisation optimal de la source focale n’est pas constant suivant le réflecteur employé. En effet, pour des sources peu directives, l’apodisation est une courbe évoluant de 6.2 dB d’apodisation pour  $\theta_0=80^\circ$  à environ 10 dB pour  $\theta_0=36^\circ$ . Ensuite, la courbe évolue plus lentement avec une valeur d’apodisation voisine de 10.5 dB pour des sources directives.



**Figure 20 :** Détermination de l’apodisation optimale du diagramme de rayonnement de la source focale en fonction de  $\theta_0$

Il ne faut pas confondre le résultat obtenu ici avec ce qui est souvent dit dans les ouvrages. En effet, ceux-ci précisent qu’en général, le niveau d’apodisation permettant de maximiser le rendement se situe aux environs de 11 dB [24]. Cette valeur fait référence à l’apodisation de la loi d’éclairage définie par l’équation 8, c’est-à-dire, l’apodisation appliquée à la distribution du champ sur l’ouverture équivalente (cf §II.4).

En calculant celle-ci à partir de l’apodisation de la source focale et en prenant en compte le trajet variant en  $\cos^2(\theta_0/2)$  jusqu’au plan de l’ouverture équivalente, le résultat de la **figure 21** est obtenu.



**Figure 21 :** Détermination de l’apodisation optimale de la distribution du champ sur l’ouverture en fonction de  $\theta_0$

Ce résultat confirme que l’apodisation optimale de la loi d’éclairement est voisine de 11 dB pour une source focale possédant un rayonnement en  $\cos^n$ .

#### V.3.3.4 - Détermination des lobes secondaires

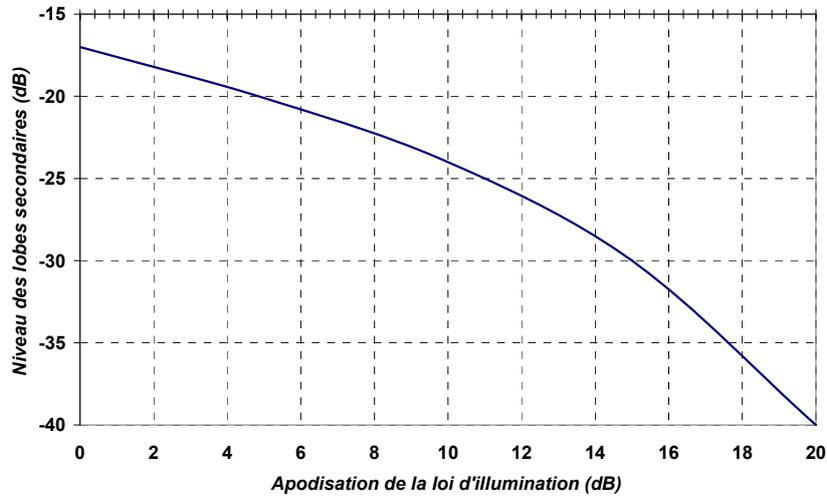
La connaissance de l’apodisation de la loi d’illumination permet de déterminer le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement de l’antenne à réflecteurs. Ce niveau est donné par la **figure 22**.

Il s’avère que pour une apodisation de la loi d’illumination de 11 dB, qui correspond au niveau optimal pour maximiser le rendement  $\eta_i$ , le niveau des lobes secondaires de l’antenne à réflecteur se situe aux alentours de -25 dB.

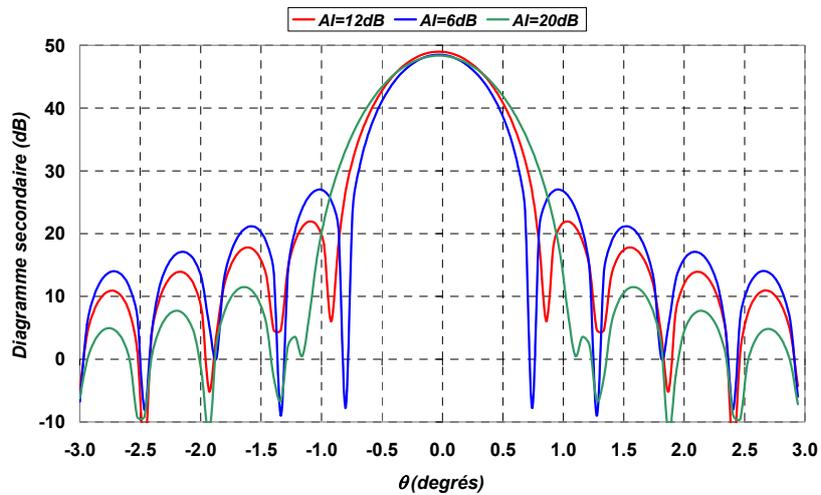
En s’éloignant de cette valeur de 11dB, le rendement d’illumination diminue. En revanche, en ce qui concerne le niveau des lobes secondaires, celui-ci diminue lorsque l’apodisation augmente. Ceci s’accompagne cependant d’un élargissement de l’ouverture à -3dB du diagramme de l’antenne à réflecteur.

Ce résultat se comprend aisément en raisonnant par rapport à la transformée de Fourier effectuée entre la loi d’illumination et le diagramme secondaire. Plus l’apodisation est forte, plus le niveau de champ est concentré sur le centre du réflecteur et non sur ses bords. Par conséquent, le diagramme de l’antenne à réflecteur va s’élargir et le faible niveau de champ

en bord de réflecteur va contribuer à la diminution des lobes secondaires. Une illustration de ce comportement est donnée sur la *figure 23*.



**Figure 22 :** Détermination des lobes secondaires de l’antenne à réflecteur en fonction l’apodisation de la loi d’illumination



**Figure 23 :** Influence de l’apodisation de la loi d’illumination sur l’ouverture du diagramme et le niveau des lobes secondaires de l’antenne à réflecteur

Après cette étude sur les sources focales possédant un diagramme de rayonnement en  $\cos^n$ , nous allons aborder les sources gaussiennes.

## V.4 - Diagrammes gaussiens

Cette deuxième famille de diagrammes de rayonnement est aussi couramment utilisée pour étudier les performances d’une antenne à réflecteur. Elle reste toujours un modèle théorique, mais certaines sources focales, comme les cornets corrugués ou les cornets de Potter, permettent de s’approcher d’un tel rayonnement.

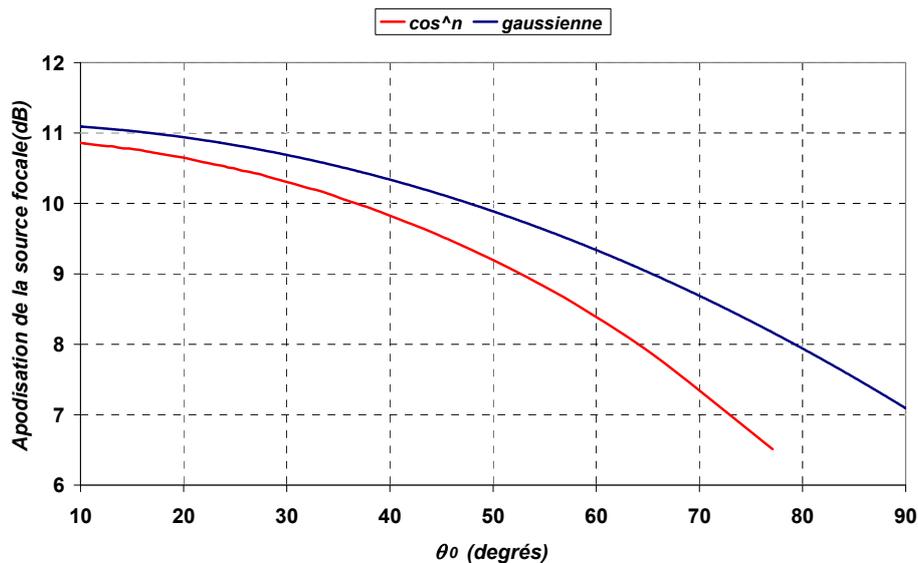
Nous allons donc mener une étude similaire à la précédente avec ces diagrammes gaussiens, en se restreignant toutefois aux résultats essentiels étant donné que les conclusions essentielles ont déjà été faites.

Le modèle théorique gaussien est appelé ainsi en raison de l’expression de sa loi d’illumination exprimée suivant l’équation 64.

$$E(\rho) = \begin{cases} e^{-(\rho/\rho_a)^2} & \text{pour } -D_p/2 \leq \rho \leq D_p/2 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (64)$$

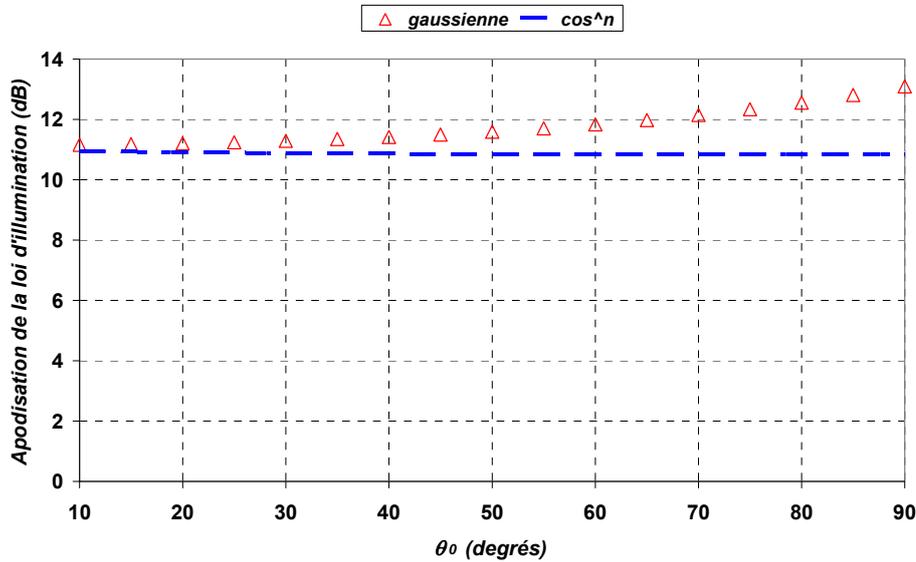
Le rendement maximal obtenu avec ce type d’illumination est aux alentours de 82%, soit un niveau similaire à celui obtenu avec les diagrammes précédents.

Etant donné que les autres résultats sont très similaires à ceux menés sur les diagrammes de rayonnement de la source focale en  $\cos^n$ , nous allons juste donner les niveaux d’apodisation de la source focale et de la loi d’illumination qui permettent de maximiser  $\eta_i$ , ainsi que le niveau de lobes secondaires de l’antenne à réflecteur. Ces résultats apparaissent respectivement sur les figures 24, 25, et 26.



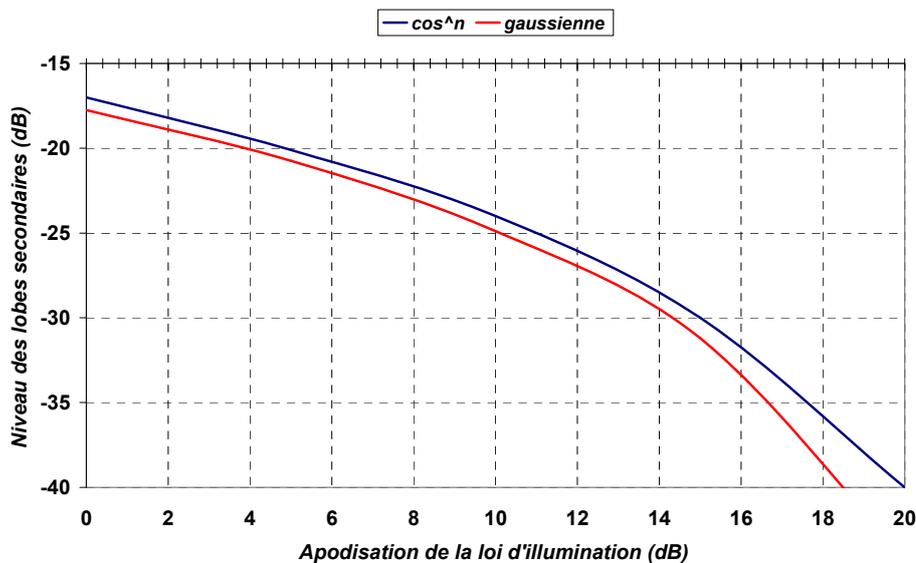
**Figure 24 :** Détermination de l’apodisation optimale du diagramme de rayonnement de la source focale en fonction de  $\theta_0$

Le résultat obtenu pour l’apodisation de la source focale est semblable à celle de la source en  $\cos^n$ . Une différence d’environ 1dB apparaît seulement pour des réflecteurs dont le demi-angle d’interception est très grand, supérieur à  $60^\circ$ . Ce résultat se retrouve sur l’apodisation de la loi d’illumination qui varie entre 11 dB et presque 13 dB pour une valeur de  $\theta_0$  importante.



**Figure 25 :** Détermination de l’apodisation optimale de la distribution du champ sur l’ouverture en fonction de  $\theta_0$

En ce qui concerne le niveau des lobes secondaires, les résultats de la **figure 26** montrent que ceux-ci sont quasiment identiques, à 1 dB près.



**Figure 26 :** Détermination des lobes secondaires de l’antenne à réflecteur en fonction l’apodisation de la loi d’illumination

## VI - Conclusion

A travers ce deuxième chapitre, nous avons présenté et validé l’outil de calcul mis en place pour étudier les performances des sources focales BIE associées à un réflecteur. En combinant à la fois des logiciels existants et de nouveaux programmes, nous disposons maintenant d’un outil polyvalent, adaptable à toutes sortes de sources focales et de réflecteurs. La stratégie relative au calcul du rendement d’illumination par séparation en différents termes, traduisant chacun un type de pertes, va être très utile pour comprendre et caractériser le comportement de la source focale BIE.

De même, la possibilité de connaître la position exacte du centre de phase de l’antenne en simulation est un avantage indéniable. En effet, ce paramètre est souvent approximé de façon analytique en fonction de la géométrie de la source focale utilisée. Nous avons vu que d’autres méthodes existaient, mais qu’elles pouvaient perdre en précision pour des variations importantes du centre de phase dans l’angle solide considéré. La méthode que nous avons développée est simple à mettre en œuvre et donne des résultats qui ont été validés théoriquement et expérimentalement.

En utilisant cet outil sur des modèles théoriques couramment utilisés, nous avons rappelé les paramètres essentiels intervenant dans la conception d’une source focale pour obtenir de bonnes performances. Une série de courbes a été présentée pour concevoir une source focale performante à partir d’un rayonnement théorique en  $\cos^n$ . Nous avons également vu qu’un rendement d’illumination élevé n’implique pas forcément un niveau minimal des lobes secondaires de l’antenne à réflecteur. Ceux-ci dépendent essentiellement de l’apodisation de la loi d’illumination.

Grâce à la méthode d’analyse mise en place, nous allons maintenant effectuer une étude similaire sur la source focale BIE pour déterminer quels sont les paramètres prépondérants lors de sa conception.

## VII - Bibliographie du chapitre 2

- [1] **D. Carter**, “Phase centers of microwave antennas”, *IRE transactions on antennas and propagation*, pp. 597-600, 1956.
- [2] **P. S. Kildal**, “Foundations of antennas, a unified approach”, *Editions Student Litteratur Edition*, 2000.
- [3] **S. Silver**, “Microwave antenna theory and design”, *Editions Mc Graw-Hill*, chapitre 12, 1949.
- [4] **R. E. Collin**, “Aperture efficiency for paraboloidal reflectors”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol AP-32, n°9, septembre 1984.
- [5] **P. S. Kildal**, “Factorization of the feed efficiency of paraboloids and Cassegrain antennas”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol AP-33, n°8, août 1985.
- [6] **P. F. Combes**, “Micro-ondes, cours et exercices corrigés, tome 2 : circuits passifs propagation, antennes”, *Editions Dunod*, 1997.
- [7] **C. A. Balanis**, “Antenna Theory and design, 3ème édition”, *Editions Wiley*, chapitre 15, 2005.
- [8] **J. Ruze**, “Antenna tolerance theory : a review”, *Proceedings of the IEEE*, Vol 54, n°4, pp. 633-640, avril 1966.
- [9] **Ticra**, “Grasp 9”, *Manuel de référence*
- [10] **A. Taflove**, “Computational electrodynamics, the finite difference time domain method”, *Editions Artech House*, 1995.
- [11] **CST-Computer Simulation Technology**, “CST Microwave Studio”, *manuel de l'utilisateur*
- [12] **T. Weiland**, “A discretization method for the solution of Maxwell's equations for six component fields”, *Electronics and Communication*, (AEÜ), Vol. 31, pp. 116-120, 1977.
- [13] **C. Granet**, “Designing axially symmetric Cassegrain or Gregorian dual reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters”, *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 40, n°2, avril 1998.
- [14] **C. Granet**, “Designing classical Dragonian offset dual reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters”, *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 43, n°6, décembre 2001.
- [15] **C. Granet**, “Designing classical offset Cassegrain or Gregorian dual-reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters”, *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 44, n°3, juin 2002.

- [16] **E. I. Muehldorf**, “The phase center of horn antennas”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 18, n°6, novembre 1970.
- [17] **P. S. Kildal**, “Combined E and H plane phase centers of antenna feeds”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 31, n°1, janvier 1983.
- [18] **J. Kinzel**, “Large reflector antenna pattern computation using moment methods”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 22, n°1, janvier 1974.
- [19] **A. C. Ludwig**, “Computation of radiation patterns involving numerical double integration”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. AP-16, 1968.
- [20] **E. Villaseca, E. Smith, R. Moye**, “On the application of GTD for complete parabola radiation patterns”, *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Volume 15, Jun 1977.
- [21] **J. B. Keller**, “A geometrical theory of diffraction in calculus of variations and its applications”, Editions Mc GrawHill, 1958.
- [22] **C. E. Ryan, L. Peters**, “Evaluation of edge diffracted fields including equivalent currents for the caustic regions”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. AP-17, mai 1969.
- [23] **A. Michaeli**, “Elimination of infinities in equivalent equivalent edge currents, part 1 : fringe current components”, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. AP-34, n°7, juillet 1986.
- [24] **R. B. Dybdal**, “Satellite antennas”, *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, pp. 4585-4593, Editions John Wiley and sons, 2005.

# Chapitre III

## ETUDE DES SOURCES FOCALES BIE

\*\*\*\*\*

<b>I - INTRODUCTION .....</b>	<b>129</b>
<b>II - PRESENTATION DES ANTENNES BIE A DEFAUT.....</b>	<b>130</b>
<i>II.1 - Propriétés des matériaux à bande interdite électromagnétique.....</i>	<i>130</i>
<i>II.2 - Propriétés des matériaux BIE à défaut.....</i>	<i>132</i>
<i>II.3 - Obtention de l'antenne BIE à défaut.....</i>	<i>133</i>
<i>II.4 - Conception de l'antenne BIE à défaut.....</i>	<i>134</i>
<i>II.5 - Avantages et inconvénients.....</i>	<i>136</i>
<i>II.6 - Applications de l'antenne.....</i>	<i>136</i>
<b>III - PARTICULARITES ELECTROMAGNETIQUES DE L'ANTENNE BIE .....</b>	<b>138</b>
<i>III.1 - Introduction.....</i>	<i>138</i>
<i>III.2 - Etude des diagrammes de rayonnement.....</i>	<i>139</i>
<i>III.3 - Etude du centre de phase.....</i>	<i>145</i>
<b>IV - INFLUENCE SUR LES PERFORMANCES D'UNE ANTENNE A REFLECTEURS .....</b>	<b>157</b>
<i>IV.1 - Performances.....</i>	<i>157</i>
<i>IV.2 - Limitations.....</i>	<i>161</i>
<b>V - AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA SOURCE FOCAL BIE .....</b>	<b>162</b>
<i>V.1 - Modification de la sonde d'excitation.....</i>	<i>162</i>
<i>V.2 - Recherche d'une position optimale de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur.....</i>	<i>170</i>
<b>VI - METHODE DE CONCEPTION.....</b>	<b>174</b>
<i>VI.1 - Introduction.....</i>	<i>174</i>
<i>VI.2 - Description de la méthode.....</i>	<i>175</i>
<b>VII - CONCLUSION .....</b>	<b>179</b>
<b>VIII - BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 3 .....</b>	<b>181</b>



## I - Introduction

Après avoir mis en place un outil de calcul des performances des sources focales d'antennes à réflecteurs, nous avons utilisé des modèles théoriques de source focale pour déterminer quels étaient les paramètres importants à prendre en compte pour aboutir à des performances satisfaisantes. Nous avons pu conclure que ces dernières sont toujours le résultat d'un compromis en termes de rendement d'illumination et de niveaux de lobes secondaires du diagramme de rayonnement de l'antenne à réflecteur.

Ceci est d'autant plus vrai dans les applications multi-faisceaux, où l'isolation entre les différents faisceaux doit être la plus grande possible sans pour autant sacrifier le rendement d'illumination qui est nécessaire pour éviter des pertes de puissances trop importantes.

Nous allons à présent caractériser les performances d'une antenne à réflecteur utilisant une source focale BIE et voir si certains paramètres la distinguent des sources focales usuelles. Nous verrons également quels sont les paramètres clés qui doivent être pris en considération lors de la conception d'une telle source focale.

Après une présentation du principe de fonctionnement de l'antenne BIE, une étude sur ses particularités électromagnétiques sera menée de façon à déterminer dans quelles proportions elles peuvent influencer les performances de l'antenne à réflecteur. Cette étude portera essentiellement sur l'évolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE et celle de son centre de phase.

Cette démarche d'analyse des performances a permis de contribuer à une amélioration significative des diagrammes de rayonnement de la source focale depuis le début de l'étude. En identifiant les paramètres qui affectaient les caractéristiques générales de l'antenne, des solutions, ou des analyses quantitatives le cas échéant, ont permis de faire évoluer le système focal vers une solution offrant des performances globales satisfaisantes.

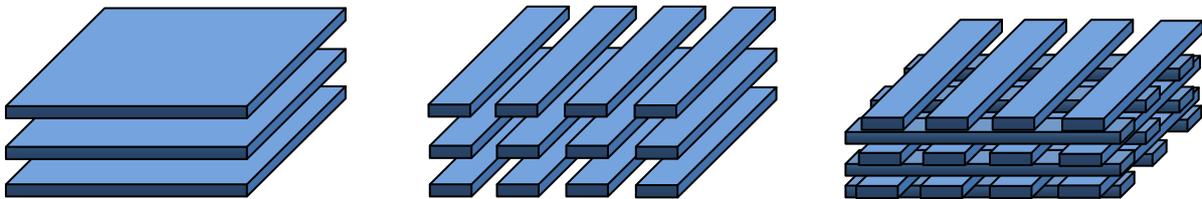
Pour mettre en avant cette progression, le chapitre se conclut par une méthode de conception d'une source focale BIE performante pour un réflecteur donné. Celle-ci repose sur des abaques qui faciliteront la tâche au concepteur de l'antenne.

## II - Présentation des antennes BIE à défaut

### II.1 - Propriétés des matériaux à bande interdite électromagnétique

Avant d'expliquer le principe de fonctionnement de l'antenne BIE, il est nécessaire de rappeler ce qu'est un matériau à **Bande Interdite Electromagnétique**, celui-ci étant le constituant de base de ce type d'antennes.

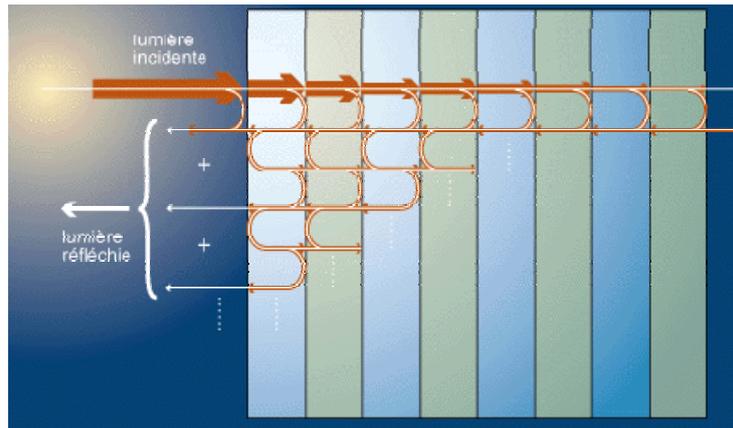
Les matériaux BIE résultent d'un assemblage périodique d'éléments diélectriques ou métalliques [1], [2] suivant une, deux, ou trois dimensions de l'espace comme l'indique la *figure 1*.



**Figure 1 :** Exemples d'assemblage périodiques de matériaux BIE

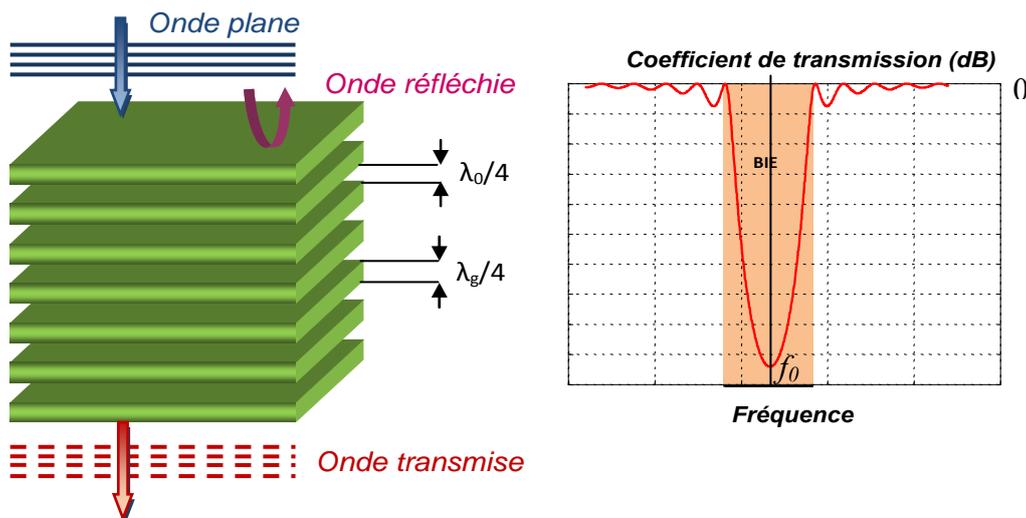
Ces matériaux sont la transposition aux fréquences micro-ondes des matériaux à bande interdite photonique, étudiés depuis de nombreuses années dans le domaine optique. Ces matériaux tirent leurs propriétés de l'analogie entre l'équation de Schrodinger qui régit la fonction d'onde des électrons, et les équations de Maxwell qui gouvernent les ondes électromagnétiques [3]. La première application de ce principe dans le domaine de l'optique est le miroir de Bragg datant de 1915.

Ce dernier est constitué d'un assemblage de couches transparentes distinctes et superposées de manière périodique. Ces couches réfléchissent les ondes grâce à un phénomène d'interférences constructives entre les différentes interfaces qui introduisent des réflexions partielles de l'onde incidente. Grâce à la nature périodique du matériau, les ondes ainsi réfléchies présentent un déphasage bien défini les unes par rapport aux autres. Elles interfèrent alors de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage, en fonction de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence du rayon lumineux. Pour des conditions optimales, la structure multicouche se comporte alors comme un miroir dont le coefficient de réflexion est de l'ordre de **99,99%**. Ce principe est illustré sur la *figure 2*.



**Figure 2 :** Principe de fonctionnement du miroir de Bragg

En appliquant ce principe à des matériaux périodiques aux fréquences micro-ondes, le matériau BIE peut être caractérisé par son coefficient de transmission. En considérant un matériau périodique suivant une dimension et en l'illuminant par une onde plane en incidence normale, le résultat de la *figure 3* est obtenu.



**Figure 3 :** Caractérisation d'un matériau BIE en réflexion et transmission

L'évolution fréquentielle du coefficient de transmission présente une bande de fréquence où la propagation de l'onde électromagnétique à travers le matériau est impossible. Celle-ci constitue une bande interdite, centrée autour d'une fréquence  $f_0$ , qui dépend des caractéristiques du matériau utilisée. En modifiant ces dernières, il est possible d'ajuster la largeur fréquentielle et l'amplitude de la bande interdite. Par analogie avec le miroir de Bragg, cette bande de fréquence correspond au spectre de la lumière visible réfléchi.

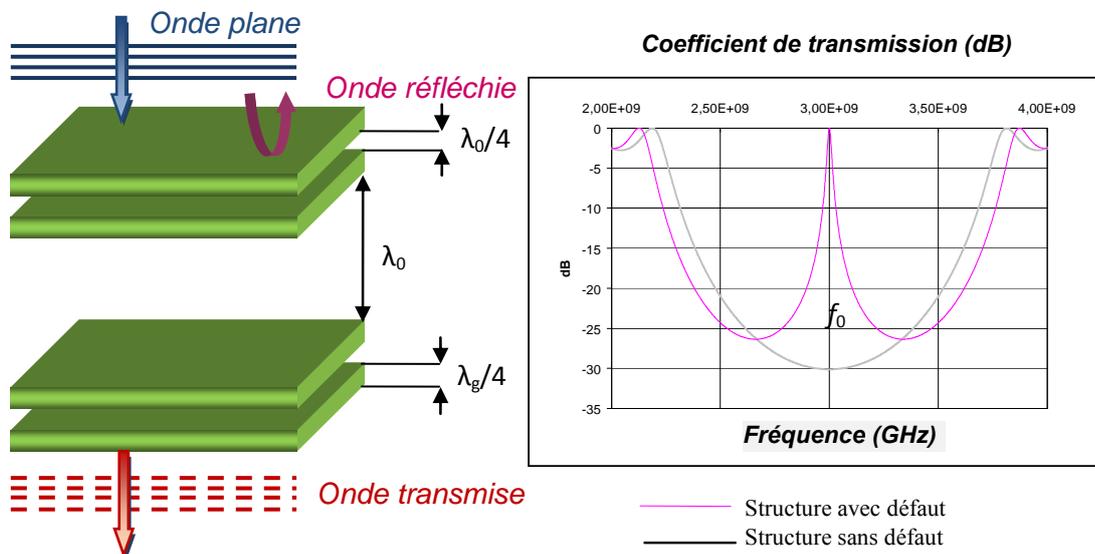
## II.2 - Propriétés des matériaux BIE à défaut

Il est possible d'introduire un défaut dans un matériau BIE périodique de façon à modifier son comportement électromagnétique. Un défaut traduit une rupture de la périodicité dans le matériau. Il peut être constitué, par exemple, par une modification locale de la permittivité dans un matériau diélectrique ou bien par l'ajout ou le retrait d'une tige dans un matériau métallique.

Un autre type de défaut consiste à insérer un espacement de dimension  $\lambda_0$  au milieu de la structure. C'est ce dernier type de défaut qui nous intéresse car il va permettre la création de l'antenne BIE assez simplement.

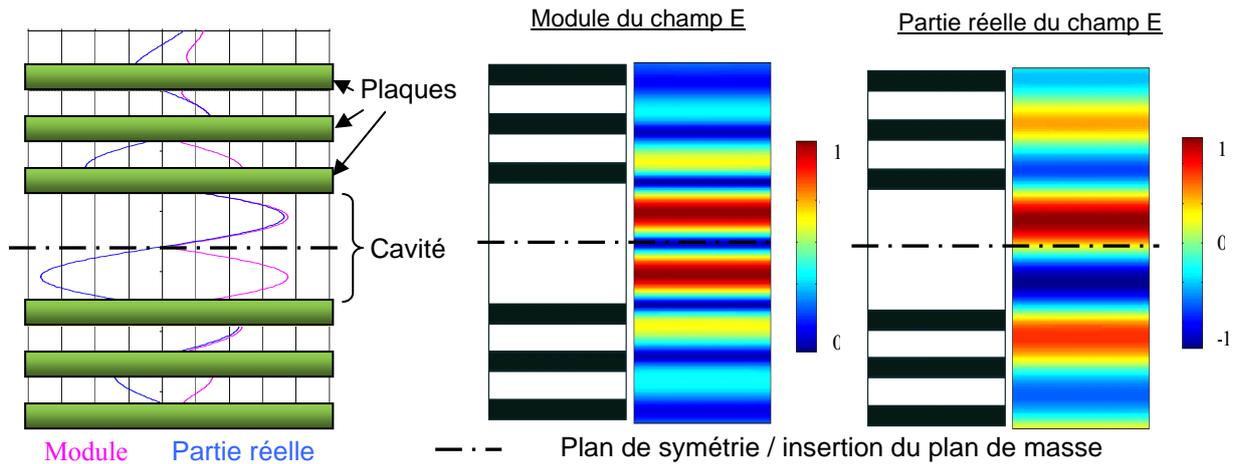
En se basant sur la structure de la *figure 3*, et en modifiant l'espacement entre deux éléments pour atteindre une distance de  $\lambda_0$ , le résultat de la *figure 4* est obtenu.

L'introduction du défaut dans la structure a permis la création d'une bande de transmission autorisée au sein de la bande interdite. Celle-ci dépend directement des dimensions du défaut. En l'occurrence, le choix d'une distance de  $\lambda_0$  permet de centrer le pic de transmission autour de la fréquence  $f_0$ .



**Figure 4 :** Influence d'un défaut sur le coefficient de transmission

En observant la cartographie du champ électrique à la fréquence autorisée dans le matériau BIE à défaut la *figure 5*, nous pouvons voir que ce champ est essentiellement confiné dans la zone de défaut. Celle-ci est alors assimilable à une cavité dont le facteur de qualité est déterminé à partir du coefficient de transmission.



**Figure 5 :** *Cartographie du champ électrique tangentiel aux plaques*

Ces propriétés confèrent au matériau BIE des propriétés de filtrage spatial et fréquentiel. Nous allons maintenant expliquer comment l'antenne BIE à défaut peut être réalisée à partir de ce matériau.

### **II.3 - Obtention de l'antenne BIE à défaut**

A partir des observations précédentes, il s'avère que le matériau BIE à défaut présente deux directions de propagations opposées. Pour pouvoir constituer une antenne à partir de cette structure, il faut pouvoir obtenir un rayonnement unidirectionnel.

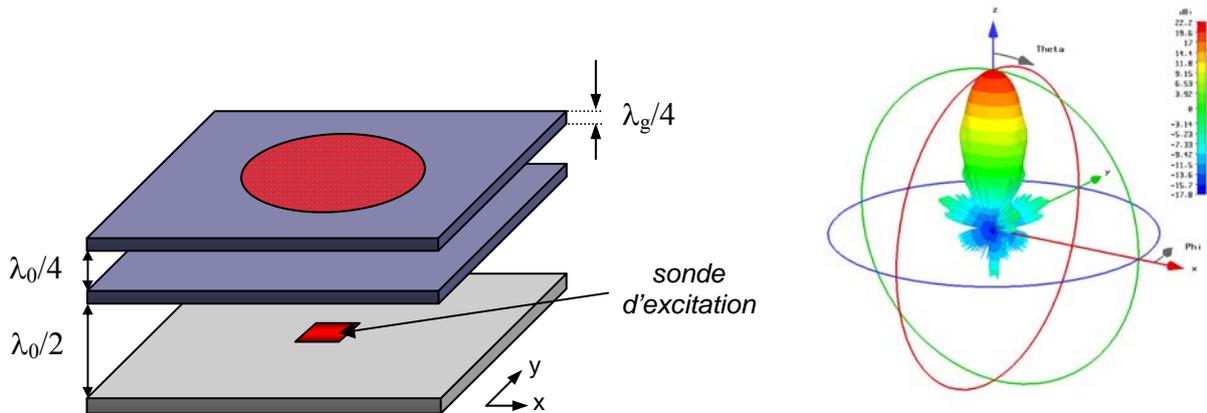
Sur la **figure 5**, le champ électrique s'annule dans le plan de symétrie de la structure et il est antisymétrique. L'insertion d'un plan de masse à cet endroit va permettre, conformément à la théorie des images, de conserver la distribution du champ. Et surtout, le rayonnement de cette nouvelle structure est unidirectionnel.

L'antenne BIE va donc être définie à partir de ce demi-matériau à défaut et du plan de masse. Ce dernier va permettre de positionner la sonde d'excitation de l'antenne, celle-ci étant généralement constituée d'un patch imprimé sur un substrat diélectrique.

L'antenne BIE présentant classiquement les mêmes dimensions latérales, la distribution du champ dans l'ouverture équivalente forme une tâche circulaire, ce qui va se traduire par un diagramme de rayonnement directif. L'antenne BIE à défaut ainsi constituée est représentée sur la **figure 6**.

L'énergie apportée par la sonde d'excitation résonne entre le plan de masse et le matériau BIE qui se comporte comme un miroir parfait sauf dans la bande autorisée autour de

$f_0$ . La tâche rayonnante qui se forme sur la face supérieure du matériau BIE, dans cette bande de fréquence, est le résultat de ce comportement.



**Figure 6 :** Antenne BIE à défaut et son diagramme de rayonnement directif

La taille de cette tâche va dépendre du coefficient de qualité de la cavité. Le gain de cette antenne, assimilable à une ouverture rayonnante, est alors donné par la **formule 1**, où  $S$  représente la surface de l'antenne et  $\eta$  son rendement. D'après les études menées par le département OSA, ce dernier est voisin de 80% pour une structure correctement dimensionnée [4].

$$G = \eta \frac{4.\pi.S}{\lambda^2} \quad (1)$$

## II.4 - Conception de l'antenne BIE à défaut

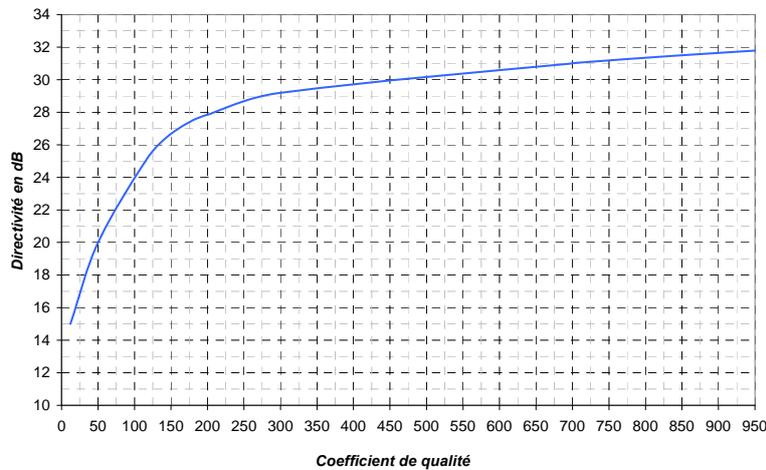
L'antenne BIE à défaut est étudiée depuis plusieurs années par le laboratoire XLIM [5], [6], [7]. Des études ont tout d'abord permis la mise en place de méthodes de conception pour l'antenne BIE diélectrique en utilisant des abaques [4]. Plus récemment, une méthode basée sur la caractérisation des coefficients de réflexion et de transmission du matériau BIE a permis de faciliter encore plus la conception de l'antenne, qu'elle soit de nature diélectrique ou métallique [8].

Cette dernière méthode repose sur la caractérisation du matériau BIE par une onde plane. En tirant partie de la périodicité ou de l'invariance du matériau selon les directions  $x$  et  $y$ , il est possible d'étudier uniquement une cellule élémentaire au lieu de la structure complète, ce qui permet un gain de temps considérable sachant que ces analyses sont faites avec des méthodes rigoureuses comme la FDTD.

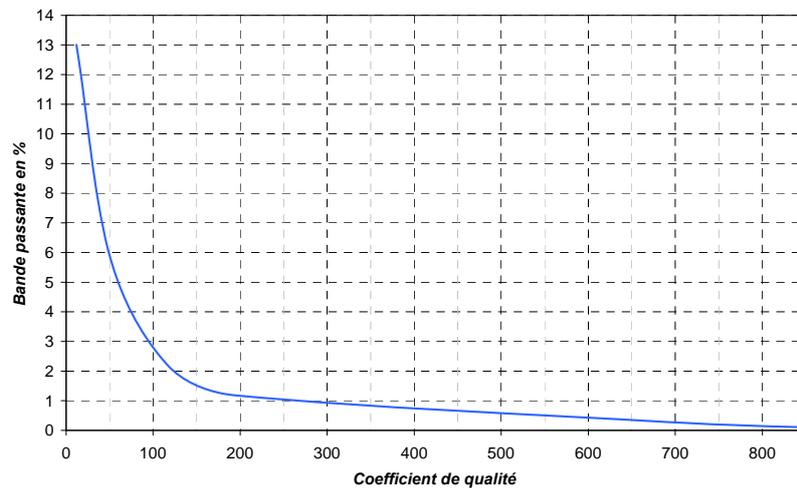
A partir de là, il est possible de déterminer le facteur de qualité  $Q$  de l'antenne BIE et sa fréquence de fonctionnement  $f_0$ . Ces paramètres sont déterminés à l'aide des *équations 2* et *3* où  $r_1 e^{j\rho_1}$  représente le coefficient de réflexion du matériau BIE et  $h$  la hauteur de la cavité [9].

$$Q = \frac{\sqrt{r_1}}{1-r_1} \times \left( \frac{\rho_1 + \pi}{2} \right) \quad f_0 = \frac{c}{2 \times h} \times \left( \frac{\rho_1 + \pi}{2\pi} \right) \quad (2), (3)$$

Il est ensuite possible de déterminer la directivité et la bande passante de l'antenne BIE, utilisant un patch comme sonde d'excitation, à l'aide des *figures 7* et *8*.



**Figure 7 :** Antenne BIE à défaut et son diagramme de rayonnement directif



**Figure 8 :** Antenne BIE à défaut et son diagramme de rayonnement directif

## II.5 - Avantages et inconvénients

Les propriétés de filtrage spatial et fréquentiel du matériau BIE permettent d'obtenir des diagrammes de rayonnement directifs avec des niveaux de lobes secondaires très faibles, tout en conservant des dimensions et un poids raisonnable.

Néanmoins, ce type d'antenne présente des variations sur son impédance d'entrée qui la rendent difficile à adapter. Des solutions à base de filtre en amont des accès de l'antenne semblent être actuellement les plus propices pour améliorer cette adaptation [10].

Le principal inconvénient de cette antenne réside alors dans sa bande passante qui est limitée en raison de son principe de fonctionnement. Celle-ci est de l'ordre de quelques pourcents autour de la fréquence de fonctionnement  $f_0$ . Des solutions ont été étudiées permettant une augmentation significative de ce paramètre [8]. Cependant, elle implique l'utilisation d'un réseau de patch au lieu d'un patch unique, ce qui peut être contraignant suivant l'application envisagée.

## II.6 - Applications de l'antenne

L'application première de l'antenne BIE à défaut dans le laboratoire Xlim a été la création d'antenne à fort gain [5]. Depuis, de nombreux travaux ont été effectués pour rendre cette structure polyvalente et ainsi s'adapter aux besoins récents des réseaux de télécommunications. Voici une liste des principales applications pouvant faire intervenir cette antenne.

- Communications HyperLan, avec la création de diagrammes de rayonnement omnidirectionnel en azimuth pour des stations de bases [11],
- Communications de type Wifi utilisant deux bandes de fréquences distinctes [12],
- Communications « agiles », nécessitant une commutation de la fréquence de fonctionnement [13].

Bien sûr, il ne faut pas oublier l'application qui nous intéresse, à savoir l'utilisation en tant que source focale d'un réflecteur pour des télécommunications multi-faisceaux. Le principe de fonctionnement de cette antenne a été donné dans le *chapitre 1*.

Pour être complet, il ne faut pas oublier de mentionner que les antennes BIE sont l'objet de nombreux travaux. Elles se retrouvent dans la littérature sous la dénomination de

Fabry-Pérot [14], [15], ou encore de « Leaky-Wave antennas » [16] suivant leur domaine d'applications.

Nous allons maintenant étudier les propriétés électromagnétiques de l'antenne BIE à défaut pour pouvoir quantifier son rendement d'illumination avec un réflecteur.

## III - Particularités électromagnétiques de l'antenne BIE

### III.1 - Introduction

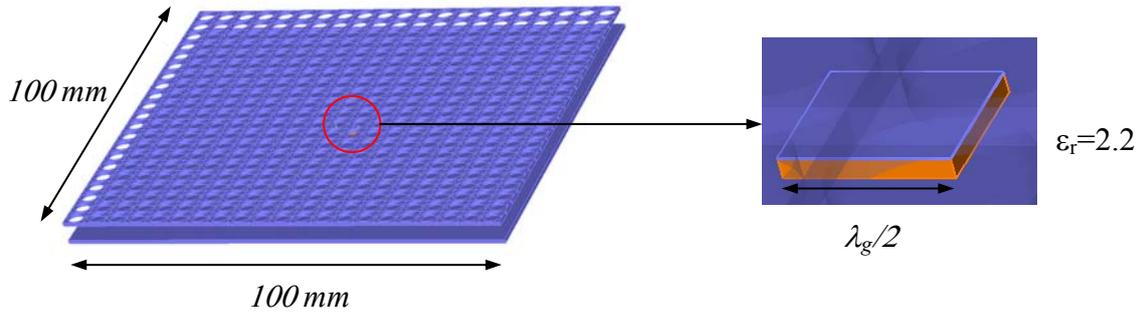
Pour pouvoir utiliser l'antenne BIE en tant que source focale d'une antenne à réflecteur, il est nécessaire de présenter ses caractéristiques électromagnétiques essentielles. Pour cela, il est nécessaire d'analyser l'évolution fréquentielle de son diagramme de rayonnement ainsi que la position de son centre de phase.

De façon à présenter une étude qualitative, l'antenne BIE a été étudiée sur une plage de fréquences correspondante à une application de télécommunications spatiales. En l'occurrence, nous avons vu dans le *chapitre I* que les futurs systèmes de télécommunications spatiaux exploiteront la bande Ka et nécessiteront une bande de fréquence totale de 1 GHz en utilisant deux polarisations orthogonales, soit 500 MHz par composante.

Pour rester dans ce cadre, nous avons choisi d'étudier des antennes BIE sur une bande fréquence de 1.7%, entre 29.5 et 30 GHz, ce qui correspond à une mission utilisateurs en réception au niveau du satellite. Ce choix a été fait en raison d'une action de R&T entre le laboratoire Xlim et le CNES qui a pour but la réalisation d'un prototype BIE multi-faisceaux pour cette application, en employant un réflecteur SFOCA dont le demi-angle d'interception  $\theta_0$  est de 13.3°. Les structures présentées ici utilisent un matériau BIE métallique en raison de l'application visée. En effet, un matériau diélectrique est très difficilement utilisable dans le domaine spatial en raison de pertes importantes.

Pour cette étude, nous allons dans un premier temps utiliser des antennes BIE possédant une sonde d'excitation de type patch et une grille métallique à trous circulaires, pour des futures contraintes de réalisation. Néanmoins, les caractéristiques électromagnétiques de l'antenne BIE étant essentiellement conditionnées par son facteur de qualité qui dépend de la réflectivité du matériau, les résultats obtenus peuvent être comparés à une antenne BIE diélectrique à facteur de qualité et sonde d'excitation identiques.

La géométrie de l'antenne BIE utilisée est donnée sur la *figure 9*.



**Figure 9 :** Géométrie de l'antenne BIE utilisée

### **III.2 - Etude des diagrammes de rayonnement**

Le premier paramètre à considérer est l'évolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement. Pour cela, nous allons nous baser sur les résultats typiques obtenus avec une antenne BIE excitée par patch et ayant une directivité de 22 dB à la fréquence  $f_0 = 30 \text{ GHz}$ .

#### ***III.2.1 - Allure générale***

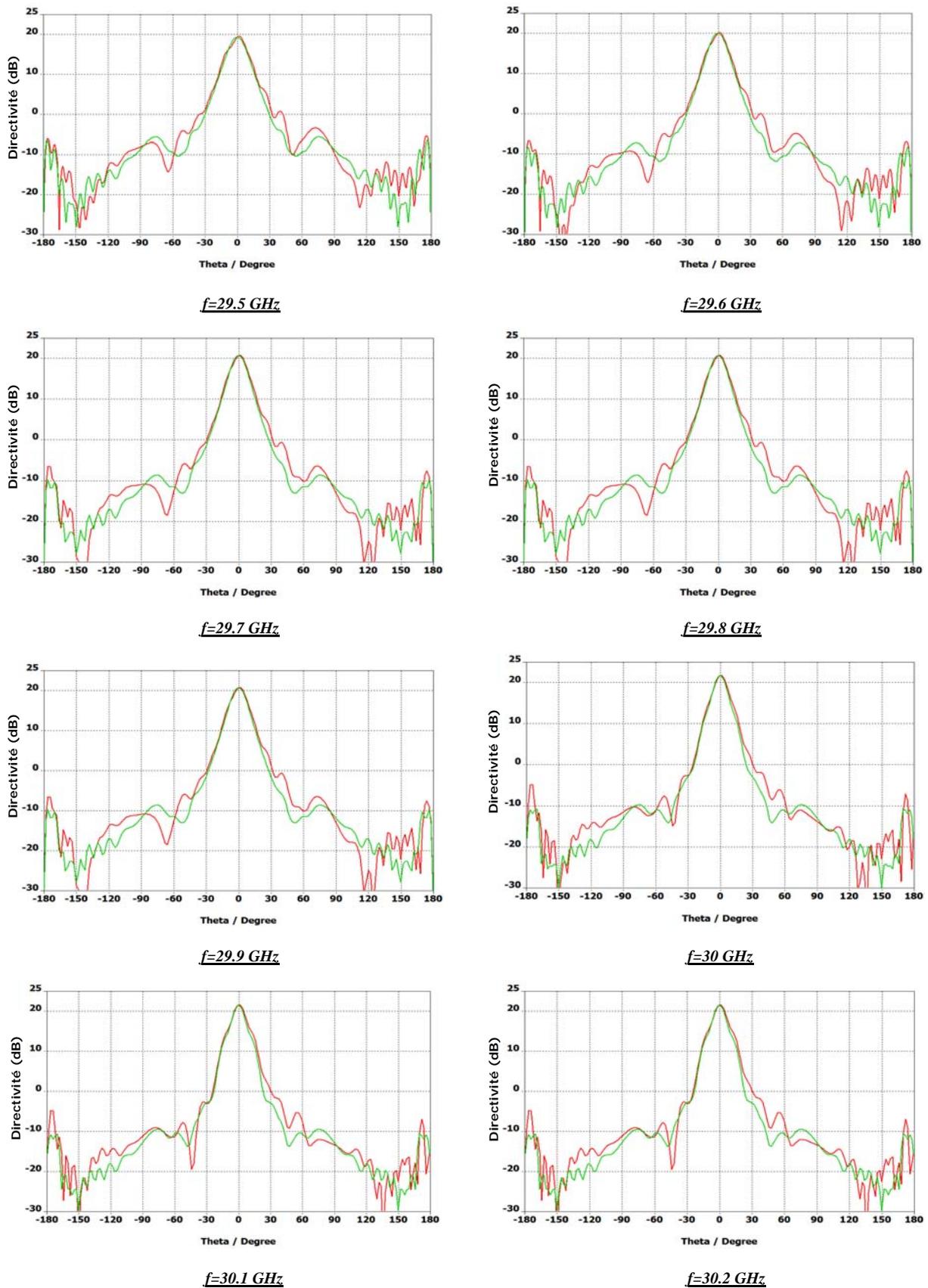
Les diagrammes de rayonnement obtenus entre 29.5 GHz et 30.2 GHz sont donnés sur la **figure 10**, puis sur la **figure 11** où l'échelle a été restreinte pour distinguer l'évolution du lobe principal. Plusieurs critères doivent retenir notre attention.

Tout d'abord, les diagrammes obtenus ont une forme assez éloignée d'une gaussienne et la forme générale du lobe principal peut plutôt être apparentée à une forme triangulaire comme le montre la **figure 11**. Ce résultat laisse supposer qu'à directivité identique, l'antenne BIE illumine de façon moins uniforme un réflecteur qu'une antenne à rayonnement gaussien.

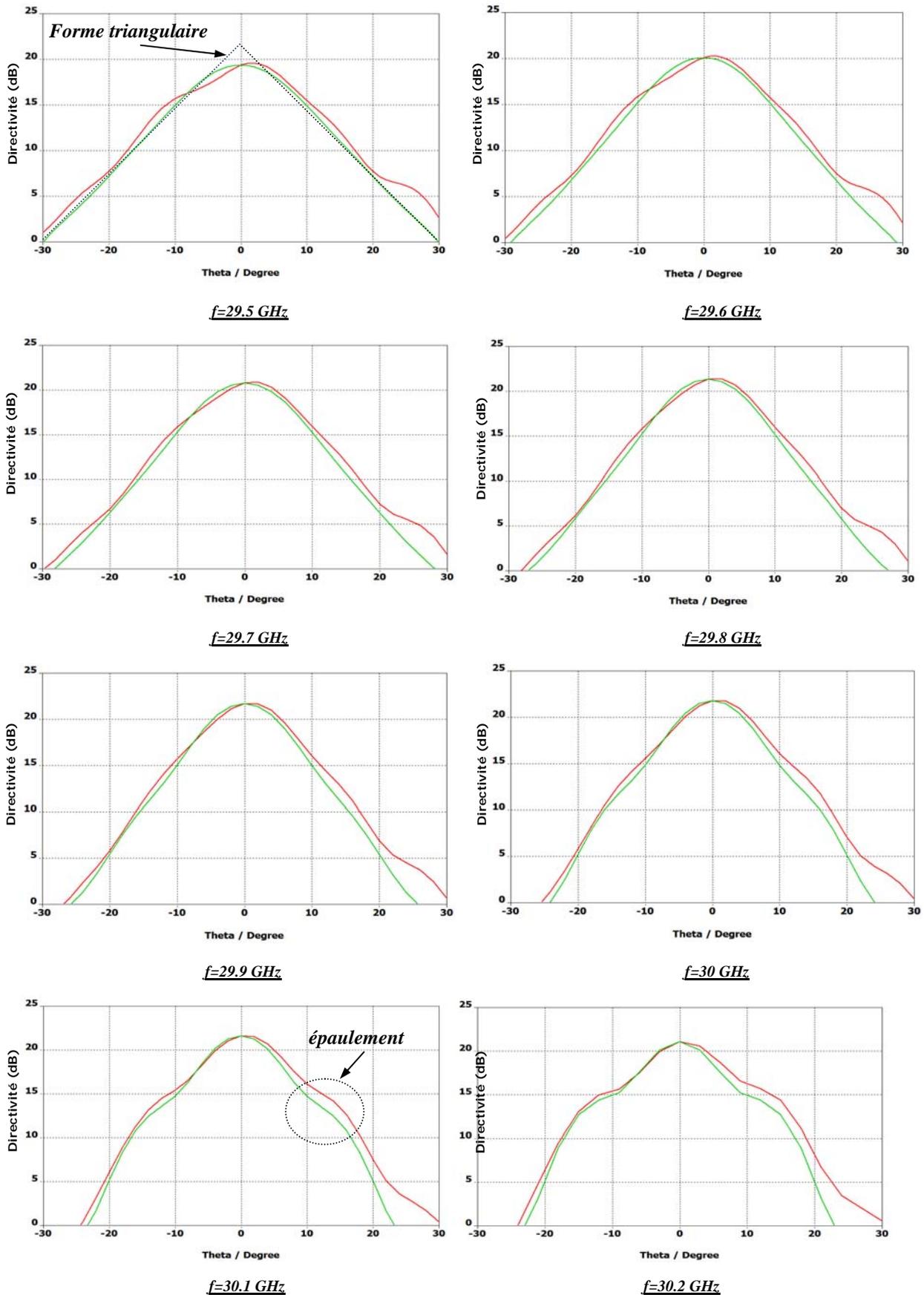
Ensuite, il faut remarquer le caractère singulier des diagrammes au-delà de  $f_0$ . Un « épaulement » apparaît sur les diagrammes de rayonnement. Celui-ci est caractéristique de l'installation de modes propageant au-delà de  $f_0$  qui vont perturber les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE.

Les diagrammes possèdent une assez bonne symétrie dans les plans E et H, si ce n'est la sonde d'excitation qui détériore la symétrie dans le plan E de l'antenne.

Après ces quelques considérations d'ordre général, nous allons observer plus en détail l'évolution de la directivité fréquentielle et des lobes secondaires.



**Figure 10 :** Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement d'une antenne BIE 22 dB dans le *plan E* et dans le *plan H*

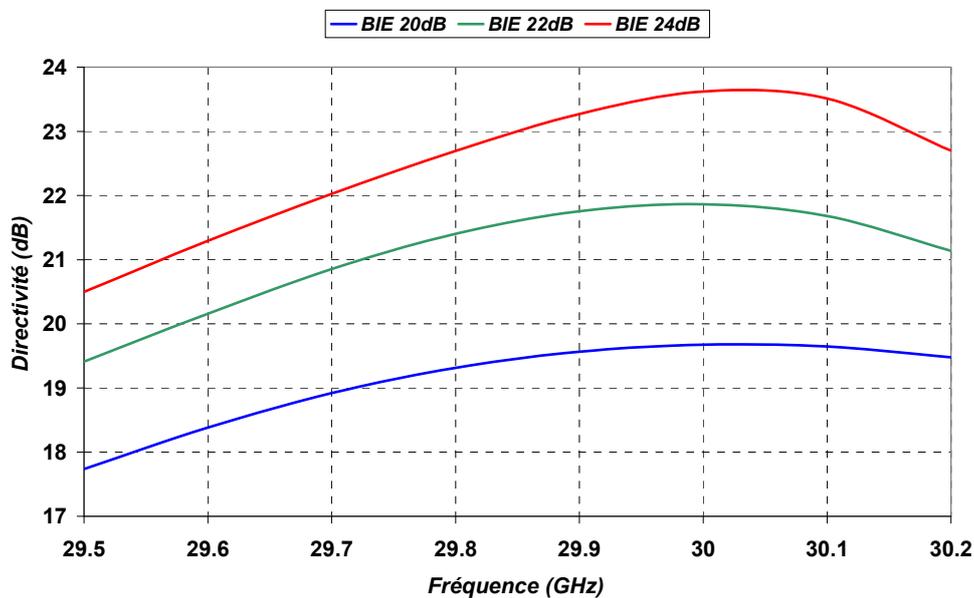


**Figure 11 :** Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement d'une antenne BIE 22 dB dans le plan E et dans le plan H (lobe principal)

### III.2.2 - Evolution fréquentielle de la directivité

L'antenne BIE, de par ses caractéristiques de filtrage fréquentiel, possède une bande passante à -3dB relativement faible, conformément à la *figure 7*. En étudiant la directivité de différentes antennes BIE sur la bande de fréquences 29.5-30.2 GHz, le résultat de la *figure 12* est obtenu.

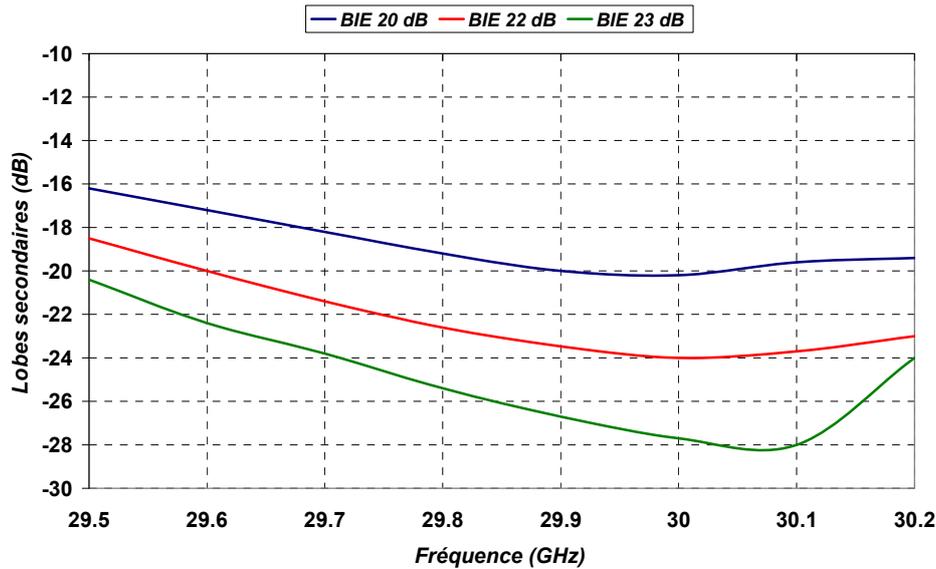
La variation de directivité fréquentielle est d'autant plus forte que la directivité maximale de l'antenne est importante. En raisonnant en termes de source focale de réflecteur, ceci implique une variation de l'apodisation de celle-ci en bord de réflecteur, et donc une variation du rendement d'illumination. Cette interprétation nous amène à dire que le rendement va subir des fluctuations d'autant plus importantes que la directivité de l'antenne BIE sera grande.



**Figure 12 :** Evolution de la directivité fréquentielle

### III.2.3 - Evolution fréquentielle des lobes secondaires

Les antennes BIE sont essentiellement utilisées pour obtenir des grands gains avec des niveaux de lobes secondaires faibles [5]. Ce résultat se retrouve sur la *figure 13* où le niveau de lobes secondaires est d'autant plus faible que la directivité de l'antenne BIE est grande. Ceci s'explique par les qualités de filtrage du matériau BIE qui sont meilleures lorsque sa sélectivité, et donc sa directivité, sont plus importantes.



**Figure 13 :** Evolution fréquentielle des lobes secondaires pour différentes directivités

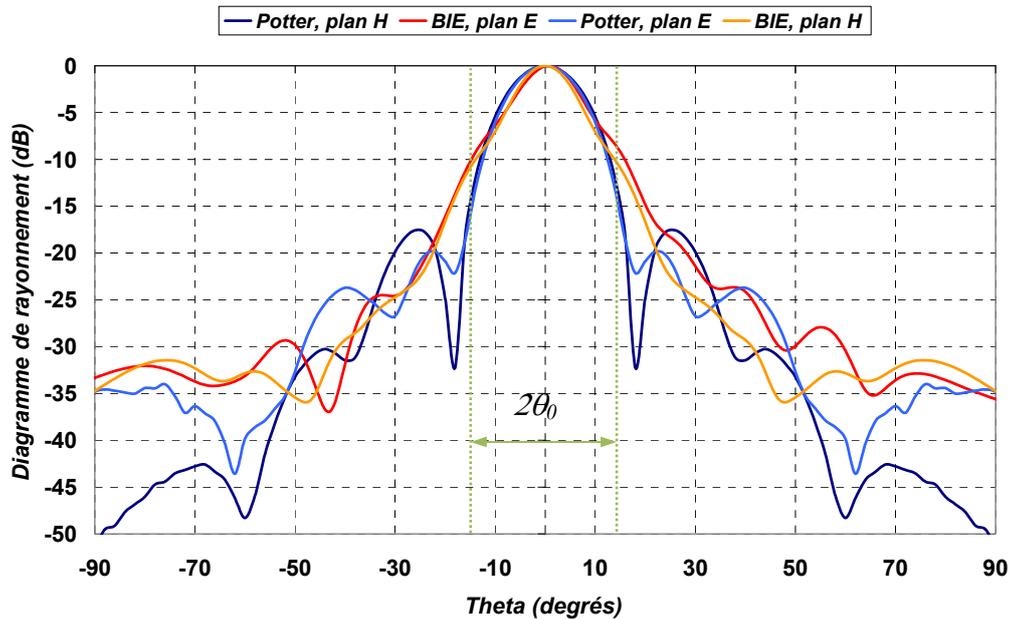
### III.2.4 - Comparaison avec un cornet de Potter

Pour finir sur ces caractéristiques globales de rayonnement de l'antenne BIE, il est intéressant de faire une comparaison avec une autre antenne utilisée classiquement en tant que source focale, le cornet de Potter. Les caractéristiques de ce cornet, utilisé par le CNES avec un réflecteur SFOCA dont le demi-angle d'interception est de  $13.3^\circ$ , seront abordées en détail dans le *chapitre 4*. Nous l'utilisons ici uniquement pour comparer son rayonnement à celui d'une antenne BIE.

Pour pouvoir effectuer une comparaison correcte, les diagrammes de rayonnement ont été comparés à une directivité identique de 22 dB à la fréquence de 30 GHz.

Le résultat de la *figure 14* confirme ce qui a été vu précédemment. Le cornet de Potter, dont le diagramme de rayonnement est assimilable à une gaussienne, diffère de celui de l'antenne BIE qui est vraiment une forme plus triangulaire. Celle-ci est attribuable au principe de fonctionnement de l'antenne BIE. Considérons une telle antenne rayonnant suivant l'axe z et possédant des dimensions transverses limitées suivant les axes x et y. Le rayonnement de l'antenne BIE repose sur une forte évanescence du champ entre le plan de masse et le matériau semi-réfléchissant. Il en résulte une décroissance exponentielle du champ (visible en considérant le plan xoz ou yoz, par exemple). Etant donné qu'à une forme exponentielle en linéaire correspond un segment de droite en logarithme décimal, il paraît logique que le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE, en décibel, possède une forme

quasi-triangulaire. Celle-ci résulte de la décroissance exponentielle du champ de part et d'autre de la direction de rayonnement principal.



**Figure 14 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement d'un cornet de Potter et d'une antenne BIE

En raisonnant en termes de source focale, l'illumination d'un réflecteur dont le demi-angle d'interception est de  $13.3^\circ$  semble moins bonne avec l'antenne BIE. En effet, nous avons vu que les principaux paramètres affectant le rendement d'illumination sont les pertes par spillover et par apodisation. Dans le cas présent, les pertes par spillover sont plus élevées avec l'antenne BIE en raison d'une énergie plus importante rayonnée dans les directions comprises entre  $15$  et  $30^\circ$ . De même, l'uniformité du champ sur le réflecteur est moins bonne dans la zone d'interception en raison de la forme plus triangulaire du diagramme.

Cette étude préliminaire nous permet donc de constater, sans faire de calcul, qu'à directivité identique avec une source focale possédant un rayonnement gaussien, le rendement d'illumination sera moins élevé avec une antenne BIE.

Pour atteindre une valeur optimale, les conclusions précédentes amènent à dire qu'une directivité plus élevée est nécessaire avec une source focale BIE pour illuminer un réflecteur donné.

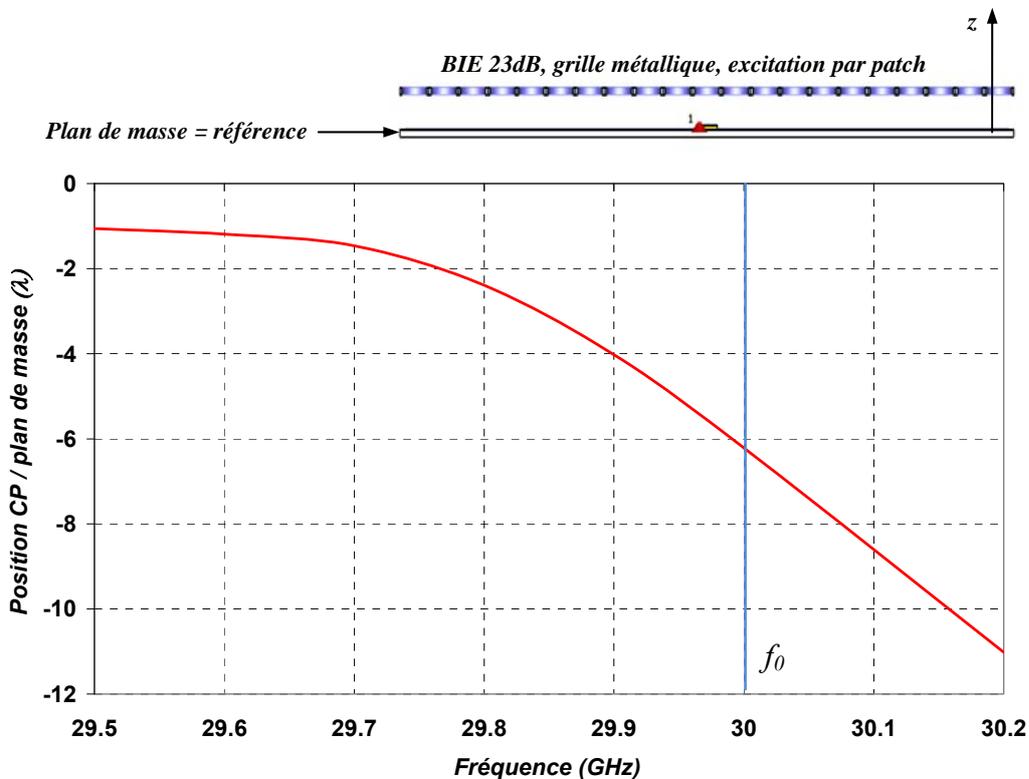
### III.3 - Etude du centre de phase

#### III.3.1 - Introduction

L'utilisation d'une antenne BIE en tant que source focale étant une idée récente, aucune étude sur le centre de phase de ces antennes n'existe. Ce paramètre a donc été caractérisé à l'aide des méthodes développées dans le *chapitre 2*. Etant données les aberrations de phase qu'entraîne une erreur de positionnement du centre de phase au foyer du réflecteur, son emplacement doit être connu de façon précise.

Le centre de phase, rappelons-le, est considéré comme la position qui permet d'avoir une variation minimale de la phase rayonnée en champ lointain par la composante de polarisation principale du diagramme de rayonnement, cette position étant définie dans un angle solide donné. Dans le cas d'un réflecteur, cet angle solide est délimité par le demi-angle d'interception du réflecteur  $\theta_0$ .

Nous allons prendre l'exemple d'une antenne BIE ayant une directivité de 23 dB. L'évolution fréquentielle de la position du centre de phase de cette antenne, référencée par rapport au plan de masse, est présentée sur la *figure 15*.

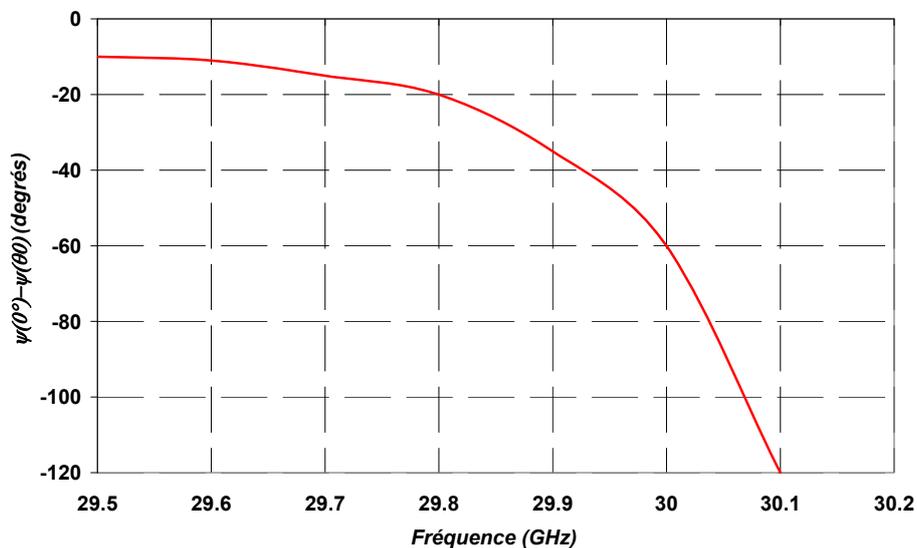


**Figure 15 :** Evolution fréquentielle du centre de phase (position référencée par rapport au plan de masse de l'antenne BIE)

Ce paramètre a été calculé dans un angle solide délimité par  $\theta_0=15^\circ$ , ce qui correspond à un réflecteur typique pour les applications spatiales. Cette valeur angulaire sera conservée pour les différents cas présentés dans cette partie.

Le résultat obtenu ici montre que le centre de phase de l'antenne est situé derrière le plan de masse et surtout, que celui-ci varie de plusieurs longueurs d'ondes sur la bande de fréquences étudiée. La variation est moindre pour les fréquences basses, puis elle s'accroît en se rapprochant de la fréquence de fonctionnement  $f_0$  et au-delà. Cette variation implique que la phase du diagramme de rayonnement de l'antenne BIE varie rapidement en fonction de la fréquence. Ceci est confirmé par la **figure 16** représentant la variation de la phase de la composante principale du champ rayonné de cette antenne BIE 23 dB. Cette variation peut être supérieure à  $90^\circ$  et la localisation du centre de phase est donc incertaine avec une méthode classique, d'où l'intérêt de la méthode développée dans le **chapitre 2**.

Cette évolution est surprenante et très éloignée de celle d'autres antennes comme les cornets. Ceux-ci ont en général un centre de phase situé entre le fond de leur évasement et leur ouverture. De plus, la variation fréquentielle de ce paramètre est bien plus faible avec ces derniers. Typiquement, des variations inférieures à la longueur d'onde sur une bande de fréquences de 10% peut être observée [17].



**Figure 16 :** Evolution fréquentielle de la variation de phase de la composante principale du champ rayonné

Etant donné que l'application à laquelle se destine la source focale BIE requiert une minimisation des aberrations de phase, il est indispensable de faire une étude plus approfondie de ce paramètre de façon à comprendre quels sont les paramètres conditionnant cette

évolution et s'il existe un moyen de l'atténuer. Pour cela, nous allons effectuer une étude paramétrique sur l'antenne BIE puis nous interpréterons les résultats.

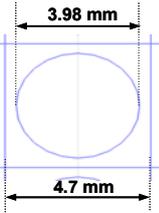
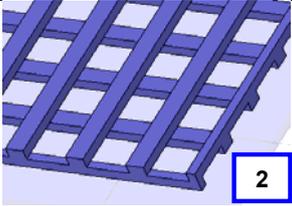
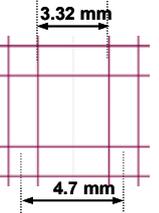
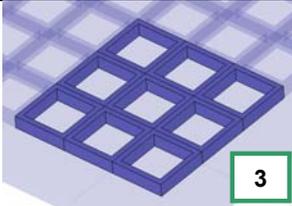
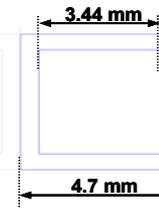
### III.3.2 - Etude paramétrique

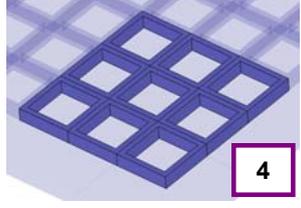
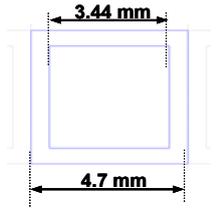
L'étude paramétrique a été réalisée entre 29.5 GHz et 30.2 GHz sur des antennes BIE suffisamment grandes (100 mm x 100 mm) pour éviter une troncature trop importante du champ sur l'ouverture, ce qui augmenterait les lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. Les conditions de simulations en termes de maillages et de facteurs d'amortissement sont identiques de façon à ne pas introduire des facteurs d'imprécisions numériques entre les résultats.

Chaque antenne est conçue pour avoir une fréquence de fonctionnement  $f_0$  à 30 GHz. L'étude se fait néanmoins jusqu'à 30.2 GHz pour vérifier si la position du centre de phase évolue toujours de la même façon après la fréquence  $f_0$ . L'étude paramétrique a porté sur les éléments suivants : motif de la grille, influence de la directivité, influence de la sonde d'excitation, et facteur de qualité du matériau BIE.

#### III.3.2.1 - Choix du motif de la grille

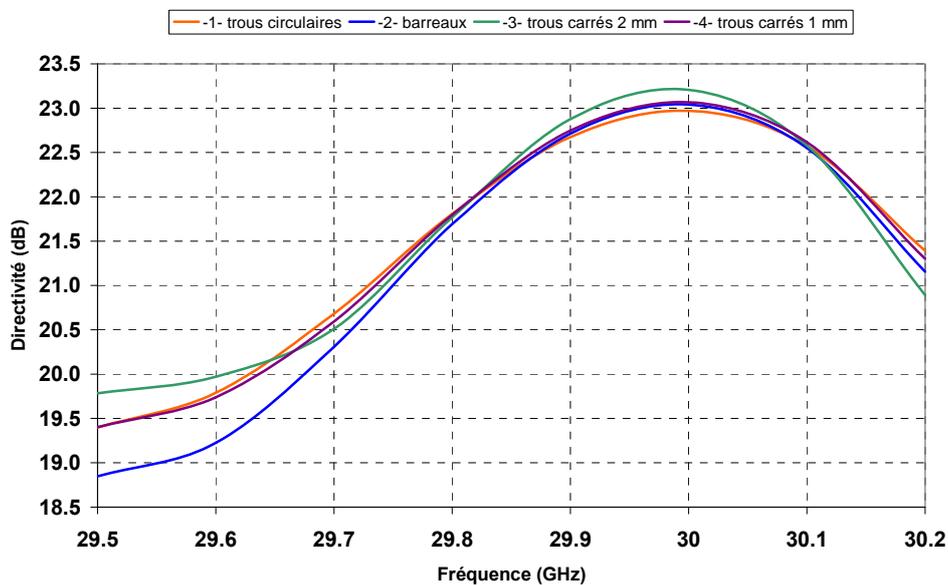
En premier lieu, une étude des grilles métalliques et de leurs motifs a été faite de façon à savoir si une géométrie particulière pouvait changer la phase des diagrammes de rayonnement. Les cas traités sont présentés dans le **tableau 1**.

Aperçu du motif	Dimensions	Caractéristiques
		<ul style="list-style-type: none"> <li>- épaisseur grille : 1mm</li> <li>- coeff. réflexion : <math>0.947e^{j147^\circ}</math></li> <li>- Q : 52.4</li> <li>- Directivité : 23 dB</li> </ul>
		<ul style="list-style-type: none"> <li>- épaisseur grille : 1mm</li> <li>- coeff. réflexion : <math>0.947e^{j146^\circ}</math></li> <li>- Q : 52.3</li> <li>- Directivité : 23 dB</li> </ul>
		<ul style="list-style-type: none"> <li>- épaisseur grille : 2mm</li> <li>- coeff. réflexion : <math>0.950e^{j132^\circ}</math></li> <li>- Q : 53.1</li> <li>- Directivité : 23.2 dB</li> </ul>

		<ul style="list-style-type: none"> <li>- épaisseur grille : 1mm</li> <li>- coeff. réflexion : <math>0.947e^{j148^\circ}</math></li> <li>- Q : 52.6</li> <li>- Directivité : 23.1 dB</li> </ul>
---	---	--

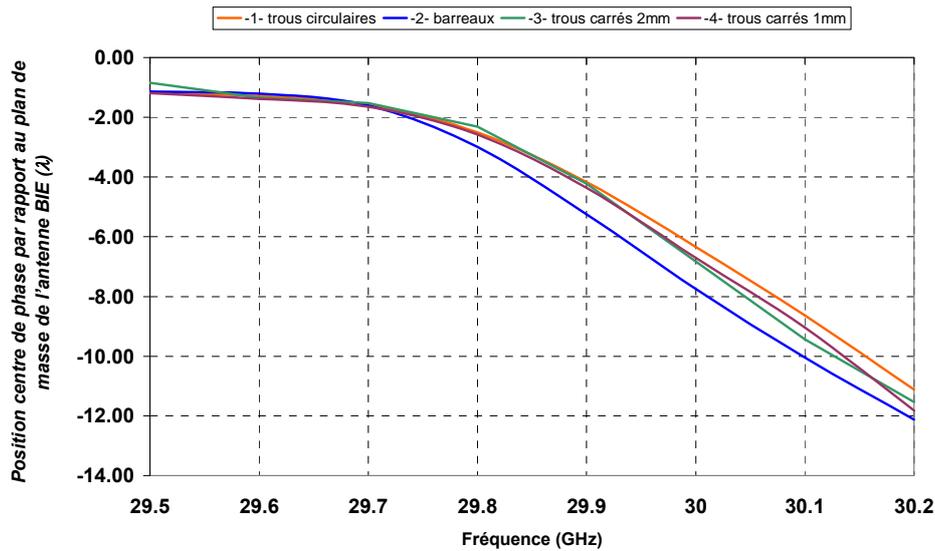
**Tableau 1** : Motif de grilles utilisés dans l'étude paramétrique

De façon à simplifier l'étude, la période spatiale de la grille n'a pas été modifiée, seule la géométrie du motif élémentaire a été modifiée. Les quatre cas permettent de conserver un facteur de qualité identique de 52, ce qui correspond à une antenne BIE de 23 dB de directivité lorsqu'elle est excitée par patch. Ce résultat est vérifié sur la *figure 17*.



**Figure 17** : Evolution fréquentielle de la directivité pour les 4 motifs étudiés

Après calcul du centre de phase, celui-ci a une évolution similaire à celle vue plus haut, y compris après  $f_0$ , comme le montre la *figure 18*. Il s'avère également que le motif n'a quasiment aucune influence sur les résultats.



**Figure 18 :** Evolution fréquentielle du centre de phase pour les 4 motifs étudiés

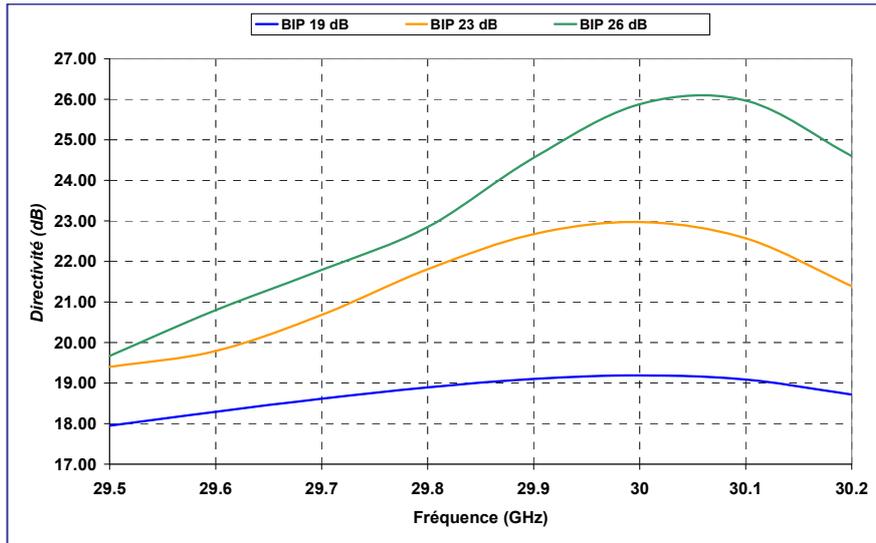
Nous pouvons donc conclure que la géométrie du motif élémentaire n'influe ni sur la position du centre de phase, qui est toujours situé derrière le plan de masse, ni sur sa stabilité fréquentielle.

Le même constat a pu être fait sur une antenne BIE diélectrique atteignant 23 dB de directivité. La variation de la phase du diagramme de rayonnement est la même qu'avec l'antenne métallique et, par conséquent la position et l'évolution du centre de phase sont identiques.

Nous pouvons donc conclure qu'à directivité d'antenne identique avec une excitation par patch, la géométrie du matériau n'a pas d'influence sur le centre de phase.

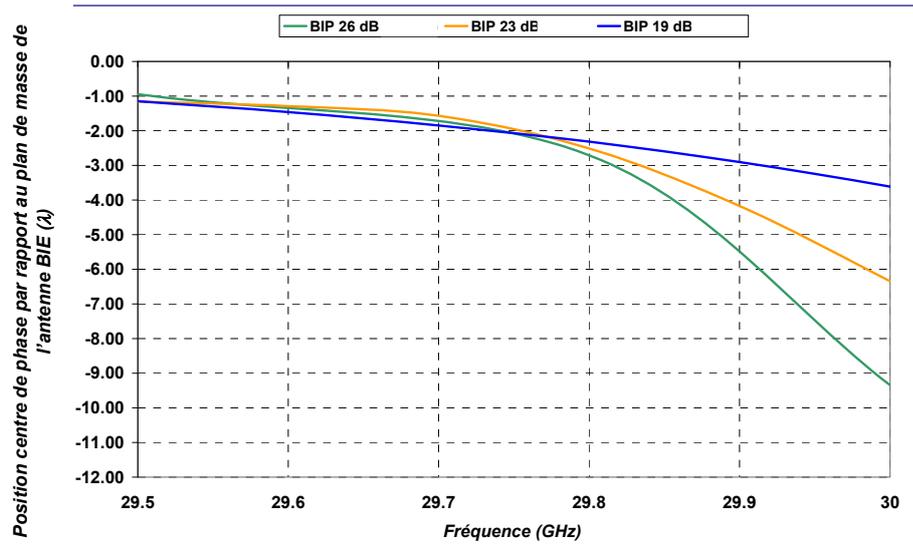
### III.3.2.2 - Influence de la directivité

Après la conclusion précédente, cette étude a pour but de déterminer si la directivité influence la position du centre phase de l'antenne BIE. La **figure 19** montre l'évolution fréquentielle de la directivité pour trois antennes BIE différentes ayant respectivement des directivités 19 dB, 23 dB et 26 dB à la fréquence  $f_0$ . On constate sur la **figure 20** que plus la directivité est importante, plus la position du centre de phase s'éloigne du plan de masse lorsqu'on se rapproche de la fréquence de fonctionnement de l'antenne qui est de 30 GHz.



**Figure 19 :** Evolution de la directivité en fonction de la fréquence pour différentes antennes BIE

En regardant plus en détail l'évolution sur la *figure 20*, la position du centre de phase reste assez stable pour les fréquences les plus basses. Ce n'est qu'en se rapprochant de  $f_0$  que la variation est d'autant plus marquée que la directivité de l'antenne BIE est importante. Les résultats précédents indiquent que pour garder une variation moindre de la position du centre de phase sur la bande de fréquence ( $\pm 1$  longueur d'onde), il faudrait utiliser une bande de fréquences éloignée de la fréquence  $f_0$ . Pour notre cas, cela reviendrait à utiliser une bande de 500 MHz entre 29.5 GHz et 30 GHz avec une antenne conçue pour fonctionner à 30.2 GHz. Cependant, une utilisation de l'antenne à des fréquences trop basses par rapport à la fréquence optimale de conception n'est pas envisageable car le matériau BIE et ses propriétés de filtre spatial et fréquentiel ne seraient pas utilisés correctement. Il en résulterait une trop grande baisse de directivité et un mauvais filtrage des lobes secondaires qui détériorerait les diagrammes de rayonnement. L'antenne serait également plus difficile à adapter.

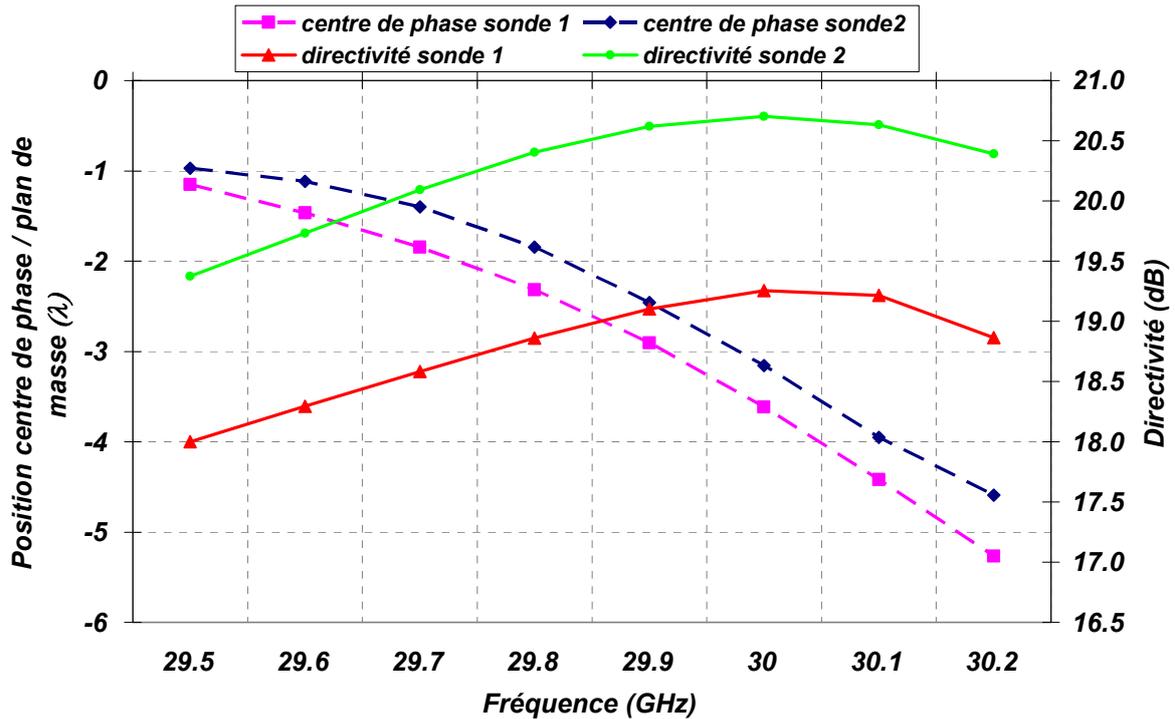


**Figure 20 :** Evolution fréquentielle du centre de phase pour différentes directivités

La directivité jouant un rôle prépondérant sur la variation de la position du centre de phase, une étude complémentaire est nécessaire. La directivité d'une antenne BIE est influencée par deux principaux paramètres, la nature de la sonde d'excitation et le facteur de qualité lié au matériau utilisé. Il est donc nécessaire d'inclure ces deux éléments dans l'étude paramétrique pour savoir si l'un des deux conditionne la position du centre de phase.

### III.3.2.3 - Influence de la sonde d'excitation

Les sondes d'excitation traditionnellement utilisées sont des patches. Dans le cadre de notre étude, celui-ci a été remplacé par une sonde de type cornet, plus directif, dont l'ouverture vient prendre place au niveau du plan de masse de l'antenne BIE. Une comparaison de l'évolution fréquentielle de la position du centre de phase est donnée par la **figure 21** pour une antenne BIE utilisant une sonde patch (sonde 1) ou une sonde cornet (sonde 2). Dans cet exemple, un facteur de qualité  $Q$  de 40 est utilisé. La sonde cornet permet une augmentation de la directivité totale de l'antenne BIE de 1.7 dB par rapport à la sonde patch. L'évolution de la position du centre de phase est quant à elle identique pour les deux cas. Il y a cependant un décalage entre les deux courbes qui montre que la position du centre de phase se déplace vers le plan de masse lorsque la sonde cornet est employée. Ce décalage n'est cependant pas influencé par le centre de phase propre à la sonde d'excitation, mais plutôt par la directivité de celle-ci comme nous allons le voir par la suite.

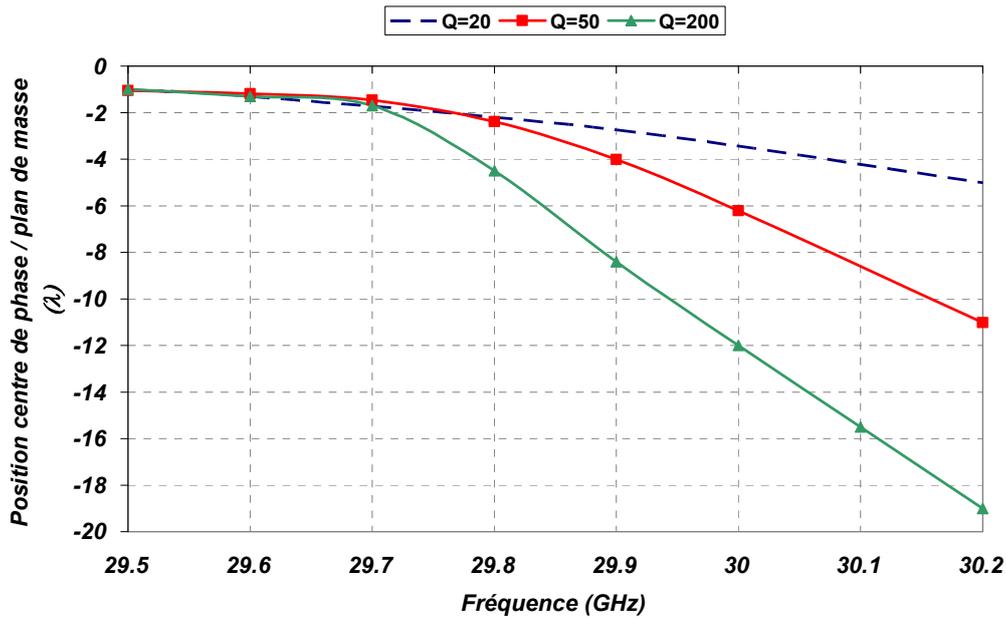


**Figure 21 :** Evolution fréquentielle du centre de phase et de la directivité pour une antenne BIE utilisant une sonde d'excitation patch (sonde 1) ou une sonde cornet (sonde 2)

Ce résultat laisse donc penser que c'est le facteur de qualité du résonateur BIE qui conditionne l'évolution de la position du centre de phase, ce qui va être confirmé dans le paragraphe suivant.

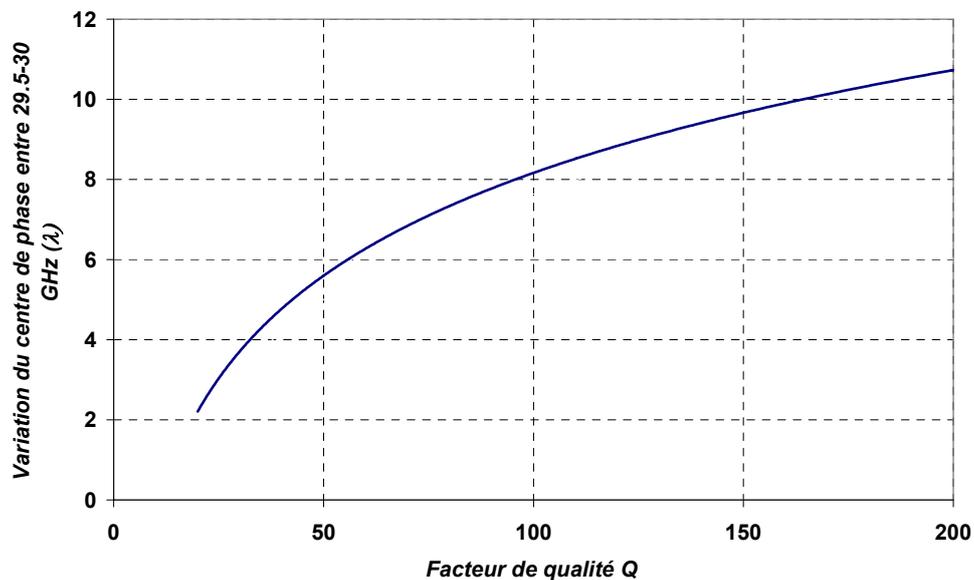
#### III.3.2.4 - Influence du facteur de qualité du résonateur BIE

Pour étudier l'influence du facteur de qualité du résonateur BIE, tous les calculs ont été réalisés à partir d'une antenne BIE de dimensions identiques et avec une même sonde d'excitation de type patch. La grille utilisée était à motif circulaire, ce qui correspond au motif 1 du **tableau 1**. Seul le coefficient de qualité a été modifié entre les différents cas en agissant sur les dimensions de la cellule périodisée. La **figure 22** présente l'évolution fréquentielle de la position du centre de phase obtenue pour un facteur de qualité de 20, 50 et 200. Les résultats démontrent que plus le paramètre  $Q$  est fort, plus la variation de la position du centre de phase sur la bande 29.5 GHz - 30 GHz est marquée. Elle atteint 5 longueurs d'ondes avec un facteur de qualité de 50, ce qui correspond à une directivité proche de 23 dB alors qu'elle est inférieure à 3 longueurs d'ondes avec un facteur de qualité de 20, qui correspond à une directivité d'environ 18 dB. Elle peut même atteindre 11 longueurs d'ondes avec un facteur de qualité de 200.



**Figure 22 :** Evolution fréquentielle du centre de phase pour différents facteurs de qualité avec une antenne BIE excitée par patch

En généralisant ce résultat, la variation du centre de phase sur une bande de fréquence de 1.7% en fonction du facteur de qualité est donnée sur la *figure 23*.



**Figure 23 :** Evolution fréquentielle du centre de phase pour différents facteurs de qualité

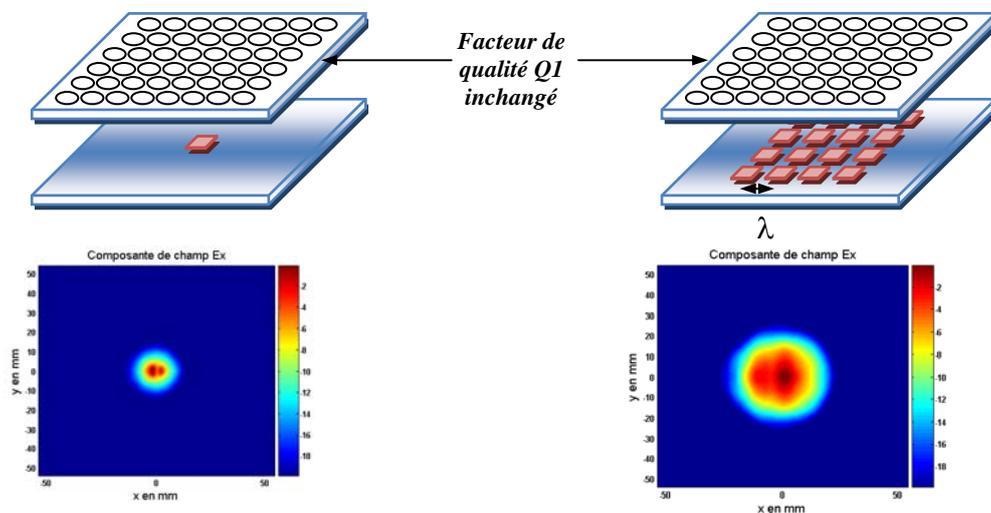
Ces résultats indiquent que la loi de variation de la position du centre de phase est dictée par la sélectivité de la grille utilisée. Une modification de la sonde d'excitation n'apporterait pas de changement comme vu précédemment. Les résultats précédents incitent à dire qu'il est possible d'augmenter la directivité de l'antenne BIE en conservant un même

facteur de qualité, et donc sans changer la variation fréquentielle du centre de phase. Nous allons maintenant illustrer cette conclusion par un exemple.

En se basant sur des travaux antérieurs où une antenne BIE multi sources avait été étudiée [4], nous avons introduit un réseau de patch en lieu et place du patch seul comme représenté sur la **figure 24**. En raisonnant en termes de directivité de la sonde d'excitation, cette solution n'apporte rien. Il faut la considérer comme un moyen d'étaler l'énergie dans la cavité grâce aux dimensions importantes que peut atteindre un réseau.

La **figure 25** montre qu'à condition de remplacer la sonde patch par un réseau de 4x4 patches, il est possible avec une antenne de facteur de qualité  $Q1$  d'atteindre une directivité supérieure d'environ 3 dB. Pour atteindre cette même directivité avec un patch seul, il est nécessaire d'utiliser un facteur de qualité  $Q2$  supérieur à  $Q1$ .

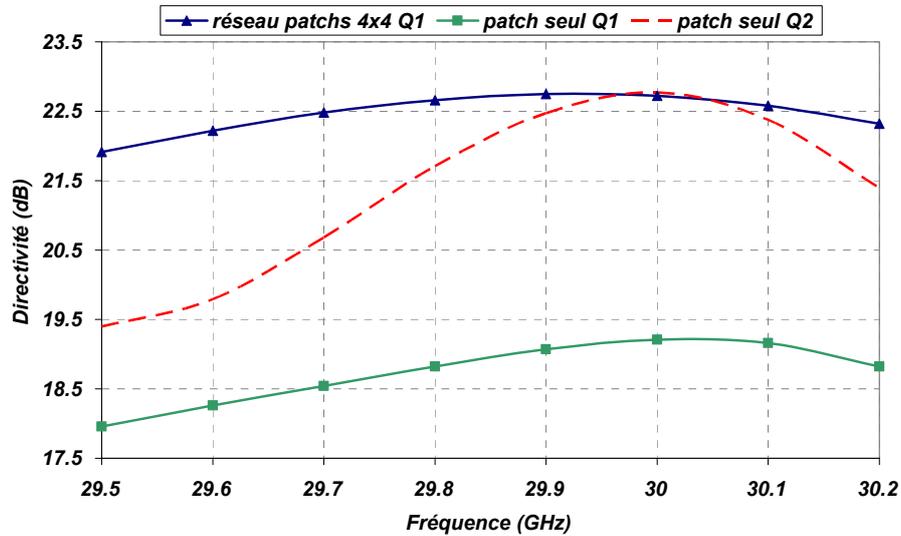
En observant l'évolution de la position du centre de phase sur la **figure 26**, nous pouvons confirmer les résultats précédents. En effet, avec une antenne dotée d'un facteur de qualité  $Q1$ , la variation du centre de phase est la même quelle que soit la sonde d'excitation. Il y a juste un décalage de la position vers le plan de masse lorsque la sonde d'excitation est plus directive.



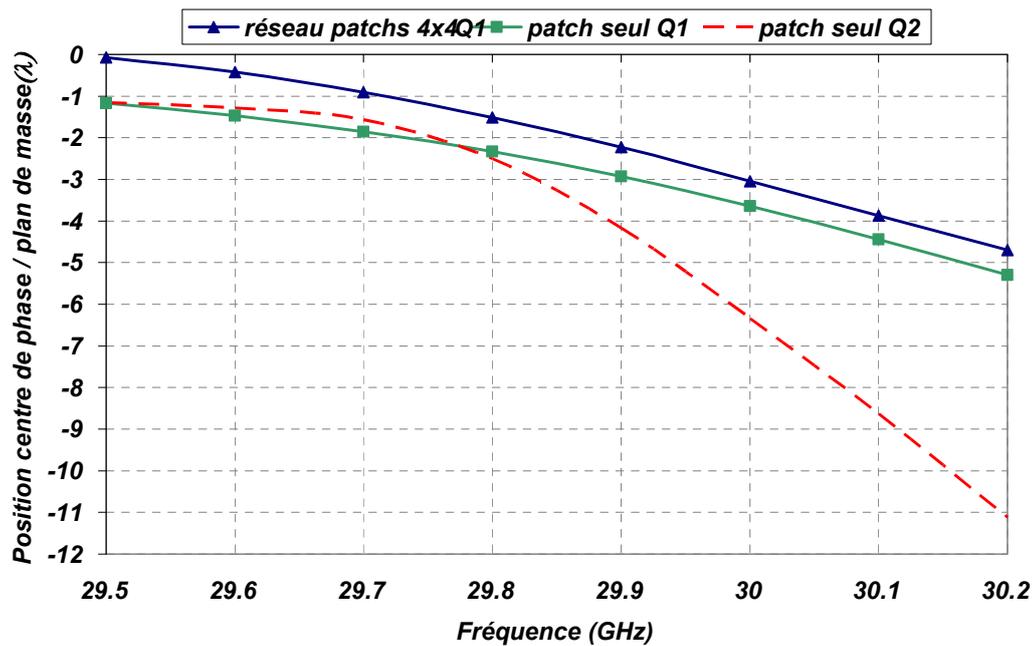
**Figure 24 :** Effet d'un réseau de patches sur l'évolution fréquentielle du centre de phase de l'antenne BIE

Cette solution présente également l'avantage d'augmenter fortement la bande passante à -3 dB. Cependant, elle ne peut convenir à un système multi-sources pour des applications spatiales comme celui envisagé ici, en raison d'un encombrement trop important. Ces résultats montrent malgré tout qu'un étalement de l'énergie adéquat dans la cavité BIE permettrait d'utiliser des grilles de plus faible sélectivité et donc, présentant une variation fréquentielle moindre du centre de phase. Cette notion d'étalement d'énergie peut être une

voie d'étude pour agir sur le centre de phase qui est un paramètre non contrôlé actuellement sur l'antenne BIE.



**Figure 25 :** Effet d'un réseau de patches sur la directivité fréquentielle de l'antenne BIE



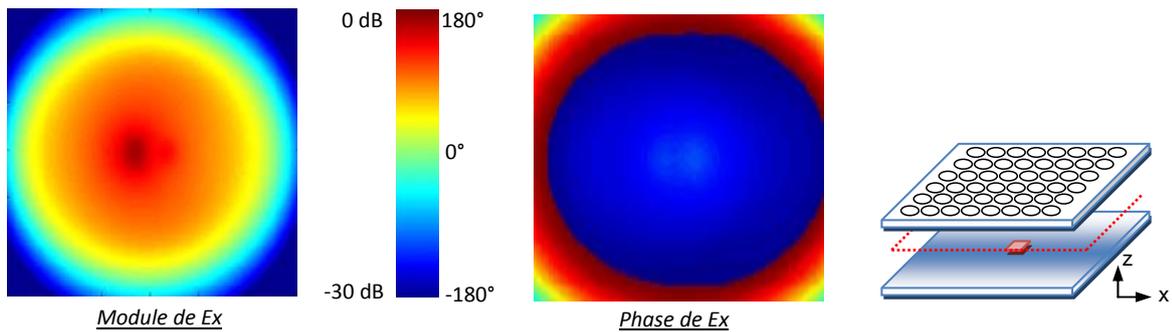
**Figure 26 :** Effet d'un réseau de patches sur l'évolution fréquentielle du centre de phase de l'antenne BIE

### III.3.3 - Conclusion

L'étude menée ici a montré que le paramètre le plus influant sur l'évolution fréquentielle du centre de phase de l'antenne est le facteur de qualité du résonateur BIE. La variation fréquentielle du centre de phase est d'autant plus marquée que le facteur de qualité

est important. Ce phénomène se manifeste surtout à proximité de la fréquence de fonctionnement  $f_0$  de l'antenne BIE.

Il est possible de donner une interprétation physique de ce phénomène en considérant la phase du champ E de l'antenne BIE. Celle-ci est proche de celle d'une ouverture équiphase au centre de la structure avant de décroître sur les bords, comme le montre la *figure 27*. La phase possède donc une courbure très faible. Le centre de phase correspondant au point minimisant cette courbure, il est d'autant plus éloigné que la variation de phase est faible. C'est ce qui se produit avec l'antenne BIE.



**Figure 27 :** Cartographie du champ E de l'antenne BIE relevée au milieu de la cavité

Il va maintenant falloir caractériser les performances de la source focale BIE en intégrant ce paramètre.

## IV - Influence sur les performances d'une antenne à réflecteurs

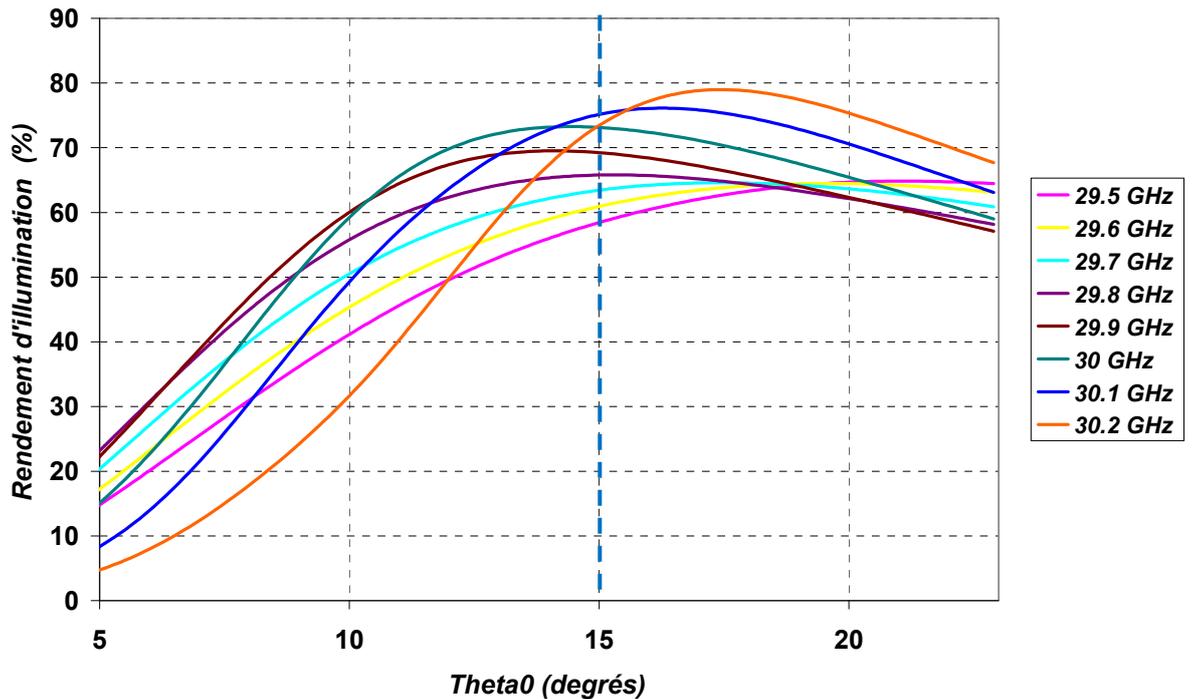
### IV.1 - Performances

Après avoir montré quelles étaient les particularités électromagnétiques de l'antenne BIE, il est nécessaire de quantifier ses performances en tant que source focale. Pour cela, l'outil mis en place dans le *chapitre 2* va être utilisé.

Nous allons considérer un cas typique où une source focale BIE doit être conçue pour illuminer un réflecteur possédant un demi-angle d'interception de  $15^\circ$ . Sans méthode de conception, la seule référence que nous avons au début de nos études sur les sources focales BIE était constituée par les sources théoriques en  $\cos^n$ . En raisonnant sur celles-ci, une directivité de 22 dB serait la plus adaptée pour obtenir un rendement d'illumination optimal (cf figure 19 du chapitre 2). Nous avons donc simulé une antenne BIE permettant d'obtenir cette directivité à la fréquence  $f_0$  de 30 GHz. Le rendement d'illumination a ensuite été calculé en ne considérant dans un premier temps que les pertes par spillover et par apodisation. L'influence de la polarisation croisée et du centre de phase n'a pas été prise en compte, soit  $\eta_i = \eta_s \eta_a$ .

Le résultat obtenu en fonction de  $\theta_0$ , paramètre représentatif du réflecteur, est présenté sur la *figure 28*. Nous pouvons constater que le rendement d'illumination est optimal pour différentes valeurs de  $\theta_0$ , ce qui est logique étant donné que les diagrammes de rayonnement varient en fonction de la fréquence. En considérant un demi-angle d'interception de  $15^\circ$ , il s'avère que le rendement d'illumination varie entre 58% et 75% entre 29.5 GHz et 30.2 GHz.

Les rendements les plus élevés sont obtenus pour les fréquences les plus élevées, y compris après la fréquence de fonctionnement  $f_0$ . Cette amélioration s'explique par la forme des diagrammes de la *figure 11*. En effet, l'épaule qui apparaît après  $f_0$  entraîne une augmentation du rendement d'illumination  $\eta_i$  car d'une part le réflecteur intercepte plus d'énergie, et d'autre part le champ est plus uniforme à la surface du réflecteur, ce qui diminue les pertes par apodisation. Néanmoins, l'apparition de cet épaulement due à des modes propagatifs est très difficilement contrôlable et les diagrammes de rayonnement subissent une forte altération après la fréquence  $f_0$ .

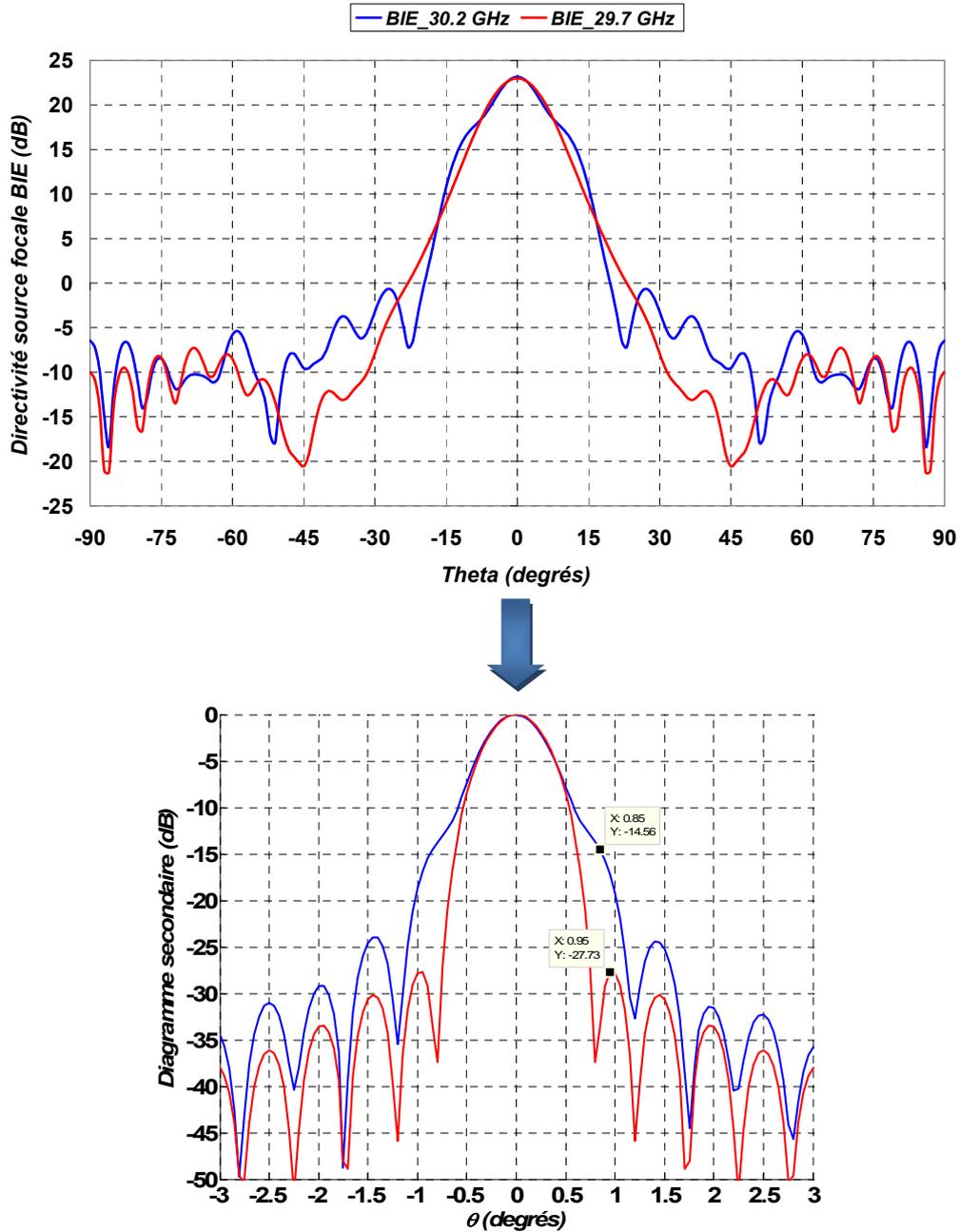


**Figure 28 :** Evolution du rendement d'illumination (approximation) en fonction de  $\theta_0$  pour les différentes fréquences de la bande étudiée

De plus, cette déformation se retrouve sur le diagramme de rayonnement de l'antenne à réflecteur comme le montre la **figure 29**. L'augmentation du niveau de lobes secondaires est supérieure à 10 dB et ne peut convenir pour obtenir une bonne isolation entre des faisceaux adjacents dans une application multi-faisceaux. Etant donné que ce critère est très important pour les télécommunications spatiales, il est préférable de toujours utiliser la source focale dans une plage de fréquence inférieure ou égale à la fréquence de fonctionnement  $f_0$ .

Il est aussi nécessaire de prendre en compte l'influence du centre de phase sur les performances de l'antenne. Nous avons vu précédemment que l'évolution fréquentielle du centre de phase de la source focale BIE était très marquée.

Pour placer cette source focale au foyer du réflecteur, il est nécessaire de « choisir » la position la plus adéquate du centre de phase pour obtenir les meilleures performances sur la bande de fréquences étudiée. Or, à ce stade de l'étude, étant donné l'importance de cette variation, nous ne sommes pas en mesure de déterminer cette position correctement.

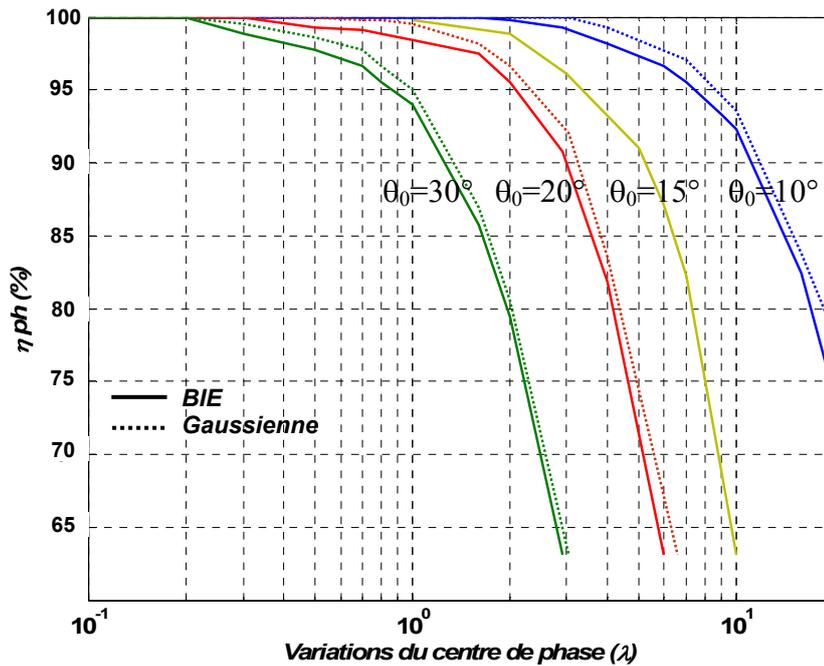


**Figure 29 :** Influence de l'épaulement des diagrammes de la source focale après  $f_0$  sur le diagramme de l'antenne à réflecteur

Nous pouvons cependant quantifier l'influence d'une erreur de positionnement sur le facteur de rendement  $\eta_{ph}$  à l'aide de la **figure 30**. Celle-ci a été déterminée en simulant différentes antennes BIE adaptées à différents réflecteurs dont les demi-angles d'interception sont de  $10^\circ$ ,  $15^\circ$ ,  $20^\circ$  et  $30^\circ$ . La figure fait également apparaître la dégradation si le rayonnement de la source focale était gaussien avec une apodisation de la distribution du champ sur l'ouverture de 12 dB.

Nous pouvons constater que plus le réflecteur possède un demi-angle d'interception  $\theta_0$  petit, plus l'effet d'une erreur de positionnement sur le facteur  $\eta_{ph}$  est faible. Ce résultat s'explique par le fait que des valeurs de  $\theta_0$  faibles correspondent à de grands rapports focale sur diamètre du réflecteur, ce qui permet d'amoindrir les aberrations de phase.

De plus, la faible différence de niveau entre les valeurs obtenues avec la gaussienne et avec la source focale BIE montrent que c'est le choix du réflecteur qui influe le plus sur le facteur de gain  $\eta_{ph}$ .



**Figure 30 :** Effets d'une aberration de phase sur le facteur de rendement  $\eta_{ph}$

Par rapport à notre exemple où un réflecteur possédant un demi-angle d'interception de  $15^\circ$  est choisi, nous pouvons voir qu'une erreur de positionnement de  $4\lambda$ , qui correspond à la variation du centre de phase d'une antenne BIE entre 29.5-30 GHz, entraîne une diminution du facteur de gain  $\eta_{ph}$  d'environ 7%, soit environ 0.3 dB.

Cette variation de  $4\lambda$  correspond à la variation, entre 29.5-30 GHz, du centre de phase de notre antenne BIE ayant une directivité de 22dB. Ainsi, par rapport aux résultats de la **figure 28**, le rendement d'illumination de l'antenne BIE va être affecté dans le pire des cas d'une atténuation d'environ 7%, ce qui nous amène à dire que le rendement d'illumination de cette source focale BIE ne dépassera pas 67% dans le meilleur des cas et 58% au pire.

Etant donné qu'une position optimale du centre de phase n'est pas connue, il n'est pas possible de déterminer plus précisément le rendement d'illumination.

## IV.2 - Limitations

A l'issue de cette étude, nous avons mis en avant l'effet des singularités de la source focale BIE sur le rendement d'illumination.

Tout d'abord, la disparité du rayonnement sur la bande de fréquences étudiée montre que le rendement d'illumination atteint un maximum pour différentes valeurs de  $\theta_0$ . Autrement dit, pour un réflecteur donné, il est nécessaire de faire un compromis pour obtenir une valeur moyenne de rendement d'illumination satisfaisante sur la bande.

Par rapport à un cornet de Potter, le rayonnement de l'antenne BIE est également plus « triangulaire », ce qui va entraîner des pertes par débordement et une moins bonne uniformité des champs à la surface du réflecteur. Nous avons vu qu'avec une antenne BIE excitée par patch, une valeur de rendement d'illumination supérieure à 60% semble difficile à atteindre sur une bande de fréquence de 1.7% (29.5-30 GHz).

De plus, la variation fréquentielle du centre de phase entraîne une grande incertitude sur les performances finales de l'antenne si une position optimale n'est pas trouvée.

Face à ces deux obstacles, nous avons donc essayé dans un premier temps d'améliorer la qualité des diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE. Ensuite, une optimisation de la position de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur a été effectuée pour prendre en compte la variation fréquentielle du centre de phase. Ces deux points devraient permettre d'améliorer les performances globales de la source focale BIE.

## V - Amélioration des performances de la source focale BIE

### V.1 - Modification de la sonde d'excitation

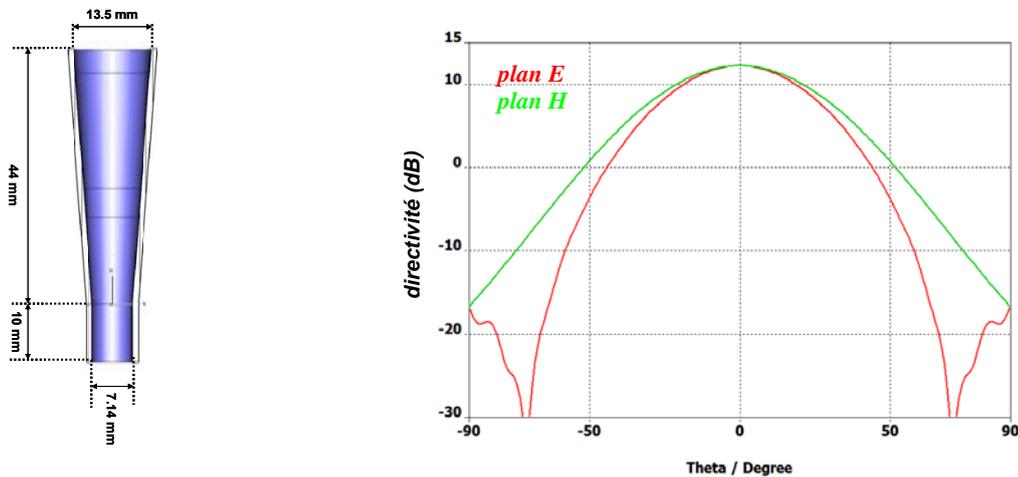
#### V.1.1 - *Utilisation d'un cornet*

Cette partie a pour but d'étudier si une modification de la sonde d'excitation utilisée actuellement, en l'occurrence, un patch, permettrait une amélioration des performances de l'antenne BIE en termes de diagrammes de rayonnement, et au final, en termes de rendement d'illumination.

Le patch a été donc été remplacé par une autre sonde d'excitation qui est un cornet circulaire. Le but est d'utiliser une sonde plus directive, avec des lobes secondaires assez bas, pour obtenir un diagramme de rayonnement de l'antenne BIE avec des lobes secondaires faibles, ce qui devrait permettre de diminuer les pertes par débordement de la source focale.

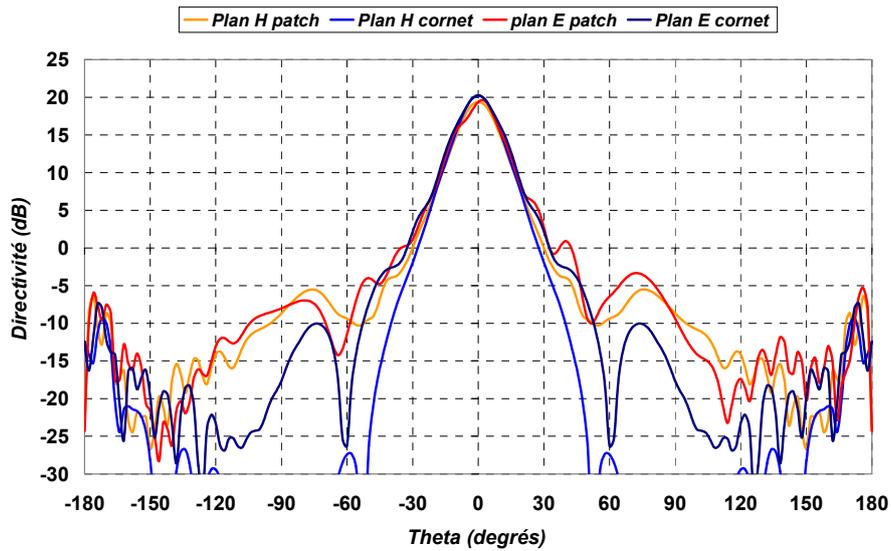
Ce cornet a été dimensionné en fonction des futures contraintes du système multi-sources qui sera présenté dans le *chapitre 4*.

Les dimensions du cornet actuel et son rayonnement sont donnés sur la *figure 31*.

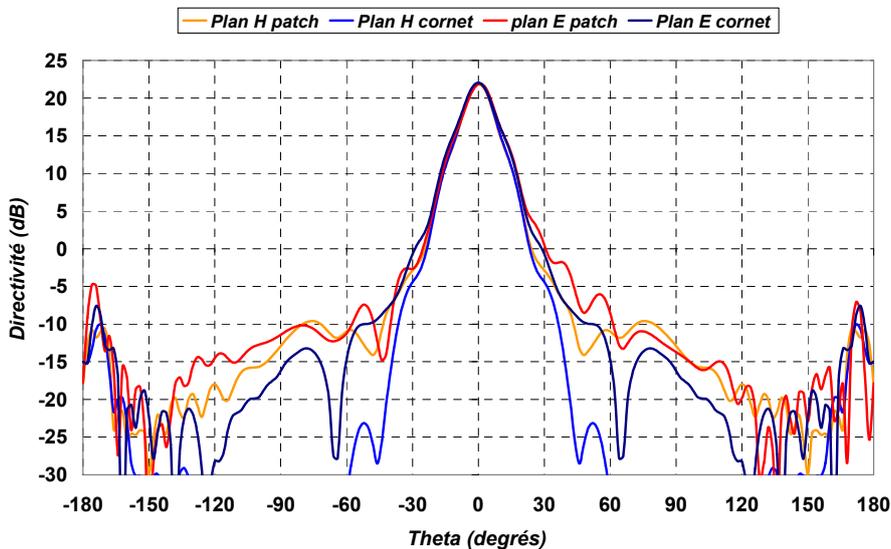


**Figure 31 :** *Dimensions et diagrammes de rayonnement du cornet circulaire lisse*

Nous l'avons ensuite utilisé comme sonde d'excitation avec l'antenne BIE précédente, qui avait une directivité de 22 dB, pour comparer les performances. Cette comparaison est présentée sur les *figures 32* et *33* pour deux points de fréquences, 29.5 GHz et 30 GHz.



**Figure 32 :** Comparaison des diagrammes de l'antenne BIE excitée par patch ou par cornet circulaire à 29.5 GHz

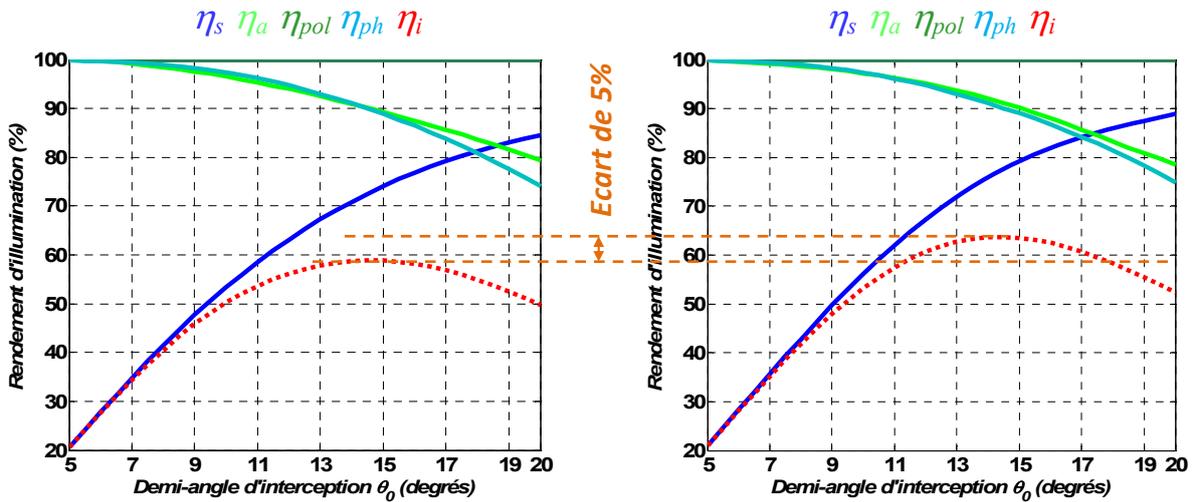


**Figure 33 :** Comparaison des diagrammes de l'antenne BIE excitée par patch ou par cornet circulaire à 30 GHz

Une très nette amélioration est observée avec des lobes secondaires pouvant être de plus de 10 dB inférieurs à ceux obtenus avec une sonde d'excitation de type patch. Cet effet est surtout présent dans le plan H de l'antenne BIE. En effet, c'est aussi dans ce plan que le niveau des lobes secondaires du cornet est le plus bas. Les propriétés de filtrage de l'antenne BIE font ressortir cette caractéristique.

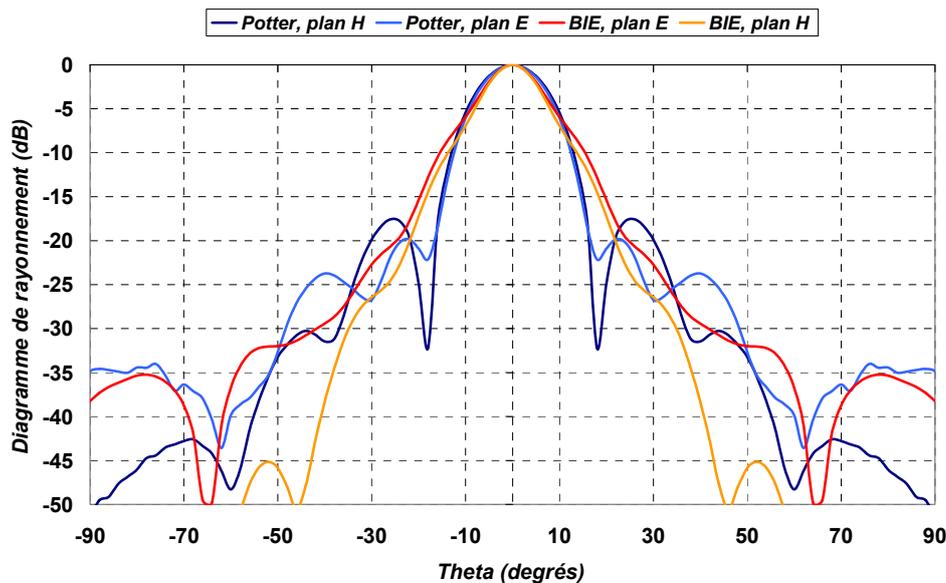
Il est aussi important de noter que la directivité à 29.5 GHz est plus forte avec la sonde cornet alors que le facteur de qualité du matériau BIE reste le même. Celle-ci a été augmentée d'environ 1 dB. Ce résultat est important car il montre qu'une augmentation de la bande passante à -3 dB de l'antenne est possible en conservant un facteur de qualité identique.

De façon à juger de l'influence de cette nouvelle sonde sur le rendement d'illumination, une comparaison entre l'antenne BIE excitée par patch et par cornet circulaire a été faite. Les résultats sont présentés sur la **figure 34**. Une amélioration de 5% sur le rendement d'illumination est observée. Ce résultat traduit directement la diminution des pertes par spillover comme le montre l'évolution du facteur  $\eta_s$  sur les deux courbes.



**Figure 34 :** Comparaison des rendements d'illumination obtenus avec l'antenne BIE excitée par patch (à gauche) et par cornet (à droite)

Pour finir, une nouvelle comparaison avec le cornet de Potter, à directivité identique, a été faite. Elle est présentée sur la **figure 35**.



**Figure 35 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE excitée par cornet et ceux d'un cornet de Potter

L'amélioration par rapport aux résultats de la **figure 14** est visible. Le niveau de lobes secondaires de l'antenne BIE, en dehors des directions comprises entre 10° et 20° est globalement inférieur à celui du cornet de Potter. Etant donné, que nos conclusions préliminaires nous amènent à dire qu'il faut une antenne BIE plus directive qu'un cornet classique pour obtenir un résultat optimum, ce niveau de lobes secondaires devrait être encore plus bas, et donc, les pertes par débordements inférieures à celles d'un cornet comme le cornet de Potter.

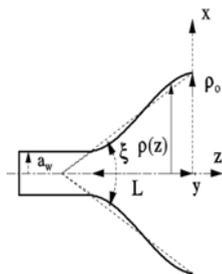
### V.1.2 - Cornets à profil gaussiens

Malgré la nette amélioration des diagrammes de l'antenne BIE avec une sonde cornet, nous sommes en droit de nous demander si une amélioration n'est pas encore possible. En effet, les diagrammes de rayonnement du cornet dans les plans E et H ne sont pas symétriques. En essayant de réduire le niveau des lobes secondaires dans le plan E, une amélioration des diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE est peut être possible.

Pour diminuer ces lobes secondaires sur la sonde d'excitation et améliorer la symétrie des diagrammes, le cornet va être modifié par un profil gaussien ou des corrugations. Les performances de l'antenne BIE seront ensuite comparées.

#### V.1.2.1 - Cornet profilé simple

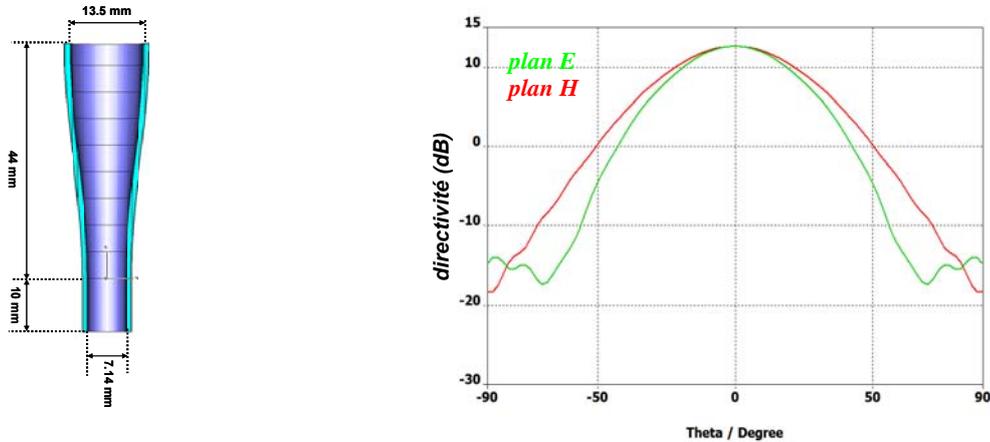
L'avantage du cornet profilé est de pouvoir obtenir des diagrammes de rayonnement plus symétriques qu'un profil droit classique en instaurant des modes hybrides dans la structure comme nous l'avons vu dans le **chapitre 1**. Le profil choisi, gaussien, est rappelé sur la **figure 36**. Il est très utilisé dans la littérature [18]. Le paramètre  $A$  permet de faire varier la courbure dans l'évasement. Typiquement, une valeur voisine de 0.7 permet d'obtenir les meilleurs diagrammes de rayonnement.



$$\rho(z) = a_w + (\rho_0 - a_w) \left\{ \frac{(1 - A)(z + L)}{L} + A \sin^2 \left( \frac{\pi[z + L]}{2L} \right) \right\}$$

**Figure 36 :** Représentation et formules de calcul d'un cornet gaussien

Le cornet étudié ici a des dimensions strictement identiques au cornet circulaire à profil rectiligne. Seul le profil gaussien de l'évasement apporte une modification sur les diagrammes de rayonnement. Les résultats obtenus sont présentés sur la **figure 37**.

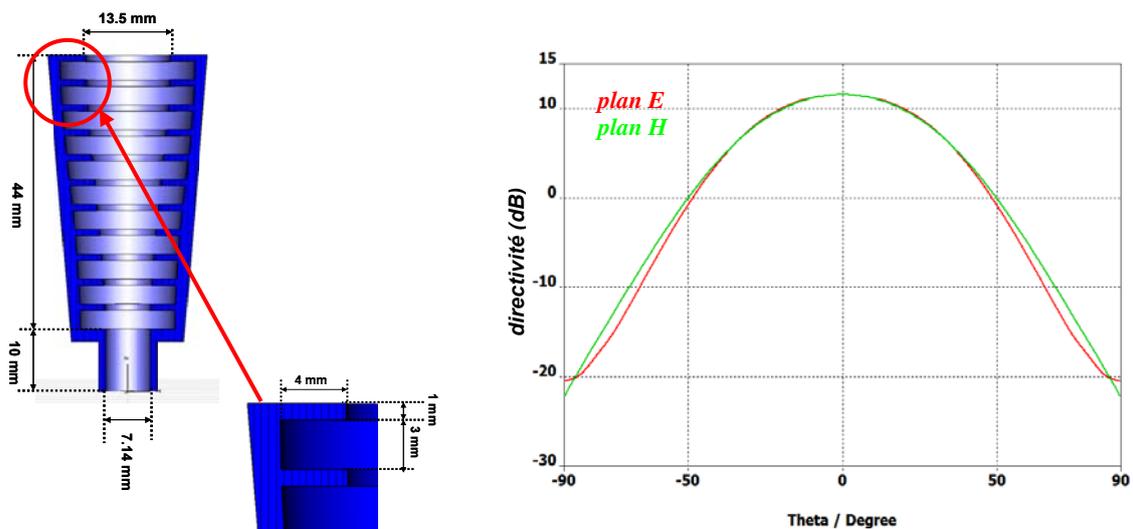


**Figure 37 :** Dimensions et diagrammes de rayonnement du cornet circulaire gaussien

Les deux plans principaux E et H présentent une meilleure symétrie par rapport au profil rectiligne. Cependant, le diagramme n'est pas à symétrie de révolution. Pour y parvenir, il est nécessaire d'ajouter des corrugations au profil gaussien.

#### V.1.2.2 - Cornet gaussien corrugué

Le dimensionnement des corrugations pour obtenir de faibles niveaux de polarisation croisée a été donné par des abaques dans la littérature [19]. Grâce à ceux-ci, les résultats de la **figure 38** ont pu être obtenus. Les diagrammes de rayonnement de la sonde d'excitation sont identiques dans les plans E et H.



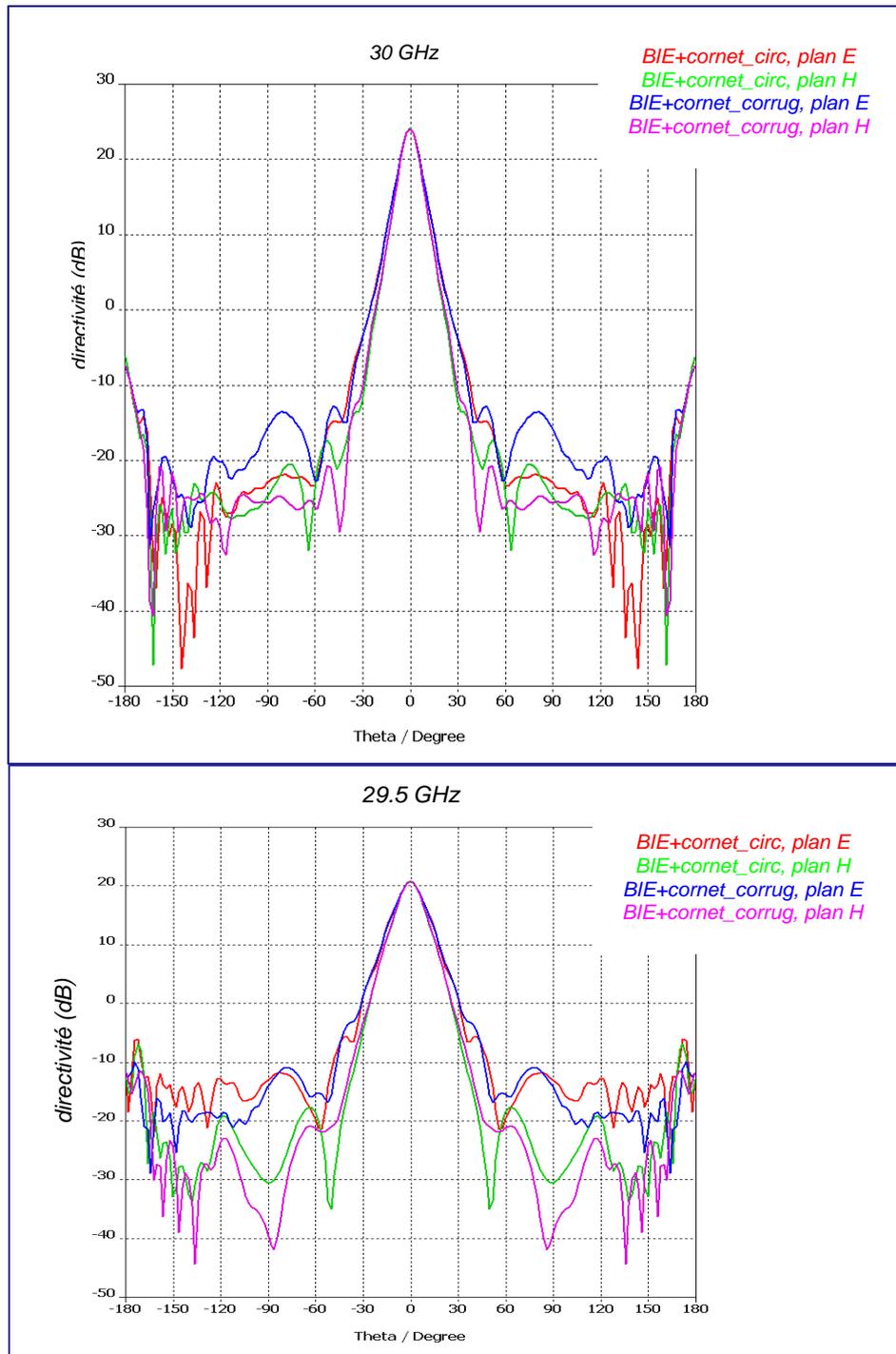
**Figure 38 :** Dimensions et diagrammes de rayonnement du cornet circulaire gaussien corrugué

En revanche, une baisse de la directivité d'environ 0.5 dB a été observée à cause de la présence des corrugations. Notre but était de produire un diagramme de rayonnement à symétrie de révolution pour la sonde d'excitation, nous avons donc conservé ce résultat. Cette nouvelle sonde d'excitation doit maintenant être caractérisée avec l'antenne BIE de façon à savoir si une amélioration du rendement d'illumination de l'antenne est possible.

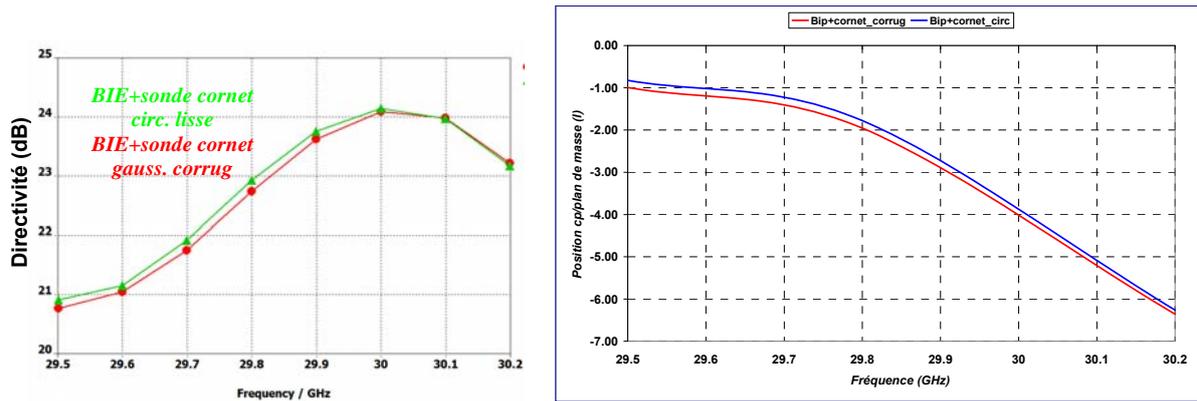
#### V.1.2.3 - Performances de l'antenne BIE associé au cornet gaussien

Pour effectuer la comparaison, une antenne BIE dont le facteur de qualité permet d'atteindre 24 dB à 30 GHz a été utilisée. Seule la sonde d'excitation, le cornet circulaire classique ou le cornet gaussien corrugué, est changé entre les deux simulations. Les diagrammes de rayonnement obtenus sont présentés sur la *figure 39*. Les courbes en rouge et en bleu correspondent respectivement aux diagrammes du cornet circulaire et gaussien corrugué dans le plan E. Les courbes en vert et en rose correspondent respectivement aux diagrammes du cornet circulaire et gaussien corrugué dans le plan H. Sur une bande de fréquences variant de 29.5 GHz à 30.2 GHz, il n'y a pratiquement pas de différences entre les diagrammes des deux antennes BIE. La sonde d'excitation de type cornet gaussien ou cornet gaussien corrugué ne permet donc pas d'améliorer encore plus les diagrammes de rayonnement.

De même, l'évolution de la directivité en fonction de la fréquence et la position du centre de phase visibles sur la *figure 40* restent sensiblement les mêmes. La diminution de la directivité d'environ 0.2 dB est due à la directivité de la sonde de type cornet corrugué qui est moins directive que le cornet lisse. Cette observation se retrouve sur l'évolution de la position du centre de phase. Conformément à ce que l'on pouvait déduire à l'issue de l'étude paramétrique, la variation reste la même car imposée par la grille. Il y a juste un décalage de la position vers le plan de masse pour la sonde la plus directive, comme vu précédemment.

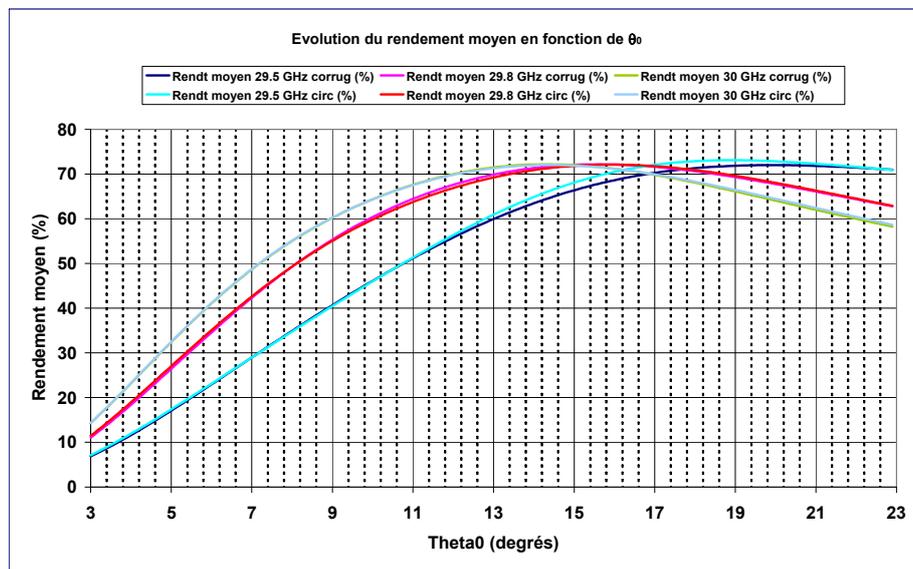


**Figure 39 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement du cornet circulaire lisse et du cornet gaussien corrugué



**Figure 40 :** Evolution de la directivité et de la position du centre de phase en fonction de la fréquence pour les 2 types d'excitation de l'antenne BIE

Pour finir cette étude, il est nécessaire d'étudier le rendement de ces deux structures avec un réflecteur. Les résultats sont présentés sur la **figure 41** pour trois points de fréquence dans la bande 29.5 GHz – 30 GHz en fonction de l'angle d'interception du réflecteur utilisé. Les courbes confondues montrent sensiblement les mêmes résultats. Pour les deux cas, le rendement d'illumination approximé par  $\eta_i = \eta_a \eta_s$  est compris entre 66 et 72 % sur la bande de fréquences pour  $\theta_0 = 15^\circ$ .



**Figure 41 :** Evolution du rendement en fonction du demi-angle d'interception  $\theta_0$  du réflecteur pour les 2 types d'excitation de l'antenne BIE

En conclusion, la modification de la sonde d'excitation par un cornet circulaire permet une nette amélioration des performances. En revanche, une optimisation de la sonde par l'obtention de diagrammes de rayonnement à symétrie de révolution n'apporte pas d'amélioration significative. Il ressort de cette étude qu'un cornet circulaire, simple à réaliser, suffit à améliorer les performances de la source focale BIE.

## **V.2 - Recherche d'une position optimale de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur**

Jusqu'ici, le rendement d'illumination de la source focale BIE a été étudié en séparant les pertes par apodisation et par débordements de celles dues au centre de phase. En effet, ce dernier étant très variable en fonction de la fréquence, nous ne savions pas comment déterminer une position appropriée pour, qu'une fois la source focale placée au foyer du réflecteur, le rendement d'illumination global de l'antenne soit optimum.

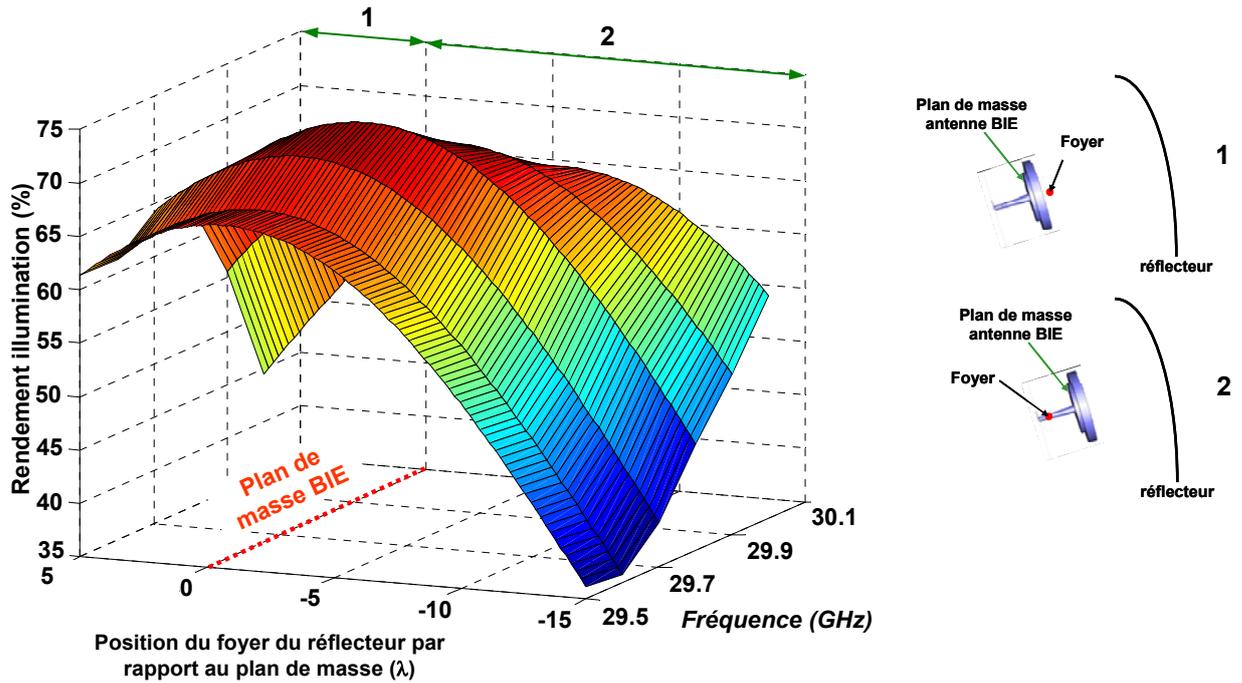
Pour remédier à ce problème, une séquence d'optimisation a été intégrée dans notre outil de calcul. Celle-ci est très simple à mettre en œuvre. Elle consiste à effectuer un balayage sur plusieurs positions possibles de l'antenne par rapport au foyer, et, à partir de là, de calculer le rendement d'illumination global de l'antenne BIE sur la bande de fréquence voulue.

Cette étude se fait en fonction d'un critère fixé par l'utilisateur. En l'occurrence, nous avons choisi une détermination de position optimale de l'antenne pour obtenir un rendement minimum le plus élevé possible sur la bande de fréquence étudiée.

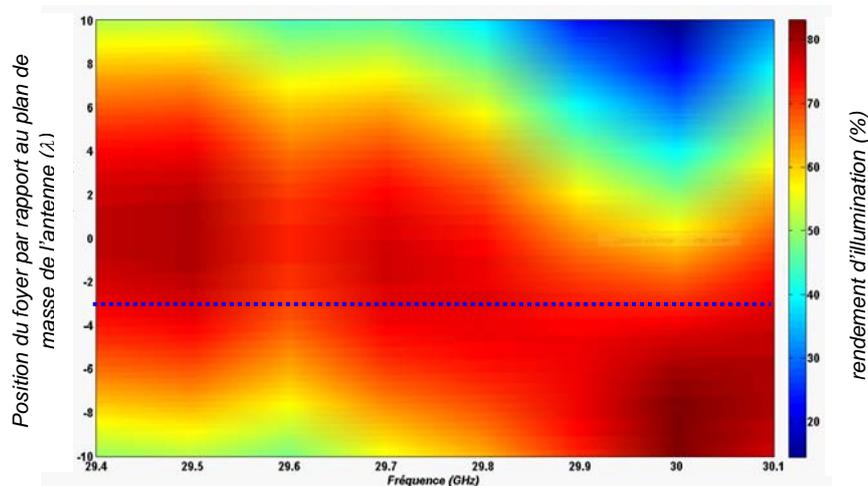
Un exemple de résultat obtenu est donné sur la *figure 42*. Nous pouvons voir l'influence du centre de phase sur le rendement d'illumination de l'antenne BIE. Si la position du plan de masse de l'antenne BIE est trop éloignée du foyer du réflecteur (zone 2), le rendement d'illumination décroît rapidement pour les basses fréquences. A l'inverse, une position du plan de masse trop proche du foyer fait diminuer le rendement d'illumination pour les fréquences les plus hautes (zone 1).

Ces résultats sont tout à fait en accord avec l'étude effectuée sur le centre de phase de l'antenne BIE. En effet, il est tout à fait logique que le rendement d'illumination soit plus élevé lorsque le foyer du réflecteur coïncide avec le centre de phase de l'antenne (qui s'éloigne du plan de masse de l'antenne en se rapprochant de la fréquence de fonctionnement  $f_0$ ).

Avec cette méthode, il est possible d'extraire la position de centre de phase la plus adéquate pour obtenir un rendement d'illumination moyen le plus élevé possible. Par exemple, pour une antenne BIE ayant une directivité de 23 dB avec une excitation par cornet circulaire, la position du plan de masse de l'antenne qui permet d'obtenir le meilleur rendement d'illumination se situe à  $2.3 \lambda$  devant le foyer du réflecteur comme le montre la *figure 43*.



**Figure 42 :** Variation du rendement d'illumination sur la bande de fréquences en fonction de la position de l'antenne BIE par rapport au foyer du réflecteur



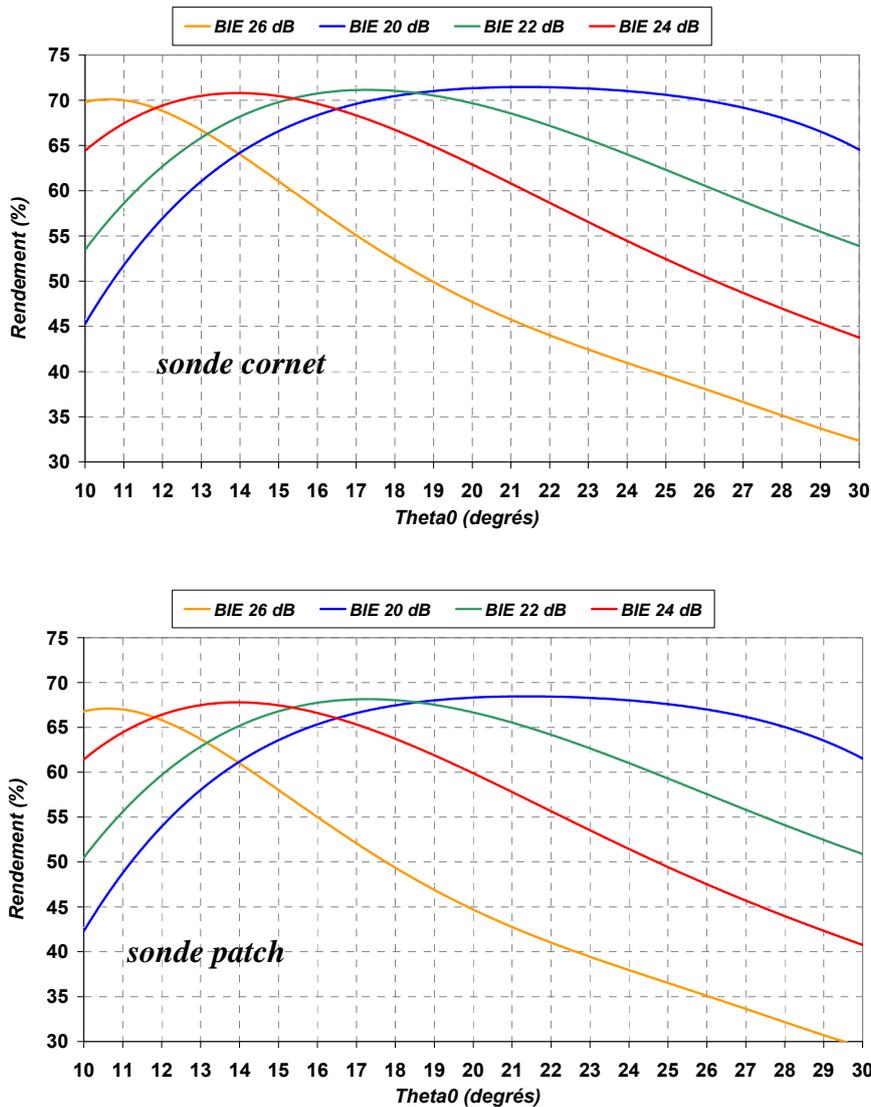
**Figure 43 :** Détermination de la position optimale du plan de masse de l'antenne pour compenser la dispersion du centre de phase sur la bande de fréquence

Il nous est maintenant possible de déterminer les rendements d'illumination de l'antenne BIE de façon précise en incluant toutes les caractéristiques de rayonnement propres à ce dispositif. Ainsi, en plus des effets de l'apodisation et du spillover, la polarisation croisée et surtout les variations du centre de phase sont prises en compte.

Il est alors possible de répondre à la problématique de départ concernant la position adéquate de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur pour prendre en compte la variation

du centre de phase, et il est maintenant possible de connaître le rendement d'illumination optimal que ce type d'antenne peut atteindre avec un réflecteur donné.

La **figures 44** présente l'évolution de ce rendement d'illumination calculé entre 29.5 et 30 GHz (1.7% de bande de fréquences) pour une position optimale, et ce, pour différentes directivités d'antennes BIE utilisant respectivement une sonde d'excitation de type patch ou cornet circulaire.



**Figure 44 :** Evolution du rendement d'illumination sur une bande de fréquence de 1.7% en fonction de  $\theta_0$ , en intégrant tous les paramètres de la source focale BIE

Ces courbes confirment l'intérêt du cornet circulaire en tant que sonde d'excitation. Une amélioration du rendement de 5% peut être observée. De plus, en optimisant la position de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur pour prendre en compte la variation du centre de phase, un rendement d'illumination légèrement supérieur à 70% peut être obtenu sur une

bande de fréquence de 1.7% avec un réflecteur donné, à condition de choisir l'antenne BIE appropriée.

Ces résultats montrent une nette amélioration depuis le début de l'étude où des rendements d'illuminations supérieurs à 60% étaient difficiles à obtenir.

## VI - Méthode de conception

### VI.1 - Introduction

A l'issue de cette étude de performances sur les sources focales BIE, nous avons pu mettre en avant un comportement singulier vis-à-vis des sources focales classiques qui peuvent souvent être approximées par des modèles théoriques.

Les deux particularités essentielles de l'antenne BIE sont la variation fréquentielle de sa directivité qui est directement liée au facteur de qualité du matériau BIE et l'évolution fréquentielle de la position de son centre de phase. Cette dernière, comme nous l'avons démontré, est aussi imposée par le facteur de qualité. C'est donc ce paramètre qui revêt une importance capitale dans la conception d'une source focale.

Pour améliorer les performances globales du système, nous avons également montré que l'utilisation d'une sonde d'excitation de type cornet permettait une amélioration de la qualité des diagrammes de l'antenne BIE en diminuant ses lobes secondaires. Ceci se traduit directement par une diminution des pertes par débordement et une amélioration du rendement d'illumination.

Néanmoins, lors de la conception d'une source focale BIE, tous ces paramètres sont difficiles à appréhender étant donnée leur variation importante lorsqu'une bande de fréquence de l'ordre de 1.7% est considérée, comme c'est le cas ici. De plus, il est délicat de trouver une position optimale de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur pour prendre en compte la variation du centre de phase.

Pour aider le concepteur de l'antenne, une série d'abaques a été donc faite de façon à pouvoir concevoir rapidement une source focale performante sans avoir recours à de multiples simulations de type FDTD. Un temps considérable peut ainsi être épargné.

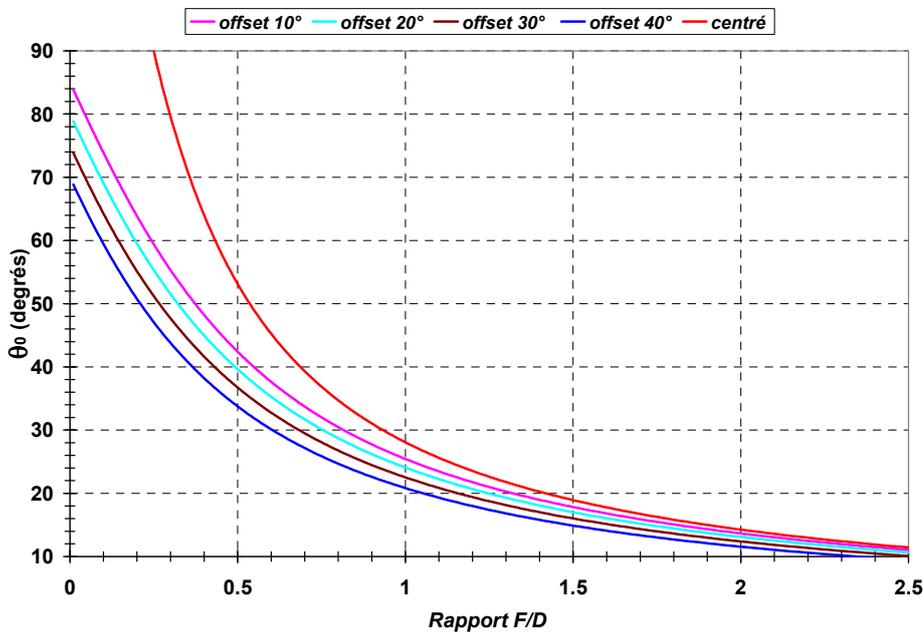
En s'appuyant sur l'outil mis en place dans le *chapitre 2* et les résultats précédents, nous allons donner les paramètres clés à maîtriser pour aboutir à des performances satisfaisantes.

## VI.2 - Description de la méthode

### VI.2.1 - Détermination du demi-angle d'interception du réflecteur

Nous partons du principe que le concepteur connaît la couverture à réaliser avec l'antenne à réflecteur. A partir de là, le diamètre  $D$ , la distance focale  $F$  et l'offset  $H$  sont fixés, ce qui va permettre de définir le demi-angle d'interception  $\theta_0$  du réflecteur à l'aide de l'équation 4 ou par lecture sur la figure 45.

$$\theta_0 = \arctan\left(\frac{D+H}{2F}\right) - \arctan\left(\frac{H}{2F}\right) \quad (4)$$

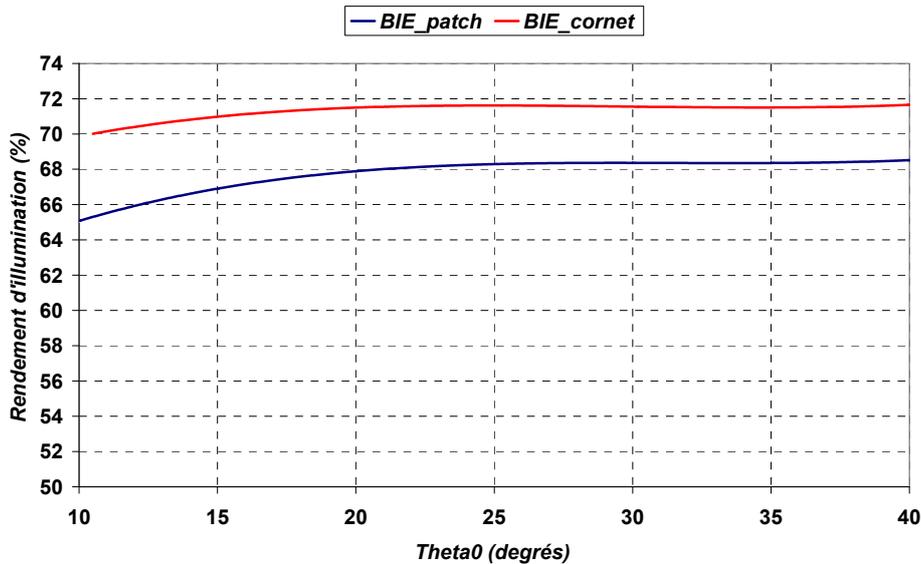


**Figure 45 :** Détermination du demi-angle d'interception du réflecteur  $\theta_0$

### VI.2.2 - Détermination du rendement d'illumination maximum obtenu avec une source focale BIE

Il est intéressant de se fixer un point de repère concernant le rendement d'illumination maximum qu'une source focale BIE peut atteindre avec un réflecteur donné et sur une bande de fréquence donnée. Ce rendement est donné sur la figure 46. La valeur est donnée, pour chaque  $\theta_0$ , par rapport à la valeur moyenne obtenue sur une bande de fréquences de 1.7%, ce qui correspond à la bande de fréquence 29.5-30 GHz que nous nous sommes fixés. Cette valeur est optimisée par rapport à la position du centre de phase.

Les résultats confirment l'intérêt du cornet en tant que sonde d'excitation de l'antenne BIE. Une amélioration d'environ 4%, soit 0.18 dB est obtenue. Ce rendement d'illumination devient légèrement plus faible pour des valeurs de  $\theta_0$  faibles, ce qui correspond à de grands rapports  $F/D$ . Cette dégradation s'explique à la fois par rapport aux pertes par débordements qui deviennent plus importantes et par rapport à la variation de la position du centre de phase comme nous allons le voir sur les prochaines courbes.



**Figure 46 :** Evolution du rendement d'illumination moyen sur 1.7% de bande de fréquences en fonction de  $\theta_0$

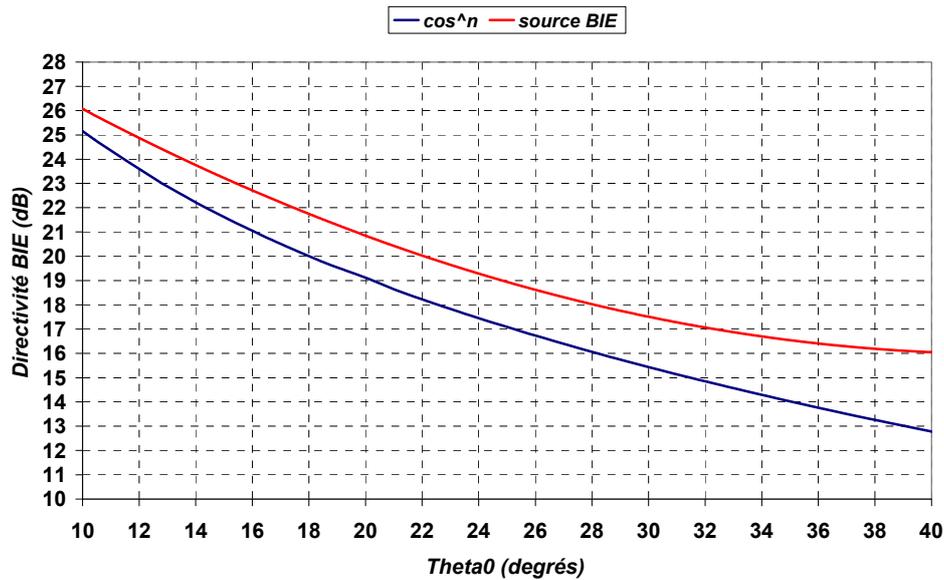
Nous allons maintenant déterminer la directivité de la source focale qui permet d'atteindre ces rendements d'illumination.

### VI.2.3 - Détermination de la directivité optimale de la source focale BIE

De façon analogue à ce que nous avons fait pour la source théorique en  $\cos^n$ , nous pouvons déterminer la directivité optimale de la source focale BIE. Ce paramètre physique doit absolument être connu pour pouvoir concevoir par la suite l'antenne BIE. Il est donné sur la **figure 47** en fonction de  $\theta_0$ .

Etant donné que la directivité de l'antenne BIE varie avec la fréquence, les valeurs de directivités qui servent de référence sur cette courbe sont celles obtenues à la fréquence de fonctionnement  $f_0$  de l'antenne, déterminée à l'aide de l'**équation 3**.

Il est important de noter que la directivité optimale de la source focale BIE est assez éloignée de celle qui aurait été obtenue en approximant le rayonnement de l'antenne BIE par une fonction  $\cos^n$ . Ainsi, un écart de 1 à 3 dB est constaté.



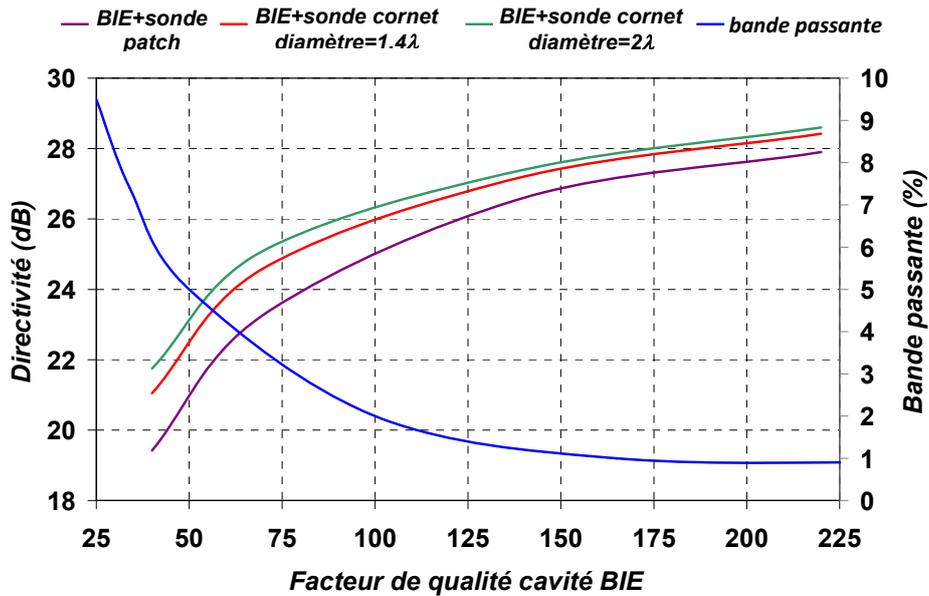
**Figure 47 :** Détermination de la directivité optimale en fonction du demi-angle d'interception du réflecteur  $\theta_0$

#### VI.2.4 - Détermination du facteur de qualité de la source focale BIE

Une fois la directivité à atteindre connue, il faut déterminer quel doit être le facteur de qualité  $Q$  de l'antenne BIE. Celui-ci dépend du coefficient de réflexion du matériau BIE et va fixer la bande passante à -3 dB de l'antenne. Cependant, le facteur de qualité n'est pas le seul paramètre qui fixe la directivité. Même s'il est prépondérant, la sonde d'excitation a aussi un effet.

Il est donc nécessaire de déterminer le facteur de qualité pour différentes sondes d'excitation. Le choix final de la sonde s'effectue en fonction du niveau de performances à atteindre. D'après les résultats de rendement d'illumination obtenus, les patches imprimés sont peu performants par rapport à notre objectif. Les cornets sont plus adaptés. Leurs dimensions devront néanmoins être choisies en fonction des contraintes d'espacement pour une utilisation multi-sources.

L'abaque de la **figure 48** peut être utilisé pour déterminer ce facteur de qualité.



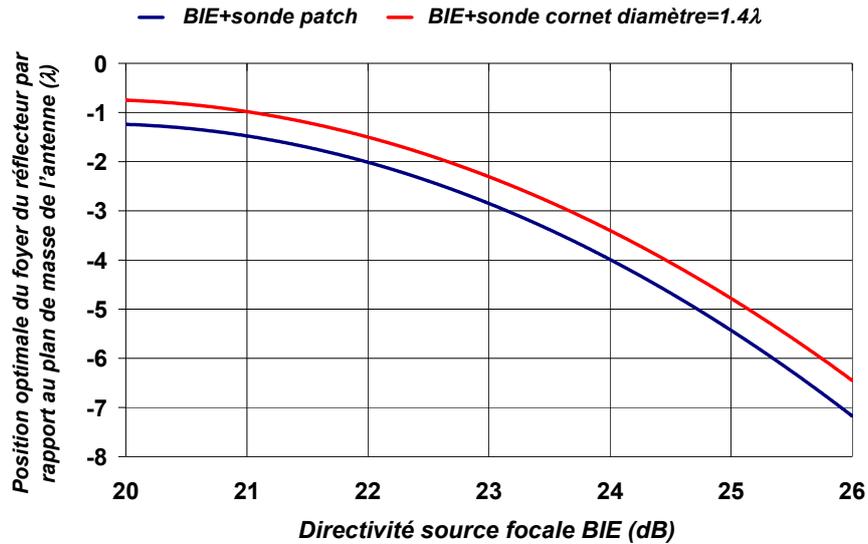
**Figure 48 :** Détermination du facteur de qualité en fonction de la directivité de l'antenne BIE pour différentes sondes d'excitation

### VI.2.5 - Détermination d'une position optimale de l'antenne BIE par rapport au foyer de la parabole

Une fois le facteur de qualité  $Q$  déterminé, l'antenne BIE peut être conçue par simulation avec une méthode numérique rigoureuse. Il reste cependant à déterminer comment positionner au mieux l'antenne pour palier à la variation fréquentielle du centre de phase sur la bande de fréquence étudiée. Celle-ci est donnée par l'abaque de la *figure 49*.

Les résultats montrent que cette position optimale est différente en fonction de la sonde d'excitation, ce qui paraît logique. En effet, nous avons vu précédemment que la position du centre de phase dépendait du facteur de qualité, mais aussi, dans une moindre mesure, de la sonde d'excitation.

Concernant l'évolution de cette position optimale en fonction de la directivité de la source focale BIE, le résultat découle des observations précédentes. Nous avons vu que la variation fréquentielle de la position du centre de phase était liée à celle du facteur de qualité et donc, de la directivité. Cette variation est croissante avec  $Q$  et donc avec la directivité. La position optimale de l'antenne par rapport au foyer va donc subir une variation similaire, conformément à ce qui est obtenu sur la *figure 49*.



**Figure 49 :** Détermination de la position optimale du foyer du réflecteur par rapport au plan de masse de l'antenne en fonction de la directivité de l'antenne BIE munie de différentes sondes d'excitation

## VII - Conclusion

A travers ce chapitre, les singularités de l'antenne BIE ont été mises en avant et leurs effets sur les performances d'une antenne à réflecteur ont pu être quantifiés. Nous avons notamment vu l'importance de la variation fréquentielle du centre de phase de l'antenne BIE. Alors que celui-ci varie très peu avec des sources focales usuelles, ici, des variations de plusieurs longueurs d'ondes ont pu être observées sur une bande de fréquences de 1.7%. Cette évolution est liée au facteur de qualité de l'antenne BIE qui fixe en partie la directivité. Plus celui-ci est élevé, plus la variation est importante. Or, pour obtenir des performances satisfaisantes avec un réflecteur possédant un faible demi-angle d'ouverture, il sera nécessaire d'utiliser une source focale directive et donc, sujette à une importante variation du centre de phase. Ce cas de figure, avec des valeurs de  $\theta_0$  faibles, est typique des applications de télécommunications spatiales. L'optimisation de la position de ce paramètre est donc capitale pour notre étude.

La méthode de conception mise en place dans ce chapitre a permis d'aboutir à une source focale BIE possédant un rendement d'illumination légèrement supérieur à 70% sur une bande de fréquences de 1.7%. Les différentes optimisations de la sonde d'excitation et la prise en compte du centre de phase dans l'intégralité des calculs a permis de faire progresser les performances de la source focale BIE depuis le début de l'étude où le rendement d'illumination se situait aux alentours de 60%.

Il est aussi important de remarquer qu'une conception classique via un modèle théorique en  $\cos^n$  aurait abouti à un résultat non optimum. Ceci peut s'illustrer par un exemple. Considérons un réflecteur dont le demi-angle d'interception  $\theta_0$  est de  $14^\circ$ . Avec un raisonnement à partir du modèle en  $\cos^n$ , il faudrait une source possédant une directivité de l'ordre de 22 dB (*figure 47*). Celle-ci permet d'atteindre un rendement de 67% avec la source BIE utilisant un cornet comme sonde d'excitation (*figure 44*). Ce résultat n'est pas optimal. En effet, pour maximiser le rendement d'illumination avec cette directivité de la source focale BIE et atteindre une valeur moyenne d'environ 71%, il faudrait un réflecteur possédant un demi-angle d'interception de  $17^\circ$ .

Cette dégradation de 4%, correspond à une baisse moyenne de 0.18 dB sur la directivité de l'antenne à réflecteur. Partant du constat du *chapitre I* où la moindre optimisation du rendement du système entraîne une réduction significative des coûts, la méthode de conception mise en place est justifiée. Elle s'avère de plus indispensable pour permettre un gain de temps considérable au concepteur de l'antenne et aussi pour optimiser la position du centre de phase sur la bande de fréquence et ainsi éviter de trop fortes dégradations.

Dans le chapitre suivant, nous allons mettre en pratique cette méthode de conception et caractériser les performances d'une antenne dédiée à une application multi-faisceaux.

## VIII - Bibliographie du chapitre 3

- [1] **P.R. Villeneuve, M. Piche**, “Photonic band gaps in two-dimensional square lattices: Square and circular rods”, *Physical Review B*, Volume 46, Number 8, 15 August 1992, pp 4973.
- [2] **K.M. Ho, C.T. Chan, C.M. Soukoulis, R. Biswas & M. Sigalas**, “Photonic band gaps in three dimensions: New layer-by-layer periodic structures”, *Solid State Communications*, Volume 89 (1994), 413-416.
- [3] **M. Thevenot**, “Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l’étude et à la conception d’un nouveau type d’antenne”, *Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges-* 18 novembre 1999.
- [4] **L. Léger**, “Nouveaux développements autour des potentialités de l’antenne BIE planaire”, *Thèse de doctorat- n°27-2004- Université de Limoges-* 16 novembre 2004.
- [5] **M. Thevenot, C. Cheype, A. Reineix, B. Jecko**, “Directive photonic band gap antennas”, *IEEE Transactions on microwaves theory and techniques*, n° 47, art. 11 p.2115-2122, Novembre 1999.
- [6] **L.Leger, C. Serier, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko**, “1D Dielectric electromagnetic band gap resonator antenna design”, *Ann. Télécom.*, vol. 59, N° 3-4, 2004; pp. 246
- [7] **C. Serier, C. Cheype, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monédière, A. Reineix, B. Jecko**, “1D Photonic Band Gap resonator antenna design”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 29, n°5, pp.312-315, June 2001.
- [8] **E. Rodes**, “Nouveaux concepts d’antennes à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications”, *Thèse de doctorat- Université de Limoges-* 28 novembre 2006.
- [9] **R. Sauleau**, “Fabry-Perot Resonators”, *Encyclopedia of RF and Microwave Engineering*, John Wiley & Sons Ed., 2005.
- [10] **M. Troubat**, “Développement d’une méthode de synthèse pour la conception avancée de fonctions de filtrage et de rayonnement combinées”, *Thèse de doctorat- Université de Limoges-* 27 septembre 2006.
- [11] **H. Chreim, E. Pointereau, P. Dufrane, B. Jecko**, “Omnidirectional electromagnetic band gap antenna for base station applications”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, en cours de publication.
- [12] **E. Rodes, M. Diblanc, E. Arnaud, T. Monediere, B. Jecko**, “Dual band EBG resonator antenna using a single layer FSS”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, en cours de publication.
- [13] **L. Mercier, E. Rodes, J. Drouet, L. Leger, E. Arnaud, M. Thevenot, T. Monediere, B. Jecko**, “Steerable and tunable "EBG resonator antennas" using smart

- metamaterials”, *IEEE AP-S international symposium National Radio Science Meeting*, Albuquerque, New Mexico, 2006.
- [14] **N. Guérin, S. Enoch, G. Tayeb, P. Sabouroux, P. Vincent, H. Legay**, “A metallic Fabry-Perot directive antenna”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. 54, n°1, pp.220-224, janvier 2006.
- [15] **R. Sauleau, P. Coquet, T. Matsui, J. P. Daniel**, “A new concept of focusing antennas using plane parallel Fabry Perot cavities with non uniform mirrors”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. 51, n°11, pp.3171-3175, novembre 2003.
- [16] **D. R. Jackson, A. A. Oliner**, “A leaky wave analysis of the high gain printed antennas configuration”, *IEEE transactions on antennas and propagations*, Vol. 36, n°7, pp.905-909, juillet 1988.
- [17] **T. S. Bird**, “Antenna feeds”, *Encyclopedia of RF and microwave engineering*, pp. 185-217, Editions John Wiley and sons, 2005.
- [18] **G. G. Gentili, R. Nesti, G. Pelosi, V. Natale**, “Compact dual profil corrugated circular waveguide horn”, *IEE Electronic letters*, Vol. 36, n°6, 2000.
- [19] **P. J. B. Clarricoats, A. D. Olver**, “Corrugated horns for microwave antennas”, *IEE electromagnetic waveves series 18*, 1984.



# Chapitre IV

## APPLICATION A LA CARACTERISATION D’UNE SOURCE FOCAL BIE MULTI-FAISCEAUX

\*\*\*\*\*

<b>I - INTRODUCTION .....</b>	<b>186</b>
<b>II - CARACTERISTIQUES DES SYSTEMES MULTI-FAISCEAUX.....</b>	<b>187</b>
<i>II.1 - Grandeurs caractéristiques.....</i>	<i>187</i>
<i>II.2 - Isolation entre les faisceaux.....</i>	<i>189</i>
<i>II.3 - Sensibilité aux erreurs de pointage.....</i>	<i>191</i>
<b>III - PRESENTATION DE L’APPLICATION.....</b>	<b>192</b>
<i>III.1 - Objectifs.....</i>	<i>192</i>
<i>III.2 - Cahier des charges .....</i>	<i>193</i>
<i>III.3 - Présentation du réflecteur SFOCA.....</i>	<i>194</i>
<i>III.4 - Source focale de référence.....</i>	<i>200</i>
<b>IV - DEFINITION DE LA SOURCE FOCAL BIE .....</b>	<b>203</b>
<i>IV.1 - Application de la méthode de conception.....</i>	<i>203</i>
<i>IV.2 - Caractérisation de l’antenne simple source.....</i>	<i>204</i>
<b>V - CARACTERISATION DES PERFORMANCES DU SYSTEME MULTI-SOURCES .....</b>	<b>213</b>
<b>VI - CONCLUSION.....</b>	<b>225</b>



## I - Introduction

Dans ce quatrième chapitre, nous allons utiliser la méthode de conception et l’outil de caractérisation mis en place pour répondre aux besoins d’une application de télécommunications spatiales multi-faisceaux. Celle-ci repose sur la réalisation d’un prototype de source focale BIE destinée à l’illumination d’un réflecteur de type SFOCA. Cette étude est faite dans le cadre d’une action de R&T entre le CNES et le laboratoire Xlim.

Dans un premier temps, les notions essentielles des systèmes multi-faisceaux seront présentées, puis le cahier des charges de l’application sera donné.

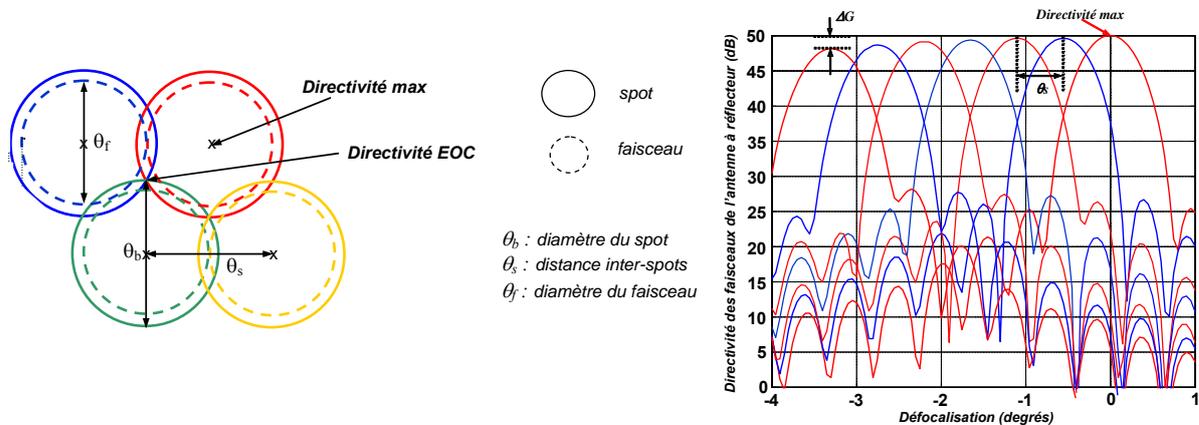
Ensuite, de façon à aboutir à une source focale BIE performante, la conception est divisée en plusieurs étapes. Tout d’abord, il est nécessaire d’optimiser la source focale avec un seul accès, nous la dénommerons source BIE monofaisceau. Cette première étape est indispensable de façon à ne pas superposer tous les phénomènes intervenant dans le système complet. La conception et l’optimisation directe de celui-ci s’avérerait trop délicate. Une fois cette optimisation de l’élément unique effectuée, le système complet sera caractérisé.

Pour juger de la qualité des résultats obtenus, une comparaison sera effectuée avec une source focale existante, le cornet de Potter, précédemment optimisé pour le réflecteur SFOCA que nous allons utiliser.

## II - Caractéristiques des systèmes multi-faisceaux

### II.1 - Grandeurs caractéristiques

L’étude d’une antenne à réflecteur multi-faisceaux fait appel à la définition d’un certain nombre de paramètres qui permettent de caractériser le système. Ceux-ci peuvent être définis par rapport à la **figure 1** représentant les diagrammes de rayonnement, dans un plan de coupe, d’une antenne à réflecteur dotée de plusieurs faisceaux défocalisés.



**Figure 1 :** Illustration des termes propres aux applications multi-faisceaux (exemple d’une couverture avec un motif de réutilisation à quatre fréquences)

#### II.1.1 - Distance entre les sources focales

Les faisceaux défocalisés sont obtenus par un positionnement particulier des différentes sources dans le plan focal, de façon à obtenir l’écart voulu,  $\theta_s$ , entre les spots de diamètre  $\theta_b$ .

L’écartement nécessaire entre les sources focales, noté  $\delta$ , pour obtenir le bon espacement entre les spots, dépend des caractéristiques du réflecteur utilisé. Il peut être déterminé à partir de l’équation 1, où  $F$  représente la focale du réflecteur utilisé et  $BDF$  correspond au facteur de déviation de faisceau qui a été déterminé avec l’équation 12 du chapitre I. Ce paramètre  $\delta$  est également appelé la taille de maille.

$$\delta = F \tan\left(\frac{\theta_s}{BDF}\right) \quad (1)$$

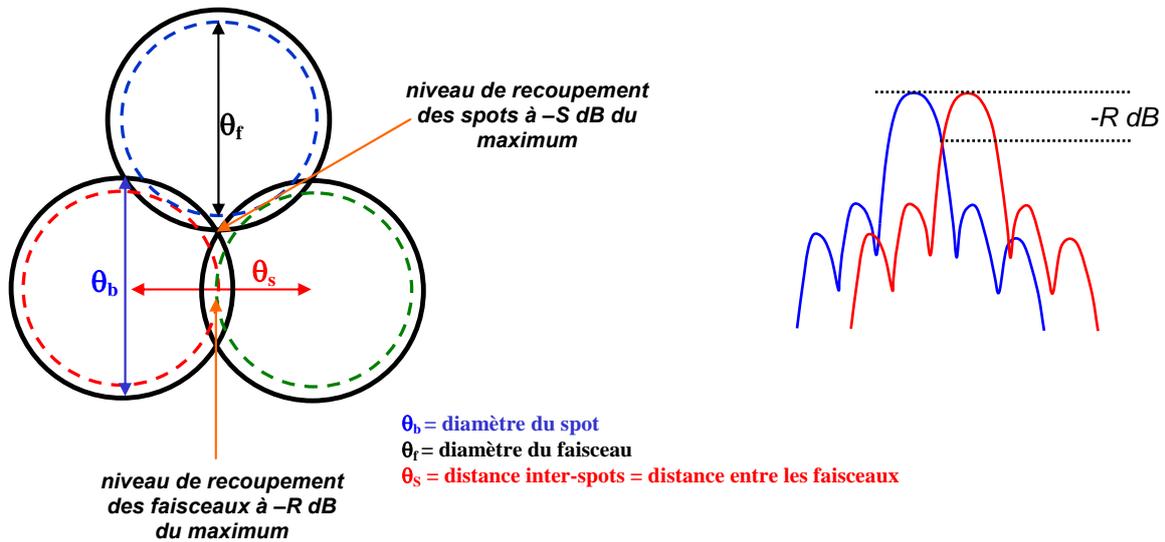
Cette distance va imposer la taille maximale des sources dans le plan focal, et par conséquent leur directivité.

### II.1.2 - Diminution de la directivité maximale $\Delta G$

La diminution de la directivité maximale sur la couverture, noté  $\Delta G$ , est due aux défocalisations des sources focales. Ceci entraîne des aberrations de phase comme nous l’avons vu dans le *chapitre 1*, et la directivité de l’antenne à réflecteur s’en trouve affectée. De façon à minimiser ces variations, il est nécessaire de privilégier l’utilisation d’un réflecteur possédant un grand rapport focale sur diamètre.

### II.1.3 - Directivité EOC

La directivité EOC (Edge of coverage) correspond à la directivité en bord de couverture, là où se recoupent deux spots adjacents. Elle est à distinguer du niveau de recouvrement de deux faisceaux adjacents en sortie du focaliseur, comme le montre la *figure 2*.



**Figure 2 :** Recouvrement des spots définissant la directivité en bord de couverture

Pour déterminer cette directivité en bord de couverture, il y a deux possibilités. Soit la largeur angulaire  $\theta_b$  des spots est connue et la directivité EOC s’obtient en relevant le niveau correspondant à cette ouverture angulaire. Soit cette directivité EOC peut s’obtenir à partir du niveau de recouvrement entre deux faisceaux et en faisant l’approximation que le faisceau est gaussien. Dans ce cas, avec des calculs géométriques simples, il est possible de montrer que cette directivité EOC est donnée par l’équation 2 [1], où  $R_{dB}$  représente le niveau de recouvrement des faisceaux adjacents sur la *figure 2*.

$$D_{eoc} = D_{max} - \frac{4}{3} R_{dB} \quad (2)$$

C’est à cette position que va correspondre le niveau de puissance le plus faible sur la couverture. Pour cette raison, ce paramètre a une influence majeure sur les performances, il doit impérativement satisfaire le cahier des charges donné par l’opérateur.

#### **II.1.4 - Roll-off**

Le roll-off, pour un spot donné, correspond à la différence de niveau entre le maximum de ce spot et le niveau de recoupement avec ses spots adjacents. Il s’exprime en dB et se traduit par l’équation 3.

$$\text{Roll-off} (dB) = D_{\max}(dB) - D_{\text{eoc}}(dB) \quad (3)$$

Ce paramètre n’a pas vraiment un caractère dimensionnant dans une application multi-faisceaux. Néanmoins, c’est un indicateur de performances.

En effet, une faible valeur de roll-off implique un haut niveau de recoupement entre les spots adjacents et donc, une forte directivité en bord de couverture. Même si cela implique une plus forte puissance dans la zone d’arrivée, cela implique aussi des faisceaux larges, qui peuvent venir interférer avec leurs voisins et diminuer l’isolation du système.

A l’opposé, une valeur de roll-off trop élevée implique des faisceaux de faible ouverture angulaire, ce qui améliore l’isolation mais diminue fortement la directivité en bord de couverture.

Il est donc nécessaire de trouver un bon compromis. Dans la pratique, le roll-off doit être inférieur à 5.5 dB en prenant en compte les erreurs de pointage.

## **II.2 - Isolation entre les faisceaux**

L’isolation entre les faisceaux caractérise l’influence des interférences sur le signal utile. Dans les applications de télécommunications spatiales, l’isolation entre les différents faisceaux est déterminée à partir du rapport C/I. Celui-ci peut être déterminé de plusieurs façons. Nous retiendrons seulement ici deux formulations recommandées par Thales Alenia Space pour notre étude.

### **II.2.1 - C/I en émission**

En émission du point de vue du satellite, le rapport C/I entre un spot désiré et un spot interféreur à la même fréquence est donné par l’équation 4.

$$C / I_{TX} = \frac{G_d^{co}(x_d)}{G_i^{co}(x_d) + G_i^{cross}(x_d)} \quad (4)$$

Avec :

- $G_d^{co}(x_d)$  le gain en polarisation normale, réalisé par l’antenne dédiée au spot désiré  $d$ , dans une direction  $x_d$  appartenant au spot  $d$ ,
- $G_i^{co}(x_d)$  le gain en polarisation normale, réalisé dans une direction  $x_d$  appartenant au spot  $d$ , par l’antenne dédiée au spot interférent  $i$  de même fréquence et même orientation de polarisation que le spot  $d$ ,
- $G_i^{cross}(x_d)$  le gain en polarisation croisée, réalisé dans une direction  $x_d$  appartenant au spot  $d$ , par l’antenne dédiée au spot interférent  $i$  de même fréquence et avec une polarisation orthogonale à celle du spot  $d$ .

Cette formulation peut être généralisée à l’ensemble des interféreurs de la couverture. Dans ce cas, le rapport C/I en transmission est évalué par l’*équation 5*.

$$C / I_{TXtotal} = \frac{G_d^{co}(x_d)}{\sum_{i \neq d} G_i^{co}(x_d) + G_i^{cross}(x_d)} \quad (5)$$

### **II.2.2 - C/I en réception**

En réception du point de vue du satellite, le rapport C/I entre un spot désiré et un spot interféreur à la même fréquence est donné par l’*équation 6*.

$$C / I_{RX} = \frac{Min G_d^{co}(x_d)}{Max(G_d^{co}(x_i) + G_d^{cross}(x_i))} \quad (6)$$

Avec :

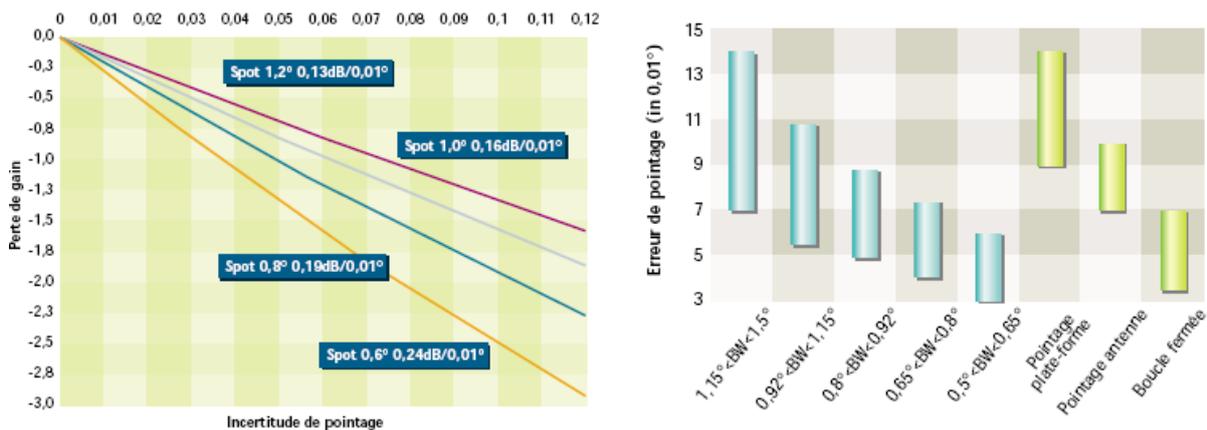
- $G_d^{co}(x_d)$  est le gain en polarisation normale obtenu dans une direction  $x_d$  du spot désiré  $d$ , et réalisé par l’antenne de réception dédiée au spot désiré  $d$
- $G_d^{co}(x_i)$  est le gain en polarisation normale obtenu dans une direction  $x_i$  du spot interférent  $i$ , et réalisé par l’antenne de réception dédiée au spot désiré  $d$ .
- $G_d^{cross}(x_i)$  est le gain en polarisation croisée obtenu dans une direction  $x_i$  du spot interférent  $i$ , et réalisé par l’antenne de réception dédiée au spot désiré  $d$ .

Cette formulation présente l’avantage d’être très simple à mettre en œuvre car elle ne nécessite que la connaissance du diagramme de rayonnement du spot désiré sans avoir besoin des spots interférents. Bien évidemment, cette formulation correspond à un pire cas. Elle donne des valeurs défavorables d’environ 1 à 2 dB par rapport à des méthodes plus complexes. Cette conclusion est issue de l’expérience de Thalès Alenia Space.

### II.3 - Sensibilité aux erreurs de pointage

Un autre point important à souligner au niveau des antennes à réflecteurs multi-faisceaux concerne les problèmes de pointage des différents faisceaux. Celles-ci sont conçues de façon à délivrer le signal dans une direction donnée pour couvrir une portion de territoire avec un certain niveau de gain. Pour générer une tâche au sol de quelques dizaines de kilomètres avec le gain voulu, l’antenne possède un angle d’ouverture voisin de 1°. Une erreur de pointage du satellite peut alors entraîner un décalage de plusieurs dizaines de kilomètres sur la couverture et par conséquent un gain insuffisant sur certaines zones qui auraient dû être couvertes. Pour remédier à cela, plusieurs systèmes permettant de contrôler ce paramètre équipent le satellite [2].

Les graphiques de la *figure 3* permettent de quantifier la baisse de performances engendrée par une erreur de pointage sur le satellite.



**Figure 3 :** Courbes montrant l’influence d’une erreur de pointage sur les performances de l’antenne en fonction de la taille du spot désiré (BW)

Par exemple, on constate qu’une erreur de pointage d’un dixième de degré entraîne une perte de 2.5 dB sur la zone de couverture si on utilise un faisceau de 0.6 degré d’ouverture. Le graphe de droite indique les imprécisions de pointage courantes en fonction de la largeur du

spot désiré (BW) et présente les trois techniques de correction adoptées ainsi que leur gamme d’utilisation respective.

## III - Présentation de l’application

### III.1 - Objectifs

Le système antenne embarqué sur le satellite doit permettre de réaliser des télécommunications multimédia en bande Ka sur l’Europe élargie. Pour permettre aux utilisateurs d’avoir un débit suffisant, une bande passante totale de 1 GHz est requise. Grâce à la possibilité de réutiliser la polarisation, cette bande peut être réduite à 500 MHz. De plus, la PIRE du satellite doit être suffisamment élevée pour que la sensibilité des terminaux utilisateurs ne soit pas mise en défaut.

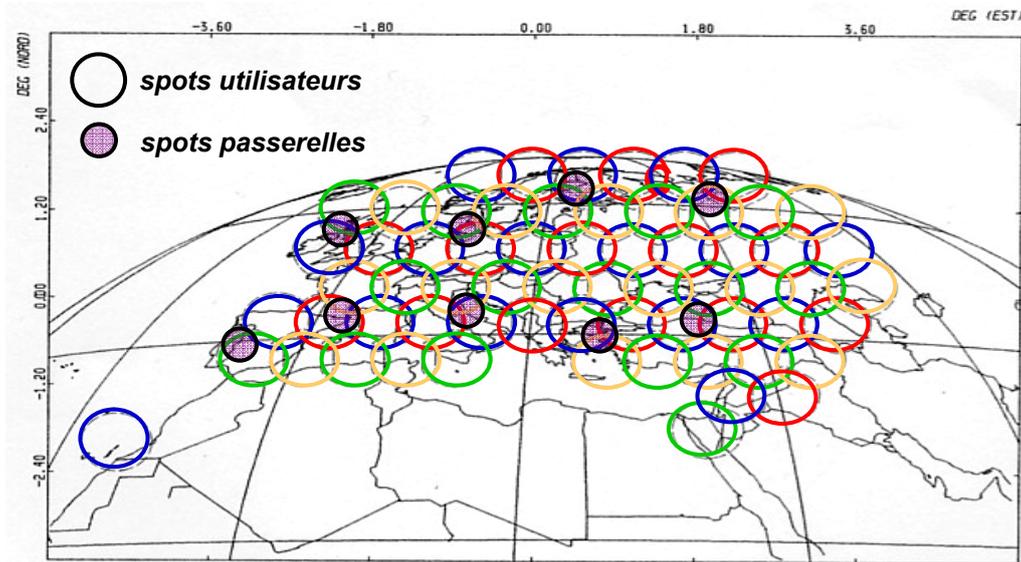
Pour atteindre de telles spécifications, une couverture multi-faisceaux est nécessaire. Dans notre cas, celle-ci est composée de 64 spots utilisateurs pour les terminaux d’abonnés et de 9 spots passerelles pour assurer la qualité de services. Un motif de réutilisation de fréquences de facteur 4 a été associé à la couverture utilisateurs multi-faisceaux pour limiter les interférences entre spots contigus. Cette stratégie offre également le meilleur compromis entre les performances de l’antenne et la capacité du système [3]. Le système antenne fonctionne à la fois en réception et émission que se soit au niveau des utilisateurs ou des passerelles. La couverture correspondante à cette description est donnée sur la *figure 4*.

Nous avons vu dans le premier chapitre que pour obtenir des performances satisfaisantes à l’aide de réflecteurs pour ce type de couvertures, il fallait utiliser au moins quatre antennes à réflecteurs avec des sources focales très délicates à concevoir actuellement. Ce nombre peut être augmenté jusqu’à huit avec des sources focales plus simples à réaliser.

L’objectif de l’antenne BIE, grâce à ses propriétés d’entrelacement, est de réduire ce nombre d’antennes à réflecteurs ou de simplifier leur conception tout en conservant un niveau de performances comparables. Pour cela, deux principales architectures peuvent être envisagées à l’heure actuelle (proposées par Thalès Alenia Space).

- Utiliser deux antennes à réflecteurs avec une source focale BIE, en face Terre pour la liaison Rx, et quatre antennes à réflecteurs avec des sources focales classiques en faces latérales pour la liaison Tx, chacune fonctionnant sur un canal de fréquence différent.

- Utiliser deux satellites, moins puissants que le précédent, embarquant chacun une antenne à réflecteur doté d’une source focale BIE pour la liaison Rx et une autre pour la liaison Tx. Chaque satellite fonctionne alors suivant deux polarisations différentes.



**Figure 4 :** *Couverture multi-faisceaux sur l’Europe élargie*

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes donc intéressés à la conception d’une source focale BIE uniquement pour la liaison réception car cette solution apparaît dans les deux architectures envisagées. Elle se limite de plus à la mission utilisateurs. Notre objectif, avant de passer à des systèmes plus complets, est avant tout de montrer la viabilité du système en termes de performances par rapport à ceux qui existent déjà.

### **III.2 - Cahier des charges**

La bande de fréquence de la mission utilisateurs en réception est divisée en quatre canaux de 125 MHz ayant chacun une bande de garde de 12.5 MHz. Celle-ci permet d’éviter les problèmes d’interférences lors du traitement des différents signaux.

L’ensemble des spécifications propres à cette couverture est présenté dans les *tableaux 1* et *2*.

	Transmission (Tx)	Réception (Rx)
<b>Mission utilisateurs (users)</b>	<b>500 MHz autour de 20 GHz</b> <i>4 canaux de fréquence</i>	<b>29.5 - 30 GHz</b> <i>4 canaux de 125 MHz</i>
<b>Mission passerelle</b>	<b>500 MHz autour de 20 GHz</b>	<b>27.5 - 28 GHz</b>

<b>(gateway)</b>	1 canal	1 canal
------------------	---------	---------

**Tableau 1** : Spécifications des bandes de fréquences en émission et réception

	Bande Users	Bande Gateway
<b>Nombre de spots</b>	<b>64</b>	<b>9</b>
<b>Dimension (°)</b>	<b>0.65</b>	<b>0.25</b>
<b>Espacement entre faisceaux (°)</b>	<b>0.56</b>	<b>&gt; 1.12</b>
<b>Gain EOC (dB)</b> <i>min</i> <i>objectif</i>	<b>43</b> <b>44.5</b>	<b>45</b> <b>45.5</b>
<b>Roll-Off (dB)</b>	<b>&lt; 5.5</b>	-
<b>Polarisation</b>	<b>Linéaire double</b>	<b>Linéaire simple</b>
<b>Polarisation croisée (dB)</b>	<b>&lt; -27</b>	<b>&lt; -27</b>
<b>C/I (dB)</b> - entre 2 faisceaux : - total :	<b>&gt; 18</b> <b>&gt; 14</b>	<b>&gt; 22</b> <b>&gt; 18</b>

**Tableau 2** : Caractéristiques de rayonnement pour la couverture multi-faisceaux

Le réflecteur utilisé pour cette application est un système à deux réflecteurs de type SFOCA. C’est une structure existante qui a été conçue pour fonctionner avec des cornets de Potter pour réaliser la couverture de la *figure 4*. Dans cette précédente application, quatre antennes à réflecteurs SFOCA étaient utilisées pour assurer l’entrelacement des spots sur la mission utilisateurs en liaison Rx. La source focale BIE devrait donc permettre de réduire ce nombre.

Avant de définir les caractéristiques de celles-ci et ses performances, nous allons présenter le réflecteur utilisé et montrer les performances accessibles avec le cornet de Potter, ce qui nous permettra d’avoir une référence en termes de performances.

### **III.3 - Présentation du réflecteur SFOCA**

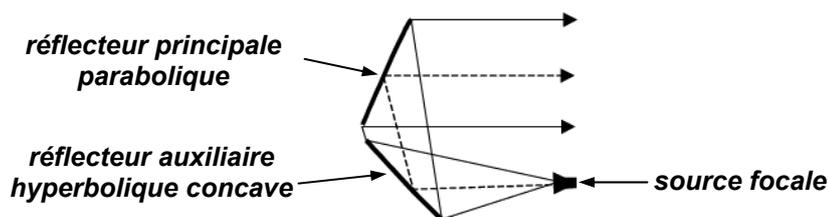
Par rapport à la mission envisagée, un système focalisant permettant de forts dépointages est nécessaire de façon à réduire les effets de la défocalisation. Pour cela, un réflecteur avec une grande focale est nécessaire. Cependant, les antennes à réflecteurs dédiées à la liaison Rx devant être implantés sur la face Terre du satellite, des contraintes

d’encombrement empêchent l’utilisation d’une structure à réflecteur unique. C’est pourquoi une solution à double réflecteur de type SFOCA (Side Fed Offset Cassegrain Antenna) a été retenue car elle permet d’obtenir une focale équivalente importante tout en conservant une bonne compacité. L’antenne SFOCA utilisée ici est une antenne existante que possède le CNES, sa structure est donc figée et ne peut subir de modifications. Cependant, pour pouvoir déterminer les performances de cette antenne avec une source focale BIE, il a été nécessaire de définir son principe de fonctionnement et de calculer l’ensemble de ses paramètres géométriques pour la simuler et l’intégrer dans notre procédure de calcul.

### ***III.3.1 - Détermination de la géométrie de l’antenne SFOCA***

Le principe des antennes à double réflecteur et plus particulièrement des antennes Cassegrain est simple. La géométrie classique du Cassegrain emploie une forme parabolique pour le réflecteur principal et une forme hyperbolique pour le réflecteur auxiliaire. Un des deux foyers de cette hyperbole est commun avec le foyer de la parabole, on parle alors de foyer virtuel. L’autre foyer correspond à la position de la source qui va illuminer le réflecteur auxiliaire. C’est le foyer réel. Les rayons émanant de la source et réfléchis par les deux dioptries parcourent la même distance, le système est alors assimilable à une ouverture rayonnante équiphase.

L’antenne SFOCA est une variante du système Cassegrain classique dans le sens où elle utilise un réflecteur principal, parabolique et en offset, et un réflecteur auxiliaire hyperbolique de forme concave, comme indiqué sur la *figure 4*.



**Figure 5 :** *Schéma de principe de l’antenne à réflecteur SFOCA*

Les deux réflecteurs sont agencés de telle façon que la source focale est placée sur le côté du système focalisant, ce qui lui vaut son appellation.

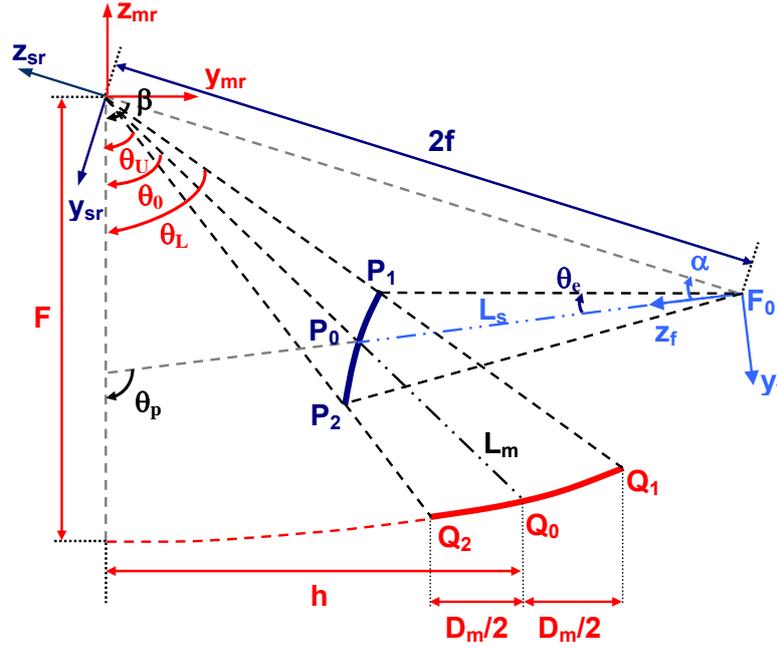
### ***III.3.2 - Paramètres définissant la géométrie de l’antenne***

La conception d’une antenne SFOCA nécessite le calcul de 20 paramètres géométriques. Cependant, à partir de seulement 5 paramètres de base connus parmi 20, il est possible de déterminer les 15 autres, tous les paramètres ayant des dépendances entre eux. Dans notre cas, cinq principaux paramètres ; six si on prend en compte le surdimensionnement du réflecteur auxiliaire ; sont à notre disposition d’après les documents fournis par le CNES.

- L’angle  $\beta$  entre les axes des deux réflecteurs :  $61^\circ$
- La focale  $F$  du réflecteur principal : 3512 mm
- Le diamètre  $D$  du réflecteur principal : 1100 mm
- La distance  $2f$  entre les foyers des deux réflecteurs : 3780 mm
- L’excentricité  $e$  du réflecteur auxiliaire : -3.48
- Le surdimensionnement  $\varepsilon$  du réflecteur auxiliaire : 10%.

Il est important de remarquer que *l’excentricité de cette structure a été définie de façon négative* par son concepteur [4]. Les *équations 7, 8 et 9* données par l’auteur sont donc exprimées avec cette convention. Il faut donc distinguer ces relations de celles de l’*annexe 1*, où l’excentricité est définie de façon positive, convention la plus souvent adoptée. La différence entre les expressions se situe notamment au niveau de la définition du grandissement  $M_0$  (cf *équation 8* ci-dessous et *équation 9* de l’*annexe 1*).

L’ensemble des paramètres est représenté sur la *figure 6* et leurs définitions et valeurs sont présentées dans le *tableau 3*. Les calculs effectués et les formules utilisées pour déterminer la géométrie de l’antenne sont intégrés dans un des modules développés pour notre outil de calcul. Les différentes étapes sont présentées dans l’*annexe 1*.



	Paramètres	Signification	Valeur
Réflecteur principal	$D_m$	Diamètre (mm)	1100
	$F$	Focale (mm)	3512
	$h$	Offset (mm)	2593.78
	$\theta_0$	Angle de pointage ( $^\circ$ )	40.54
	$\theta_U$	Angle de pointage bord supérieur ( $^\circ$ )	48.22
	$\theta_L$	Angle de pointage bord inférieur ( $^\circ$ )	32.45
Réflecteur auxiliaire	$e$	Excentricité	-3.48
	$a$	Paramètre de surface de l'hyperbole	543.1
	$2f$	Distance inter foyers (mm)	3780
	$C_{sr}$	Coordonnées du centre de l'ellipse (mm)	990.09 ; 2489.34
	$D_{Sv}$	Diamètre de l'ellipse suivant y (mm)	934.36
	$D_{Sz}$	Diamètre de l'ellipse suivant z (mm)	824.46
	$\theta_e$	Demi angle d'interception ( $^\circ$ )	13.25
	$\epsilon$	Surdimensionnement du réflecteur auxiliaire (%)	10
Source	$L_s$	Distance entre la source ( $F_0$ ) et le centre du réflecteur auxiliaire ( $P_0$ ) (mm)	1586.37
	$\alpha$	Angle de pointage de la source ( $^\circ$ )	36.12
	$d_{f-mr}$	Distance minimale entre la source ( $F_0$ ) et les sommets du réflecteur principal ( $Q_1, Q_2$ ) (mm)	-
Autres	$\beta$	Angle entre les 2 axes ( $z_{mr}, z_{sr}$ ) des réflecteurs ( $^\circ$ )	61
	$\theta_p$	Angle entre l'axe $z_{mr}$ du réflecteur principal et l'axe $z_f$ de la source ( $^\circ$ )	97.12
	$L_m$	Distance entre le centre du réflecteur principal ( $Q_0$ ) et le centre du réflecteur auxiliaire ( $P_0$ ) (mm)	1321.4
	$D_{sr-mr}$	Distance minimale entre les sommets du réflecteur principal ( $Q_1, Q_2$ ) et les sommets du réflecteur auxiliaire ( $P_1, P_2$ ) (mm)	-

**Figure 6 :** Paramètres de l’antenne à réflecteur SFOCA

**Tableau 3 –** Définitions et valeurs des paramètres géométriques de l’antenne SFOCA

### III.3.3 - Dépendance et influence des paramètres

En général, la conception d’une antenne SFOCA pour une application multi-faisceaux se fait à partir d’un cahier des charges bien défini. En effet, le point de départ de la conception nécessite de connaître le pas  $\theta_s$  entre 2 spots consécutifs sur la couverture pour pouvoir déterminer la distance entre les sources focales placées dans le plan focal. Cette distance  $\delta$  est obtenue à partir de l’équation 1. Cependant, cette expression nécessite de connaître la focale du réflecteur. Dans le cas d’une antenne à double réflecteur, celle-ci est déterminée sous la forme d’une focale équivalente issue de l’équivalence simple réflecteur de ce type de système. Celle-ci dépend du facteur de grandissement  $M_0$  et de l’angle  $\beta$  entre les axes des réflecteurs, elle est donnée par l’équation 7.

$$Fe = F.M_0 \cdot \frac{1 + \tan^2(\beta/2)}{1 + M_0^2 \cdot \tan^2(\beta/2)} \quad (7)$$

$$\text{Avec : } M_0 = \frac{e+1}{e-1} \quad (8)$$

Dans notre cas, la focale équivalente vaut 2367 mm. Le rapport focale sur diamètre de ce système vaut alors  $Fe/D$ , soit 2.15. Etant donné l’importance de cette valeur, la distance entre les sources focales peut être obtenue à partir de l’équation 1 en considérant que le paramètre BDF vaut 1. Il s’ensuit que la distance  $\delta$  vaut 23.1 mm.

Il est important de noter que ce système, comme la majorité des antennes à double réflecteur, respecte la condition de Mitzugutchi vue dans le chapitre 1 pour minimiser la polarisation croisée du réflecteur. Celle-ci est rappelée par l’équation 9.

$$\tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \left(\frac{e+1}{e-1}\right) \tan\left(\frac{\beta}{2}\right) = M_0 \tan\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (9)$$

Il reste ensuite à fixer un diamètre de réflecteur principal pour assurer un niveau de gain voulu et les autres paramètres se calculent à partir des formules de l’annexe 1.

De façon à comprendre le fonctionnement de ce type de structure et la façon dont les différents paramètres sont liés entre eux, une étude paramétrique a été effectuée en faisant varier les cinq paramètres de départ.

L’influence de ceux-ci sur les autres paramètres est reportée dans le tableau 4.

	<b>M</b>	<b><math>\alpha</math></b>	<b><math>\theta_p</math></b>	<b><math>\theta_0</math></b>	<b><math>H_m</math></b>	<b>a</b>	<b><math>\theta_U</math></b>	<b><math>\theta_L</math></b>	<b><math>\theta_e</math></b>	<b><math>L_m</math></b>	<b><math>L_S</math></b>	<b><math>H_S</math></b>	<b><math>F_0P_1</math></b>	<b><math>F_0P_2</math></b>	<b><math>D_{Sy}</math></b>	<b><math>D_{Sz}</math></b>
--	----------	----------------------------	------------------------------	------------------------------	-------------------------	----------	------------------------------	------------------------------	------------------------------	-------------------------	-------------------------	-------------------------	----------------------------	----------------------------	----------------------------	----------------------------

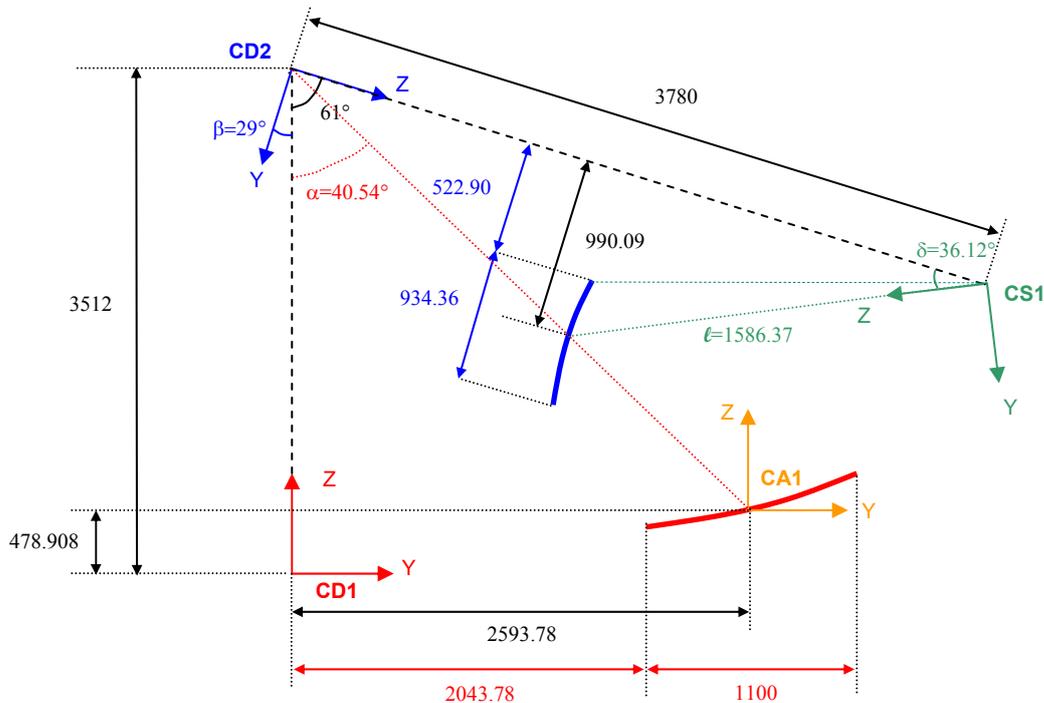
D ↗	=	=	=	=	=	=	↗	↘	↗	=	=	=	↘	↗	↗	↗
D ↘	=	=	=	=	=	=	↘	↗	↘	=	=	=	↗	↘	↘	↘
F ↗	=	=	=	=	↗	=	↘	↘	↘	↗	=	=	↗	↘	↘	↘
F ↘	=	=	=	=	↘	=	↗	↗	↗	↘	=	=	↘	↗	↗	↗
$\beta$ ↗	=	↗	↗	↗	↗	=	↗	↗	↘	↗	↗	↗	↗	↘	↗	↘
$\beta$ ↘	=	↘	↘	↘	↘	=	↘	↘	↗	↘	↘	↘	↘	↗	↘	↗
e ↗	↗	↗	↗	↘	↘	↘	↘	↘	↘	↘	↗	↗	↗	↗	↗	↗
e ↘	↘	↘	↘	↗	↗	↗	↗	↗	↗	↗	↘	↘	↘	↘	↘	↘
2f ↗	=	=	=	=	=	↗	=	=	=	↘	↗	↗	↗	↗	↗	↗
2f ↘	=	=	=	=	=	↘	=	=	=	↗	↘	↘	↘	↘	↘	↘

**Tableau 4** – Evolution des paramètres géométriques de l’antenne SFOCA

D’après ces résultats, il est évident que l’excentricité  $e$  et l’angle  $\beta$  entre les axes des 2 réflecteurs sont les deux paramètres qui ont le plus d’influence sur la géométrie de l’antenne. Il apparaît également que le diamètre du réflecteur principal  $D$ , la focale  $F$ ,  $\beta$  et  $e$  ont tous une influence sur le demi-angle d’interception  $\theta_e$  du réflecteur auxiliaire et donc sur la façon dont le rayonnement de la source va être intercepté.

### III.3.4 - Géométrie simulée dans Profil

Après l’étude du fonctionnement de l’antenne SFOCA et le calcul de ses paramètres géométriques, la structure a été incluse dans le logiciel Profil suivant les repères et dimensions indiquées sur la *figure 7*.



Dimensions exprimées en mm et angles en degrés

CA1 : repère antenne  
CD1 : repère réflecteur principal  
CD2 : repère réflecteur secondaire  
CS1 : repère source

**Figure 7 :** *Géométrie de l’antenne SFOCA*

Cette géométrie qui prend en compte le surdimensionnement du réflecteur auxiliaire a été utilisée pour caractériser les performances de la source focale BIE associée à cette antenne SFOCA.

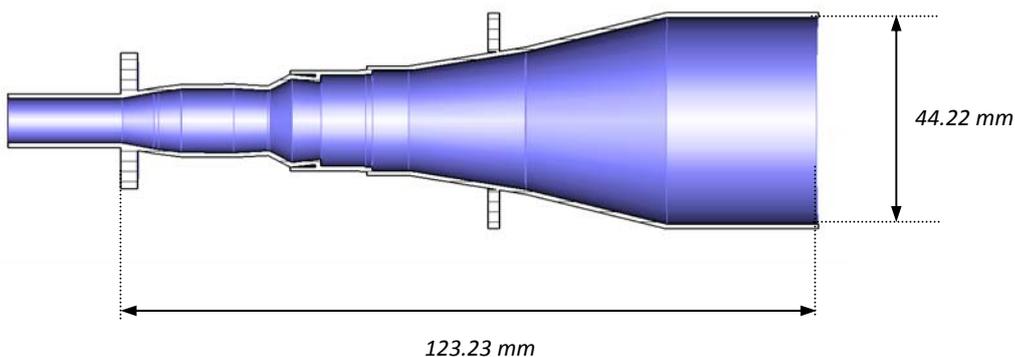
Les simulations ont été réalisées en prenant en compte les différentes interactions parasites qui pouvaient se produire entre le réflecteur principal et la source focale lorsque celle-ci rayonne vers le réflecteur auxiliaire, puis entre le réflecteur auxiliaire et le réflecteur principal lorsque celui-ci rayonne en champ lointain. Cette procédure, disponible dans le logiciel Profil, a été appliquée de façon à augmenter la précision des calculs.

En premier lieu, les performances de la source focale de référence, le cornet de Potter, ont été caractérisées.

### **III.4 - Source focale de référence**

#### **III.4.1 - *Présentation du cornet de Potter***

Le cornet de Potter précédemment utilisé avec le système SFOCA est présenté sur la **figure 8**. Celui-ci permettait d’obtenir des performances globales satisfaisantes en réalisant la couverture de la **figure 4** avec quatre antennes SFOCA, chacune étant associée à un canal de fréquence. L’utilisation d’un seul réflecteur aurait entraîné une trop forte dégradation des performances étant donné que la directivité, qui conditionne l’apodisation, de la source focale aurait été trop faible [4]. Néanmoins, nous ne disposons que de très peu de résultats sur ce dispositif. Nous l’avons donc simulé dans les mêmes conditions que les sources focales BIE de façon à avoir une antenne de référence en termes de performances.



**Figure 8 :** *Cornet de Potter précédemment utilisé avec la structure SFOCA*

Ce cornet possède une directivité quasiment constante d’environ 22.2 dB entre 29.5 et 30 GHz et des niveaux de lobes secondaires compris entre -18.6 dB et -15.9 dB dans le pire cas. Ces résultats sont résumés dans le *tableau 5*.

Ces valeurs de directivité permettent de maintenir une apodisation de la source focale à peu près constante. Elle est d’environ 12.3 dB pour  $\theta_0=13.3^\circ$ , ce qui correspond au demi-angle d’interception de la SFOCA avec un réflecteur hyperbolique non surdimensionné. En prenant en compte les 10% de surdimensionnement, cet angle passe à  $15^\circ$  et l’apodisation correspondante du cornet de Potter est d’environ 18 dB.

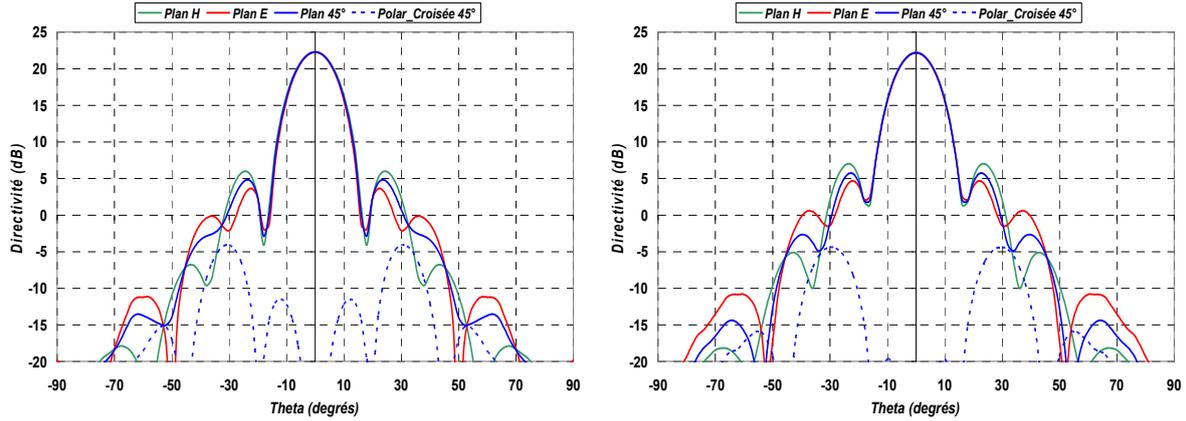
Le centre de phase de ce cornet est stable. Celui-ci a été calculé à -7.6 mm de l’ouverture à 29.5 GHz et à -13.2 mm à 30 GHz. Cette variation correspond à environ une demi-longueur d’onde à 30 GHz.

<i>Fréquence (GHz)</i>	<i>Directivité (dB)</i>	<i>Lobes secondaires plan E (dB)</i>	<i>Lobes secondaires plan H (dB)</i>
29.5	22.27	-16.8	-18.6
29.6	22.30	-16.6	-17.9
29.7	22.32	-16.4	-15.9
29.8	22.28	-16.1	-15.6
29.9	22.22	-15.9	-15.4
30	22.17	-16.1	-15.6

**Tableau 5** – *Résumé des caractéristiques du cornet de Potter*

Les diagrammes de rayonnement simulés pour cette source focale sont donnés sur la *figure 9* pour deux points de fréquences, 29.5 GHz et 30 GHz. Le niveau de polarisation croisée obtenu est inférieure à -26 dB.

L’ensemble des diagrammes de rayonnement entre 29.5 et 30 GHz est donné en *annexe 3*.

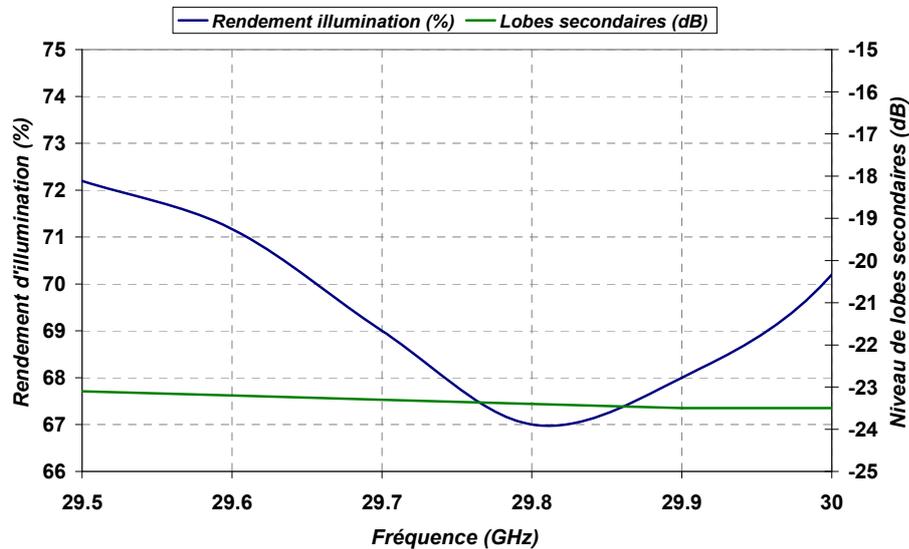


**Figure 9 :** Diagrammes de rayonnement du cornet de Potter à 29.5 GHz (gauche) et 30 GHz (à droite)

### III.4.2 - Performances du cornet de Potter

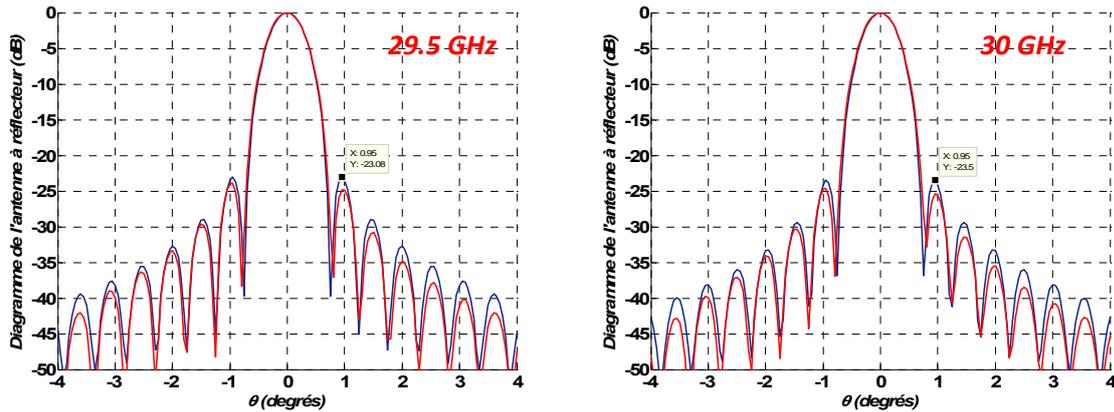
Le rendement d’illumination du cornet de Potter associé au système SFOCA à ensuite été calculé, il est tracé sur la *figure 10*, de même que l’évolution du niveau de lobes secondaires de l’antenne à réflecteur.

Le rendement d’illumination est compris entre 67% et 72% et le niveau de lobes secondaires est proche de -23 dB. Ce niveau a été obtenu en prenant une position moyenne de centre de phase à 10.4 mm en retrait par rapport à l’ouverture du cornet. Ce point a ensuite été confondu avec le foyer du réflecteur pour effectuer les simulations.



**Figure 10 :** Performances obtenues par le cornet de Potter associé à la SFOCA

Les diagrammes obtenus avec l’antenne à réflecteur sont donnés sur la *figure 11* pour deux points de fréquence, 29.5 GHz et 30 GHz. Les autres diagrammes sont reportés dans l’*annexe 3*.



**Figure 11 :** Diagrammes de l’antenne à réflecteur utilisant le cornet de Potter

Ces performances en termes de rendement d’illumination et de lobes secondaires vont constituer notre référence à partir de laquelle nous comparerons les résultats obtenus avec la source focale BIE et la SFOCA.

## IV - Définition de la source focale BIE

### IV.1 - Application de la méthode de conception

Pour réaliser une source focale BIE adaptée au système SFOCA, nous allons faire appel à la méthode de conception mise au point dans le *chapitre 3*. En effet, nous avons vu que les singularités électromagnétiques de l’antenne BIE ne permettaient pas une conception efficace en se basant sur des modèles théoriques comme cela est possible avec une source focale « classique ».

Le cornet de Potter fait partie de ces sources focales qu’il est possible de concevoir avec un modèle théorique. Nous avons vu que ce cornet avait une directivité d’environ 22.2 dB. En utilisant les abaques du *chapitre 2*, sur la *figure 19*, cette directivité est optimale pour obtenir le meilleur rendement d’illumination avec un réflecteur doté d’un demi-angle d’interception très proche de 13.3°. Ceci correspond bien aux caractéristiques de la SFOCA utilisée ici.

Pour concevoir une source focale BIE optimale, il faut se baser sur les abaques du *chapitre 3*. A partir de la *figure 47* de ce dernier, la directivité la plus adaptée pour obtenir un

rendement d’illumination optimal est de 24 dB à la fréquence  $f_0$  de 30 GHz pour une valeur de  $\theta_0=13.3^\circ$ .

La deuxième étape consiste à déterminer le facteur de qualité du résonateur BIE permettant d’atteindre cette directivité. Etant donné l’apport qualitatif de la sonde d’excitation cornet par rapport au patch, le facteur de qualité est défini pour une antenne BIE utilisant ce type de sonde d’excitation. En utilisant la *figure 48* du *chapitre 3*, celui-ci est proche de 60 pour obtenir une directivité de 24 dB en utilisant une sonde cornet de  $1.4\lambda$  de diamètre.

A partir de ces caractéristiques, la première étape a été de fabriquer un prototype destiné à la réalisation d’un seul faisceau. Cette étape préalable à la conception d’un système multi-faisceaux se justifie car elle doit permettre de vérifier que la méthode de conception est adaptée et que les contraintes mécaniques de réalisation n’affectent pas trop les résultats.

Cette réalisation s’inscrit dans un projet concernant plusieurs membres du département OSA d’Xlim. La contribution des travaux effectués durant cette thèse se situe à deux principaux niveaux.

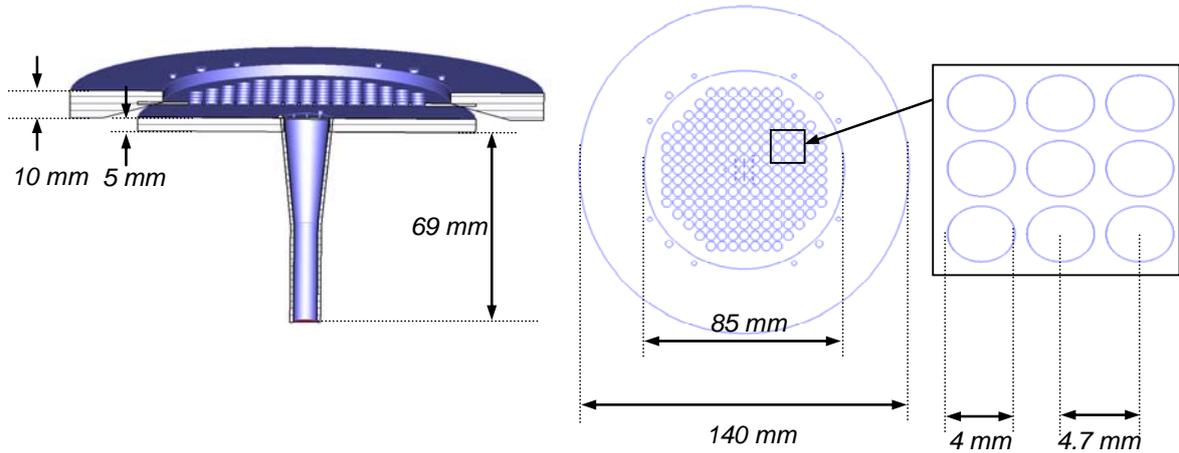
- La méthode de conception mise en place a permis de déterminer les caractéristiques de base de la source focale BIE,
- L’outil développé dans le *chapitre 2* a permis, pendant les différentes phases de la conception, de caractériser les performances de la source focale BIE et de mettre en avant des imperfections, de façon à ce qu’elles puissent être prises en compte par le concepteur.

Au final, une architecture d’antenne BIE performante a pu être déterminée. Elle est présentée dans les paragraphes suivants.

## **IV.2 - Caractérisation de l’antenne simple source**

### ***IV.2.1 - Présentation de l’antenne BIE***

L’antenne BIE simple source conçue est présentée sur la *figure 12*. Elle respecte les caractéristiques données au départ par la méthode de conception. La géométrie de l’antenne a ensuite été adaptée pour ne pas faire subir d’importantes contraintes mécaniques au système. Ainsi, la grille est entourée d’un ‘anneau de tension’ pour conserver la planéité de la grille qui ne fait qu’un millimètre d’épaisseur.



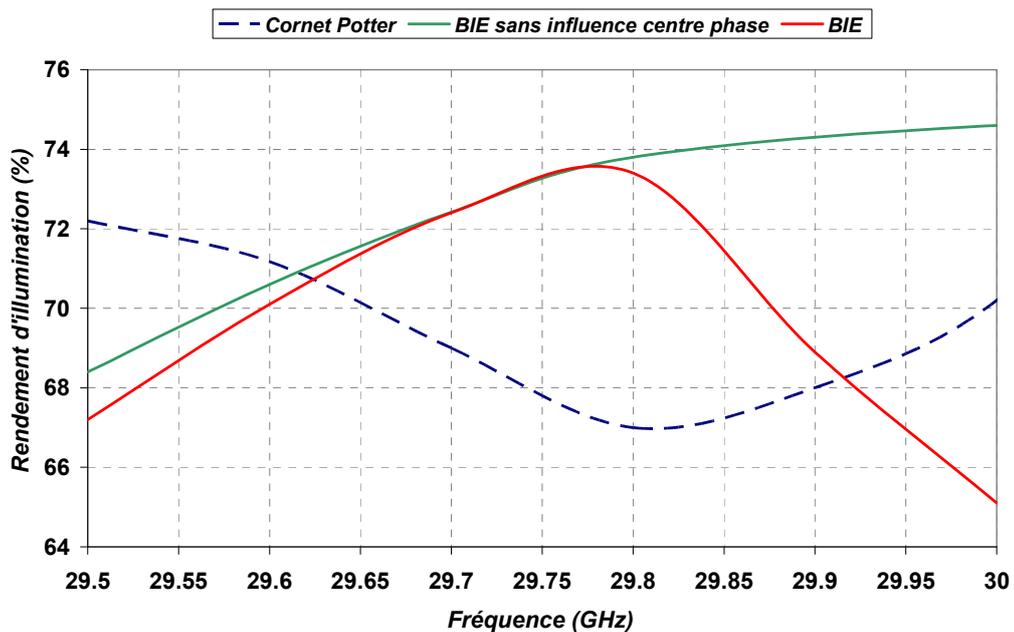
**Figure 12 :** Géométrie retenue pour l’antenne BIE

Nous allons maintenant caractériser les performances simulées de cette antenne lorsqu’elle est utilisée en tant que source focale de l’antenne à réflecteur SFOCA.

## IV.2.2 - Performances

### IV.2.2.1 - Rendement d’illumination

Tout d’abord, le rendement d’illumination  $\eta_i$  a été caractérisé en calculant une position optimale de l’antenne BIE. Le plan de masse de celle-ci est placé à  $3.2 \lambda$  devant le foyer du focaliseur pour obtenir une valeur de  $\eta_i$  optimale entre 29.5 et 30 GHz. Cette valeur est très proche de celle qui pouvait être choisie en utilisant directement la **figure 49** du **chapitre 3**. Le résultat est donné sur la **figure 13**.



**Figure 13 :** Rendement d’illumination obtenu avec la source focale BIE

Le rendement d’illumination  $\eta_i$  a été représenté avec et sans la prise en compte du centre de phase. Dans ce dernier cas,  $\eta_i$  est approximé par l’équation 10.

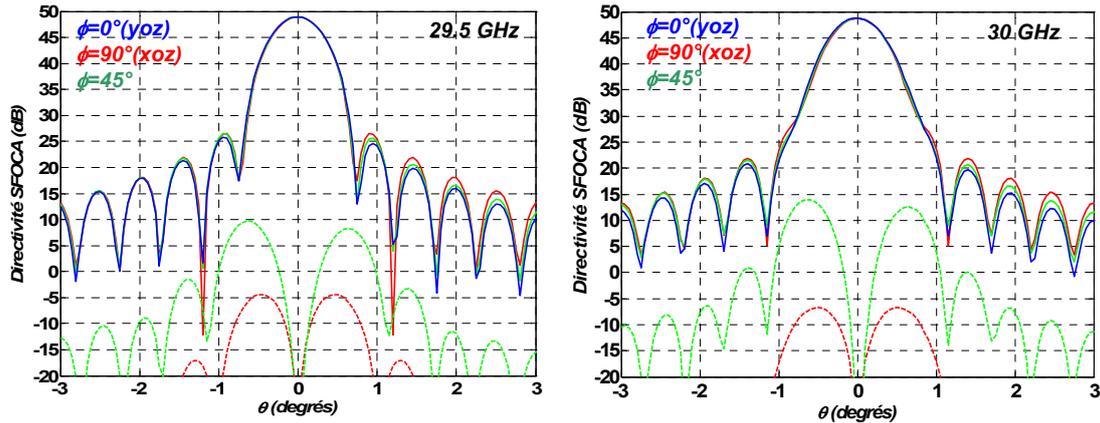
$$\eta_i \approx \eta_s \eta_a \eta_{pol} \quad (10)$$

Nous pouvons voir que le centre de phase a une très forte influence sur le rendement d’illumination, principalement à proximité de  $f_0=30$  GHz, où la baisse de rendement atteint presque 8% par rapport au cas où la position du centre de phase serait constante sur la bande fréquence. Ceci est dû à la variation de la position du centre de phase qui est très importante en se rapprochant de la fréquence de fonctionnement de l’antenne. Pour notre étude, nous avons choisi comme critère d’optimisation, la position de l’antenne BIE par rapport au foyer qui permettait d’augmenter la valeur de  $\eta_i$  à la fréquence où elle était la plus faible entre 29.5 GHz et 30 GHz. En choisissant une position plus en avant du réflecteur pour calculer  $\eta_i$ , il aurait été possible d’améliorer le niveau de rendement entre 29.8 et 30 GHz. Cependant, celui-ci aurait chuté autour de 29.5 GHz.

En comparant le résultat obtenu à celui du cornet de Potter qui nous sert de référence, le rendement d’illumination obtenu est tout de même très satisfaisant car il est supérieur au centre de la bande de fréquence et sa valeur moyenne peut être considérée comme identique (69.5% pour la source focale BIE et 69.6% pour le cornet de Potter). Nous sommes légèrement en dessous de la valeur maximale de 71.5% déterminée dans le *chapitre 3*. Ceci s’explique par la directivité de l’antenne qui est de 23.5 dB à  $f_0$  et non 24 dB. Cet écart, observé en simulation, est dû à l’anneau de tension qui perturbe les diagrammes de rayonnement en dehors du lobe principal (cet anneau n’avait pas été considéré dans les premières simulations).

#### IV.2.2.2 - Diagrammes secondaires

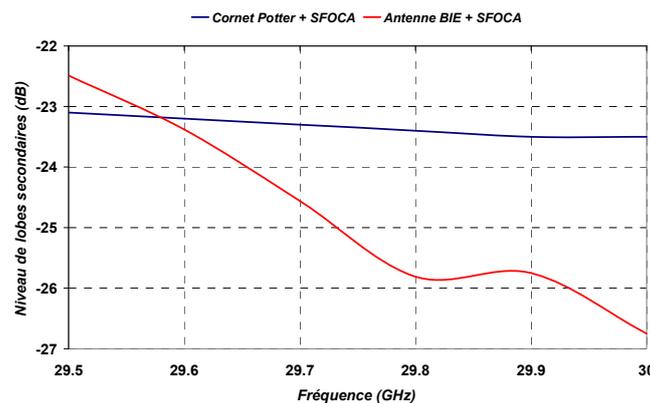
Nous nous sommes ensuite intéressés aux diagrammes de rayonnements obtenus avec la SFOCA, et notamment aux niveaux des lobes secondaires. Ces diagrammes sont donnés sur les *figures 14* et *15* pour les fréquences 29.5 GHz et 30 GHz. Les courbes en traits pleins et en pointillés correspondent respectivement à la polarisation et à la polarisation croisée. Les autres points de fréquence sont donnés dans l’*annexe 4*.



**Figure 14 :** Diagramme de l’antenne à réflecteur utilisant la source focale BIE

Les diagrammes secondaires, c'est-à-dire issus du réflecteur, possèdent un niveau de lobes secondaires très bas, compris entre -22.5 et -26.5 dB. Ces résultats sont meilleurs que ceux obtenus avec un cornet de Potter comme le montre la **figure 15** où les niveaux de lobes secondaires sont comparés. Pour l’antenne BIE, ce niveau décroît continuellement.

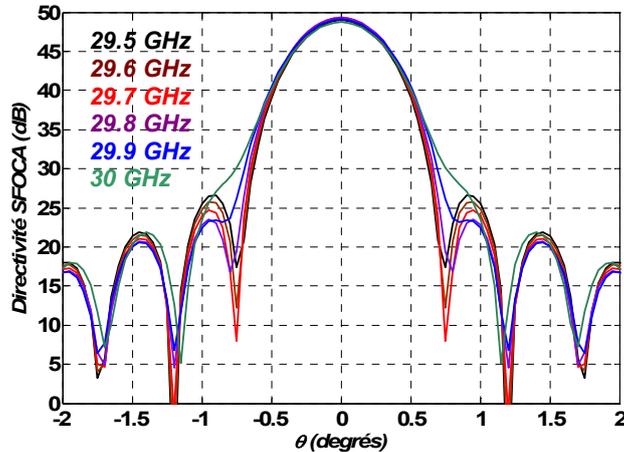
Ce résultat est dû à l’évolution fréquentielle des diagrammes de la source focale. En effet, nous avons vu que pour une antenne BIE, la directivité augmentait jusqu’à la fréquence de fonctionnement  $f_0$  (30 GHz ici). Ceci implique que l’apodisation du diagramme de rayonnement est également plus forte en se rapprochant de  $f_0$ . Les diagrammes en sortie du focaliseur vont donc s’élargir peu à peu et les lobes secondaires vont diminuer comme cela a été montré sur la **figure 23** du **chapitre 2** avec une source théorique. Cette évolution se voit nettement sur la **figure 16** où les diagrammes de l’antenne à réflecteur sont superposés.



**Figure 15 :** Niveaux des lobes secondaires sur la bande de fréquences étudiée. Comparaison des niveaux obtenus avec l’antenne BIE et le cornet de Potter

L’effet de la variation fréquentielle du centre de phase ne se traduit pas par des aberrations importantes sur les diagrammes. Ceci est dû à un positionnement adéquat de la

source au foyer de la SFOCA, et surtout à la valeur importante du rapport Focale équivalente sur Diamètre ( $f_e/D$ ) du système focalisant qui vaut 2,15. Il restera à confirmer ce résultat lorsque la défocalisation des sources focales sera nécessaire dans l’application multi-faisceaux.



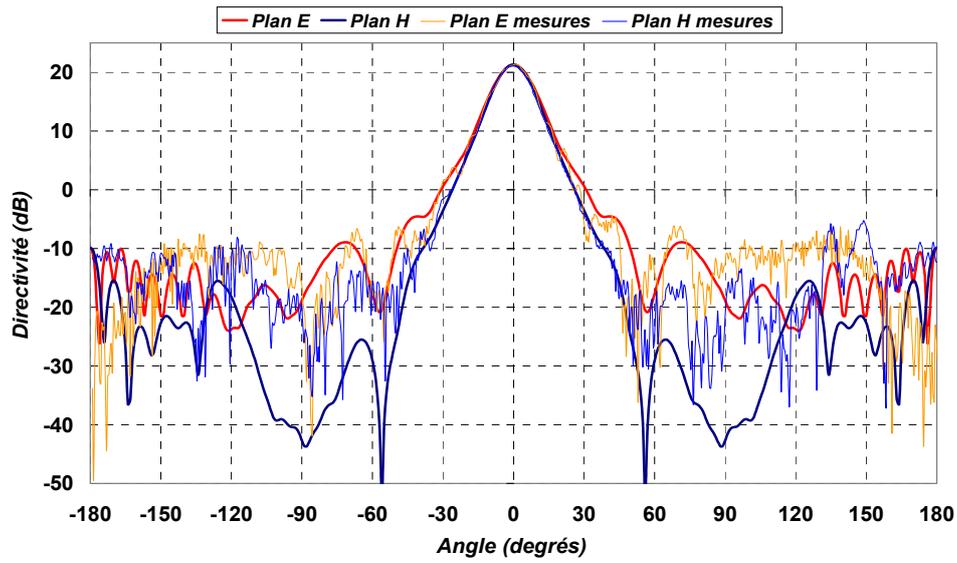
**Figure 16 :** *Elargissement des diagrammes de l’antenne à réflecteur et diminution des lobes secondaires en se rapprochant de  $f_0=30$  GHz*

### IV.2.3 - Comparaison avec les mesures

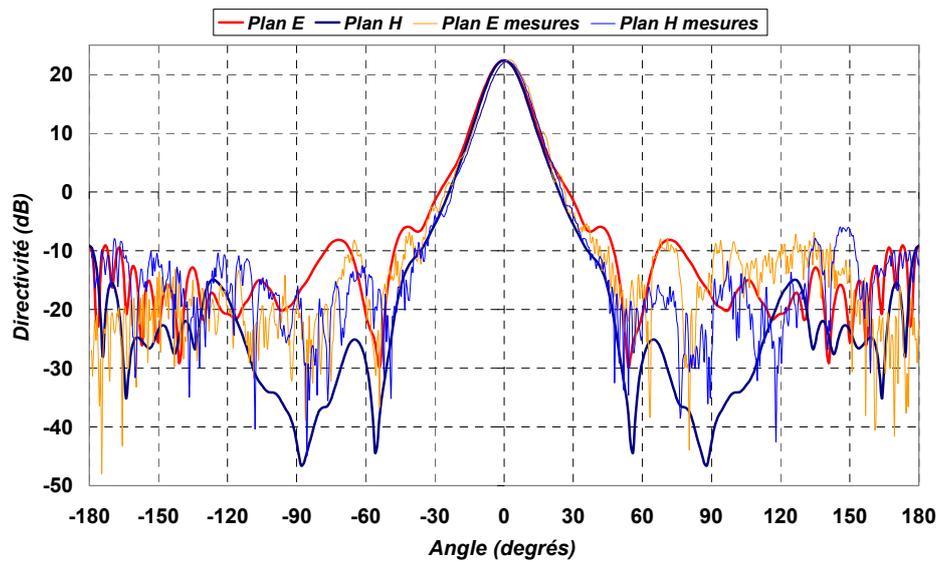
Il faut maintenant comparer ces résultats à ceux de la réalisation de la source focale. Les mesures ont été effectuées à la fois dans la base compacte du laboratoire Xlim [5] et dans celle du CNES. Pour la présentation des résultats dans ce manuscrit, ce sont les mesures du CNES qui ont été retenues car elles ont été par la suite utilisées avec le logiciel Grasp dont dispose le CNES afin d’effectuer une comparaison avec les valeurs obtenues avec notre outil de calcul.

#### IV.2.3.1 - Diagrammes de rayonnement de la source focale

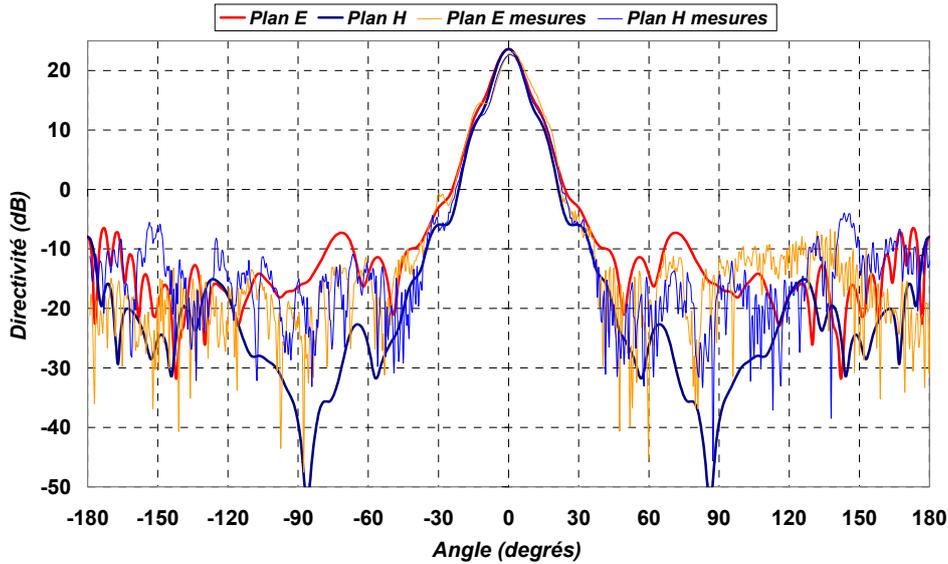
Les diagrammes de rayonnement obtenus en mesures ont été comparés à la simulation. Les résultats sont donnés sur les *figures 17, 18* et *19* pour trois points de fréquences, 29.5 GHz, 29.7 GHz et 30 GHz. Les autres points de fréquence sont donnés dans l’*annexe 4*.



**Figure 17 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement de la source focale dans les plans E et H à 29.5 GHz



**Figure 18 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement de la source focale dans les plans E et H à 29.7 GHz



**Figure 19 :** Comparaison des diagrammes de rayonnement de la source focale dans les plans E et H à 30 GHz

Une bonne adéquation avec les mesures peut être observée si ce n’est une légère dissymétrie des diagrammes de rayonnement en se rapprochant de la fréquence de fonctionnement  $f_0$ . Le responsable des mesures du laboratoire Xlim, M. Arnaud, a montré que ce défaut venait d’une faible déformation de la grille métallique du matériau BIE. Cette remarque s’est ensuite confirmée par un contrôle tridimensionnel de la grille.

Une faible diminution de la directivité (0.25 dB) a aussi été observée entre la mesure et la réalisation. Celle-ci peut s’expliquer par le fait que la grille réalisée n’a pas une planéité parfaite. En effet, le constructeur a mesuré des écarts de 20  $\mu\text{m}$  sur la planéité.

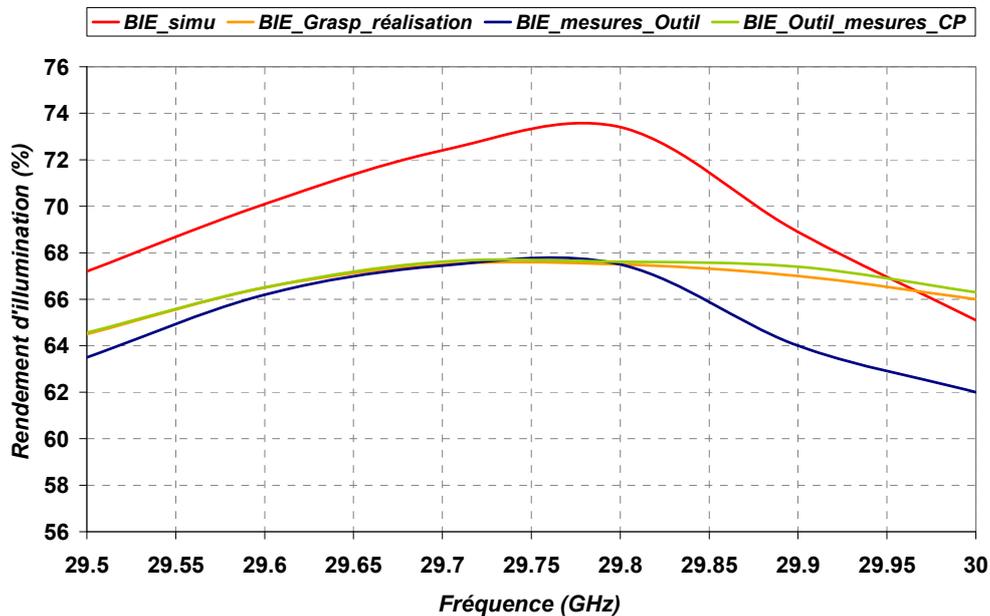
Néanmoins, malgré ces quelques défauts mineurs, la réalisation peut être jugée satisfaisante.

#### IV.2.3.2 - Performances avec le réflecteur

Pour faire une comparaison complète avec les résultats de simulations, le rendement d’illumination a été calculé à partir des résultats de mesures obtenus. Les différentes valeurs apparaissent sur la **figure 20**. Celle-ci comporte quatre courbes.

- La courbe rouge correspond au rendement d’illumination obtenu en simulation
- La courbe orange correspond au rendement d’illumination calculé par le CNES avec le logiciel Grasp et les diagrammes mesurés. Le centre de phase de la source focale est recalé au foyer du réflecteur pour chaque fréquence.

- La courbe verte correspond au rendement d’illumination calculé avec notre outil et les diagrammes mesurés. Leurs centres de phase sont recalés pour chaque fréquence au foyer du réflecteur, de façon à pouvoir comparer le résultat avec celui obtenu par le logiciel Grasp.
- La courbe bleue correspond au rendement d’illumination calculé avec notre outil et les diagrammes mesurés. Ici, la position de l’antenne par rapport au foyer est fixe et correspond à la position optimale donnée par notre outil. Cette courbe est donc la plus représentative des performances réelles.



**Figure 20 :** Comparaison des différents calculs de rendements d’illumination en mesures et en simulation

En analysant ces différentes courbes, plusieurs conclusions peuvent être faites. Tout d’abord, en comparant les résultats de la courbe bleue et ceux de la courbe rouge, nous pouvons voir une diminution globale de 4 à 6 %, soit 0.17 dB à 0.27 dB, entre la mesure et la simulation. Cet écart peut être attribué à plusieurs facteurs :

- La baisse de la directivité d’environ 0.25 dB par rapport à la simulation influe sur l’apodisation des diagrammes de rayonnement, et donc sur le rendement d’illumination ;
- Les effets induits par les défauts de la grille se situe au niveau du demi-angle d’interception  $\theta_0=13.3^\circ$ . Celui-ci a donc une influence sur tous les facteurs de gain intervenant dans le calcul du rendement d’illumination ;

- Le niveau de champ rayonné dans le plan H est légèrement supérieur à celui obtenu en simulation. Ceci peut alors avoir une influence sur les pertes par débordements ;
- La polarisation croisée, ne s’annule pas dans l’axe de rayonnement alors que c’est le cas en simulation. Elle vaut environ -25 dB en mesures.

La comparaison entre les courbes vertes et oranges permet de conforter la validation de notre outil. En effet, un écart très faible est obtenu entre le rendement d’illumination obtenu par notre méthode et celui obtenu par le logiciel Grasp.

L’ensemble de ces résultats nous permet de conclure que la méthode de conception mise en place est efficace et que le prototype réalisé obtient des performances convenables malgré quelques imperfections (planéité de la grille).

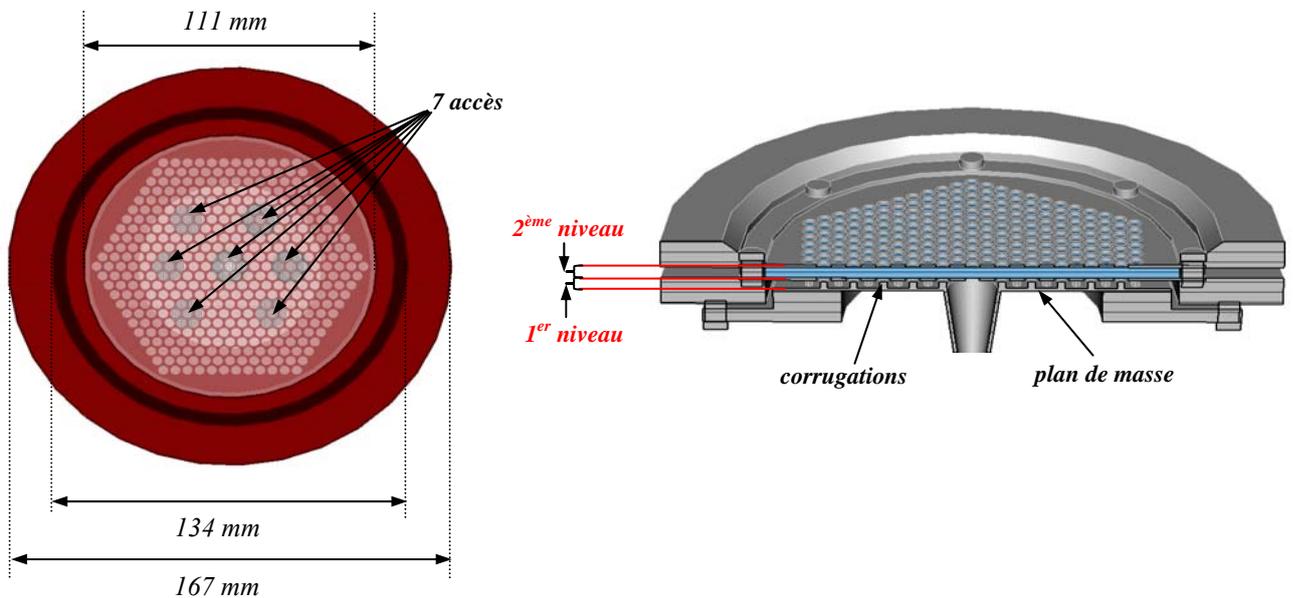
Le développement du système multi-sources pour l’application multi-faisceaux va donc pouvoir être initié sur cette base.

## V - Caractérisation des performances du système multi-sources

### V.1.1 - Présentation du système multi-sources

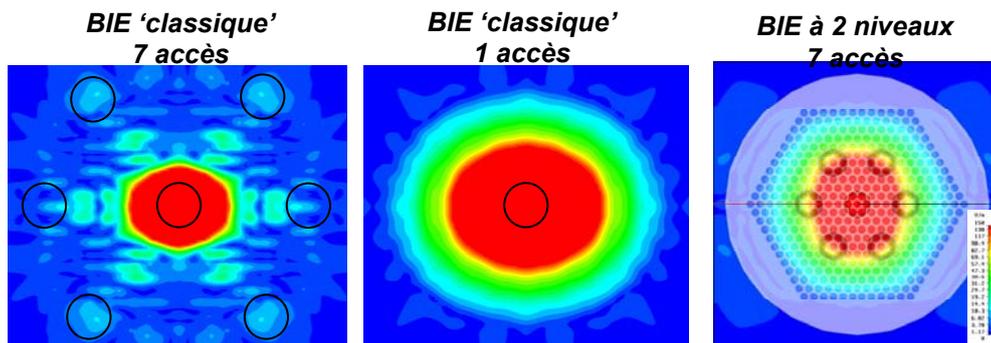
Le système multi-sources qui a été développé par le département OSA est présenté sur la *figure 21*. Celui-ci présente quelques différences par rapport au système monosource précédent. Il est doté d’une cavité déportée et d’un plan de masse garni de corrugations. Ces modifications ont été apportées pour obtenir des diagrammes de rayonnement similaires à ceux de l’antenne monosource précédente, et donc, des performances comparables. Cette modification de la structure a demandé de longs mois de mise au point. L’architecture de l’antenne présentée ici a notamment été développée par M. Chantalat et M. Thevenot. Cette modification de l’antenne BIE sortant du cadre des travaux de cette thèse, nous allons seulement expliquer brièvement l’intérêt de ces modifications.

Le principal problème engendré par l’ajout des différentes sondes d’excitation dans l’antenne BIE présentée sur la *figure 12* concerne l’étalement de l’énergie dans le résonateur BIE. La perturbation géométrique engendrée par les différentes ouvertures des cornets dans le plan de masse de l’antenne BIE empêche un étalement de la tâche dans le résonateur et, par conséquent, il n’est pas possible d’atteindre une directivité suffisante.



**Figure 21 :** Géométrie de l’antenne BIE multi-sources à 7 accès

Pour remédier à ce problème, les différents accès ont été déportés sous le résonateur dont le plan de masse a été remplacé par une grille métallique, comme le montre la **figure 21**. L’antenne constituée peut alors être vue comme une antenne BIE à deux niveaux. Les corrugations visibles sur le plan de masse, au niveau inférieur, sont présentes pour éviter la propagation de courants de surface véhiculés par le plan de masse. Ceux-ci pourraient se coupler avec les accès annexes, ce qui perturberait l’étalement du champ au second niveau du résonateur BIE. Les cartographies de champ dans ce second niveau illustrent ces différents phénomènes.



**Figure 22 :** Cartographies du champ  $E$  à l’intérieur du résonateur BIE pour les différentes structures BIE

La contribution des travaux de cette thèse par rapport à cette application est semblable à la précédente. A chaque étape de la conception, les performances de la source focale multi-faisceaux ont été étudiées avec l’outil mis en place de façon à mettre en avant quels étaient les points à améliorer pour aboutir à des performances satisfaisantes.

Nous allons maintenant caractériser les performances de la structure multi-faisceaux optimisée.

### V.1.2 - Caractéristiques de l’antenne multi-sources

#### V.1.2.1 - Directivité

L’antenne BIE multi-sources a été conçue de façon à pouvoir obtenir une directivité de 24 dB à la fréquence de fonctionnement  $f_0=30$  GHz. C’est avec cette directivité que nous devrions obtenir un maximum de performances avec le système SFOCA, d’après notre méthode de conception. L’évolution de la directivité fréquentielle de l’antenne BIE multi-sources est donnée dans le **tableau 7**.

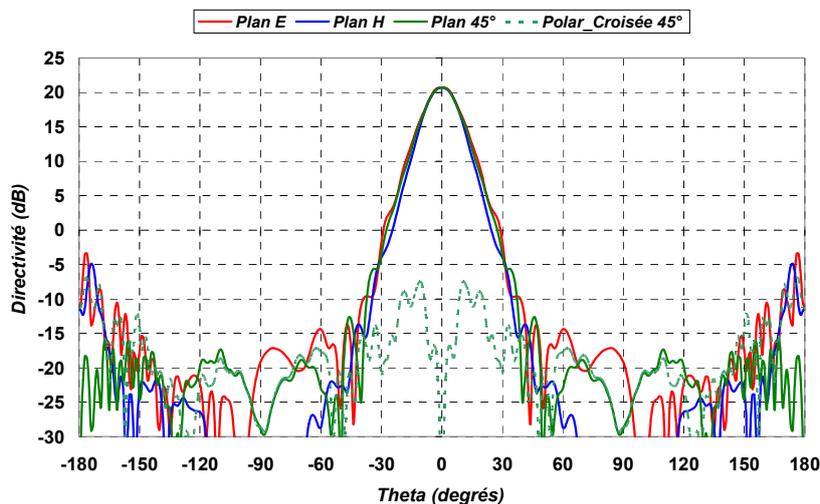
<b>Fréquence (GHz)</b>	<b>Directivité (dB)</b>
29.5	20.7
29.6	21.4
29.7	22.1
29.8	22.7
29.9	23.4
30	24
30.1	23.3
30.2	17.5

**Tableau 7** – Evolution de la directivité fréquentielle de l’antenne multi-sources

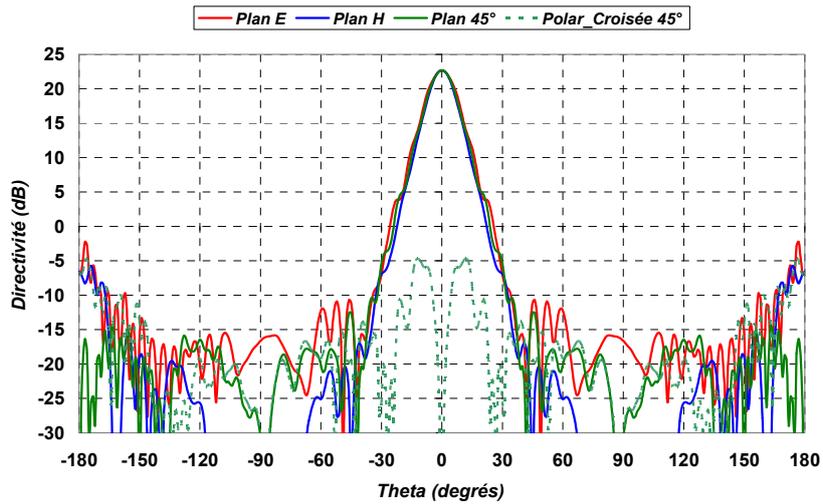
### V.1.2.2 - Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation sont donnés sur les **figure 23** à **25** pour trois points de fréquence : 29.5, 29.7 et 30 GHz.

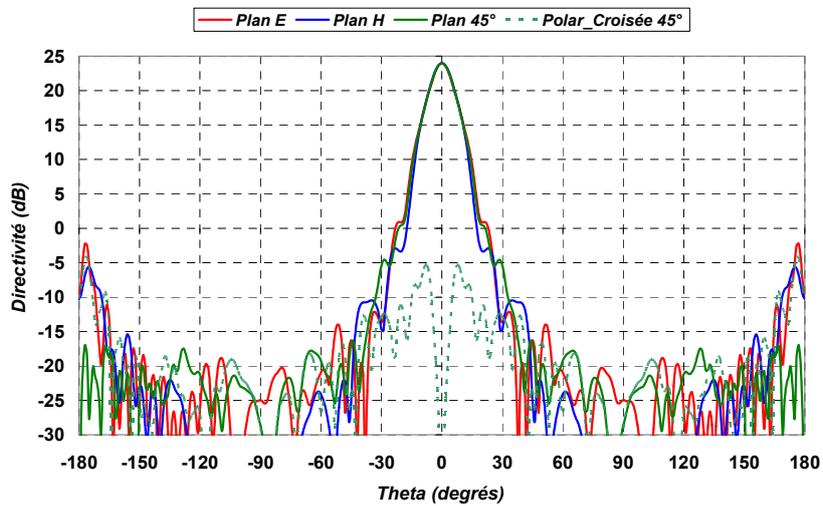
Ces diagrammes présentent une très grande similitude entre les différents plans de coupe, le terme de symétrie de révolution peut être employé pour les qualifier. Le niveau de lobes secondaires est vraiment très faible (environ -35 dB), sauf à 30 GHz où le premier lobe secondaire peut être distingué à -24 dB et la forme du lobe principal est plus resserrée vers son sommet. Le niveau de polarisation croisée est toujours inférieur à -29 dB. Ces diagrammes sont de très bonne qualité et devraient permettre une bonne illumination du réflecteur.



**Figure 23 :** Diagrammes de rayonnement de l’antenne BIE multi-sources à 29.5 GHz



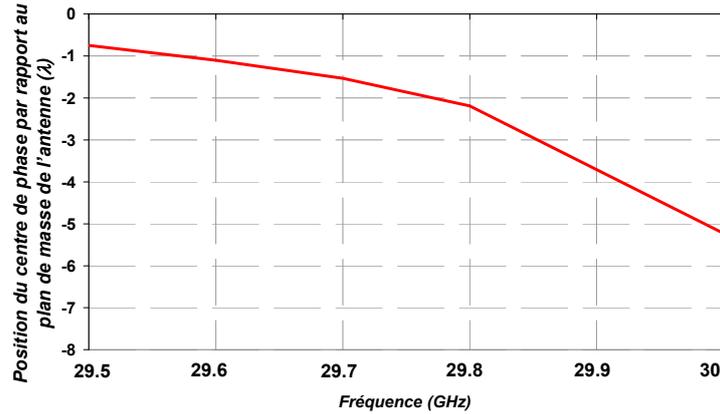
**Figure 24 :** Diagrammes de rayonnement de l’antenne BIE multi-sources à 29.7 GHz



**Figure 25 :** Diagrammes de rayonnement de l’antenne BIE multi-sources à 30 GHz

### V.1.2.3 - Evolution du centre de phase

La variation fréquentielle du centre de phase est conforme à ce qui a déjà été vu auparavant pour une antenne BIE ayant une directivité de 24 dB. Cette évolution est présentée sur la *figure 26*.



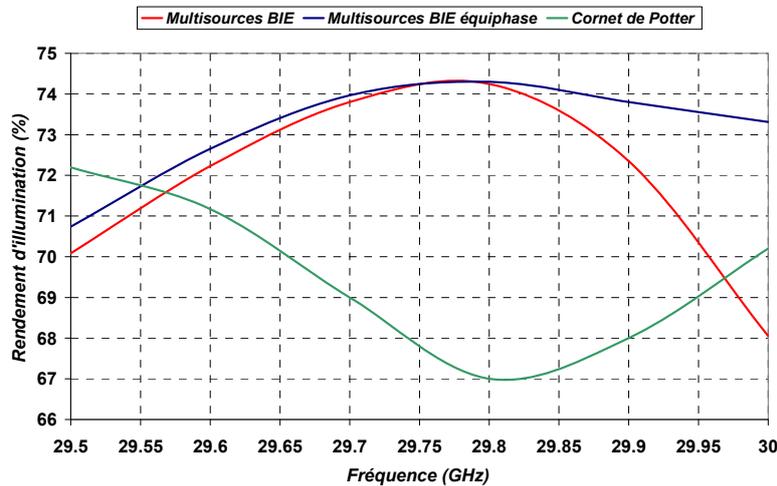
**Figure 26 :** Evolution fréquentielle de la position du centre de phase par rapport au plan de masse de l’antenne BIE multi-sources

### V. 1.3 - Performances de l’antenne multi-sources

De la même manière qu’avec l’antenne BIE monosource, nous allons caractériser les performances du système multi-sources avec la SFOCA.

#### V. 1.3.1 - Rendement d’illumination

Le rendement d’illumination a été calculé pour une position optimale du plan de masse de l’antenne situé à  $2.1 \lambda$  devant le foyer du réflecteur. Les résultats obtenus apparaissent sur la *figure 27*.



**Figure 27 :** Rendement d’illumination obtenu avec l’antenne BIE multi-sources

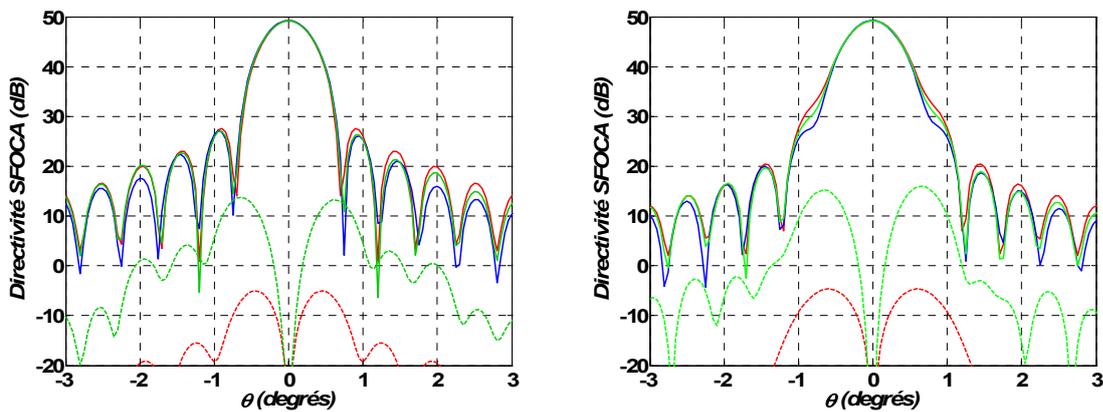
Ce rendement d’illumination est compris entre 68 et 74.3% sur la bande de fréquence de l’application. La *figure 27* montre également l’influence de la variation fréquentielle du centre de phase. En effet, si le centre de phase de l’antenne BIE était constant, un rendement d’illumination toujours supérieur à 70% pourrait être atteint.

Le résultat obtenu est néanmoins très bon. La valeur moyenne du rendement entre 29.5 et 30 GHz est de 71.6%, ce qui correspond au rendement d’illumination optimal d’une source focale BIE associée à un réflecteur (cf *figure 46* du *chapitre 3*). Ce résultat montre que la directivité optimale de l’antenne BIE à sa fréquence de fonctionnement, pour illuminer un réflecteur dont le demi-angle  $\theta_0$  est de  $13.3^\circ$ , est bien de 24 dB.

### V.1.3.2 - Diagrammes de l’antenne à réflecteur

Les diagrammes de l’antenne à réflecteur sont donnés sur la *figure 28* pour deux fréquences, 29.5 GHz et 30 GHz. Les autres points de fréquence sont donnés en *annexe 5*.

Ces diagrammes possèdent des lobes secondaires inférieurs à -22 dB, sauf à 30 GHz, où le diagramme resserré de la source focale entraîne l’apparition d’un épaulement à environ -18 dB du maximum.

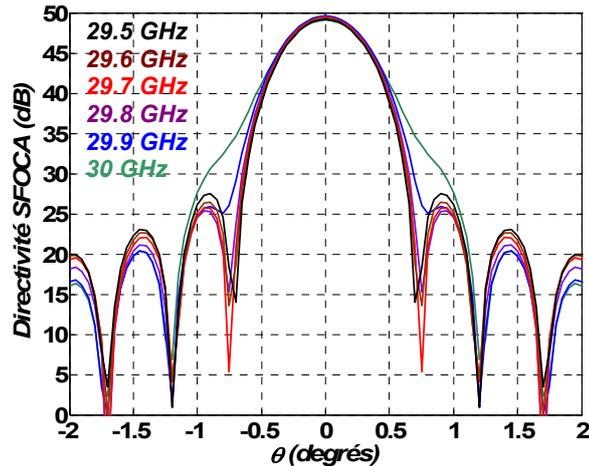


**Figure 28 :** Diagrammes de rayonnement de l’antenne à réflecteur à 29.5 GHz et 30 GHz

Bien que moins marquée, la remarque faite sur l’antenne BIE monosource s’applique aussi à ce système. Etant donné que la directivité augmente en s’approchant de  $f_0=30$  GHz, l’apodisation du diagramme de rayonnement de la source focale augmente et le lobe principal du diagramme secondaire s’élargit en même temps que les lobes secondaires autour de celui-ci diminuent. Ce résultat est observable sur la *figure 29*.

Par comparaison avec le cornet de Potter qui sert de référence, nous pouvons voir que l’antenne multi-sources, au niveau de son accès central, obtient un rendement d’illumination légèrement supérieur à celui du cornet de Potter et des niveaux de lobes secondaires comparables, sauf à 30 GHz, où l’antenne BIE est moins performante.

Après cette caractérisation de l’accès central, il est nécessaire de caractériser les performances de l’antenne en défocalisation.



**Figure 29 :** Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement de l’antenne à réflecteur entre 29.5 GHz et 30 GHz

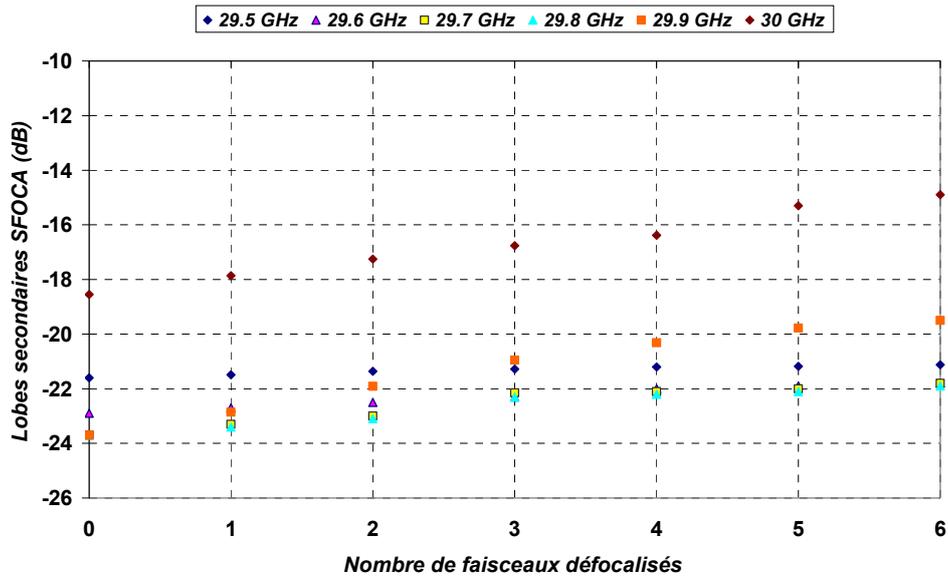
### V.1.3.3 - Effets de la défocalisation

Pour effectuer cette étude, l’approximation suivante a été admise. Nous avons considéré que chacun des sept accès de l’antenne BIE multi-sources avait les mêmes caractéristiques de rayonnement, ce qui paraît en grande partie justifié par rapport aux résultats observés en simulation. Ainsi, pour déterminer les performances lors des différentes défocalisations, seuls les diagrammes de rayonnement correspondant à l’accès central ont été utilisés et celui-ci a été déplacé dans le plan focal. Par rapport à la couverture de la **figure 4**, nous avons considéré qu’il pouvait y avoir jusqu’à six faisceaux défocalisés, ce qui correspond à l’étendue maximale visible sur la couverture (+/- 6 spots par rapport au centre)

#### a ) Etude des lobes secondaires de l’antenne à réflecteurs

En premier lieu, le niveau des lobes secondaires de l’antenne à réflecteur a été déterminé, pour chaque fréquence, en fonction du nombre de faisceaux défocalisés sur la couverture de la **figure 4**. Les résultats sont donnés sur la **figure 30**. Ils correspondent aux six fréquences allant de 29.5 GHz à 30 GHz par pas de 100 MHz. Nous aurions pu directement travailler sur la fréquence centrale de chacun des quatre canaux utilisés pour l’application, mais la représentation donnée ici permet une analyse plus détaillée des résultats, en prenant surtout en compte les fréquences extrêmes de la bande.

L’utilisation d’un réflecteur possédant un grand rapport Fe/D permet de limiter la remontée des lobes secondaires lors des différentes défocalisations. Ainsi, le niveau n’excède pas -20 dB sauf pour la fréquence 30 GHz où une remontée jusqu’à -15 dB est observée.

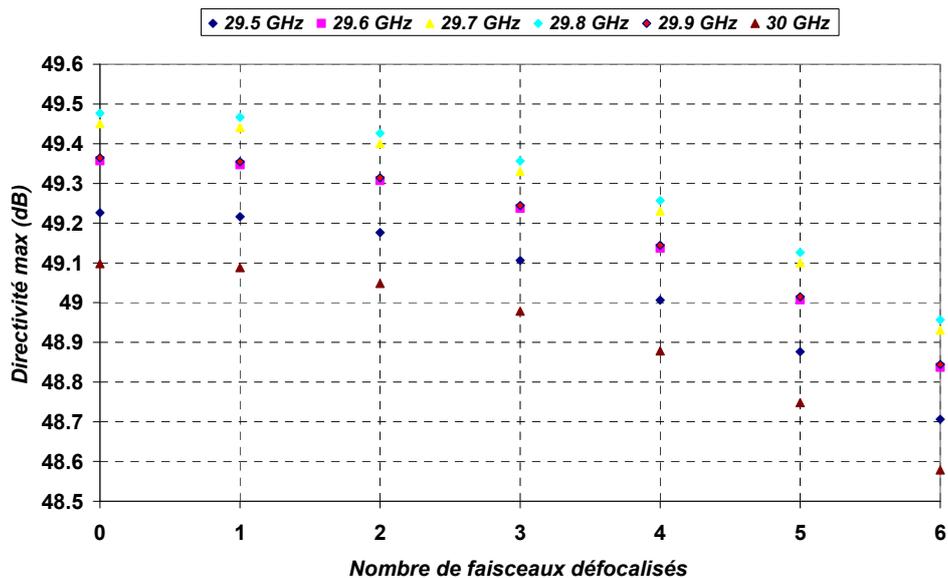


**Figure 30 :** Evolution des lobes secondaires de l’antenne à réflecteur en fonction du nombre de faisceaux défocalisés

b) Etude de la directivité

Dans le cadre des applications multi-faisceaux, il est nécessaire de déterminer la directivité maximale de l’antenne à réflecteur et sa diminution lors des défocalisations successives. En effet, celles-ci entraînent des aberrations de phases, qui, outre le fait de remonter le niveau des lobes secondaires, peuvent entraîner des déformations des diagrammes de rayonnement de l’antenne à réflecteur et une diminution de la directivité.

La **figure 31** représente l’évolution de la directivité maximale, relevée au centre de chaque spot, en fonction du nombre de faisceaux défocalisés.

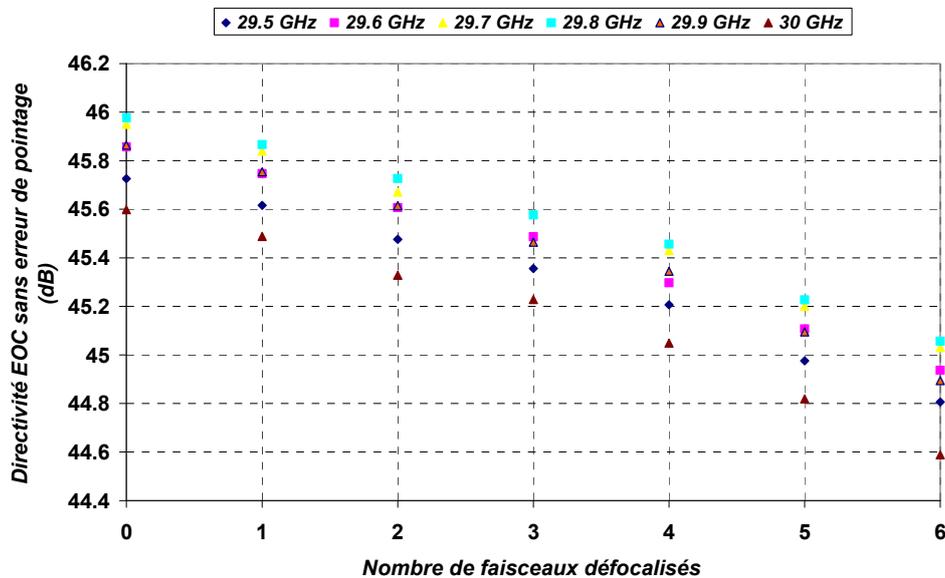


**Figure 31 :** Evolution de la directivité maximale de chaque spot défocalisé créé par l’antenne à réflecteur

Cette évolution montre une variation d’environ 0.6 dB pour chaque fréquence. Cette valeur quasiment constante traduit la capacité de la SFOCA à effectuer des balayages angulaires importants sur la couverture. Cet affaiblissement de la directivité est relativement faible, toujours en raison du grand rapport  $F_e/D$  du système focalisant. Globalement, sur l’ensemble de la bande de fréquences, la baisse de directivité maximale est inférieure à 1dB.

Il faut maintenant étudier la directivité en bord de couverture (Directivité EOC), paramètre essentiel qui montre la qualité d’un système multi-faisceaux. Comme nous l’avons vue précédemment, celle-ci est relevée au niveau du recoupement des spots. Dans notre cas, les spots ont un diamètre angulaire de  $0.65^\circ$ , la directivité EOC est donc relevée à la moitié de cette distance par rapport à la direction de pointage correspondant au centre du spot considéré.

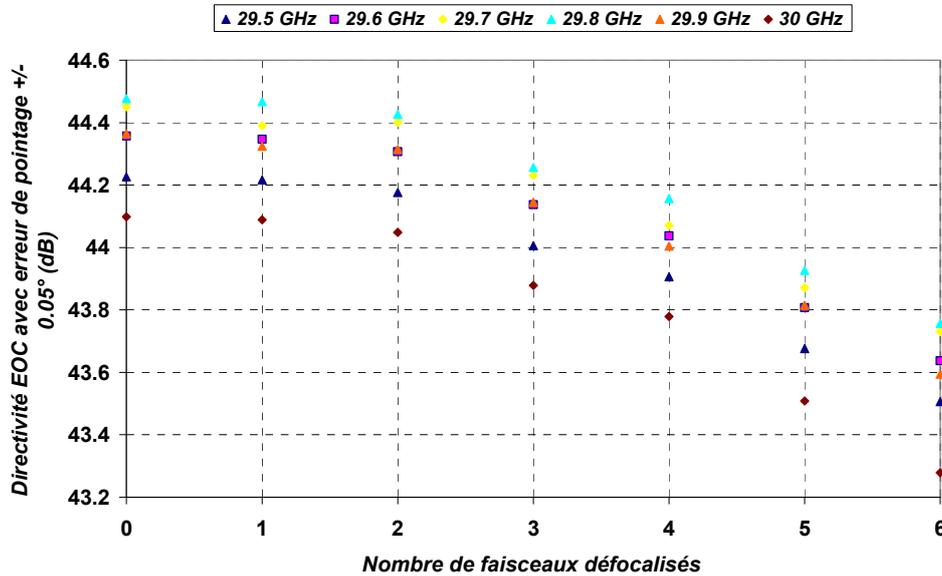
Ce relevé, présenté sur la **figure 32** a été effectué pour chaque fréquence, toujours en fonction du nombre de spots défocalisés.



**Figure 32 :** Evolution de la directivité EOC de chaque spot défocalisé créé par l’antenne à réflecteur

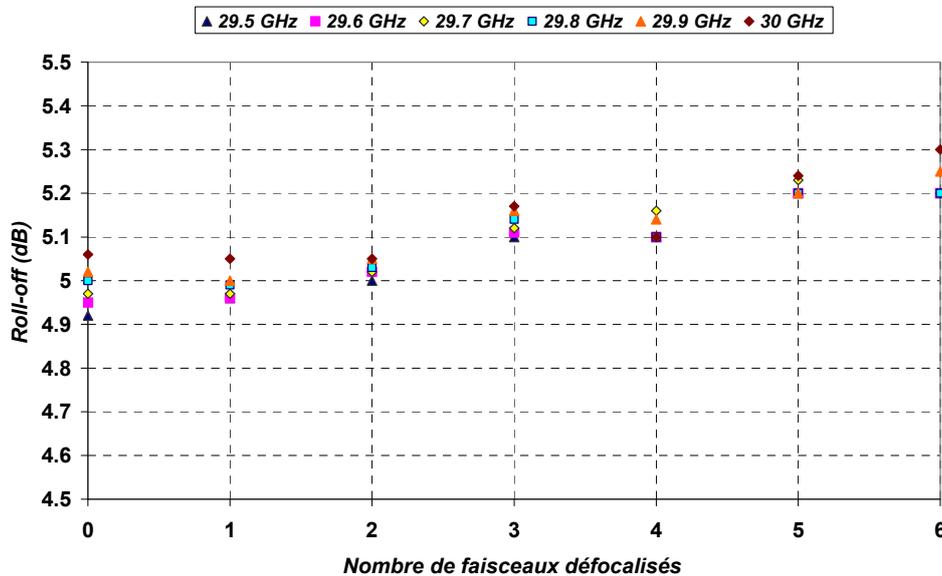
La directivité en bord de couverture est comprise entre 44.6 et 46 dB avec l’antenne BIE multi-sources. Cette valeur diminue logiquement au fur et à mesure que le nombre de faisceaux défocalisés augmente. En se référant au cahier des charges du **tableau 2**, la valeur minimale de ce paramètre doit être de 43 dB pour obtenir un niveau de puissance suffisant, avec une valeur de 44.5 dB comme objectif. Les résultats obtenus en simulation sont tout à fait en accord avec ce paramètre. Néanmoins, la directivité en bord de couverture est souvent exprimée en prenant en compte une erreur de pointage du système focalisant. La valeur préconisée pour les calculs est une incertitude de précision de  $\pm 0.05^\circ$ . En déterminant de nouveau la directivité EOC en intégrant ce paramètre, le résultat de la **figure 33** est obtenu.

Nous pouvons voir que l’erreur de pointage a entraîné une diminution d’environ 1.5 dB sur la directivité EOC. Celle-ci est alors comprise entre 43.3 dB et 44.5 dB. Ces valeurs restent néanmoins compatibles avec le cahier des charges.



**Figure 33 :** Evolution de la directivité EOC de chaque spot défocalisé créé par l’antenne à réflecteur (prise en compte d’une erreur de pointage de +/- 0.05°)

Pour compléter cette étude, il est également possible de déterminer le roll-off, conformément à la définition de l’équation 3. Celui-ci est représenté sur la figure 34, dans le cas où les erreurs de pointage sont prises en compte.



**Figure 34 :** Evolution du roll-off en fonction du nombre de faisceaux défocalisés (prise en compte d’une erreur de pointage de +/- 0.05°)

Le roll-off est compris entre 4.9 et 5.3 dB. Cette valeur reste dans le cahier des charges du **tableau 2**, où ce paramètre est inférieur à 5.5 dB. Cependant, comme nous l’avons vu précédemment, ce paramètre ne sert que d’indicateur, il n’est pas très représentatif des performances d’une couverture multi-faisceaux.

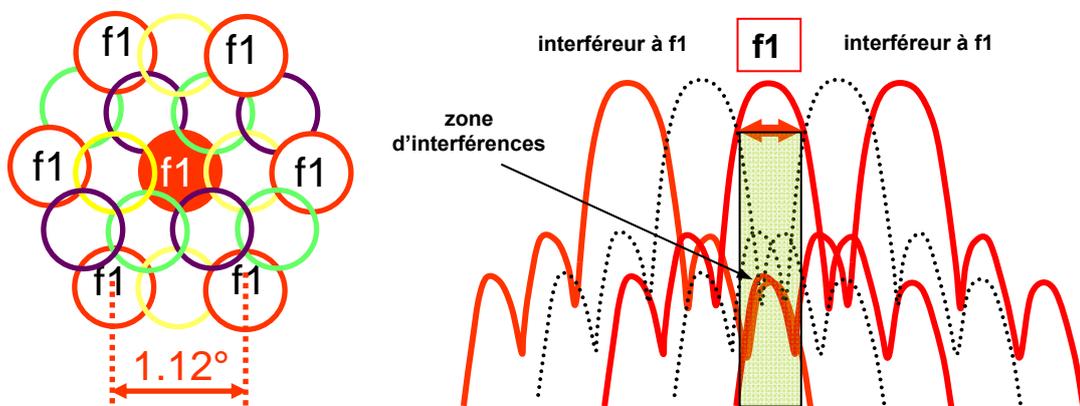
c ) Etude du paramètre C/I

Pour clore cette étude de performances de l’antenne BIE multi-sources associée au système SFOCA, il est nécessaire de déterminer le paramètre C/I qui caractérise l’isolation entre les faisceaux. Ceci est primordial pour la qualité du signal. Ainsi, en se plaçant du côté de l’utilisateur, il faut éviter que celui-ci reçoive une partie du signal qui vient d’une cellule proche fonctionnant à la même fréquence. Le signal parasite serait alors couplé par le récepteur de l’abonné et sa qualité de liaison en serait substantiellement dégradée.

Pour évaluer ce paramètre, l’équation 4 a été utilisée étant donné que le système développé est prévu pour la liaison Rx. Cette formule correspond à une estimation par excès de la dégradation intervenant sur le faisceau considéré.

Elle a été appliquée à chaque fréquence de façon à extraire le cas le plus défavorable et le plus favorable lorsque le spot considéré est environné par six spots travaillant à la même fréquence. Le cas favorable correspond à une localisation des spots près du centre de la couverture, ils subissent peu les effets de la défocalisation. Le cas défavorable correspond à une position des spots en bords de couverture, là où la défocalisation est la plus forte et les lobes secondaires les plus hauts

Cette situation est schématisée sur la **figure 35** et les résultats obtenus sont consignés dans le **tableau 8**.



**Figure 35 :** Illustration des interférences provenant de 6 faisceaux interférents fonctionnant à la même fréquence que le faisceau nominal à caractériser

<i>Fréquence (GHz)</i>	<i>Cas favorable C/I (dB)</i>	<i>Cas défavorable C/I (dB)</i>
29.5	14.61	14.19
29.6	15.91	14.91
29.7	16.71	15.11
29.8	16.72	15.15
29.9	16.71	13.33
30	11.56	10.1

**Tableau 8** – *Variation du paramètre C/I pour les différentes fréquences étudiées*

Les valeurs obtenues pour le paramètre C/I montrent que même si cette estimation est défavorable d’1 à 2 dB par rapport à la réalité, les spots fonctionnant à une fréquence proche de 30 GHz subissent une altération qui leur permet de s’approcher difficilement des valeurs du cahier des charges. Celles-ci sont fixées à 14 dB pour la valeur minimale et 16 dB pour la valeur objectif. En revanche, pour toutes les autres fréquences, les résultats obtenus avec l’antenne BIE multi-sources sont très satisfaisants car ils sont compris entre 13.33 dB et 16.72 dB. Les résultats réels devraient être encore supérieurs. En effet, ces niveaux d’isolation ont été calculés avec l’*équation 6* qui est une formulation défavorable d’1 à 2 dB.

## VI - Conclusion

Ce chapitre a permis de conforter les résultats obtenus dans les précédentes parties en s’appuyant sur des résultats de réalisation. Tout d’abord, la méthode de conception et l’outil mis en place ont permis de contribuer à la réalisation d’un prototype de source focale BIE monosource. Les résultats obtenus sont proches de ceux qui avaient été simulés en termes de performances, malgré un faible écart qui est attribuable en partie à la diminution de la directivité de 0.25 dB par rapport à la simulation. La comparaison avec un cornet de Potter, qui constitue notre référence en termes de performances, a permis de mettre en avant les bons résultats de la source focale BIE.

A partir de cette structure, le département OSA a développé un système BIE multi-sources qui doit permettre d’obtenir des performances similaires à l’antenne monosource. Les performances globales de la structure finale ont été caractérisées en termes de rendement d’illumination, de diagrammes d’antennes à réflecteur et aussi en défocalisation. Les résultats obtenus à partir des simulations ont montré que la conception s’avérait optimale par rapport à la méthode développée dans le *chapitre 3*. Par rapport au cornet de Potter, le rendement d’illumination et les lobes secondaires de l’antenne à réflecteur sont sensiblement les mêmes. Les valeurs calculées pour la directivité en bord de couverture et pour le roll-off s’intègrent tout à fait dans les valeurs spécifiées par le cahier des charges. Seul le paramètre C/I est en dessous des spécifications à la fréquence 30 GHz, en raison de l’apparition de l’épaule qui est due à la fois à la forme particulière du diagramme de rayonnement de la source focale BIE à 30 GHz, et aux aberrations de phase étant donnée la forte variation du centre de phase au voisinage de cette fréquence.

L’ensemble des résultats obtenus a permis de montrer que par une démarche de conception et d’optimisation appropriée, l’antenne BIE multi-sources obtenait des performances comparables à une source focale existante comme le cornet de Potter.

Un prototype du système multi-sources BIE est en réalisation. Malheureusement, celle-ci n’étant pas terminée au moment de l’écriture de ce manuscrit, nous n’avons pas pu faire une comparaison des performances obtenus en mesures, comme cela a pu être fait avec l’antenne BIE monosource.

## VII - Bibliographie du chapitre 4

- [1] **S. K. Rao**, “Design and analysis of multiple beam reflector antennas”, *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 41, n°4, août 1999.
- [2] **D. Parise, J. M. Merour, E. Soulères**, “Evolution de l’architecture et de la technologie des charges utiles”, *Revue des télécommunications d’Alcatel*, pp. 260-265, 4<sup>ème</sup> trimestre 2001.
- [3] **A. Lasserre, P. Bosshard, O. Ferré, E. Signor, L. Laval, T. Girard, P. Lepeltier, C. Manganot, I. Albert, J. Lopez**, “Ka band multiple beams antennas for broadband applications”, *Proceedings of 28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies*, Juin 2005.
- [4] **A. Lasserre, P. Lepeltier, C. Manganot, M. Dejus**, “Antennes bord pour applications multimédia en bande Ka”, *13<sup>ème</sup> Journées Internationales de Nice sur les Antennes*, pp. 223-223, novembre 2004.
- [5] **E. Arnaud, B. Jecko, M. Thevenot**, “Design, realisation and characterisation of a low cost compact antenna test range”, *11th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics ANTEM*, Saint Malo, 15-17 juin 2005.

Conclusion générale et  
perspectives



Le travail de thèse présenté dans ce mémoire a porté sur l'antenne BIE à défaut utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur dédiée aux télécommunications spatiales haut débit. Le but était de déterminer quelles étaient les potentialités de ce nouveau type de source focale vis-à-vis des autres solutions envisagées.

Des avancées sur les caractéristiques électromagnétiques de cette antenne et son optimisation pour une application de télécommunications spatiales ont été permises en s'appuyant sur deux principaux points :

- un outil a été développé pour caractériser les performances de l'antenne BIE de façon rigoureuse lorsqu'elle est associée à un réflecteur,
- une méthode de conception efficace et rapide a pu être mise en place pour optimiser les performances de la source focale BIE associée à un réflecteur donné.

La première étape de ces travaux a fait l'objet du *chapitre 1*. Nous avons dû dresser un état de l'art des technologies d'antennes utilisées pour les applications spatiales, et en particulier, celles utilisant une stratégie multifaisceaux pour obtenir de fortes capacités de transmissions. Il s'avère que la technologie la plus rentable actuellement utilise des antennes à réflecteurs. Néanmoins, une contrainte propre à ces systèmes de focalisation nécessite l'utilisation de nombreux dioptries, ce qui augmente considérablement la masse du satellite. En effet, pour pouvoir entrelacer des spots au sol, tout en conservant un rendement d'illumination élevé, les sources focales actuelles (essentiellement des cornets), souffrent d'une dimension trop importante au niveau de leur ouverture. Ainsi, au lieu d'un seul réflecteur, quatre sont au moins utilisés pour acheminer l'information aux utilisateurs. L'antenne BIE à défaut multi-sources est alors une solution envisageable pour répondre à cette problématique, à condition que ses caractéristiques électromagnétiques permettent d'illuminer correctement un réflecteur. Afin de répondre à cette question, nous avons dû nous intéresser dans ce premier chapitre aux différents types de réflecteur de façon à connaître leurs caractéristiques essentielles, et aussi la façon dont ils peuvent être modélisés.

A l'issue de ce travail, nous avons développé un outil pour caractériser les performances d'une antenne à réflecteur. Celui-ci a été détaillé dans le *chapitre 2*. Après avoir déterminé avec quelle méthode le rendement d'illumination d'un réflecteur pouvait être calculé, nous avons combiné des logiciels existants tels que CST Microwave Studio et Profil, avec d'autres programmes développés pendant cette thèse. Le but de cet outil est de permettre

une évaluation des performances sans faire les approximations courantes qui peuvent être envisagées avec certaines sources focales. Ainsi, en effectuant une détermination des caractéristiques électromagnétiques de la source focale avec une méthode rigoureuse (FDTD, FIT), nous pouvons calculer de façon fiable le rendement d'illumination. La méthode retenue pour déterminer ce dernier est basée sur une séparation en facteurs de gain de façon à évaluer l'influence de certains paramètres tels que l'apodisation, les pertes par débordement, la polarisation ou encore le centre de phase. Cette démarche s'inscrit dans la perspective d'offrir à l'utilisateur un regard sur les paramètres affectant les performances, et ainsi pouvoir les optimiser. De façon à être complet, l'outil développé intègre une méthode simple pour déterminer le centre de phase de la source focale. La méthode utilisée ici fonctionne même pour des variations de phase importantes, ce qui n'est pas souvent le cas avec les méthodes analytiques de la littérature. La combinaison de tous ces résultats avec le logiciel Profil permet alors de connaître toutes les caractéristiques de rayonnement de l'antenne à réflecteur. L'outil présenté dans ce deuxième chapitre est fiable et peut surtout s'adapter à n'importe quel type de réflecteur ou de source focale. Dans notre cas, nous l'avons utilisé pour évaluer le potentiel de l'antenne BIE à défaut en tant que source focale.

Cette étude a été présentée dans le *chapitre 3*. Nous avons ainsi mis en avant certaines particularités de l'antenne BIE. Tout d'abord, une étude détaillée de ses caractéristiques électromagnétiques a permis de voir que le diagramme de rayonnement n'avait pas une forme gaussienne, mais plutôt « triangulaire », ce qui a des conséquences sur son rendement d'illumination. De plus, la variation fréquentielle de la directivité influe fortement sur l'apodisation de ces diagrammes et il était difficile, à ce stade, d'obtenir des résultats satisfaisants. Nous avons également montré que le centre de phase de ce type d'antenne présente une forte instabilité fréquentielle qui dépend du facteur de qualité du résonateur BIE. Plus ce dernier est important, plus la variation fréquentielle du centre de phase est grande. Après quelques essais de conception, nous nous sommes alors aperçus que des rendements d'illuminations supérieurs à 60% sur une bande de fréquences allant de 29.5 à 30 GHz étaient difficilement accessibles. Nous avons donc travaillé sur deux points pour améliorer les performances.

Tout d'abord, une modification de la sonde d'excitation, en remplaçant le patch classique par un cornet, a permis une nette amélioration du rendement d'illumination. En effet, le cornet permet une diminution du niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement (et donc des pertes par débordements). De plus, il permet l'utilisation d'un

facteur de qualité du résonateur BIE plus faible qu'avec un patch, pour atteindre une directivité donnée. Ceci entraîne une variation moindre du centre de phase en fonction de la fréquence.

Ensuite, une recherche de la position optimale de l'antenne BIE par rapport au foyer du réflecteur a été intégrée à notre outil pour obtenir des performances satisfaisantes en prenant en compte la variation fréquentielle du centre de phase.

A partir de là, nous avons pu mettre en place une méthode de conception, basée sur des abaques, qui permet au concepteur de la source focale BIE de déterminer rapidement une structure optimale pour un réflecteur donné. Désormais, des rendements d'illuminations moyens d'environ 71.5% peuvent être atteints sur une bande de fréquence de 1.7% (au lieu de 60% auparavant), ce qui représente un progrès significatif pour une antenne dédiée aux applications spatiales.

Les résultats précédents ont ensuite été appliqués à la réalisation d'une source focale BIE multifaisceaux pour répondre à un cahier des charges typique de télécommunications multimédia en bande Ka (29.5 – 30 GHz). Cette étude, qui s'inscrit dans le cadre d'une action de R&T entre le CNES et le département OSA d'XLIM, est présentée dans le **chapitre 4**. La méthode de conception a d'abord été appliquée à la réalisation d'un prototype mono-source, de façon à valider les résultats analytiques et aussi pour déterminer les contraintes mécaniques d'un tel dispositif. En utilisant l'outil développé après chaque phase de conception, une architecture optimisée a pu être trouvée. Les résultats obtenus s'avèrent satisfaisants et conformes à la simulation. Seul un défaut de planéité de la grille affecte légèrement les performances. Les résultats sont néanmoins comparables à ceux obtenus avec un cornet de Potter, précédemment conçu pour cette application. Cette première phase de réalisation ayant été validée, nous avons poursuivi par la réalisation du prototype BIE multi-sources. Celui-ci a nécessité un long travail d'optimisation et a impliqué de nombreux membres du département OSA. Les résultats d'analyse et l'outil développé dans cette thèse ont contribué à la réalisation du prototype final. La fabrication de ce dernier est actuellement en cours. Nous avons cependant présenté dans le **chapitre 4** tous les résultats de simulations. Ceux-ci montrent que l'antenne BIE multi-sources devrait permettre d'atteindre de bonnes performances, autant en termes de rendement d'illumination qu'en termes de directivité en bord de couverture. Les valeurs calculées restent dans le cahier des charges. Seul le paramètre C/I, caractérisant l'isolation entre les spots, est hors tolérance à 30 GHz. Il est néanmoins possible de résoudre ce problème en éloignant un peu plus la position de l'antenne par rapport au foyer du

réflecteur. Les diagrammes secondaires subiraient moins d'aberrations de phase sur la fin de la bande de fréquence. En contrepartie, le rendement d'illumination diminuera sur le bas de la bande de fréquences, ce qui peut être toléré dans une certaine limite étant donné que ce dernier affecte la directivité en bord de couverture.

Un certain nombre de perspectives peuvent être envisagées :

- Le prototype multisources doit être mesuré à la fois seul et avec le focaliseur, pour vérifier expérimentalement les résultats obtenus. A partir de là, la source focale BIE multifaisceaux pourra être considérée comme une réelle solution alternative aux très coûteux et/ou encombrants systèmes focaux actuels.
- Etant donné les performances satisfaisantes obtenues, une amélioration de l'antenne lui permettant de fonctionner à la fois en transmission (TX) et en réception (RX) permettrait de réduire encore le nombre d'antennes sur le satellite. Des travaux sur l'antenne BIE bi-bandes ont déjà montré des résultats intéressants dans le département OSA.

Annexes



## **Annexe 1**

# **CALCUL DE LA GEOMETRIE D'UNE ANTENNE A DOUBLE REFLECTEUR**

Cette annexe récapitule les différentes formules permettant de calculer entièrement la géométrie de certaines antennes à double réflecteur. En restant attaché au contexte des télécommunications spatiales, nous ne nous intéresserons qu'à trois types de structures, toutes en offset :

- Antenne à double réflecteur Cassegrain en offset
- Antenne à double réflecteur Grégorien en offset
- Antenne à double réflecteur Dragonien en offset

Les équations obtenues dans cette annexe ont ensuite été insérées dans un des modules de l'outil développé pendant cette thèse, de façon à pouvoir intégrer directement la géométrie de l'antenne à réflecteur dans le logiciel Profil.

***Remarque importante : les termes d'excentricité, tels qu'ils sont définis dans cette annexe, sont toujours positifs. Suivant la convention adoptée, il est possible de rencontrer des excentricités négatives dans la littérature, il faut alors adapter les formules en conséquence.***

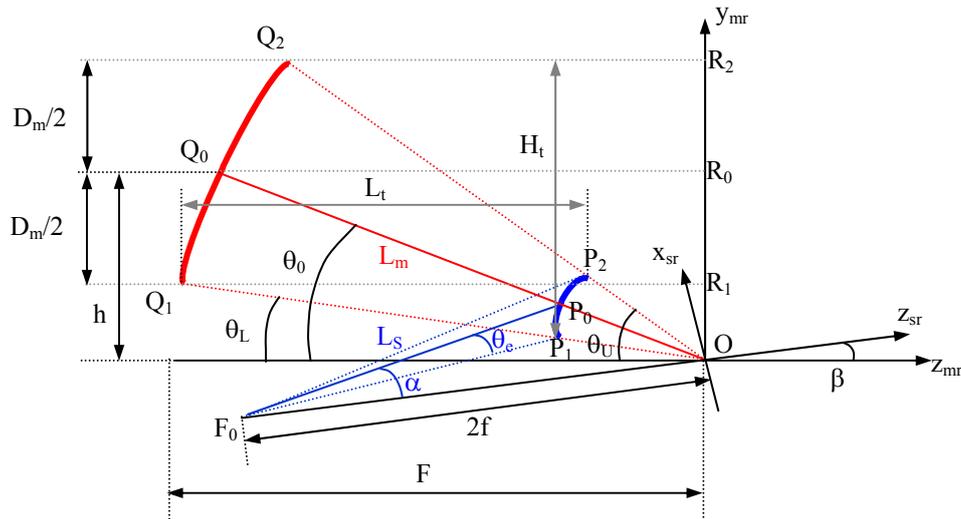
Cette annexe est basée sur les travaux suivants :

*C. Granet, "Designing classical Dragonian offset dual reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters", IEEE antennas and propagation magazine, Vol. 43, n°6, décembre 2001.*

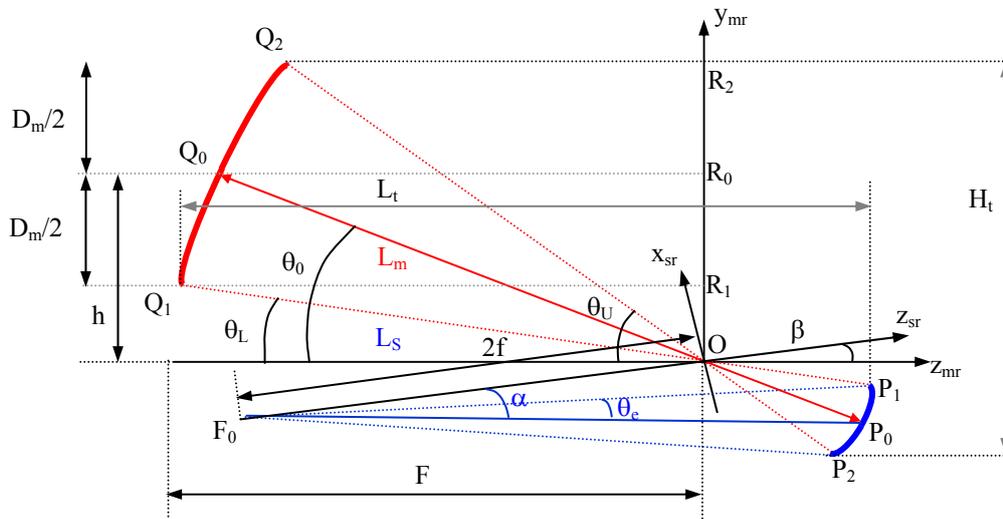
*C. Granet, "Designing classical offset Cassegrain or Gregorian dual-reflector antennas from combinations of prescribed geometric parameters", IEEE antennas and propagation magazine, Vol. 44, n°3, juin 2002.*

## I. Géométrie d'une antenne Cassegrain ou Grégorienne

Les géométries de l'antenne Cassegrain en offset et de l'antenne Grégorienne en offset sont données sur les *figures 1* et *2*. Dans les deux cas, le réflecteur principal (en rouge) est parabolique. Le réflecteur auxiliaire (en bleu) est hyperbolique pour l'antenne Cassegrain et elliptique pour l'antenne Grégorienne.



**Figure 1 :** Géométrie de l'antenne Cassegrain en offset



**Figure 2 :** Géométrie de l'antenne Grégorienne en offset

Les différents points et paramètres importants sur ces deux figures sont définis dans le *tableau 1*. De façon à pouvoir construire l'antenne à double réflecteur, les relations de base du réflecteur parabolique vues dans le *chapitre 1* sont nécessaires, ainsi que les coordonnées des points donnés dans le *tableau 2*.

	Paramètres	Signification
Réflecteur principal	<b>Dm</b>	Diamètre (mm)
	<b>F</b>	Focale (mm)
	<b>h</b>	Offset (mm)
	$\theta_0$	Angle de pointage vers le centre de l'ouverture géométrique (°)
	$\theta_U$	Angle de pointage bord supérieur (°)
	$\theta_L$	Angle de pointage bord inférieur (°)
Réflecteur auxiliaire	<b>e</b>	Excentricité (définie positivement)
	<b>a</b>	Paramètre de surface de l'hyperbole
	<b>2f</b>	Distance inter foyers (mm)
	<b>C<sub>sr</sub></b>	Coordonnées du centre de l'ellipse (mm)
	<b>D<sub>sv</sub></b>	Diamètre de l'ellipse suivant y (mm)
	<b>D<sub>sz</sub></b>	Diamètre de l'ellipse suivant z (mm)
	$\theta_e$	Demi angle d'interception (°)
Source	<b>L<sub>s</sub></b>	Distance entre la source (F <sub>0</sub> ) et le centre du réflecteur auxiliaire (P <sub>0</sub> ) (mm)
	<b>α</b>	Angle de pointage de la source (°)
	<b>d<sub>f-mr</sub></b>	Distance minimale suivant y entre la source (F <sub>0</sub> ) et les sommets du réflecteur principal (Q <sub>1</sub> , Q <sub>2</sub> ) (mm)
Autres	<b>β</b>	Angle entre les 2 axes (z <sub>mr</sub> , z <sub>sr</sub> ) des réflecteurs (°)
	<b>L<sub>t</sub></b>	Distance maximale suivant z entre les points extrêmes des réflecteurs
	<b>H<sub>t</sub></b>	Distance maximale suivant y entre les points extrêmes des réflecteurs
	<b>L<sub>m</sub></b>	Distance entre le centre du réflecteur principal (Q <sub>0</sub> ) et le centre du réflecteur auxiliaire (P <sub>0</sub> ) (mm)
	<b>D<sub>sr-mr</sub></b>	Distance minimale entre les sommets du réflecteur principal (Q <sub>1</sub> , Q <sub>2</sub> ) et les sommets du réflecteur auxiliaire (P <sub>1</sub> , P <sub>2</sub> ) (mm)

**Tableau 1** – Définition des paramètres géométriques

Point	x	y	z
<b>F<sub>0</sub></b>	0	$-2f \sin(\beta)$	$-2f \cos(\beta)$
<b>Q<sub>0</sub></b>	0	$h$	$\frac{h^2}{4F} - F$
<b>Q<sub>1</sub></b>	0	$h - \frac{Dm}{2}$	$\frac{(2h - Dm)^2}{16F} - F$
<b>Q<sub>2</sub></b>	0	$h + \frac{Dm}{2}$	$\frac{(2h + Dm)^2}{16F} - F$
<b>P<sub>0</sub></b>	0	$\sigma \ OP_0\  \sin(\theta_0)$	$\sigma \ OP_0\  \cos(\theta_0)$
<b>P<sub>1</sub></b>	0	$\sigma \ OP_1\  \sin(\theta_L)$	$\sigma \ OP_1\  \cos(\theta_L)$
<b>P<sub>2</sub></b>	0	$\sigma \ OP_2\  \sin(\theta_U)$	$\sigma \ OP_2\  \cos(\theta_U)$
<b>R<sub>0</sub></b>	0	$h$	$Max(0, ZQ_0, ZQ_1, ZQ_2)$
<b>R<sub>1</sub></b>	0	$h - \frac{Dm}{2}$	$Max(0, ZQ_0, ZQ_1, ZQ_2)$
<b>R<sub>2</sub></b>	0	$h + \frac{Dm}{2}$	$Max(0, ZQ_0, ZQ_1, ZQ_2)$

**Tableau 2** – Coordonnées des points remarquables

Ensuite, pour construire entièrement le réflecteur, il suffit de connaître cinq paramètres de départ et de déterminer les autres à l'aide des équations qui suivent.

Dans les relations suivantes, le paramètre  $\sigma$  est égale à -1 pour le système Cassegrain et +1 pour le système Grégorien.

Pour que la conception soit correcte, il est néanmoins impératif que le système respecte la condition de Mitzugutch (*équation 1* ci-dessous) qui permet de minimiser la polarisation croisée et de traduire une géométrie à double réflecteur en une architecture simple réflecteur équivalente.

Formules permettant de calculer les paramètres des figures 1 et 2:

➤ Minimisation de la polarisation croisée :

$$\tan(\alpha) = \frac{|e^2 + 1| \sin(\beta)}{(e^2 + 1) \cos(\beta) - 2e} \quad (1)$$

$$\tan\left(\frac{\beta}{2}\right) = \left(\frac{e+1}{e-1}\right)^2 \tan\left(\frac{\beta - \theta_0}{2}\right) \quad (2)$$

$$\tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{e-1}{e+1} \tan\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (3)$$

➤ Relations permettant de déterminer l'excentricité  $e$  :

$$e = \frac{1 - \sigma \sqrt{\frac{\tan\left(\frac{\beta}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\beta - \theta_0}{2}\right)}}}{1 + \sigma \sqrt{\frac{\tan\left(\frac{\beta}{2}\right)}{\tan\left(\frac{\beta - \theta_0}{2}\right)}}} \quad (4)$$

➤ Relations permettant de déterminer  $F$  :

$$F = \frac{h}{2 \tan\left(-\frac{\theta_0}{2}\right)} \quad (5)$$

$$F = \frac{D_m}{4 \left[ \tan\left(-\frac{\theta_U}{2}\right) - \tan\left(-\frac{\theta_0}{2}\right) \right]} \quad (6)$$

➤ Relations permettant de déterminer  $\theta_0, \theta_U, \theta_L, \theta_e$  :

$$\theta_0 = -2a \tan\left(\frac{h}{2F}\right) \quad (7)$$

$$\theta_U = -2 \arctan\left(\frac{2h+D_m}{4F}\right) \quad (8)$$

$$\theta_L = -2 \arctan\left(\frac{2h-D_m}{4F}\right) \quad (9)$$

$$\theta_U = 2 \operatorname{atan}\left[\frac{1+e}{1-e} \tan\left(\frac{\alpha - \sigma \theta_e}{2}\right)\right] + \beta \quad (10)$$

$$\theta_e = -\sigma \left[ 2 \arctan\left[\frac{1-e}{1+e} \tan\left(\frac{\theta_U - \beta}{2}\right)\right] - \alpha \right] \quad (11)$$

➤ Relations permettant de déterminer les distances  $Lm$ ,  $Ls$ ,  $Lt$ ,  $Ht$  et  $h$  :

$$Lm = -a \frac{e^2 - 1}{e \cos(\beta - \theta_0) + 1} - \frac{h}{\sin \theta_0} \quad (12)$$

$$Ls = a \left[ 2 + \frac{e^2 - 1}{e \cos(\beta - \theta_0) + 1} \right] \quad (13)$$

$$Lt = -a \left( \frac{\sigma + 1}{2} \right) \frac{(e^2 - 1) \cos \theta_L}{e \cos(\beta - \theta_L) + 1} + a \left( \frac{\sigma - 1}{2} \right) \frac{(e^2 - 1) \cos \theta_U}{e \cos(\beta - \theta_U) + 1} - \frac{(2h - D_m)^2}{16F} + F \quad (14)$$

$$Ht = h + \frac{D_m}{2} - a \left( \frac{\sigma - 1}{2} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin \theta_L}{e \cos(\beta - \theta_L) + 1} + a \left( \frac{\sigma + 1}{2} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin \theta_U}{e \cos(\beta - \theta_U) + 1} \quad (15)$$

$$Ht = D_m + d_{sr-mr} + D_{Sx} \cos(\beta) \quad (16)$$

➤ Calcul des distances  $d_{f-mr}$  et  $d_{sr-mr}$  :

$$d_{sr-mr} = h - \frac{D_m}{2} - a \left( \frac{\sigma - 1}{2} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin \theta_U}{e \cos(\beta - \theta_U) + 1} + a \left( \frac{\sigma + 1}{2} \right) \frac{(e^2 - 1) \sin \theta_L}{e \cos(\beta - \theta_L) + 1} \quad (17)$$

$$d_{f-mr} = h - \frac{D_m}{2} + 2f \sin \beta \quad (18)$$

$$h = 2F \tan\left(\frac{-\theta_0}{2}\right) \quad (19)$$

➤ Relations permettant de déterminer les caractéristiques de l'hyperbole :

$$f = ae \quad (20) \quad f = \frac{d_{f-mr} - h + \frac{D_m}{2}}{2 \sin \beta} \quad (21) \quad a = \frac{-\sigma D_{Sx}}{\frac{(e^2 - 1) \sin(\beta - \theta_U)}{e \cos(\beta - \theta_U) + 1} - \frac{(e^2 - 1) \sin(\beta - \theta_L)}{e \cos(\beta - \theta_L) + 1}} \quad (22)$$

$$a = \frac{Lt + \frac{(2h - D_m)^2}{16F} - F}{\left( \frac{\sigma - 1}{2} \right) \frac{(e^2 - 1) \cos \theta_U}{e \cos(\beta - \theta_U) + 1} - \left( \frac{\sigma + 1}{2} \right) \frac{(e^2 - 1) \cos \theta_L}{e \cos(\beta - \theta_L) + 1}} \quad (23)$$

$$a = \frac{Ht - h - \frac{D_m}{2}}{\left(\frac{\sigma+1}{2}\right) \frac{(e^2-1)\sin\theta_U}{e\cos(\beta-\theta_U)+1} - \left(\frac{\sigma-1}{2}\right) \frac{(e^2-1)\sin\theta_L}{e\cos(\beta-\theta_L)+1}} \quad (24)$$

$$a = \frac{d_{sr-mr} - h + \frac{D_m}{2}}{\left(\frac{\sigma+1}{2}\right) \frac{(e^2-1)\sin\theta_L}{e\cos(\beta-\theta_L)+1} - \left(\frac{\sigma-1}{2}\right) \frac{(e^2-1)\sin\theta_U}{e\cos(\beta-\theta_U)+1}} \quad (25)$$

$$a = \frac{L_s}{2 + \frac{(e^2-1)}{e\cos(\beta-\theta_0)+1}} \quad (26)$$

➤ Calcul des distances remarquables :

$$\|F_0P_0\| + \sigma\|OP_0\| = \|F_0P_1\| + \sigma\|OP_1\| = \|F_0P_2\| + \sigma\|OP_2\| = 2a \quad (27)$$

$$\|F_0P_0\| + \|P_0Q_0\| + \|Q_0R_0\| = \|F_0P_1\| + \|P_1Q_1\| + \|Q_1R_1\| = \|F_0P_2\| + \|P_2Q_2\| + \|Q_2R_2\| \quad (28)$$

$$\|OP_0\| = -\sigma a \frac{e^2-1}{e\cos(\theta_0-\beta)+1} = \sigma \left[ \frac{h}{\sin\theta_0} + L_m \right] = \sigma(2a - L_s) \quad (29)$$

$$\|OP_1\| = -\sigma a \frac{e^2-1}{e\cos(\theta_L-\beta)+1} \quad (30)$$

$$\|OP_2\| = -\sigma a \frac{e^2-1}{e\cos(\theta_U-\beta)+1} \quad (31)$$

$$\|OQ_0\| = \frac{2F}{1+\cos\theta_0} \quad (32) \quad \|OQ_1\| = \frac{2F}{1+\cos\theta_L} \quad (33) \quad \|OQ_2\| = \frac{2F}{1+\cos\theta_U} \quad (34)$$

➤ Dimensions du réflecteur auxiliaire :

$$Ds_x = -\sigma a \left[ \frac{(e^2-1)\sin(\beta-\theta_U)}{e\cos(\beta-\theta_U)+1} - \frac{(e^2-1)\sin(\beta-\theta_L)}{e\cos(\beta-\theta_L)+1} \right] \quad (35)$$

$$Ds_y = \text{Max} \left[ \frac{2a(e^2-1)\sin(\theta_e)\sin(\phi)}{e[-\sin(\alpha)\sin(\theta_e)\cos(\phi) + \cos(\alpha)\cos(\theta_e)]+1} \right] \text{ avec } 0 \leq \phi \leq 2\pi \quad (36)$$

➤ Coordonnées du réflecteur auxiliaire :

$$Xc_{sr} = 0 \quad (37) \quad Yc_{sr} = \frac{\|F_0P_1\|\sin(\alpha+\theta_e) + \|F_0P_2\|\sin(\alpha-\theta_e)}{2} \quad (39)$$

$$Zc_{sr} = -a \sqrt{1 + \frac{Yc_{sr}^2}{f^2 - a^2}} - f \quad (38)$$

## II. Géométrie d'une antenne dragonienne

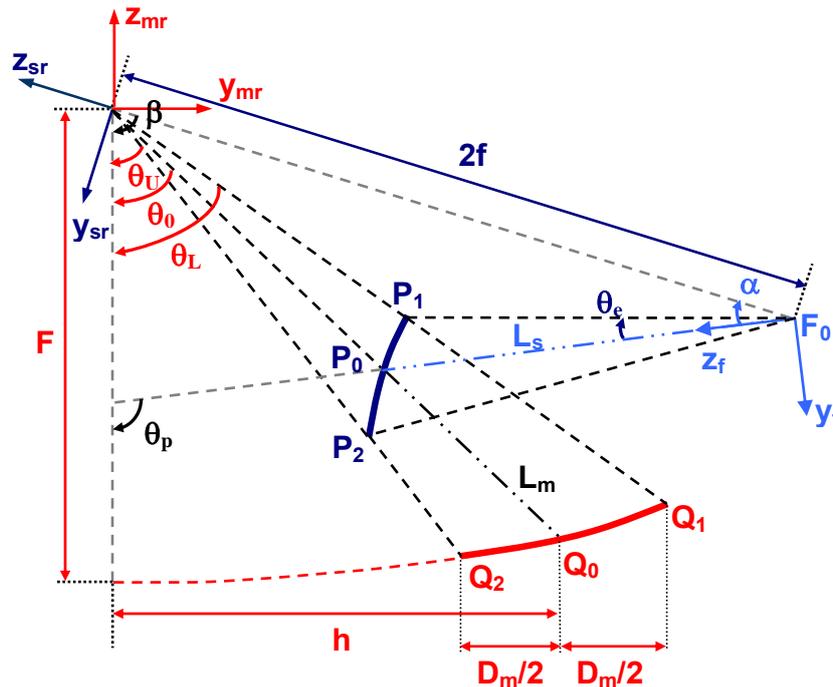
Cette géométrie est une variante de l'antenne Cassegrain dans le sens où elle utilise un réflecteur auxiliaire hyperbolique et concave, contrairement à l'antenne Cassegrain qui utilise un réflecteur auxiliaire hyperbolique et convexe.

Le principal avantage de cette structure est de permettre une grande compacité tout en ayant un rapport « focale sur diamètre » important. Cette architecture est donc tout à fait adaptée à une application multifaisceaux.

Les deux principaux types d'antenne dragonienne sont la SFOCA (Side Fed Offset Cassegrain Antenna) et la FFOCA (Front Fed Offset Cassegrain Antenna).

Cette annexe rassemble les formules permettant de calculer leurs géométries respectives.

Les angles sont considérés comme positifs lorsqu'ils effectuent une rotation dans le sens trigonométrique autour de l'axe x, à l'exception de l'angle  $\theta_e$ , toujours positif.



**Figure 3** – Paramètres géométriques de l'antenne SFOCA

Les différents points et paramètres importants sur cette figure sont définis dans le *tableau 1*.

	Paramètres	Signification
Réflecteur principal	<b>Dm</b>	Diamètre (mm)
	<b>F</b>	Focale (mm)
	<b>h</b>	Offset (mm)
	$\theta_0$	Angle de pointage ( $^\circ$ )
	$\theta_U$	Angle de pointage bord supérieur ( $^\circ$ )
	$\theta_L$	Angle de pointage bord inférieur ( $^\circ$ )
Réflecteur auxiliaire	<b>e</b>	Excentricité (définie positivement)
	<b>a</b>	Paramètre de surface de l'hyperbole
	<b>2f</b>	Distance inter foyers (mm)
	<b>C<sub>sr</sub></b>	Coordonnées du centre de l'ellipse (mm)
	<b>D<sub>Sv</sub></b>	Diamètre de l'ellipse suivant y (mm)
	<b>D<sub>Sz</sub></b>	Diamètre de l'ellipse suivant z (mm)
	$\theta_e$	Demi angle d'interception ( $^\circ$ )
	$\varepsilon$	Surdimensionnement du réflecteur auxiliaire (%)
Source	<b>L<sub>S</sub></b>	Distance entre la source ( $F_0$ ) et le centre du réflecteur auxiliaire ( $P_0$ ) (mm)
	$\alpha$	Angle de pointage de la source ( $^\circ$ )
	<b>d<sub>f-mr</sub></b>	Distance minimale entre la source ( $F_0$ ) et les sommets du réflecteur principal ( $Q_1, Q_2$ ) (mm)
Autres	$\beta$	Angle entre les 2 axes ( $z_{mr}, z_{sr}$ ) des réflecteurs ( $^\circ$ )
	$\theta_p$	Angle entre l'axe $z_{mr}$ du réflecteur principal et l'axe $z_f$ de la source ( $^\circ$ )
	<b>L<sub>m</sub></b>	Distance entre le centre du réflecteur principal ( $Q_0$ ) et le centre du réflecteur auxiliaire ( $P_0$ ) (mm)
	<b>D<sub>sr-mr</sub></b>	Distance minimale entre les sommets du réflecteur principal ( $Q_1, Q_2$ ) et les sommets du réflecteur auxiliaire ( $P_1, P_2$ ) (mm)

**Tableau 3** – Définition des paramètres géométriques

Point	x	y	z
<b>F<sub>0</sub></b>	0	$2f \cos\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right)$	$-2f \sin\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right)$
<b>Q<sub>0</sub></b>	0	H	$\frac{h^2}{4F} - F$
<b>Q<sub>1</sub></b>	0	$h + \frac{Dm}{2}$	$\frac{(2h + Dm)^2}{16F} - F$
<b>Q<sub>2</sub></b>	0	$h - \frac{Dm}{2}$	$\frac{(2h - Dm)^2}{16F} - F$
<b>P<sub>0</sub></b>	0	$-\left[\frac{h}{\sin( \theta_0 )} - Lm\right] \sin(\theta_0)$	$-\left[\frac{h}{\sin( \theta_0 )} - Lm\right] \cos(\theta_0)$
<b>P<sub>1</sub></b>	0	$-\left[\frac{2f \sin( \alpha  - \theta_e)}{\sin(\pi -  \alpha  - \theta_e - \ \beta  -  \theta_U )}\right] \sin(\theta_U)$	$-\left[\frac{2f \sin( \alpha  - \theta_e)}{\sin(\pi -  \alpha  - \theta_e - \ \beta  -  \theta_U )}\right] \cos(\theta_U)$
<b>P<sub>2</sub></b>	0	$-\left[\frac{2f \sin( \alpha  + \theta_e)}{\sin(\pi -  \alpha  + \theta_e - \ \beta  -  \theta_L )}\right] \sin(\theta_L)$	$-\left[\frac{2f \sin( \alpha  + \theta_e)}{\sin(\pi -  \alpha  + \theta_e - \ \beta  -  \theta_L )}\right] \cos(\theta_L)$

**Tableau 4** – Coordonnées des points remarquables

A partir de ces coordonnées et des relations essentielles des réflecteurs vues dans le **chapitre 1** de ce manuscrit, nous pouvons déterminer l'ensemble des paramètres de la **figure 1**.

Ensuite, pour construire entièrement le réflecteur, il suffit de connaître cinq paramètres de départ parmi cet ensemble.

Pour que la conception soit correcte, il est néanmoins impératif que le système respecte la condition de Dragone-Mitzugutch (**équation 1** ci-dessous) qui permet de minimiser la polarisation croisée et de traduire une géométrie à double réflecteur en une architecture simple réflecteur équivalente.

Formules permettant de calculer les paramètres de la figure 3 :

➤ Relations permettant de déterminer  $\alpha$  et  $\beta$  :

$$\tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \frac{e-1}{e+1} \tan\left(\frac{\beta}{2}\right) \quad (1) \qquad \tan\left(\frac{\beta}{2}\right) = \left(\frac{e+1}{e-1}\right)^2 \tan\left(\frac{\beta-\theta_0}{2}\right) \quad (2)$$

$$\tan(\beta) = \frac{2 \sin^2\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} \quad (3) \qquad \beta = \frac{\theta_p}{2} + \arctan\left(\frac{\sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\theta_p-\theta_0}{2}\right) + \sin\left(\frac{\theta_p}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right)}\right) \quad (4)$$

$$\tan(\beta) = \frac{4F \tan\left(\frac{\theta_e}{2}\right) \sin(\theta_p)}{Dm + 4F \tan\left(\frac{\theta_e}{2}\right) \cos(\theta_p)} \quad (5) \qquad \alpha = \theta_p - \beta \quad (6)$$

➤ Relations permettant de déterminer  $e$  et  $M$  :

$$e = \frac{\sin\left(\frac{\beta+\alpha}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\beta-\alpha}{2}\right)} \quad (7) \qquad e = \left| \frac{M+1}{M-1} \right| \quad (8) \qquad M = \frac{e-1}{e+1} \quad (9)$$

➤ Relations permettant de déterminer  $F$  et  $Fe$  (Focale équivalente):

$$F = \frac{Dm \sin(\beta)}{4 \tan\left(\frac{\theta_e}{2}\right) \sin(\theta_p - \beta)} \quad (10) \qquad Fe = F.M \frac{1 + \tan^2\left(\frac{\beta}{2}\right)}{1 + M^2 \tan^2\left(\frac{\beta}{2}\right)} \quad (11)$$

➤ Relations permettant de déterminer  $\theta_0, \theta_U, \theta_L, \theta_e$  :

$$\tan\left(\frac{\theta_0}{2}\right) = \frac{\tan\left(\frac{\beta}{2}\right) \left[ \left(\frac{e+1}{e-1}\right)^2 - 1 \right]}{\tan^2\left(\frac{\beta}{2}\right) + \left(\frac{e+1}{e-1}\right)^2} \quad (12)$$

$$\theta_U = -2 \arctan\left(\frac{h + \frac{Dm}{2}}{2F}\right) \quad (13)$$

$$\theta_L = -2 \arctan\left(\frac{h - \frac{Dm}{2}}{2F}\right) \quad (14)$$

$$\tan\left(\frac{\theta_e}{2}\right) = \frac{Dm \sin(\beta)}{4F \sin(\theta_p - \beta)} \quad (15)$$

➤ Relations permettant de déterminer les distances  $Lm$  et  $Ls$  :

$$Lm = \frac{h}{\sin(|\theta_0|)} - \frac{Ls \sin(\alpha)}{\sin(\beta - \theta_0)} \quad (16)$$

$$Ls = \frac{\sin(\beta - \theta_0)}{\sin(\alpha)} \left[ \frac{h}{\sin(|\theta_0|)} - Lm \right] \quad (17)$$

➤ Relations permettant de déterminer l'offset  $h$  :

$$h = 2F \tan\left(\frac{-\theta_0}{2}\right) \quad (18)$$

$$h = \left( \frac{Ls \sin(\alpha)}{\sin(\beta - \theta_0)} + Lm \right) \sin(|\theta_0|) \quad (19)$$

$$h = \left( \frac{Ls \sin(\alpha)}{\sin(\beta - \theta_0)} + Lm \right) \sin(|\theta_0|) \quad (20)$$

➤ Relations permettant de déterminer les caractéristiques de l'hyperbole :

$$f = \left[ \frac{2F}{1 + \cos(\theta_0)} - Lm \right] \left[ \frac{e \cos(\beta - \theta_0)}{e - \frac{1}{e}} \right] \quad (21)$$

$$a = \frac{h}{2 \sin(|\theta_0|)} - \frac{Lm + Ls}{2} \quad (22)$$

$$f = ae \quad (23)$$

➤ Dimensions du réflecteur auxiliaire :

$$Ds_x = \|F_0 P_1\| \sin(\alpha + \theta_e) - \|F_0 P_2\| \sin(\alpha - \theta_e) \quad (24)$$

$$Ds_y = \text{Max} \left[ \frac{2a(e^2 - 1) \sin(\theta_e) \sin(\phi)}{e[-\sin(\alpha) \sin(\theta_e) \cos(\phi) + \cos(\alpha) \cos(\theta_e)] + 1} \right] \quad (25)$$

➤ Coordonnées du réflecteur auxiliaire :

$$Xc_{sr} = 0 \quad (26)$$

$$Y_{C_{sr}} = \frac{\|F_0 P_1\| \sin(\alpha + \theta_e) + \|F_0 P_2\| \sin(\alpha - \theta_e)}{2} \quad (27)$$

$$Z_{C_{sr}} = -a \sqrt{1 + \frac{Y_{C_{sr}}^2}{f^2 - a^2}} - f \quad (28)$$

➤ Angle  $\theta_p$  :

$$\theta_p = \alpha + \beta \quad (29)$$

L'angle  $\theta_p$  permet de déterminer si la géométrie de l'antenne est de type FFOCA ou SFOCA. Dans le premier cas, cet angle est proche de  $180^\circ$ . Dans le second, il avoisine les  $90^\circ$ .



**Annexe 2****DIAGRAMME DE RAYONNEMENT MAXIMISANT LE  
RENDEMENT DE L'ANTENNE A REFLECTEUR**

Nous allons montrer que le diagramme de rayonnement de l'équation 1 permet de maximiser le rendement d'une antenne à réflecteur parabolique.

$$G_f(\theta) = \begin{cases} \frac{G_0}{\cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right)} & \text{pour } 0 \leq \theta \leq \theta_0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \quad (1)$$

Ce diagramme de rayonnement théorique est à symétrie de révolution, il n'y a donc pas de dépendance en  $\phi$  du diagramme. L'expression du rendement de l'antenne à réflecteur,  $\eta_{ar}$ , vue dans le chapitre 2, s'écrit alors :

$$\eta_{ar} = \left[ \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} \left| \int_0^{\theta_0} \sqrt{G_f(\theta, \phi)} \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta \right|^2 \right] \quad (2)$$

En injectant (1) dans (2), il vient :

$$\eta_{ar} = \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} G_0 \left| \int_0^{\theta_0} \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta \right|^2 = \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} G_0 |I|^2 \quad (3)$$

L'intégrale  $I$  se résoud suivant les différentes étapes qui suivent :

$$I = \int_0^{\theta_0} \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta = \int_0^{\theta_0} \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} \frac{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} d\theta = \int_0^{\theta_0} \frac{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{\cos^3\left(\frac{\theta}{2}\right)} d\theta \quad (4)$$

$$I = \left[ \frac{1}{\cos^2\left(\frac{\theta}{2}\right)} - 1 \right] = \tan^2\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (5)$$

L'expression du rendement,  $\eta_{ar}$ , s'écrit donc suivant l'équation 6.

$$\eta_{ar} = \frac{G_0}{\tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} \cdot \tan^4\left(\frac{\theta_0}{2}\right) = G_0 \tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \quad (6)$$

Il reste à déterminer la constante  $G_0$  de l'équation 6. Pour cela, nous allons nous baser sur la définition du facteur de gain traduisant les pertes par spillover. Pour maximiser ce facteur, toute la puissance rayonnée par la source doit être interceptée par le réflecteur. Nous pouvons donc écrire l'équation 7.

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} G_f(\theta) \sin\theta d\theta d\phi = 2\pi \int_0^{\pi} G_f(\theta) \sin\theta d\theta = 4\pi \quad (7)$$

D'où,

$$\int_0^{\pi} G_f(\theta) \sin\theta d\theta = 2 \quad (8)$$

En remplaçant  $G_f$  par son expression, il vient :

$$\int_0^{\theta_0} \frac{G_0}{\cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right)} \sin\theta d\theta = G_0 \int_0^{\theta_0} \frac{1}{\cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right)} \sin\theta d\theta = 2 \quad (9)$$

L'expression de  $G_0$  peut alors être déduite de l'équation 9 en s'aidant de l'équation 5.

$$G_0 = \frac{2}{\int_0^{\theta_0} \frac{1}{\cos^4\left(\frac{\theta}{2}\right)} \sin\theta d\theta} = \frac{2}{2 \tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} = \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} \quad (10)$$

L'expression recherchée pour le rendement de l'antenne à réflecteur est alors donnée par l'équation 11.

$$\eta_{ar} = G_0 \tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) = \tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right) \cdot \frac{1}{\tan^2\left(\frac{\theta_0}{2}\right)} = 1 \quad (11)$$

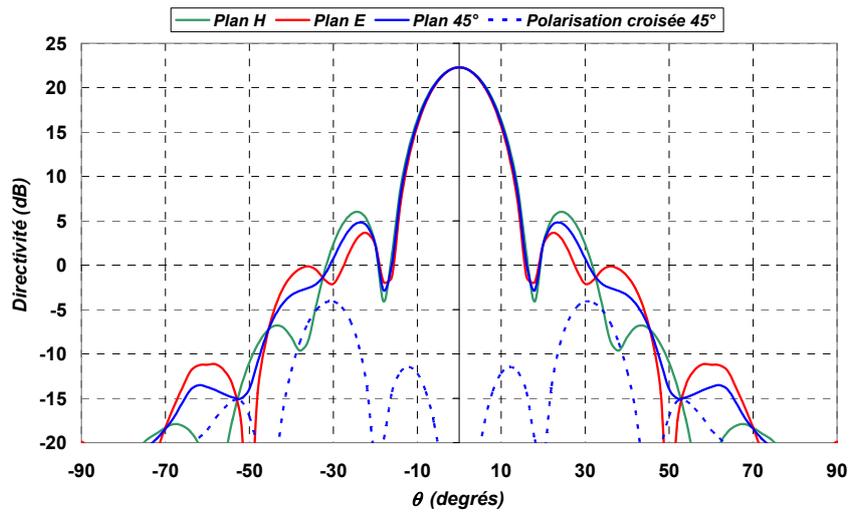
### **Annexe 3**

## **DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DU CORNET DE POTTER**

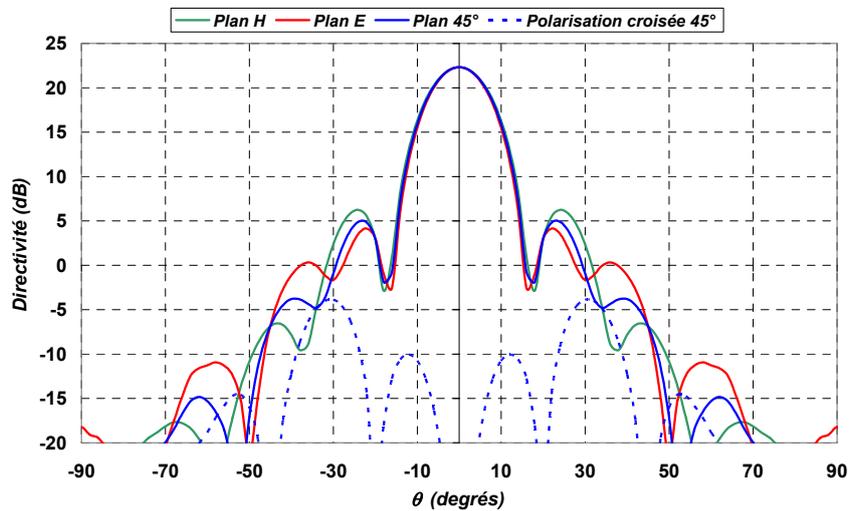
Cette annexe présente les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation pour le cornet de Potter, précédemment conçu pour le système SFOCA et l'application de télécommunications multimédia présentée dans le *chapitre 4*.

Ces diagrammes de rayonnement, obtenus avec le logiciel CST Microwave Studio, sont présentés pour six points de fréquences entre 29.5 GHz et 30 GHz. Ils sont ensuite intégrés à Profil pour obtenir les diagrammes de l'antenne à réflecteur

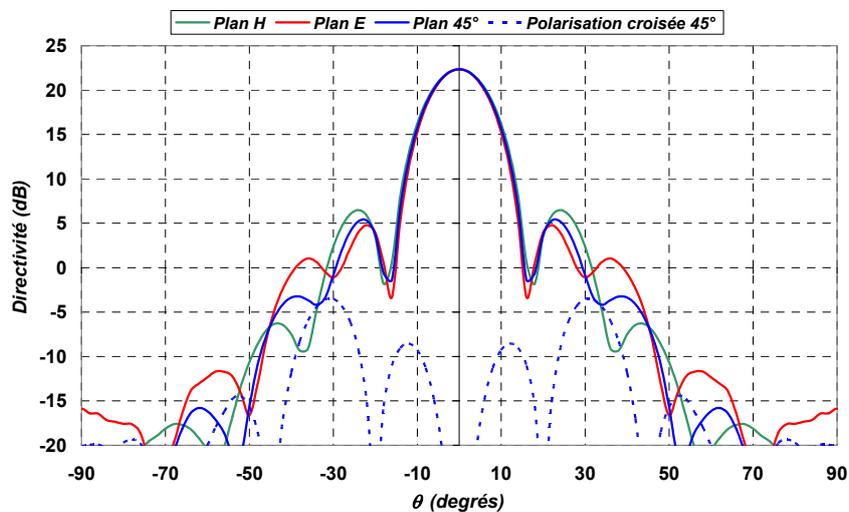
## I. Diagrammes de la source focale seule



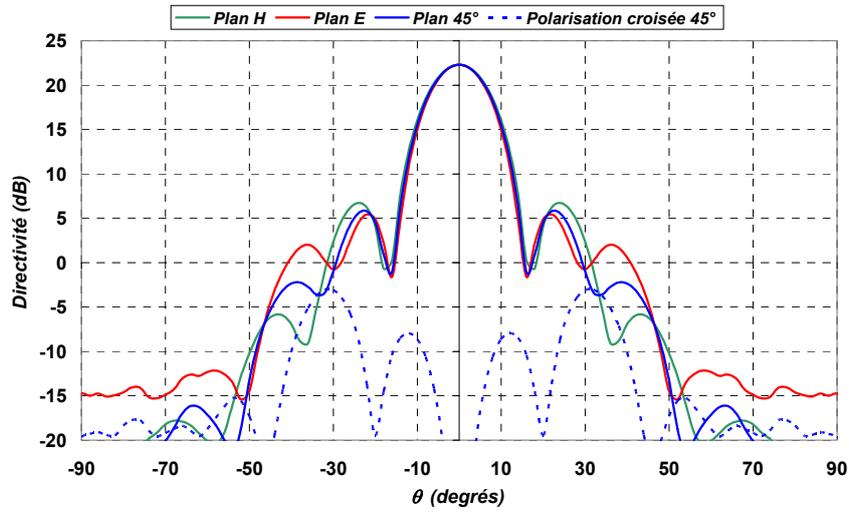
**Figure 1 :** Diagrammes de rayonnement à 29.5 GHz



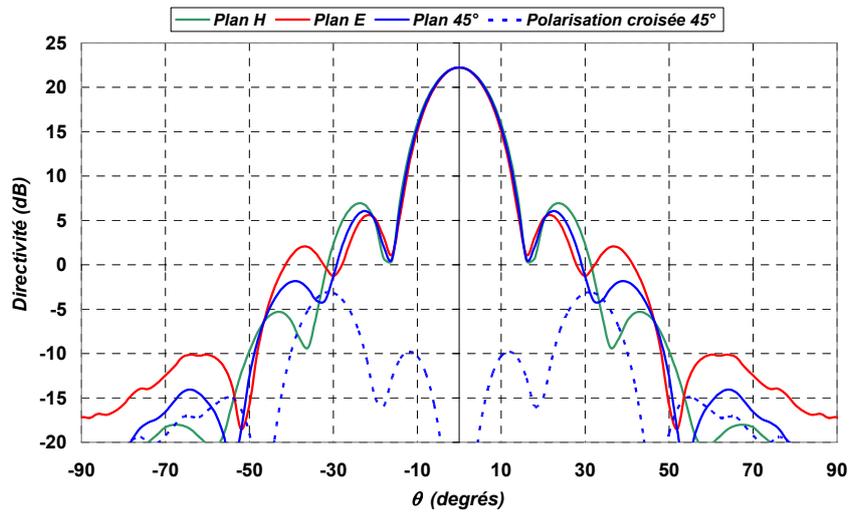
**Figure 2 :** Diagrammes de rayonnement à 29.6 GHz



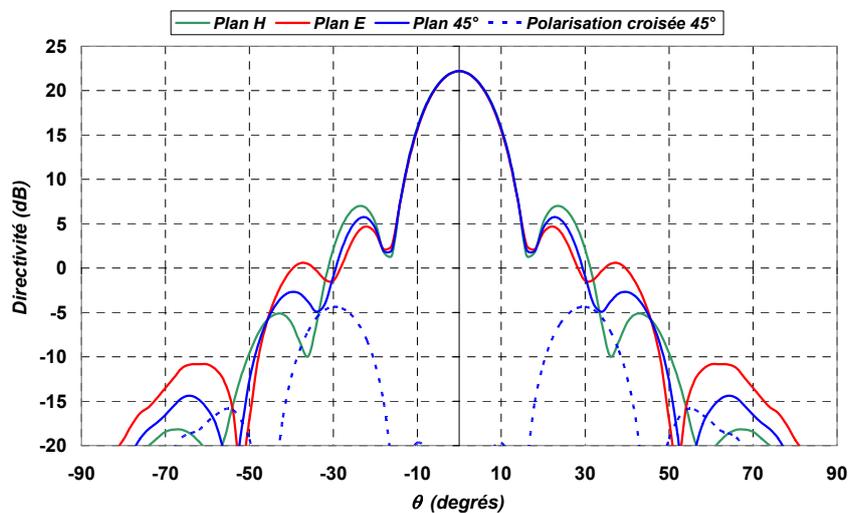
**Figure 3 :** Diagrammes de rayonnement à 29.7 GHz



**Figure 4 :** Diagrammes de rayonnement à 29.8 GHz

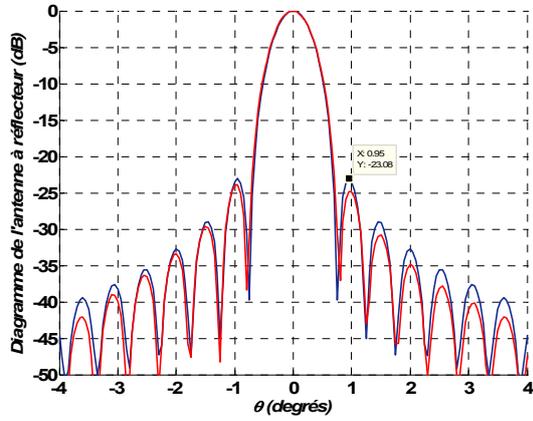


**Figure 5 :** Diagrammes de rayonnement à 29.9 GHz

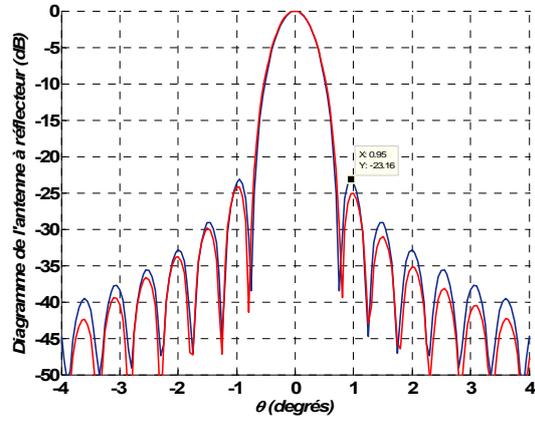


**Figure 6 :** Diagrammes de rayonnement à 30 GHz

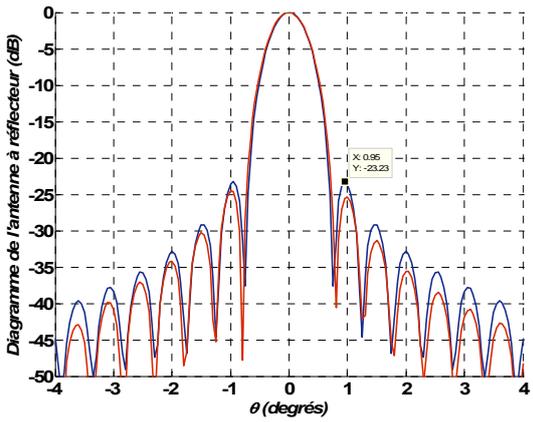
## II. Diagrammes de l'antenne à réflecteur



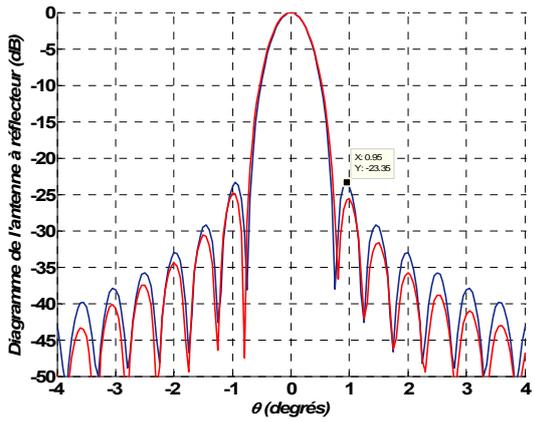
29.5 GHz



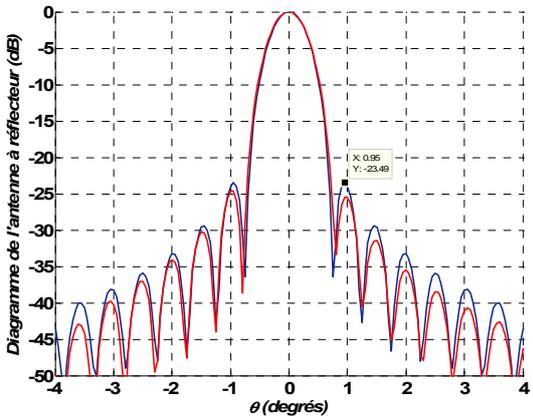
29.6 GHz



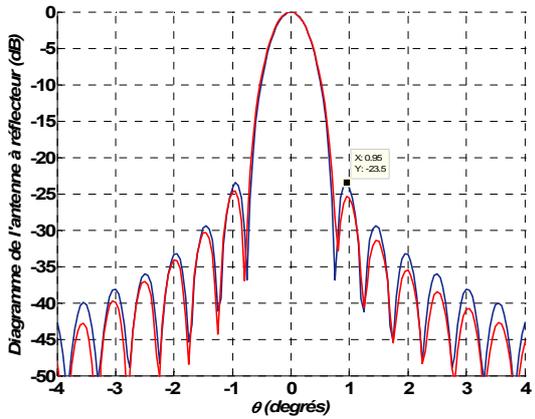
29.7 GHz



29.8 GHz



29.9 GHz



30 GHz

**Figure 7 :** Diagrammes de rayonnement à 30 GHz

## **Annexe 4**

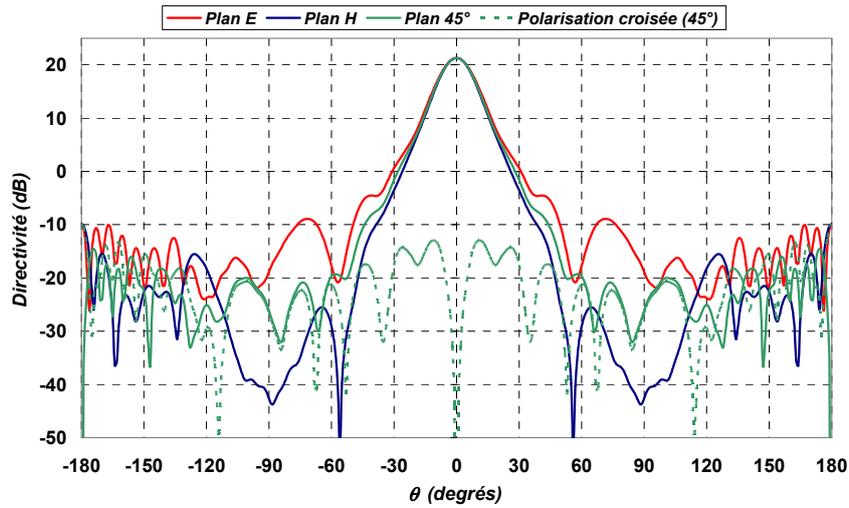
### **DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE BIE MONOSOURCE**

Cette annexe présente les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation et en réalisation pour l'antenne BIE monosource, présentée dans le *chapitre 4*. Tous ces diagrammes sont exprimés en polarisation principale et polarisation croisée suivant la troisième définition de Ludwig. Ils sont présentés pour six points de fréquences entre 29.5 GHz et 30 GHz

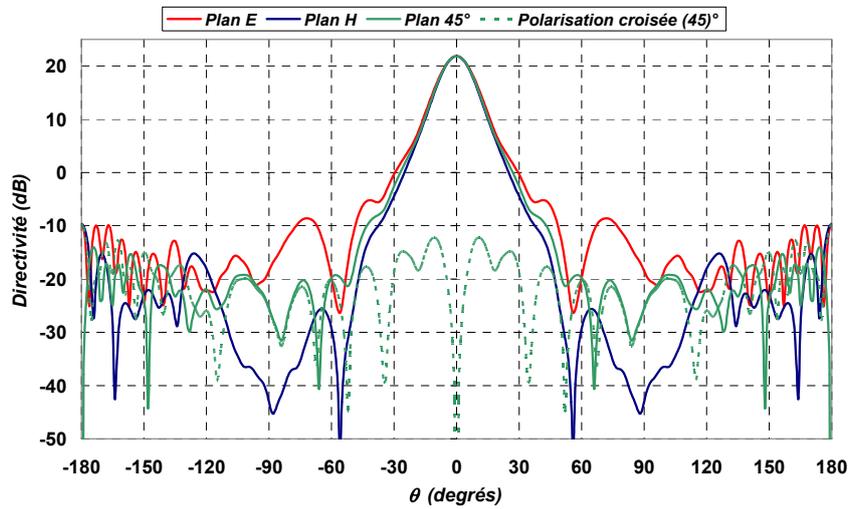
A des fins de lisibilité, les résultats obtenus en simulation et en mesures sont d'abord présentés séparément dans les plans E et H, ainsi que dans le plan  $\phi=45^\circ$  pour faire apparaître le niveau de polarisation croisée. Une comparaison entre la théorie et l'expérimentation est ensuite effectuée dans les plans E et H.

Les diagrammes de rayonnement simulés ont été obtenus avec le logiciel CST Microwave Studio. Les résultats expérimentaux sont issus de la mesure en base compacte effectuée au CNES.

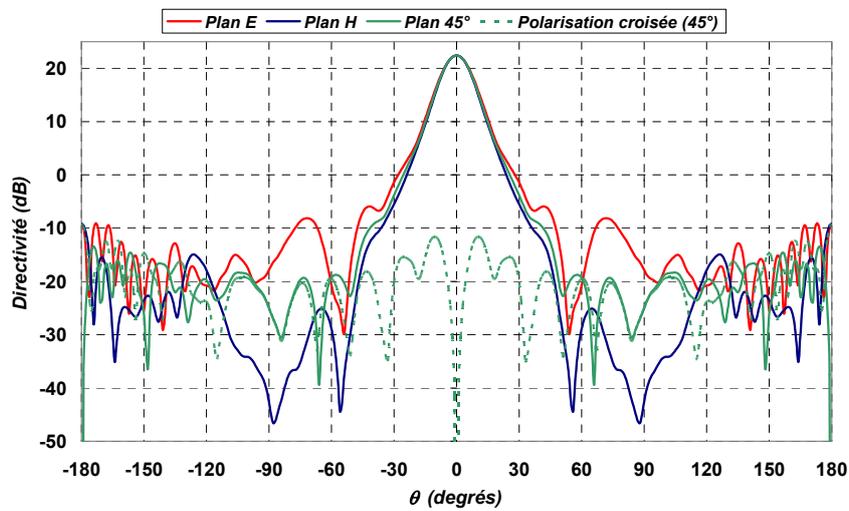
### I. Diagrammes de rayonnement simulés



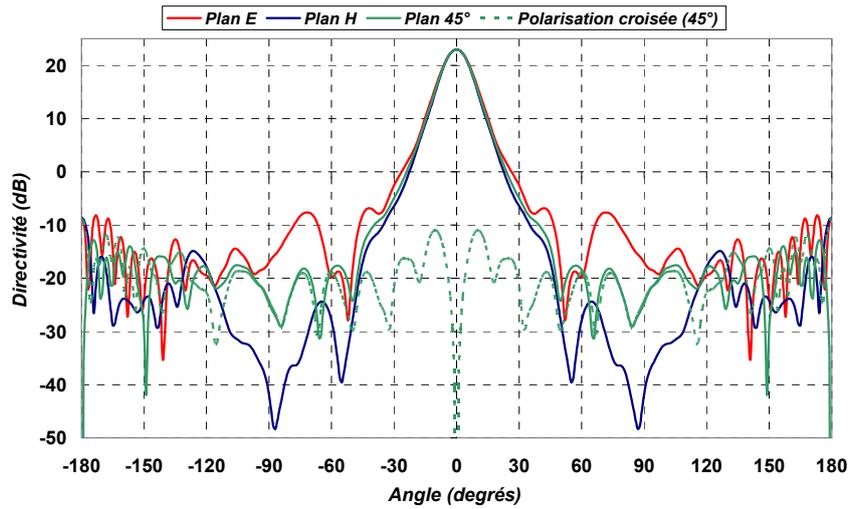
**Figure 1 :** Diagrammes de rayonnement à 29.5 GHz



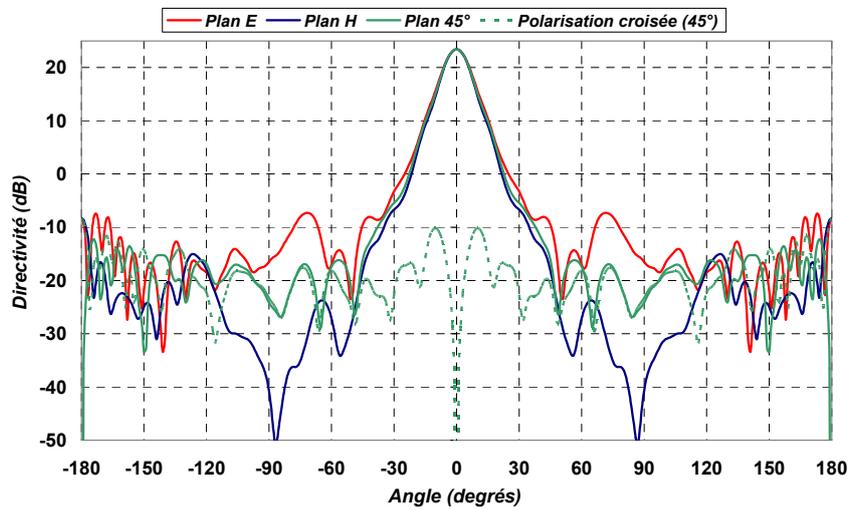
**Figure 2 :** Diagrammes de rayonnement à 29.6 GHz



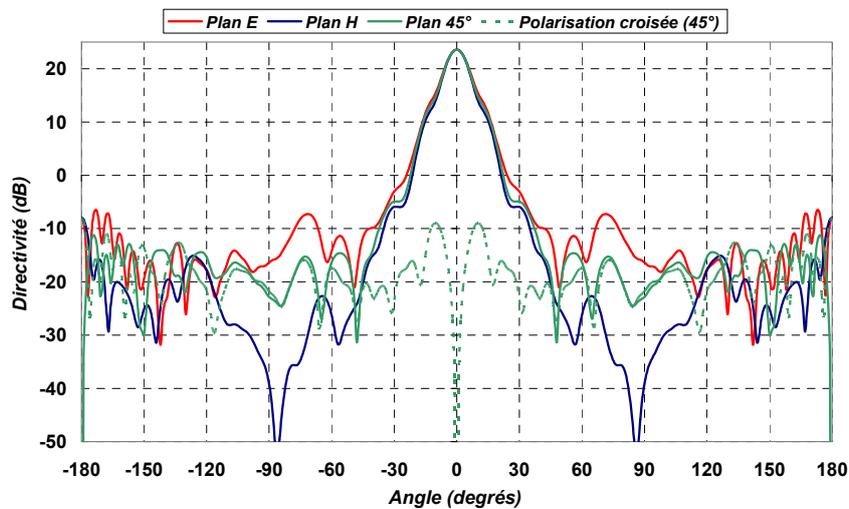
**Figure 3 :** Diagrammes de rayonnement à 29.7 GHz



**Figure 4 :** Diagrammes de rayonnement à 29.8 GHz

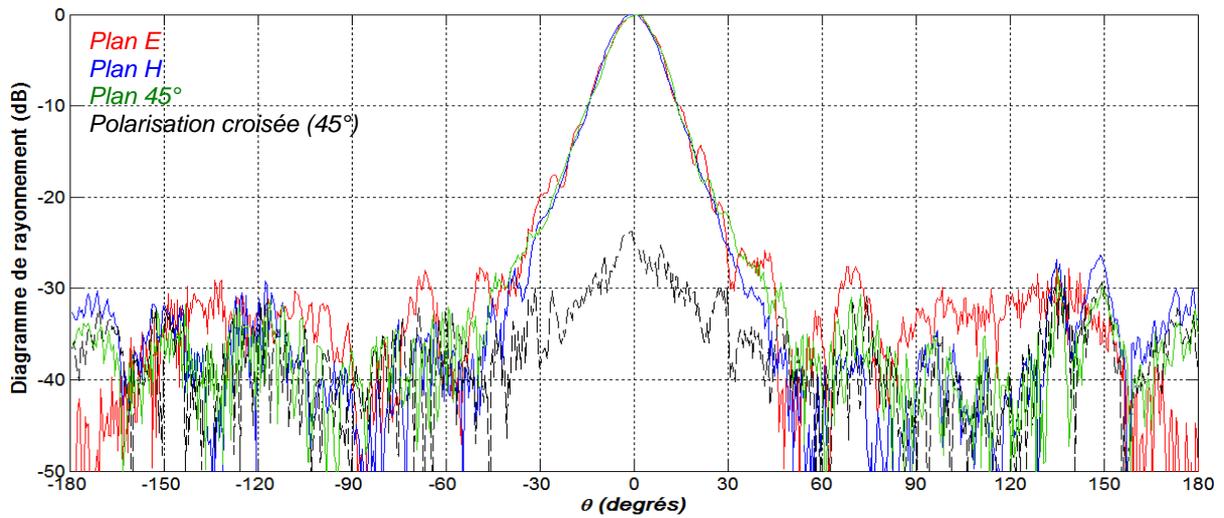


**Figure 5 :** Diagrammes de rayonnement à 29.9 GHz

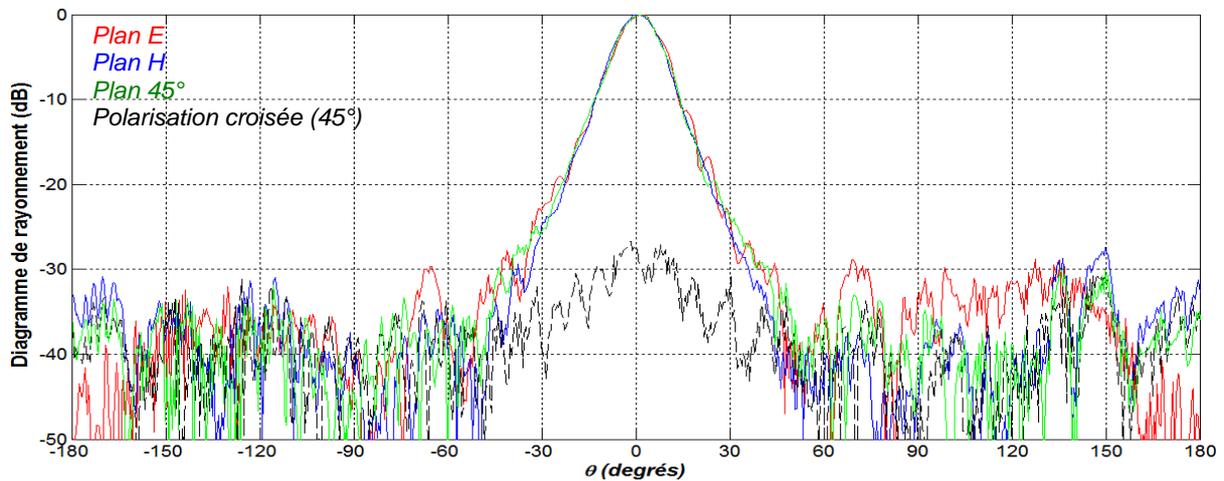


**Figure 6 :** Diagrammes de rayonnement à 30 GHz

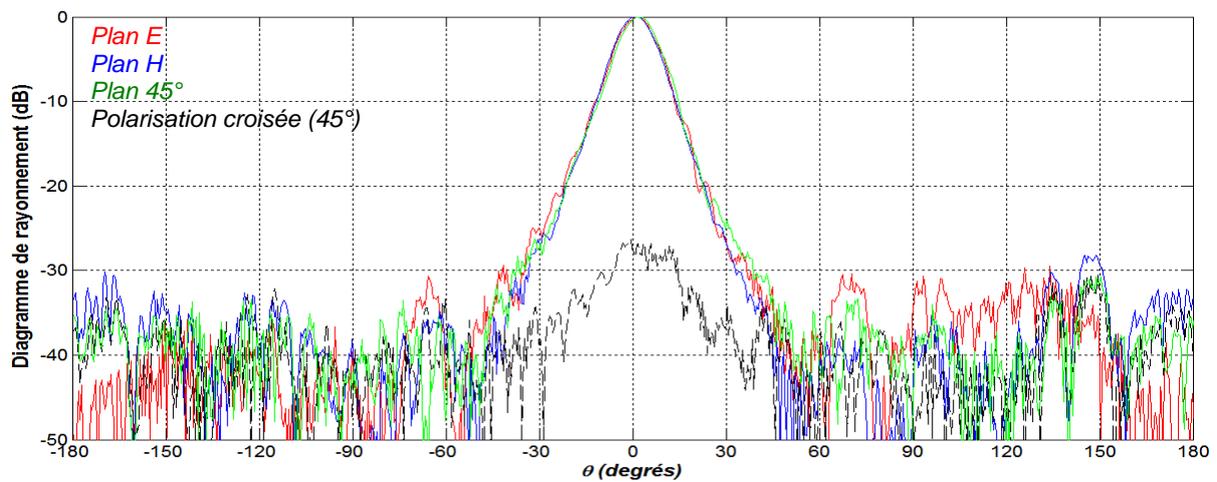
## II. Diagrammes de rayonnement mesurés



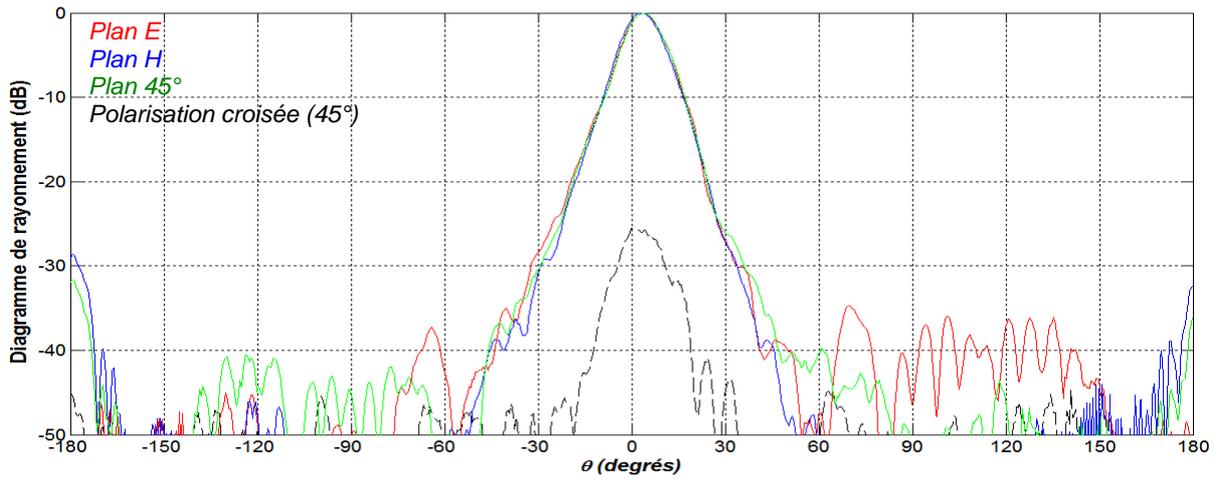
**Figure 7 :** *Diagrammes de rayonnement mesuré à 29.5 GHz*



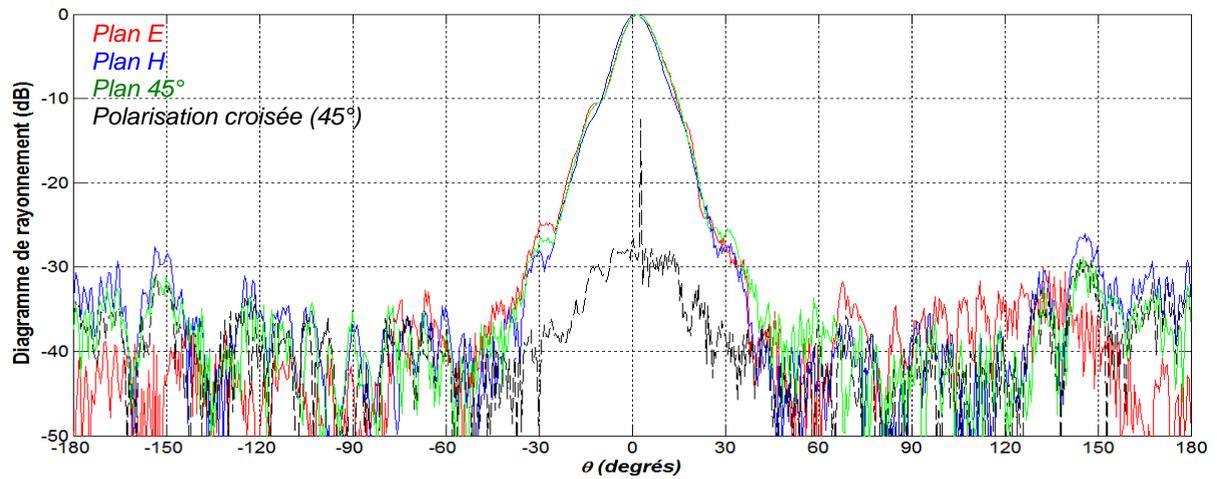
**Figure 8 :** *Diagrammes de rayonnement mesuré à 29.6 GHz*



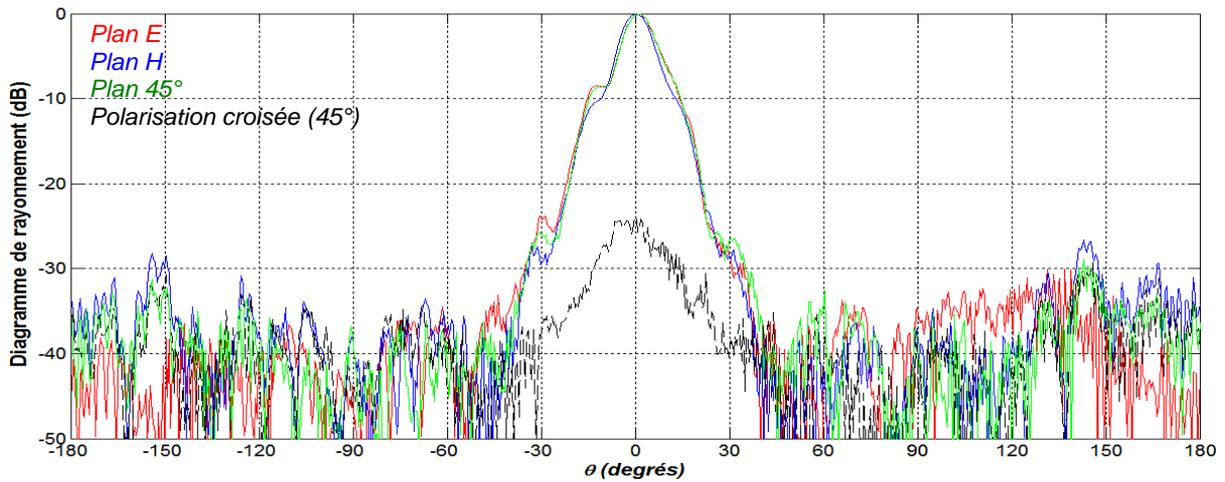
**Figure 9 :** *Diagrammes de rayonnement mesuré à 29.7 GHz*



**Figure 10 :** Diagrammes de rayonnement mesuré à 29.8 GHz

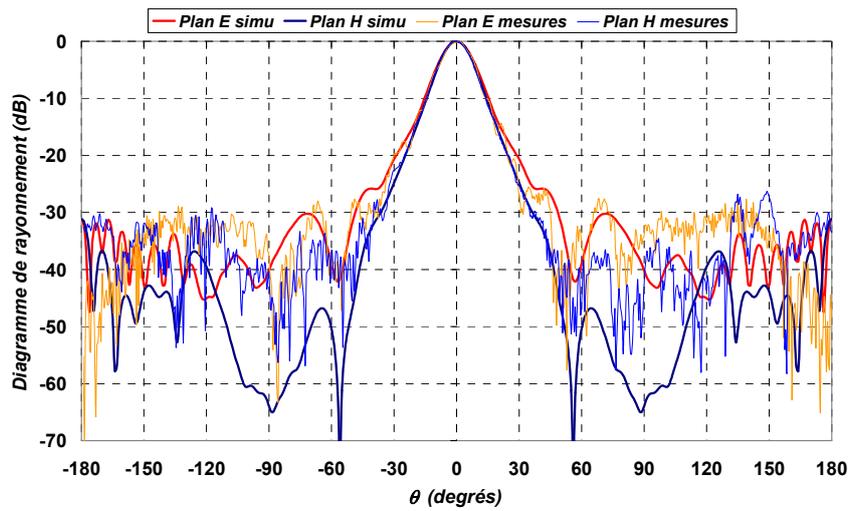


**Figure 11 :** Diagrammes de rayonnement mesuré à 29.9 GHz

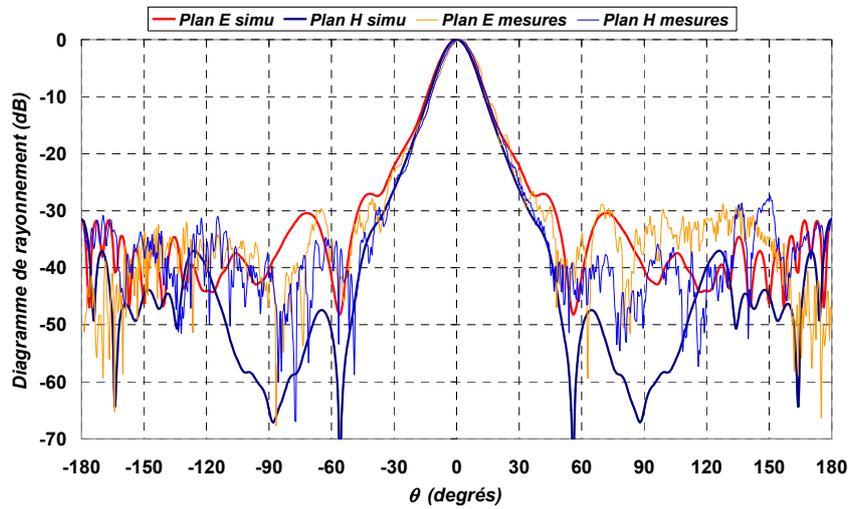


**Figure 12 :** Diagrammes de rayonnement mesuré à 30 GHz

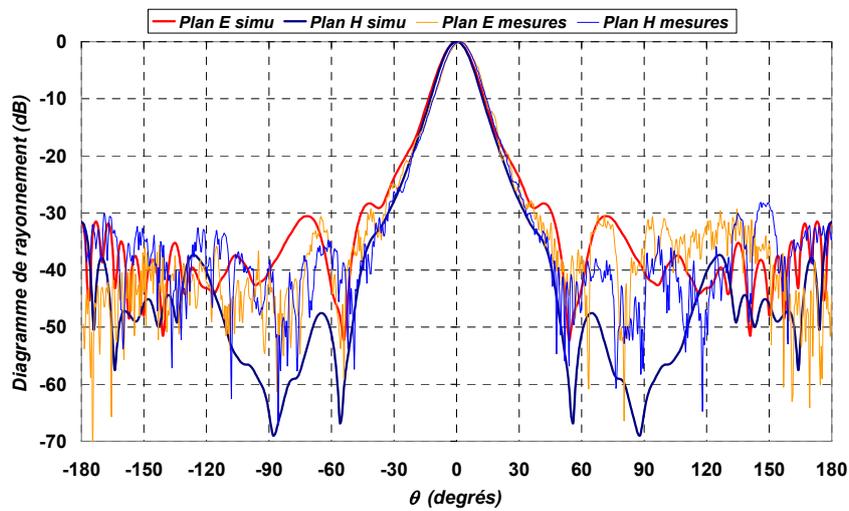
### III. Comparaison des diagrammes de rayonnement



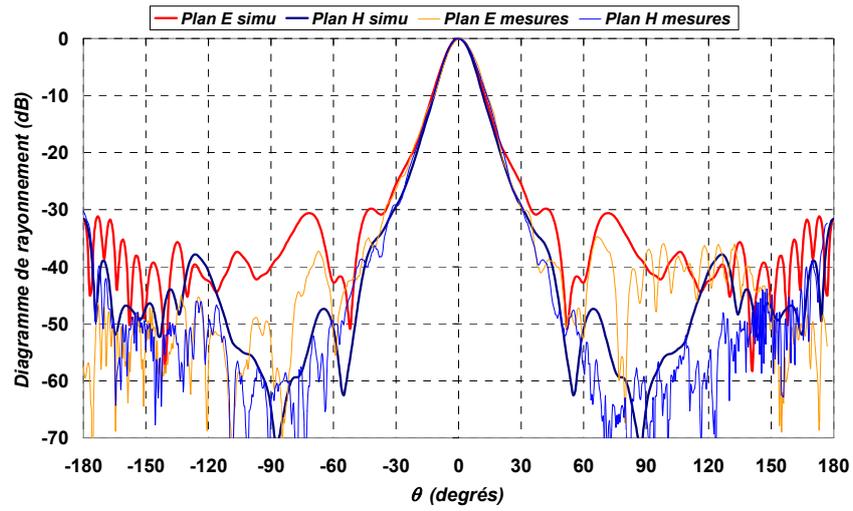
**Figure 13 :** Comparaison des diagrammes à 29.5 GHz



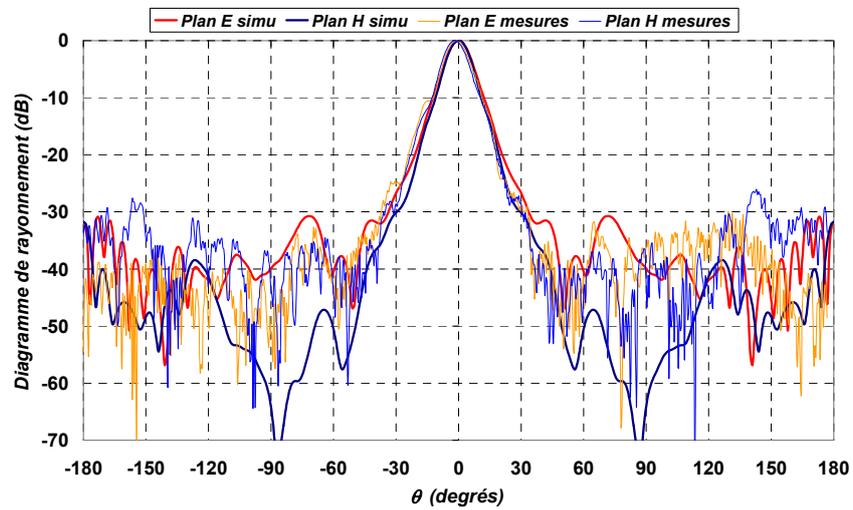
**Figure 14 :** Diagrammes de rayonnement à 29.6 GHz



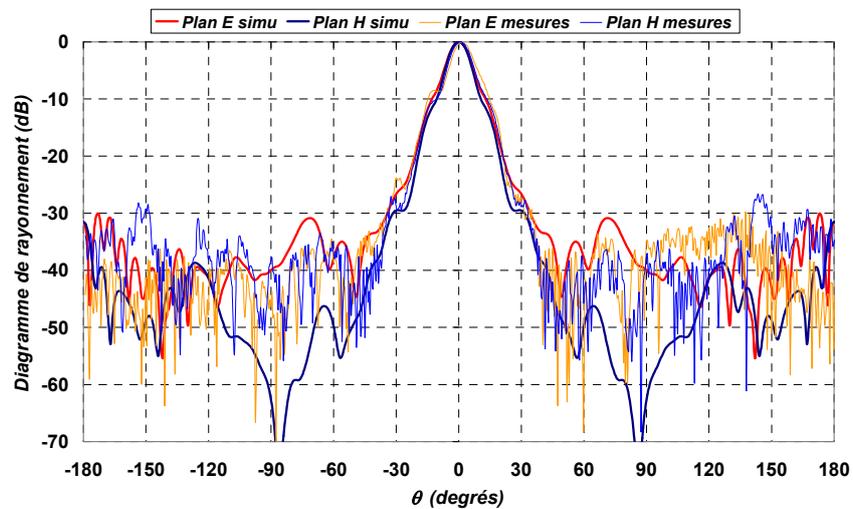
**Figure 15 :** Diagrammes de rayonnement à 29.7 GHz



**Figure 16 :** Diagrammes de rayonnement à 29.8 GHz

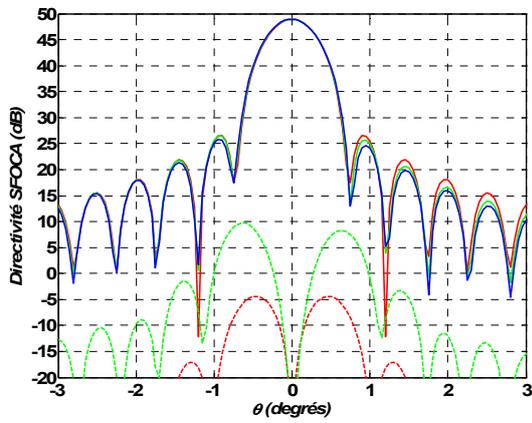


**Figure 17 :** Diagrammes de rayonnement à 29.9 GHz

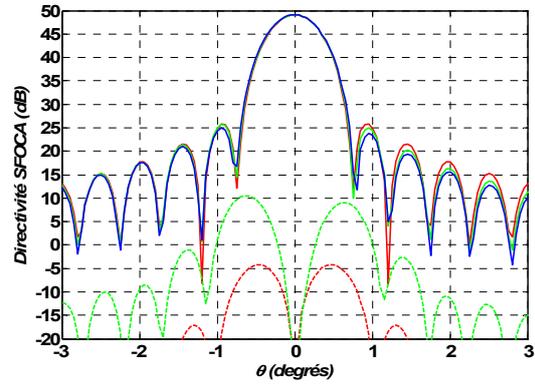


**Figure 18 :** Diagrammes de rayonnement à 30 GHz

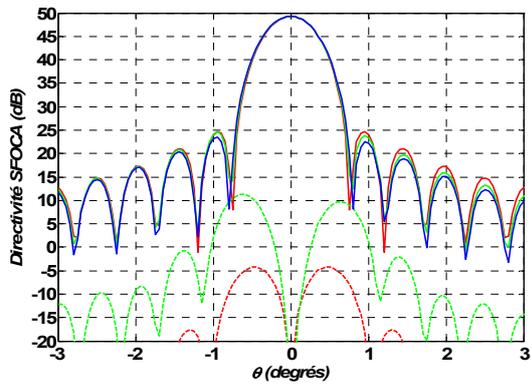
#### IV. Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE mono-source associée au système SFOCA



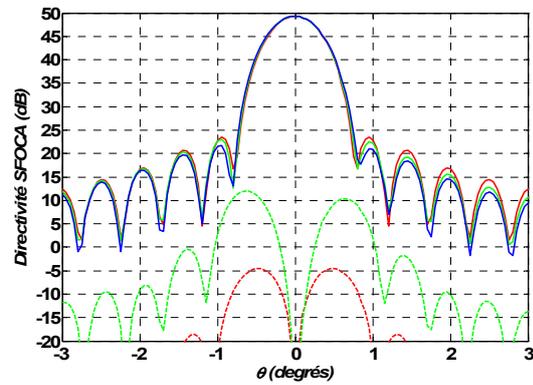
29.5 GHz



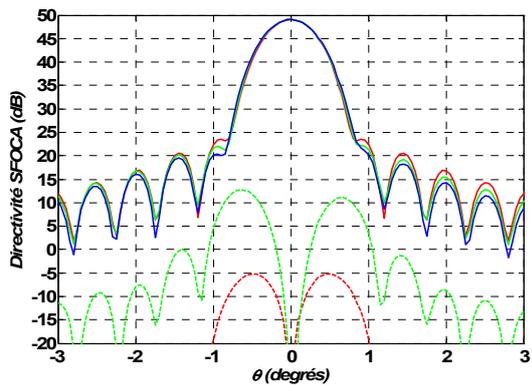
29.6 GHz



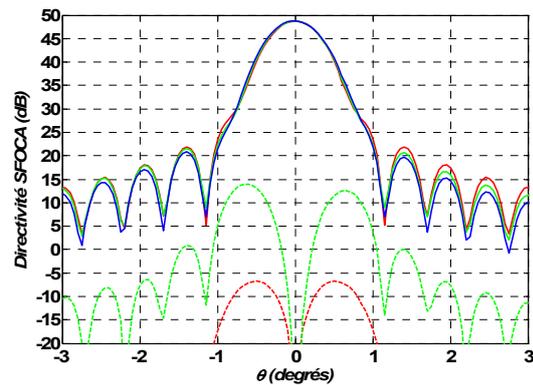
29.7 GHz



29.8 GHz



29.9 GHz



30 GHz

**Figure 19 :** Diagrammes de rayonnement de l'antenne à réflecteur SFOCA avec l'antenne BIE 7 accès ( $f=0^\circ$ ,  $f=45^\circ$ ,  $f=90^\circ$ , polarisation croisée en pointillés)

## **Annexe 5**

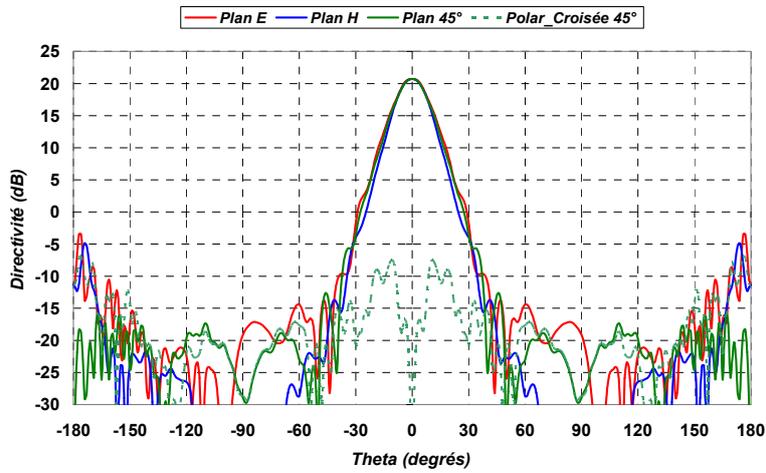
### **DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE BIE MULTI-SOURCES**

Cette annexe présente les différents résultats obtenus en simulation avec l'antenne BIE à sept sources du *chapitre 4*. Trois types de diagrammes sont représentés :

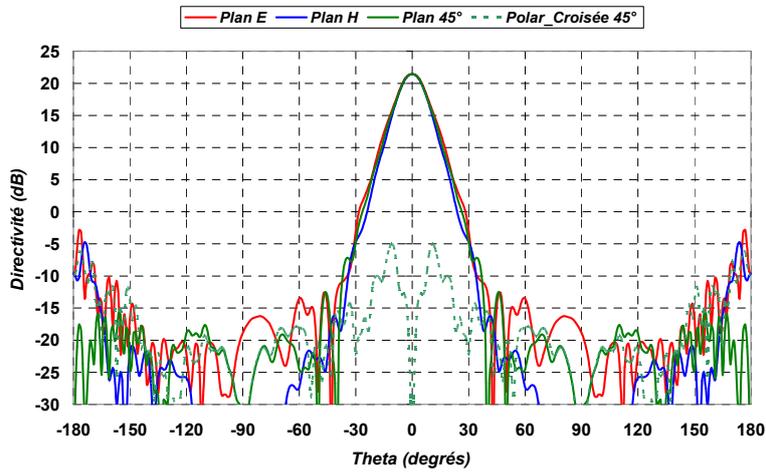
- les diagrammes de rayonnement de la source focale BIE, exprimés en coordonnées de Ludwig (3<sup>ème</sup> définition),
- les diagrammes obtenus avec cette source focale associée au système SFOCA, pour l'accès placé suivant l'axe focal (non défocalisé) dans les plans  $\phi=0^\circ$ ,  $45^\circ$  et  $90^\circ$ ,
- les diagrammes obtenus avec le système SFOCA pour les différentes défocalisations.

Pour tous ces résultats, l'hypothèse du *chapitre 4* est conservée, c'est-à-dire que le rayonnement de chaque accès est considéré identique à celui de l'accès central.

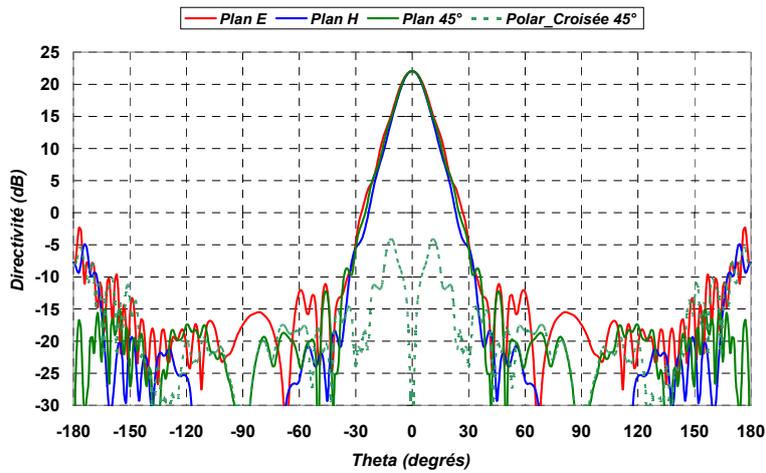
**I. Diagrammes de rayonnement de la source focale**



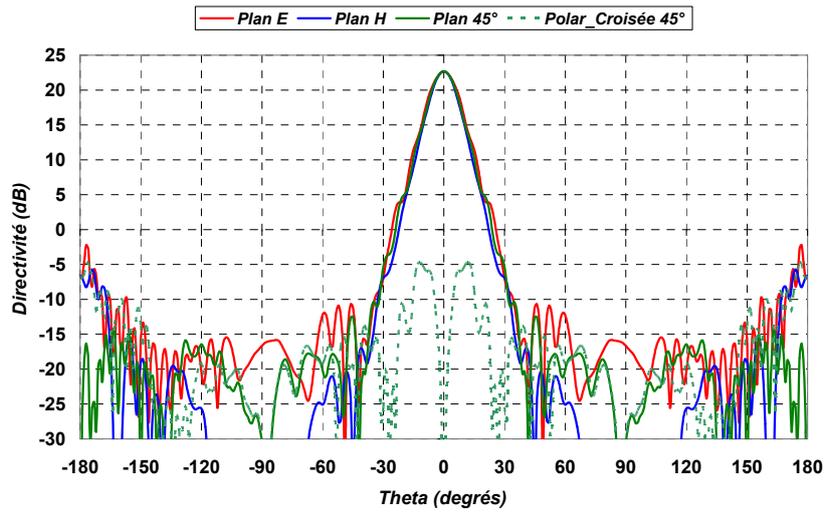
**Figure 1 :** Diagrammes de rayonnement à 29.5 GHz



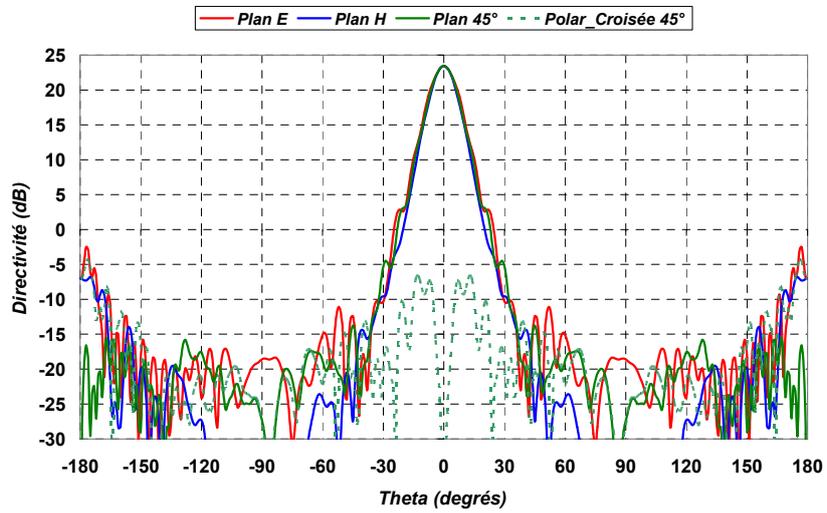
**Figure 2 :** Diagrammes de rayonnement à 29.6 GHz



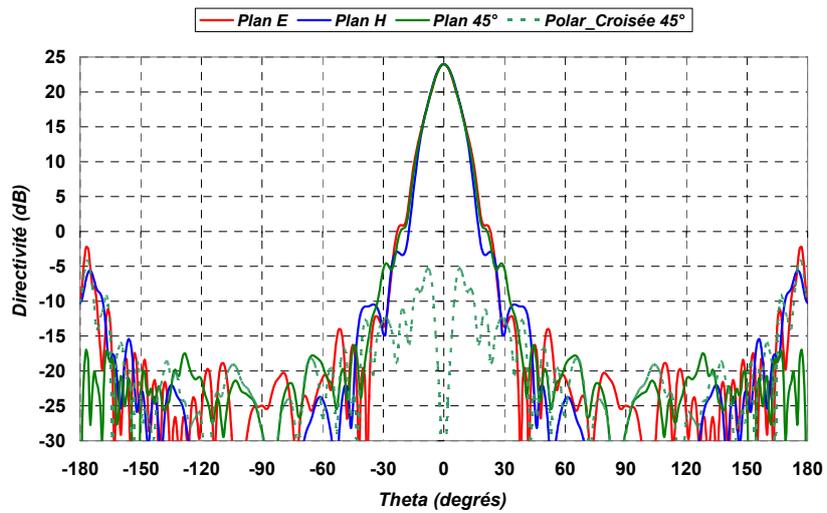
**Figure 3 :** Diagrammes de rayonnement à 29.7 GHz



**Figure 4 :** Diagrammes de rayonnement à 29.8 GHz

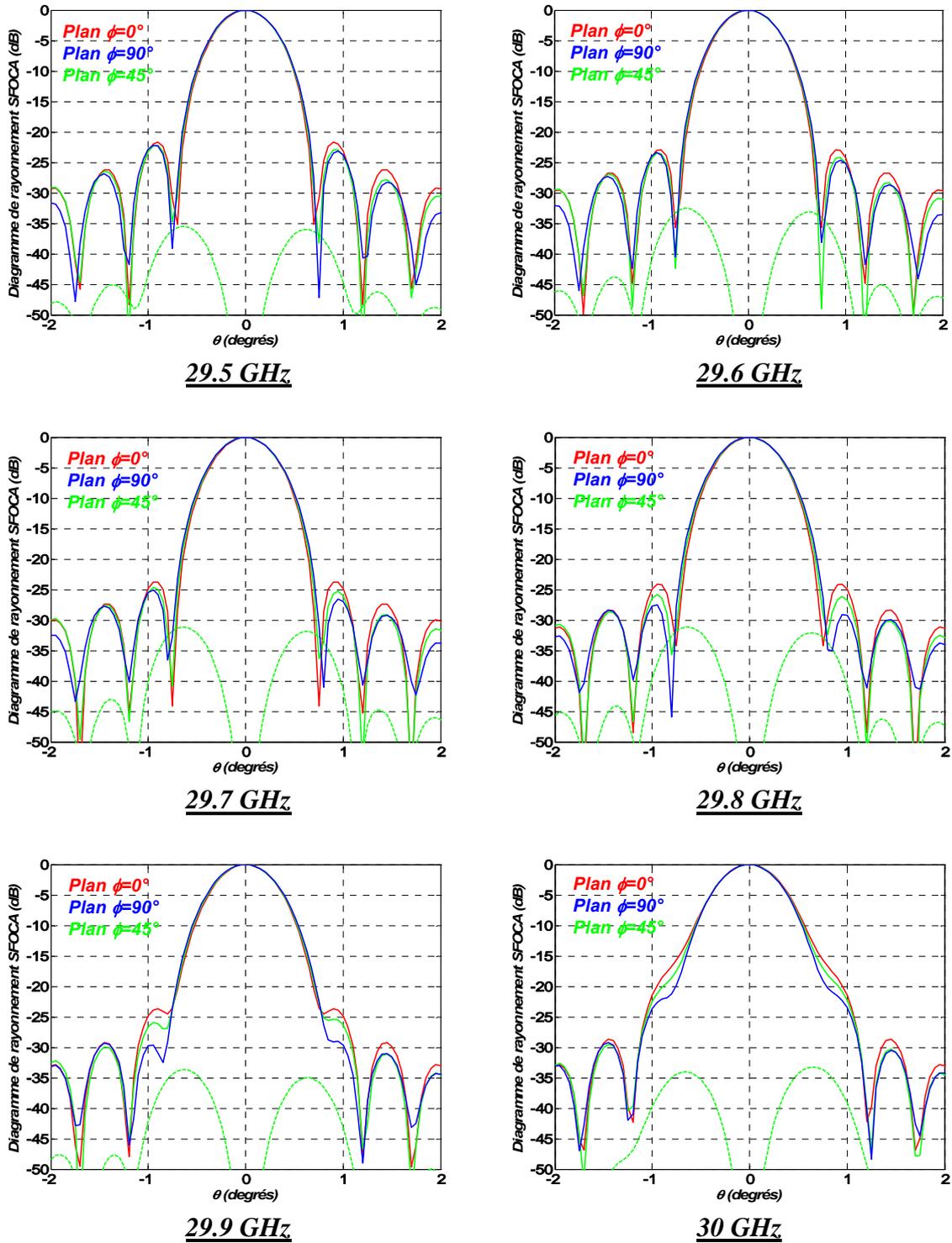


**Figure 5 :** Diagrammes de rayonnement à 29.9 GHz



**Figure 6 :** Diagrammes de rayonnement à 30 GHz

## II. Diagrammes de rayonnement de la source focale associée à la SFOCA (accès non défocalisé)

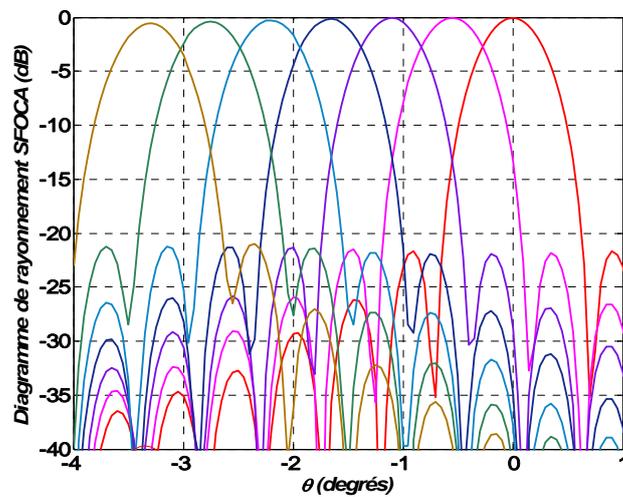


**Figure 7 :** Diagrammes de rayonnement de l'antenne à réflecteur SFOCA avec l'antenne BIE 7 accès (polarisation croisée en pointillés, plan  $\phi=45^\circ$ )

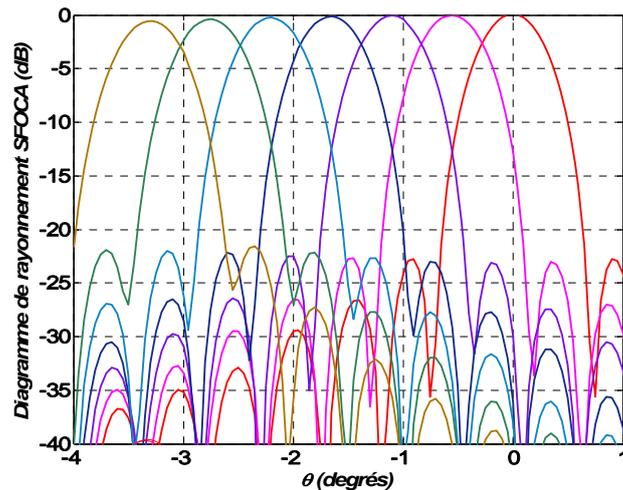
### III. Diagrammes de rayonnement de la source focale associée à la SFOCA (défocalisation)

Les différents diagrammes sont représentés pour chaque fréquence avec six faisceaux défocalisés. Cette excursion correspond à l'étendue maximale par rapport à la *figure 4* du *chapitre 4* (+/- 6 faisceaux défocalisés par rapport au centre de la couverture).

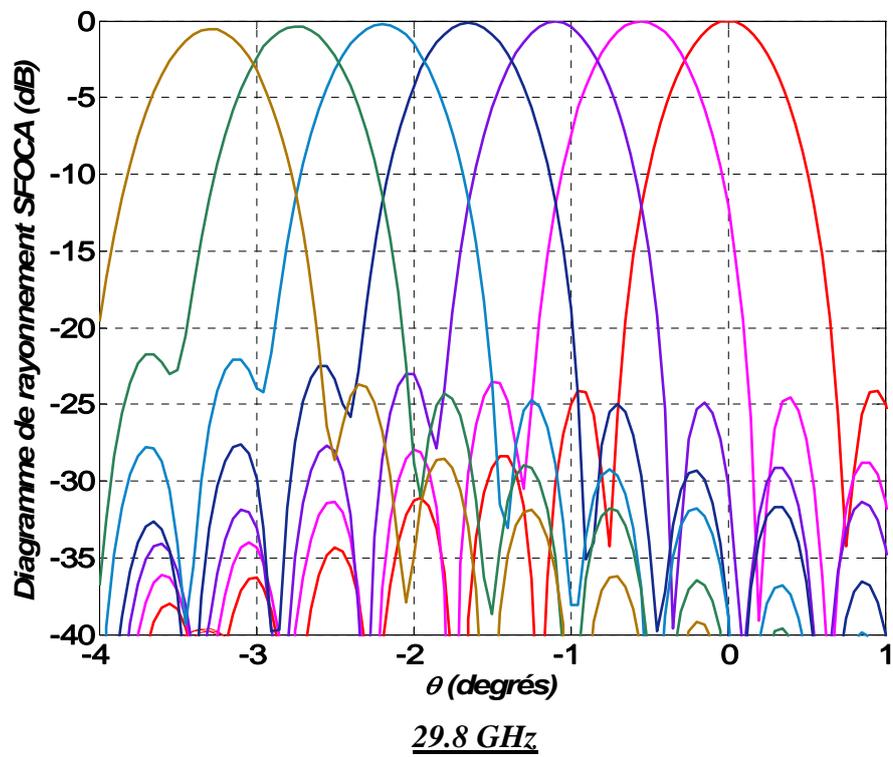
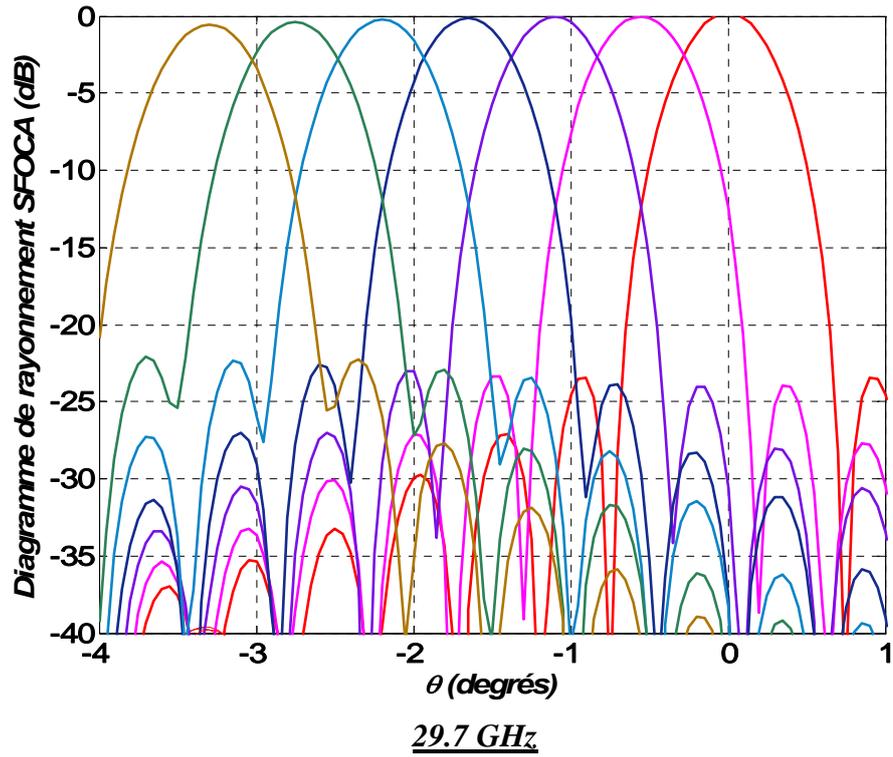
Ces diagrammes sont donnés dans un but qualitatif. En effet, en réalité, les spots défocalisés sont alternés en fréquence par rapport au motif de réutilisation de fréquence adopté, ce qui n'apparaît pas sur les figures suivantes.

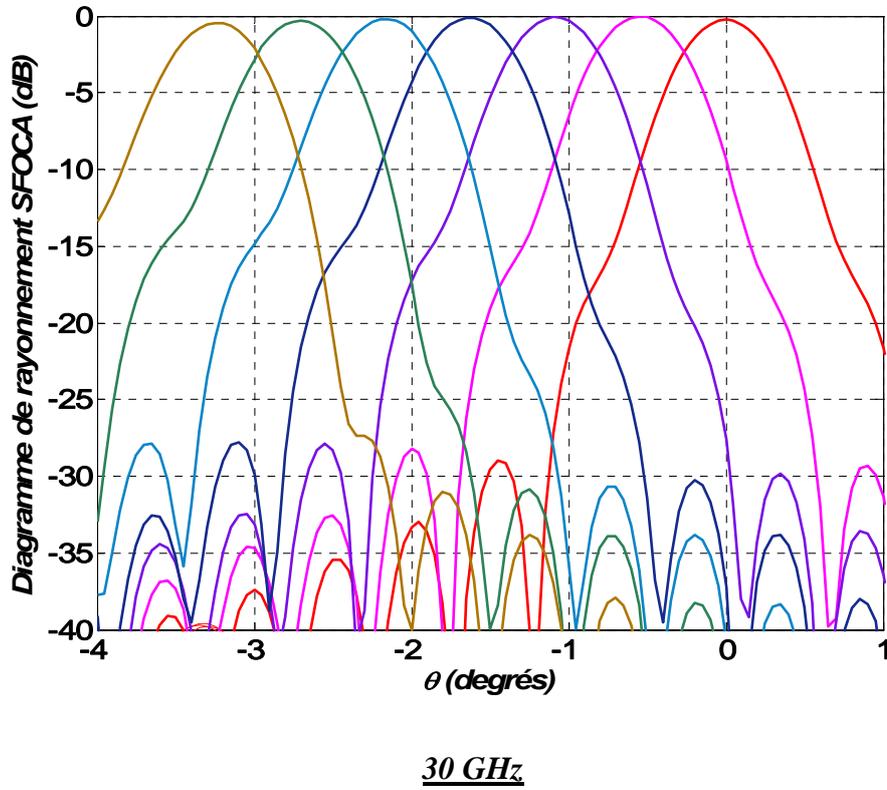
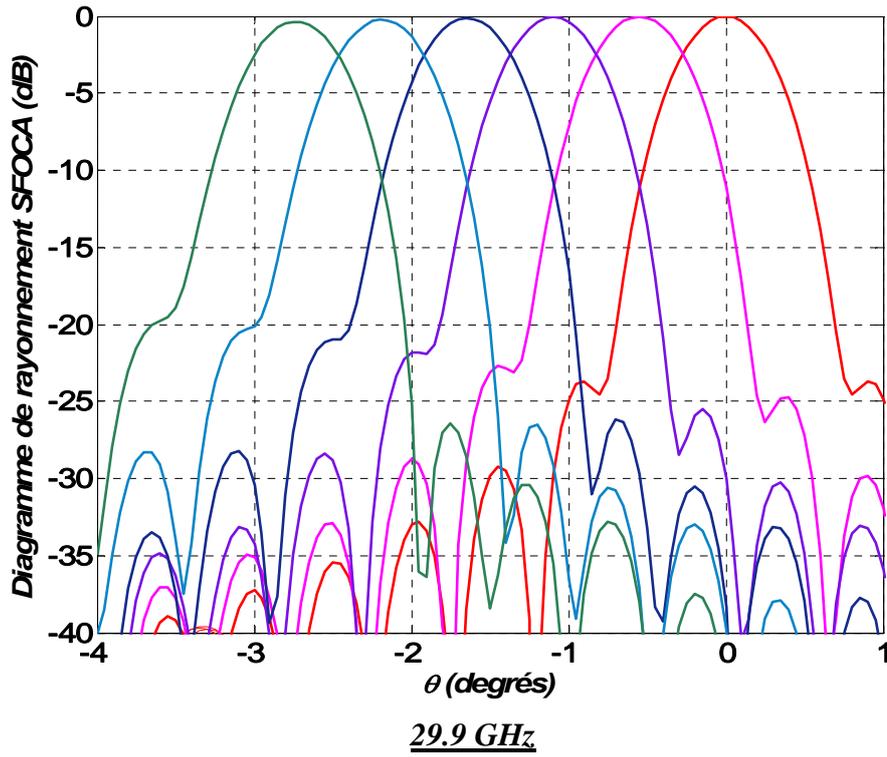


29.5 GHz



29.6 GHz







Liste des travaux



## LISTE DES TRAVAUX

### Publications dans les revues scientifiques internationales :

**C. Menudier, R. Chantalat, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko**

*“Phase center study of the EBG antenna: application to reflector antennas”*

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol 6, pp 227-231, 2007.

**C. Menudier, R. Chantalat, E. Arnaud, M. Thevenot, T. Monédière, P. Dumon, B. Jecko**

*“EBG focal feed design optimization”*

IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, en cours de publication.

### Communications internationales :

**C. Menudier, R. Chantalat, T. Monédière, M. Thevenot, E. Arnaud, P. Dumon, B. Jecko**

*“Metallic EBG structure design optimisation for a reflector antenna”*

29th ESA Workshop on multiple beams and reconfigurable antennas, ESTEC - Hollande, pp. 106-109, Avril 2007.

**C. Menudier, R. Chantalat, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko**

*“Phase center study of the EBG antennas”*

European Conference on Antennas and Propagation, Nice - France, Nov. 2006.

**C. Menudier, R. Chantalat, L. Leger, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko**

*“Optimisation of the reflector antenna illumination law with an EBG structure”*

28th ESA Antenna Workshop on Space Antenna Systems and Technologies, ESTEC – Hollande, pp. 1001-1007, June 2005.

**C. Menudier, M. Thevenot, T. Monédière, B. Jecko**

*“EBG resonator antennas: state of the art and prospects”*

6<sup>th</sup> International Conference on antenna theory and techniques, Sevastopol, Ukraine, 17-21 septembre 2007.

**R. Chantalat, C. Menudier, E. Arnaud, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko**

*“Enhanced Two Level Ebg Antenna For A High F/D Multibeam Reflector Antenna In Ka Band: Design And Characterization”*

European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh - UK, Nov. 2007.

**R. Chantalat, C. Menudier, E. Arnaud, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko**

*“Improvement of the performances of a metallic EBG structure dedicated to a multibeam reflector antenna”*

European Conference on Antennas and Propagation, Nice - France, Nov. 2006.

**E. Arnaud , R. Chantalat, M. Koubeissi, C. Menudier, T. Monediere, M. Thevenot, B. Jecko**

*“New Process of Circularly Polarized EBG Antenna by Using a Meander Lines”*

European Conference on Antennas and Propagation, Edinburgh - UK, Nov. 2007.

**Communications nationales :**

**C. Menudier, R. Chantalat, L. Leger, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko**  
“*Optimisation du rayonnement d'un réflecteur de type SFOCA par une source focale BIE*”  
15ème JNM Toulouse, mai 2007.

**C. Menudier, R. Chantalat, L. Leger, T. Monédière, M. Thevenot, P. Dumon, B. Jecko**  
“*Etude de la loi d'éclairement de sources BIP pour des applications spatiales multifaisceaux -  
Optimisation des performances*”  
14ème JNM Nantes, mai 2005.



**Résumé :**

L'antenne BIE à défaut multi-sources peut être une solution de substitution aux sources focales existantes ou conçues actuellement pour les antennes à réflecteurs dédiées aux télécommunications spatiales haut débit. En diminuant le nombre de focaliseurs, la solution reposant sur l'antenne BIE permettrait de réduire la masse, l'encombrement et bien sûr, le coût du satellite. Les performances de ce type de source focale n'ont cependant pas été caractérisées. Cette étude est l'objet de ce mémoire. Après avoir présenté un état de l'art des systèmes de télécommunications spatiales multifaisceaux, nécessaire pour appréhender les propriétés de ces dispositifs, un outil de calcul de performances a été développé. Il est ensuite appliqué à la caractérisation de l'antenne BIE à défaut pour mettre en avant ses différents potentiels. Cette étude a permis une amélioration significative des performances de la source focale et aussi de mettre en place une méthode de conception, qui manquait jusqu'ici. Les résultats obtenus, très satisfaisants, ont ensuite été validés par la réalisation d'un prototype.

---

**REFLECTOR ANTENNA WITH AN EBG FOCAL FEED PERFORMANCES  
CHARACTERIZATION – IMPROVEMENT OF A MULTIMEDIA MULTIBEAM  
COVERAGE**

**Abstract :**

The multisources EBG antenna with defect may be an alternative solution to classical focal feed dedicated to high data rate coverage with reflector antennas onboard satellite. By reducing the number of reflectors, the EBG antenna can decrease the satellite weight and cost. However, its performances must be studied before concluding on its interest. This is the aim of this thesis. After presenting a state of the art of multibeam solution for space telecommunications, a software developed to characterize these performances is presented. It has been used to determine the EBG antenna focal feed advantages and drawbacks. Then, a useful design method is presented. As good performances have been obtained, a prototype has been realized to validate all these results.

---

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

---

**Mots clés :**

Apodisation	Multi-faisceaux
Antennes à réflecteurs	Multi-sources
Bande interdite électromagnétique	Rendement d'illumination
Centre de phase	SFOCA
Couverture multi-spots	Spillover
Défocalisation	Télécommunications spatiales haut débit

---

**Adresse du laboratoire :** XLIM, UMR CNRS n°6172, Département OSA, Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex