

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE : Sciences et Ingénierie pour l'Information

FACULTÉ des SCIENCES et TECHNIQUES

Année : 2010

Thèse N° [90-2010]

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes"

Présentée et soutenue par

Ahmad KANSO

le 15 Décembre 2010

Etude, conception et réalisation d'antennes BIE bibande - Application au développement d'une structure focale pour des applications spatiales multimédia et multifaisceaux

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE, Monsieur Marc THEVENOT et co-encadrée par Monsieur Régis CHANTALAT

JURY :

Monsieur	<i>Patrick VAUDON</i>	<i>Président</i>	<i>Professeur, Université de Limoges</i>
Madame	<i>Odile PICON</i>	<i>Rapporteur</i>	<i>Professeure, Université de Paris-Est</i>
Monsieur	<i>Renaud LOISON</i>	<i>Rapporteur</i>	<i>Professeur, INSA Rennes</i>
Monsieur	<i>Stéphane BILA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Chargé de Recherche CNRS</i>
Monsieur	<i>Régis CHANTALAT</i>	<i>Examineur</i>	<i>Ingénieur R&D, CISTEME</i>
Monsieur	<i>Thierry MONEDIERE</i>	<i>Examineur</i>	<i>Professeur, Université de Limoges</i>
Monsieur	<i>Gérard CAILLE</i>	<i>Invité</i>	<i>Ingénieur R&D, Thales Alenia Space, Toulouse</i>
Monsieur	<i>Baptiste PALACIN</i>	<i>Invité</i>	<i>Ingénieur R&D, CNES, Toulouse</i>
Monsieur	<i>Marc THEVENOT</i>	<i>Invité</i>	<i>Chargé de Recherche CNRS</i>

*A mes chers parents,
A tous les membres de ma famille*

Remerciements

Ce travail a été effectué à l'Université de Limoges, au sein du laboratoire XLIM (UMR CNRS-6172), dirigé par Monsieur Dominique CROS. Ma profonde gratitude lui est adressée pour m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'exprime tous mes sincères remerciements à Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'université de Limoges et responsable du département Ondes et Systèmes Associés (O.S.A) ainsi que Monsieur Marc Thevenot, Chargé de Recherche à l'Université de Limoges, pour avoir dirigé mes travaux de thèse et pour leurs nombreux conseils au cours de ces trois années. Je tiens également à remercier Monsieur Bernard JECKO, Professeur à l'université de Limoges ancien directeur du département O.S.A.

Mes plus vifs remerciements s'adressent à Monsieur Régis CHANTALAT, Ingénieur d'Etudes Responsable Antennes chez CISTEME pour avoir co-encadré cette thèse, pour sa disponibilité, ses conseils toujours judicieux. Qu'il soit assuré de ma profonde reconnaissance.

J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Patrick VAUDON, Professeur à l'université de Limoges pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je tiens également à remercier Madame Odile Picon, Professeure à l'Université Paris-Est Marne-la-vallée, et Monsieur Renaud LOISON, Professeur à l'INSA-Rennes, pour avoir accepté d'être rapporteurs de cette thèse.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Stéphane BILA, Chargé de Recherche à l'Université de Limoges, de bien vouloir examiner ce travail.

Au même titre, Je tiens à remercier Monsieur Gérard CAILLE, Ingénieur R&D chez Thalès Alenia Space et Monsieur Baptiste PALACIN, Ingénieur R&D au CNES, pour avoir accepté de participer au Jury de cette thèse.

Je tiens aussi à remercier le Conseil Régional du Limousin pour le soutien financier de ce travail sous la forme d'une bourse régionale sur fond social européen.

Je tiens aussi à remercier vivement nos deux secrétaires Patricia LEROY et Nadine AY-MARD pour leur gentillesse, leurs disponibilités et leur aide précieuse.

Merci également à Eric ARNAUD, Ingénieur d'Etudes au CNRS, pour les diverses mesures effectuées dans la base de mesure d'XLIM et pour sa bonne humeur.

Une grosse pensée à mes deux collègues de bureau Sébastien (plus connu sous le nom Cepe) et Emilien (président de la Fédération Locale du Jeu du Rond avec la main) qui m'ont soutenu et motivé tout au long de ces années de travail. Merci encore une fois pour la bonne ambiance avec laquelle nous étions habitués à travailler.

Un grand merci à Majed (Eskifone), le Boxeur JOJO et Hassan-CF (The Englishman) pour leur aide et leurs conseils. Je remercie également Cepe et Adil pour leur aide technique de rédaction sur Latex.

Je tiens à remercier spécialement : Ahmad (ASA) pour les discussions autour du café et les soirées Chicha. Alaa, je te remercie pour les soirées, les voyages inoubliables et je te souhaite beaucoup de courage pour ta thèse.

Je souhaite évidemment remercier tout mes collègues du département O.S.A ainsi que le personnel CISTEME en particulier Nicolas, Fatna, Laure, MOMO, Thomas, Nabil, Ouss, Khalil, Dina, Cyrille, Moctar et tous ceux que j'ai pu oublier pour leur soutien amical et leur bonne humeur. Je salue par la même occasion les amis d'XLIM pour tous les bons moments. Bon courage à ceux qui soutiennent bientôt leurs thèses.

Enfin, je voudrais exprimer toute ma gratitude à mes chers parents et tous les membres de ma famille qui ont partagé les moments de difficultés et de joies. Sans leur aide et leur soutien ce travail n'aurait pas pu aboutir. Aucun remerciement ne saura vous exprimer la profondeur de mes sentiments.

Table des matières

Introduction générale	13
I CONTEXTE ET PRÉSENTATION DE L'ETUDE	19
I Introduction	21
II Les Télécommunications par Satellite	21
II.1 Un peu d'histoire	21
II.2 Description d'un satellite	23
II.3 Domaines d'utilisation des satellites	24
II.4 Du Monofaisceau au Multifaisceaux	25
III Les antennes spatiales	28
III.1 Différents types d'antennes spatiales	29
III.2 Les réflecteurs paraboliques	34
IV Antenne spatiale multifaisceaux bibande	45
IV.1 Limitations du système simple : une source = un spot	45
IV.2 Différents systèmes multifaisceaux utilisés dans les applications spatiales	47
IV.3 Différents procédés bibande	52
IV.4 Différents dispositifs bibandes multifaisceaux	54
V Les antennes BIE bibande	56
VI Démarche de l'Etude	58

II	ETUDE ET CONCEPTION DE L'ANTENNE BIE BIBANDE DIÉLECTRIQUE	61
I	Introduction	63
II	Les antennes à Bande Interdite Electromagnétique	63
II.1	Représentation des matériaux BIE	63
II.2	Propriétés des matériaux BIE sans défaut	65
II.3	Antennes à Bande Interdite Electromagnétique : différentes théories	66
III	Conception d'une Antenne BIE Bibande Diélectrique Excitée par un Guide d'Onde	74
III.1	Contrainte liées à l'application	75
III.2	Conception d'un filtre BIE à 5 GHz	78
III.3	Création du filtre BIE bibande	81
IV	Conception et réalisation d'une antenne BIE bibande	91
IV.1	Description et conception du miroir BIE bibande	92
IV.2	Description et conception de la source d'excitation	93
IV.3	Validation du prototype par réalisation	96
V	Etude des Performances avec une antenne à Réflecteur	103
V.1	Présentation du réflecteur parabolique	104
V.2	Rendement de l'antenne à réflecteur	105
V.3	Diagrammes de rayonnement	106
VI	Conclusion	108
III	ETUDE ET CONCEPTION DE L'ANTENNE BIE BIBANDE MÉTALLIQUE	109
I	Introduction	111
II	Les Structures BIE Métalliques	112
II.1	Description	112
II.2	Structures métalliques à base de FSS	114
III	Antennes BIE-M Multifréquences : différents procédés	122
III.1	Objectif et principe	122
III.2	Différentes structures BIE-M assurant le fonctionnement multifréquences	123
III.3	Bilan	134
IV	Conception d'une Antenne BIE-M Multifréquences	135
IV.1	Choix de la FSS bibande	135

IV.2	Choix de la source d'excitation	145
IV.3	Antenne BIE-M bibande simulée	148
IV.4	Antenne BIE-M bibande réalisée	151
V	Etude des performances avec une antenne à réflecteur	158
V.1	Présentation du réflecteur parabolique	158
V.2	Etude préliminaire sur le choix du rapport F/D	159
V.3	Etude sur la position de la source focale	160
VI	Conclusion	164
IV	CONCEPTION D'UNE ANTENNE BIE-M BIBANDE MULTIFAISCEAUX	165
I	Introduction	167
II	Présentation de l'étude	167
II.1	Objectif	168
II.2	Choix de la couverture	168
II.3	Caractéristiques du système multifaisceaux	169
II.4	Cahier des charges	172
III	Conception de la source focale multifaisceaux	175
III.1	Présentation de l'antenne multisources	175
III.2	Performances de l'antenne	176
III.3	Antenne BIE-M bibande multiaccès associées aux filtres idéaux	183
III.4	Etude avec des filtres bibande à deux canaux de fréquence	189
IV	Antenne à réflecteur associée à une source focale BIE bibande multiaccès	201
IV.1	Présentation	201
IV.2	Détermination de la position du centre de phase	202
V	Conclusion	213
	Conclusion générale et perspectives	215
	Liste des travaux	223
	Annexes	225

A	Annexe A	227
B	Annexe B	233
C	Annexe C	241

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les domaines des télécommunications ont subi une croissance très rapide depuis quelques décennies. Cette croissance est due à l'évolution sociale et économique de notre société qui est caractérisée par un développement rapide des moyens de communication.

L'invention du télégraphe par l'ingénieur français Claude Chappe en 1792 est reconnue comme étant la première révolution dans ce domaine. Cet ingénieur a réussi à envoyer le premier message sur une distance de 15km. La transmission s'est effectuée grâce à des relais mécaniques placés sur des points hauts et espacés d'une dizaine de kilomètres. Depuis lors, les innovations se sont très vite enchaînées et les réseaux de télécommunications sont devenus incontournables de nos jours.

Néanmoins, l'augmentation grandissante des services s'accompagne d'une saturation d'où la nécessité de déployer toujours de nouveaux réseaux. Une première solution terrestre consiste à utiliser des fibres optiques, des lignes de cuivre ou bien des câbles coaxiaux. Le principal inconvénient réside au niveau du coût d'installation dans le cas d'une communication à grande distance ou dans le cas de zones très accidentées. Une deuxième solution consiste à déployer un réseau de télécommunication par faisceaux hertziens où la transmission des données se fait par ondes électromagnétiques. Bien que performant, le principal inconvénient réside dans la difficulté de fournir un tel système dans des zones rurales ou difficiles d'accès. La télécommunication par satellite est un procédé qui permet de remédier à ces problèmes, et est un concurrent très attractif par rapport aux systèmes par faisceaux hertziens ou par liaisons filaires.

Depuis leur apparition en 1960 les satellites de télécommunications ont connu une croissance extraordinaire. Grâce à leur positionnement en haute altitude, la transmission de données s'effectue par liaison directe et ceci quelle que soit la position de l'utilisateur. De plus, les satellites offrent la possibilité de s'affranchir d'obstacles naturels qui font défaut aux réseaux terrestres. Depuis de nombreuses années, les télécommunications par satellites jouent un rôle important dans le développement des réseaux de télécommunication, surmontant quelques unes des limites des solutions terrestres. Par exemple, ils 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 densité de population trop faible.

L'accroissement et la diversité des applications satellitaires nécessitent la conception et la réalisation d'antennes à fort gain qui permettent de compenser les pertes en espace libre d'environ 200dB sur les trajets montants et descendants (satellite-terre-satellite). Pour des applications à haut débit, un fort gain est requis sur une large zone géographique (Europe par exemple). Pour se faire, des antennes multifaisceaux, sont utilisées afin de couvrir une zone avec une multitude de spots qui sont plus favorables en terme de gain qu'un seul faisceau large (monofaisceau). Parmi les différentes configurations d'antennes susceptibles de réaliser ces couvertures, l'antenne à réflecteur parabolique alimentée par un réseau focal constitue un choix intéressant pour répondre aux exigences des missions de télécommunications spatiales telles que le fort gain, la tenue en puissance, la masse, l'encombrement et le coût.

Différentes études menées par notre équipe sur la conception des antennes à résonateur BIE (Bande Interdite Electromagnétique) à défaut, ont montrées qu'il était possible d'utiliser cette antenne comme source focale d'une antenne à réflecteur de manière à réaliser une couverture spatiale multifaisceaux à 30GHz. Grâce à sa propriété spécifique d'entrelacement d'ouvertures rayonnantes, une antenne BIE multisources définit un réseau focal à éléments entrelacés qui permet soit de réduire considérablement le nombre total d'antennes à réflecteurs, soit de s'affranchir d'un circuit de formation de faisceaux compliqué. Dans ce cas, le coût et la masse sont fortement affaiblis dans ces missions spatiales où le prix du kilogramme lancé est exorbitant. Il avait été démontré dans ces études antérieures menées sur la voie montante à 30 GHz que ce concept à base de structure focale BIE était intéressant et permettait d'aboutir à une couverture multispots avec des performances satisfaisantes en terme de gain et d'isolation (C/I). Ces travaux avaient également montré que des filtres spécifiques en amont du dispositif antennaire étaient nécessaires.

Toutefois, une mission spatiale multimédia et multifaisceaux nécessite deux voies qui sont liées à la réception (Rx) et à la transmission (Tx). De ce fait, le dispositif antennaire doit fonctionner sur deux bandes de fréquence afin de pouvoir transmettre l'information sur les deux voies montantes et descendantes. Les études précédentes ont validé la faisabilité du concept BIE mais uniquement en mode réception. Par conséquent, les travaux présentés dans ce mémoire ont pour objectif de réaliser une antenne BIE bibande afin d'assurer une couverture spatiale multifaisceaux sur la voie montante et sur la voie descendante.

Des études menées par le département OSA d'XLIM ont montré qu'il était possible de concevoir des antennes BIE qui fonctionnent sur deux bandes de fréquence mais celles-ci étaient destinées à des applications terrestres qui diffèrent par beaucoup de points de notre mission. En effet, l'utilisation de l'antenne BIE comme source focale d'une antenne à réflecteur multifaisceaux engendrent des spécifications particulières telles que le même centre de phase et la même directivité sur les deux bandes, un système d'excitation spécifique, etc...

Le développement, la conception et la réalisation de l'antenne BIE bi bande dédiée à la mission spatiale bi-voies et multifaisceaux sera décrite dans ce manuscrit. Ce dernier se décompose en quatre chapitres.

Le premier chapitre de ce mémoire est une présentation générale de l'étude. Après un bref historique sur les télécommunications par satellite, un état de l'art des antennes spatiales est donné en montrant les avantages et les inconvénients de chacune. Puis, une présentation des antennes à réflecteurs et de leurs caractéristiques sera faite. Ensuite, les différentes techniques de réalisation d'une couverture spatiale multispots à base d'antennes à réflecteur seront présentées et analysées. Enfin, nous verrons brièvement les différents procédés pour réaliser une couverture bibande multifaisceaux afin de montrer l'intérêt de l'utilisation d'une antenne BIE bibande comme source focale d'une antenne à réflecteur pour ce type de mission.

Le second chapitre est consacré à la conception d'une antenne BIE bibande diélectrique monosource. La première partie de ce chapitre sera dédiée à un état de l'art sur les antennes BIE diélectriques. Puis, le principe de fonctionnement basé sur les résonateurs de type Fabry Pérot qui est utilisé pour concevoir une antenne BIE sera décrit. A partir de cette méthode, nous avons déterminé les conditions nécessaires pour concevoir une antenne BIE bibande adaptée aux applications spatiales. Dans une deuxième partie, la conception simulatoire de l'antenne BIE bibande dédiée à l'application et le prototype réalisé seront présentés. Enfin, les performances de l'antenne à réflecteur illuminée par la structure focale BIE monosource seront étudiées.

Le troisième chapitre est consacré à la mise au point d'une antenne bibande métallique monosource qui présente certains avantages par rapport à l'antenne diélectrique conçu dans le chapitre précédent. Ces derniers seront exposés au début du chapitre. Puis, nous analyserons les différents matériaux métalliques pour exposer leurs caractéristiques électromagnétiques et leurs propriétés de filtrage fréquentielles et spatiales. Dans une seconde partie, nous présenterons les

différents types d'antennes BIE métalliques à base de FSS (Frequency Selective Surface) appropriés pour assurer un fonctionnement bibande. A l'issue de cette étude, un bilan comparatif sera dressé. Parmi les différentes structures étudiées, celle à base de FSS passe-bande semble la solution la plus adaptée pour la réalisation d'une antenne BIE-M bibande dédiée à notre application. Les mesures expérimentales et les performances de cette dernière permettront de valider le concept. Enfin, les performances du réflecteur parabolique illuminé par la structure BIE seront analysées.

Dans le quatrième chapitre, nous nous sommes basés sur le dispositif BIE métallique et monosource du chapitre trois pour concevoir une antenne BIE bibande multiaccès. Les couplages seront étudiés et nous exposerons les méthodes pour limiter les interactions entre les accès soit par la polarisation ou soit par la fréquence avec des filtres. L'antenne sera associée à un simple réflecteur en offset afin de réaliser une couverture multifaisceaux sur l'Europe élargi. La première partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation de la mission et du cahier des charges. Ensuite, nous étudierons les problèmes liés à l'utilisation de plusieurs accès. Pour remédier à ce problème, des filtres bibande et bicanaux seront utilisés et les performances de l'antenne multiaccès connectés sur ces filtres seront comparées à celles obtenues avec une antenne monosource. Enfin, nous détaillerons les performances du système composé du réflecteur parabolique et de la structure focale BIE multiaccès en termes de C/I et de gain sur les spots au sol.

Enfin, nous conclurons ce mémoire en dressant un bilan des travaux et en proposant quelques perspectives.

CONTEXTE ET PRÉSENTATION DE L'ÉTUDE

Sommaire

I	Introduction	21
II	Les Télécommunications par Satellite	21
II.1	Un peu d'histoire	21
II.2	Description d'un satellite	23
II.3	Domaines d'utilisation des satellites	24
II.3.1	Satellite de positionnement	24
II.3.2	Satellite de télécommunications	25
II.4	Du Monofaisceau au Multifaisceaux	25
II.4.1	Principe de base des couvertures Multifaisceaux	26
II.4.2	Isolation entre les spots adjacents	27
III	Les antennes spatiales	28
III.1	Différents types d'antennes spatiales	29
III.1.1	Les réseaux d'antennes imprimées	29
III.1.2	Les antennes lentilles	30
III.1.3	Les antennes paraboliques	32
III.2	Les réflecteurs paraboliques	34
III.2.1	Principe de fonctionnement	34

III.2.2	Géométries	35
III.2.3	Paramètres géométriques	37
III.2.4	Paramètres caractéristiques	38
III.2.5	Gain et rendement de l'antenne à réflecteur	39
III.2.6	Réflecteur parabolique multifaisceaux	43
IV	Antenne spatiale multifaisceaux bibande	45
IV.1	Limitations du système simple : une source = un spot	45
IV.2	Différents systèmes multifaisceaux utilisés dans les applications spatiales	47
IV.2.1	Antenne à réflecteur à bouquets de source	47
IV.2.2	Système à multiples antennes à réflecteurs	48
IV.2.3	Système récent : Structure focale BIE multisource	49
IV.3	Différents procédés bibande	52
IV.3.1	Deux systèmes disjoints	52
IV.3.2	Utilisation d'un sub-réflecteur à surface dichroïque	53
IV.3.3	Réseaux focaux bibande	54
IV.4	Différents dispositifs bibandes multifaisceaux	54
V	Les antennes BIE bibande	56
VI	Démarche de l'Etude	58

I Introduction

Depuis de nombreuses années, les télécommunications par satellites jouent un rôle important dans le développement des réseaux de télécommunication. Les antennes spatiales installées à bord de ces satellites peuvent émettre, recevoir ou les deux à la fois.

Dans ce chapitre, après avoir décrit l'histoire de la télécommunication par satellite, nous allons présenter les différentes antennes utilisées pour des applications spatiales. Ensuite, nous allons faire un comparatif des avantages et des inconvénients de chacune d'entre elles.

Dans une seconde partie, nous allons présenter les différents types d'antennes spatiales multifaisceaux à base d'antenne à réflecteur qui permettent de réaliser une couverture multispots sur le sol. Pour obtenir de bonnes performances, plusieurs antennes à réflecteurs doivent être utilisées afin d'obtenir à la fois l'entrelacement des faisceaux au sol, et un gain suffisant en bord de couverture.

Enfin, nous allons présenter les différents procédés bande utilisée pour assurer une couverture spatiale multifaisceaux sur les deux voies : montante et descendante. La solution basée sur l'antenne BIE bande multiple, apparaît comme une alternative très intéressante car elle permet de réduire le nombre de réflecteurs.

II Les Télécommunications par Satellite

II.1 Un peu d'histoire

Les années 40 ont vu la naissance de la télécommunication par satellite lorsque Arthur Clarke [1] a étudié la possibilité d'établir une liaison mondiale de télécommunication à partir de trois satellites placés sur une orbite où ils apparaissent fixes pour un observateur terrestre. L'invention du transistor par trois chercheurs des laboratoires *BELL* va amener les télécommu-

nications par satellite dans un nouveau cycle. Cependant, les satellites n'ont été mis en place qu'à partir de 1962. Le satellite *Telestar* peut être considéré comme le premier satellite opérationnel de télécommunication : il permit le 10 juillet 1962, la première émission de télévision en direct entre la station au sol *d'Andover* aux *Etats – Unis* et la station *Française de Pleumeur – Bodou* [1].

Depuis lors, les télécommunications par satellites se sont développées de manière très importante suite d'une part à la réduction du coût et d'autre part au développement des applications. La réduction du coût est en particulier le résultat des progrès des techniques de communications spatiales et de la technologie de la charge utile de communications. Les applications se sont par ailleurs diversifiées. A l'origine, les satellites étaient conçus pour acheminer des communications d'un point à un autre et on mettait à profit leur couverture étendue pour établir des liaisons à grande distance entre un petit nombre de grandes stations terrestres.

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.

La diversité de ces applications nécessite la conception et la réalisation d'antennes à fort gain qui permettent de compenser les pertes en espace libre d'environ 200dB sur les trajets satellite-terre-satellite et ainsi limiter la puissance des amplificateurs. Cette notion est surtout primordiale pour les antennes embarquées sur le satellite qui doivent générer un gain optimum pour réduire la consommation d'énergie et donc la masse du satellite pénalisante en terme de coût de lancement. Pour ce faire, les antennes multifaisceaux sont généralement utilisées. Ces antennes offrent des gains et des capacités en terme de débit importants sur des grandes zones de couverture. Ces types d'antennes correspondent aux exigences des missions de télécommu-

nications spatiales, permettent de couvrir une zone avec une multitude de spots plus favorable en gain qu'un seul faisceau large (monofaisceau).

II.2 Description d'un satellite

Un satellite de télécommunications se décompose en deux parties, Fig.I.1 :

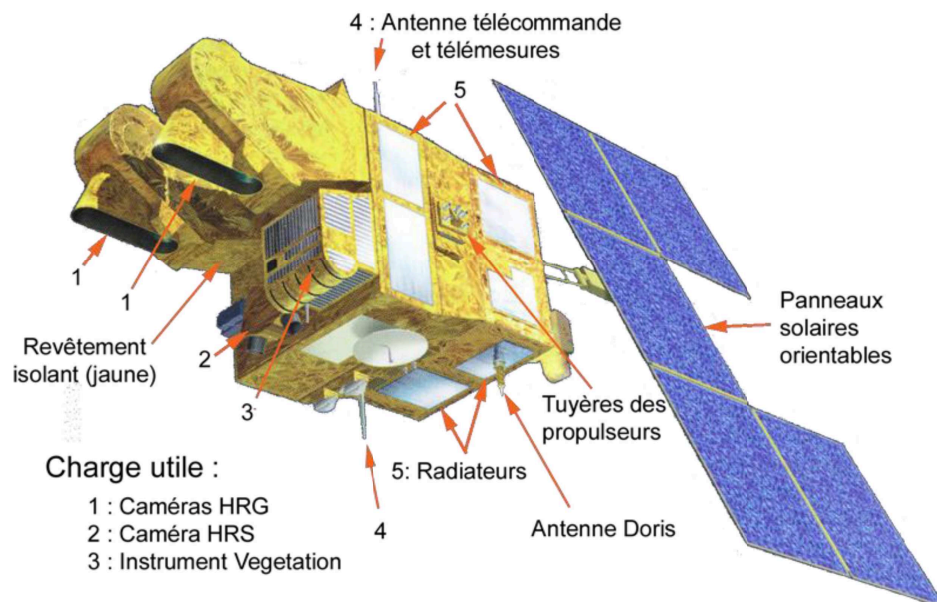


FIGURE I.1 : Représentation du satellite d'observation de la Terre

- La charge utile permettant au satellite de mener à bien sa mission. 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 ou module de service, qui supporte la charge utile et qui lui fournit les ressources dont elle a besoin pour son fonctionnement (électricité...).

Les principales caractéristiques d'un satellite sont sa charge utile, sa masse, sa durée de vie opérationnelle, son orbite et sa plate-forme.

II.3 Domaines d'utilisation des satellites

Aujourd'hui, les satellites sont employés dans de nombreuses applications telles que les satellites de télédétection, dans un but scientifique ou économique, les satellites de localisation et les satellites pour des applications militaires.

II.3.1 Satellite de positionnement

Ces satellites permettent de connaître la position d'objets à la surface de la Terre, dans les airs (avions, missiles) et dans l'espace. Les besoins des militaires sont à l'origine des premiers satellites d'observation. Couramment, ses applications civiles deviennent de plus en plus importantes notamment dans le domaine automobile.

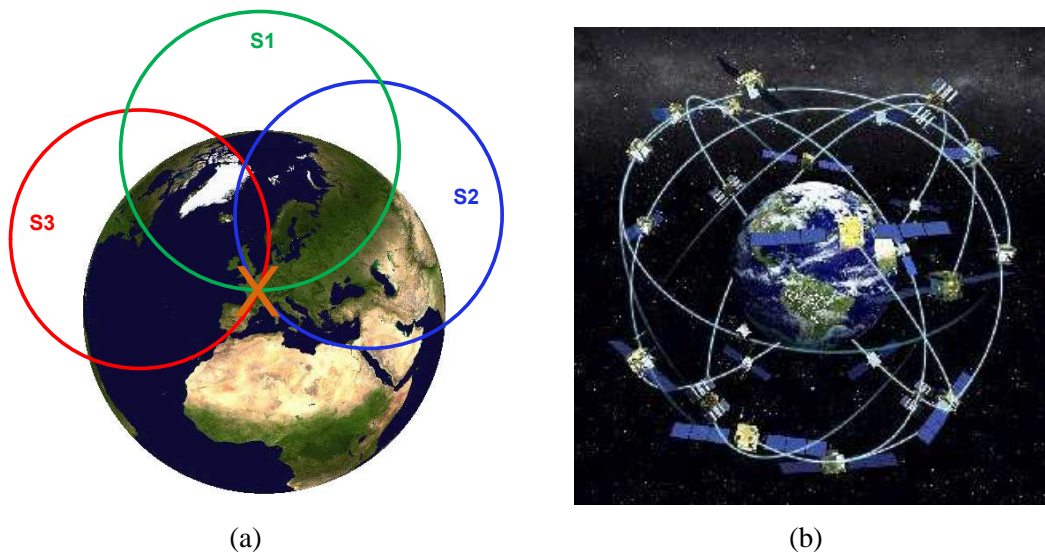


FIGURE I.2 : Illustration de fonctionnement du GPS (a) et des 24 satellites en orbite autour de la Terre (b)

Le fonctionnement du GPS [2, 3] 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. Chacun des trois satellites S1, S2 et S3 envoie un signal indiquant sa position ainsi que le moment de l'envoi du signal. A partir des temps de parcours de ces trois signaux, le récepteur GPS placé en X calcule sa distance par rapport aux trois satellites, c.à.d. les rayons des trois cercles de la Figure I.2-(a). Le point X est l'unique point d'intersection de ces trois cercles. Le quatrième satellite est nécessaire pour déterminer l'altitude. Pour couvrir

le globe terrestre, 24 satellites du Ministère de la Défense des *Etats – Unis* gravitent autour de la terre à une altitude de 20000km environ de façon qu'on puisse capter à tout moment et en tout endroit de la terre les signaux en provenance des quatre satellites, Fig.I.2-(b). Il existe d'autre système comme par exemple : les systèmes européens (*Galileo* [4], *DORIS* [5] et *EGNOS* [6]) et le système russe (*GLONASS* [7]).

II.3.2 Satellite de télécommunications

Ces satellites sont utilisés pour transmettre des informations d'un point à l'autre de la Terre, notamment les communications téléphoniques, le trafic internet, les communications satellitaires et les programmes télévisés.

L'intérêt du satellite pour les télécommunications a été rapidement mis en évidence, dès le début de la conquête spatiale, essentiellement en raison de sa capacité à établir des liaisons longue distance et à couvrir certaines zones géographiques très étendues encore sous-équipées sans avoir besoin d'installer des liaisons au sol très coûteuses et longues à mettre en place [8]. De plus, Il est possible d'utiliser le satellite comme relais d'information entre plusieurs stations en relayant l'information entre eux.

Cependant, la diffusion de contenu multimédia nécessite un débit important au niveau de la charge utile du satellite. Pour cela, des solutions à base des antennes multifaisceaux ont été étudiées. Leurs principes et les concepts développés sont présentés dans la prochaine partie de ce manuscrit.

II.4 Du Monofaisceau au Multifaisceaux

A l'origine, les satellites étaient conçus pour acheminer des communications d'un point à un autre, comme au moyen d'un câble. Les premiers satellites utilisaient des antennes de type monofaisceau, et présentaient certains inconvénients. Etant donné que le gain d'une antenne du satellite est dicté par l'ouverture de son faisceau, il n'est pas envisageable, pour la réalisation de couvertures à bande passante élevée et sur des zones étendues (comme par ex. l'Europe élargie), d'utiliser des antennes monofaisceau, même si elles sont adaptées pour une zone particulière. Pour remédier à ce problème, on utilise des antennes multifaisceaux. La couverture du satellite

est étendue, car elle résulte de la juxtaposition de plusieurs faisceaux et chaque faisceau offre un gain d'antenne d'autant plus élevé que l'ouverture du faisceau est réduite. Typiquement les antennes multifaisceaux en bord de satellite sont constituées d'éléments rayonnants, associés à des formateurs de faisceaux. Un réseau de formation de faisceau alimentant les éléments rayonnants d'une antenne se compose de déphaseurs et diviseurs de puissance permettant de configurer l'antenne d'une manière particulière.

II.4.1 Principe de base des couvertures Multifaisceaux

Dans une application multifaisceaux, l'utilisation de $N * N$ faisceaux nous permet de diviser par N la taille de la zone à couvrir. Par conséquent, l'ouverture angulaire des faisceaux sera N fois plus petite, ce qui permet d'augmenter le gain sur les spots au sol de $20 * \log(N)$. En effet, l'ouverture de chaque faisceau est égale à l'ouverture angulaire d'un cas monofaisceau divisée par N . Cependant, pour augmenter l'isolation entre les spots, la bande de fréquence est divisée en canaux. Avec cette technique la réutilisation de fréquence sur des zones suffisamment éloignées est désormais possible ce qui permet d'augmenter la capacité du système. Ainsi, deux spots adjacents fonctionnent dans un canal différent. Un exemple de couverture multifaisceaux est donnée Figure I.3.

Pour assurer une couverture spatiale multifaisceaux, 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. Pour des problèmes d'interférences, il n'est pas possible d'utiliser la même bande de fréquences à la réception et à l'émission. C'est pourquoi les satellites fonctionnent à des fréquences différentes sur la liaison montante et sur la liaison descendante. Pour des applications en bande Ku , la liaison TX se fait autour de $11GHz$ et la liaison Rx autour de $14GHz$ alors qu'en bande Ka , ces fréquences sont respectivement autour de $20GHz$ et de $30GHz$.

Cependant, l'utilisation d'un système multifaisceaux nécessite une antenne qui possède un diagramme de rayonnement à faible lobe secondaire et à faible polarisation croisée afin de limiter les interférences entre les spots.

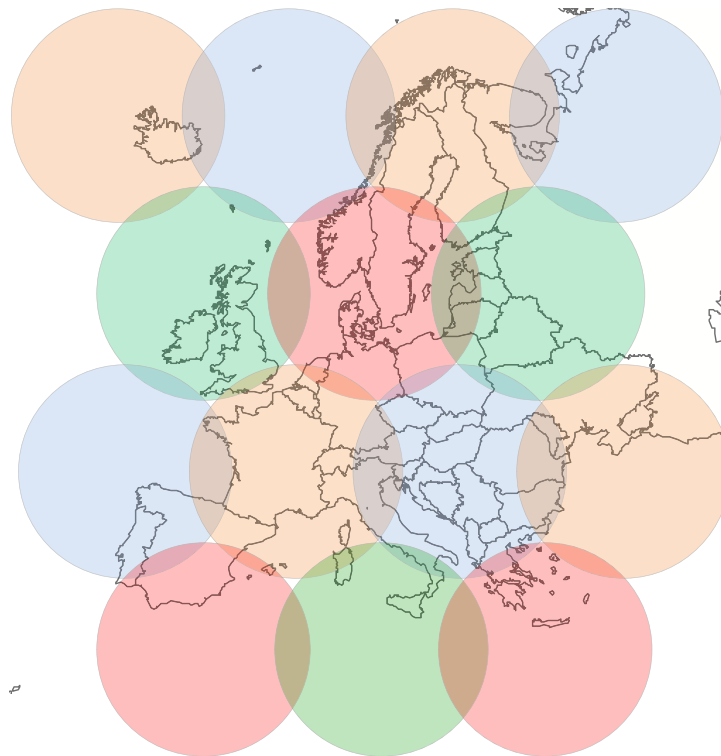


FIGURE I.3 : *Exemple de couverture multifaisceaux*

II.4.2 Isolation entre les spots adjacents

Les couvertures multifaisceaux présentent un certain niveau de recouvrement entre les faisceaux adjacents et ces derniers ne doivent pas interférer entre eux pour ne pas brouiller les informations. Il est donc impossible de faire fonctionner deux spots contigus à la même fréquence et à la même polarisation.

Pour cela, le principe de réutilisation de quatre fréquences ont été utilisés pour augmenter l'isolation entre les spots adjacents et la capacité de différents canaux [9], Fig.I.4-(a). Cette méthode garantit une bonne isolation entre les faisceaux adjacents et un coût pas cher de l'antenne. Cependant, la division de la bande de fréquences utiles en quatre canaux diminue le débit des données et complique la conception de l'antenne et du système amont.

Une deuxième solution est d'utiliser deux canaux et une alternance de polarisation linéaire ou circulaire [10]. La division de la bande de fréquences utiles en deux canaux augmente le débit des données et le coût de l'antenne. La Figure FigI.4-(b) représente un exemple de réutilisation de fréquences et de polarisations.

Le choix de la polarisation, linéaire ou circulaire, est en général effectué par l'opérateur. Rap-

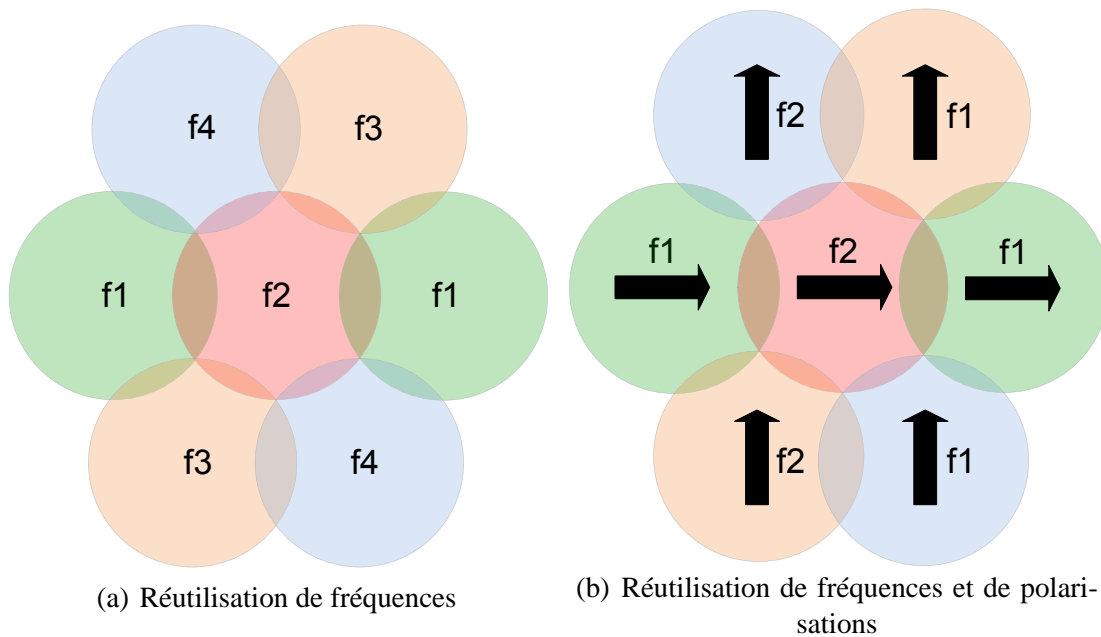


FIGURE I.4 : Schéma de réutilisation de fréquences et de polarisations

pelons qu'une source focale en polarisation circulaire génère une polarisation croisée très faible avec un réflecteur simple en offset [11, 12]. De plus, le coût nécessaire pour installer des récepteurs chez les utilisateurs en polarisation circulaire 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. Par contre, l'utilisation d'une antenne en polarisation linéaire induit une complexité et un coût élevé au niveau de la réalisation de l'antenne.

III Les antennes spatiales

Les télécommunications par satellite nécessitent des antennes à grand gain pour compenser les pertes d'affaiblissement sur les trajets montants et descendants, pour assurer une transmission à haut débit et de faibles lobes secondaires afin de limiter les interférences dans les applications multifaisceaux. Pour atteindre ces objectifs, plusieurs types d'antennes sont utilisées : les paraboles, les réseaux d'antennes imprimées et les lentilles. Le choix des antennes dépend du type, du coût de l'application et du niveau de performance demandé. Dans le paragraphe suivant, les différents types d'antennes spatiales seront présentés, et leurs avantages et inconvénients seront analysés.

III.1 Différents types d'antennes spatiales

III.1.1 Les réseaux d'antennes imprimées

III.1.1.1 Présentation

Une antenne réseau est un système constitué d'antennes élémentaires, réparties dans l'espace, dont les sorties sont pondérées en amplitude et (ou) phase avant d'être sommées entre elles. Un dispositif d'alimentation permet de commander les amplitudes et (ou) les phases relatives de ces sources. Grâce à cette commande des sources en amplitude et (ou) phase, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant une forme voulue dans les directions désirées [13, 14]. Le diagramme de rayonnement du système dépend du diagramme de rayonnement de l'élément de base multiplié par le facteur de réseau, qui est fonction des pondérations et de la distance entre les différents éléments.

L'augmentation du gain s'effectue par la mise en réseau de plusieurs éléments rayonnants. L'utilisation de N éléments permet de multiplier par N le gain du réseau total. La variation de phase relative permet de diriger le lobe principal vers les directions souhaitées. La pondération en amplitude diminue le niveau des lobes secondaires. Il est donc possible avec ces antennes d'obtenir des diagrammes de forme particulière, à fort gain et à faibles lobes secondaires [15]. La représentation d'un réseau phasé est donnée Figure I.5.

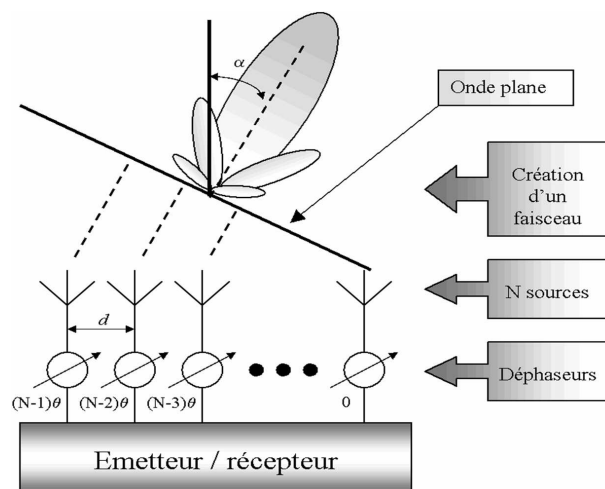


FIGURE I.5 : Représentation d'un réseau phasé

III.1.1.2 Les antennes réseaux dans les applications multifaisceaux

Les antennes réseaux sont associées à un circuit formateur de faisceaux appelé (Beam forming Network, BFN) [16] qui combine les signaux des différentes sources élémentaires pour former un ou plusieurs diagrammes de rayonnement (ou faisceaux). Dans ce système, il faut n entrées pour n sources élémentaires et le nombre de sorties est fixé par le nombre de faisceaux désiré pour la couverture. Pour la formation de chaque diagramme, il est nécessaire d'appliquer une loi d'alimentation (c'est-à-dire une pondération) sur les éléments rayonnants pour maximiser le gain dans une direction donnée et maîtriser le niveau des lobes secondaires. Ces systèmes sont par conséquent très performants, mais ils sont très complexes à réaliser et surtout très coûteux. Pour simplifier le système de formation de faisceaux et donc réduire le coût du système, il est souhaitable de regrouper les sources en sous réseau où on applique la même phase.

III.1.1.3 Inconvénients

Le niveau de gain obtenu par les réseaux imprimés est inférieur au niveau de gain obtenu avec des lentilles ou des paraboles. La principale raison de ce gain limité est le niveau des pertes qui est de l'ordre de plusieurs dB dans le circuit de distribution. On peut ajouter à ces pertes, celles dues au couplage entre les différents éléments du réseau. Un autre inconvénient est la complexité de réalisation du circuit de formation des faisceaux, ce qui augmente le prix de fabrication.

III.1.2 Les antennes lentilles

Les antennes lentilles sont des projecteurs d'onde transformant une onde sphérique en onde plane et inversement [13, 15, 17]. Avec une lentille, la focalisation s'effectue en transmission, Figure I.6. L'ensemble des rayons issus du foyer qui sont transmis, émergent parallèlement à l'axe de l'antenne. Dans un plan P orthogonal à cet axe situé en sortie de focaliseur, tous les rayons ont parcouru le même chemin optique. Ce faisceau de rayons délimite donc, dans ce plan, une ouverture équivalente circulaire équiphase de diamètre D.

Les lentilles peuvent être comparées aux réflecteurs à deux miroirs. En effet, la surface de la lentille se situant la plus près de la source primaire est équivalente au réflecteur auxiliaire

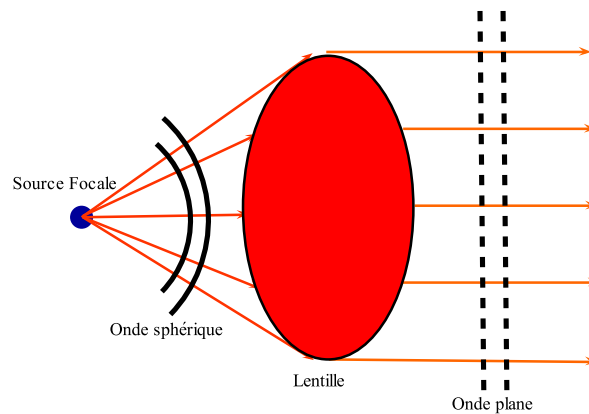


FIGURE I.6 : *Principe d'une lentille*

contrôlant la distribution d'amplitude tandis que la seconde surface est équivalente au réflecteur principal corrigeant la phase.

III.1.2.1 Avantages

Les antennes lentilles sont utilisées pour leurs performances en termes de gain, de largeur de bande et de faibles lobes secondaires. Contrairement au réflecteur parabolique les lentilles n'ont pas de problème de zone d'ombre, car les lentilles travaillent en transmission. Cet avantage permet d'utiliser des sources à grande dimension sans aucun problème en application multifaisceaux [15]. De même les lentilles offrent par rapport au réflecteur parabolique une plus grande flexibilité, car on peut jouer sur l'indice de réfraction et sur la géométrie de deux surfaces pour améliorer les performances du système.

III.1.2.2 Inconvénients

Les lentilles comportent des inconvénients limités dans le cas des réflecteurs. Les lentilles présentent plusieurs types de pertes spécifiques comme les pertes diélectriques. Les raisons pouvant jouer en défaveur des lentilles sont les pertes par réflexions dans le dioptre. En effet, de multiples réflexions s'opèrent aux interfaces et engendrent une diminution de la puissance transmise. De la même manière que pour les paraboles, on peut citer les pertes par apodisation et les pertes par débordement (cf. paragraphes III.2.5.1 et III.2.5.2) [15]. De plus, les lentilles présentent souvent des géométries singulières induisant une complexité et un coût élevé de

l'antenne. Elles permettent d'atteindre des gains un peu moins élevés (de 1 à 2 dB) que les paraboles à ouverture identique [18].

III.1.2.3 Les antennes lentilles dans les applications multifaisceaux

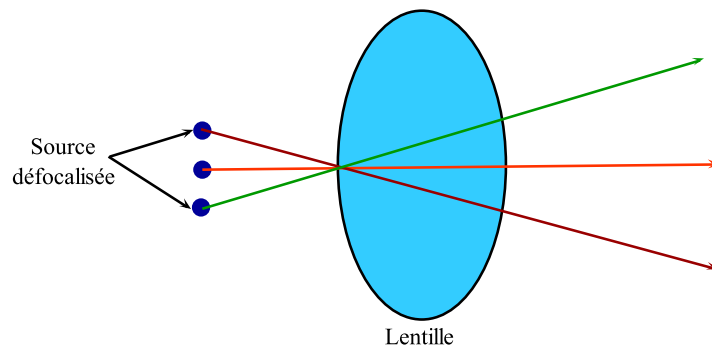


FIGURE I.7 : Principe d'une lentille : application multifaisceaux

L'insertion de plusieurs sources dans le plan focal du focaliseur permet de générer plusieurs faisceaux. Chaque faisceau émergent correspond à une source au foyer du focaliseur, comme le montre la Figure I.7. Ces antennes sont associées à un circuit de distribution permettant de répartir la puissance d'alimentation sur les sources. Cependant, la défocalisation des sources dans le plan focal du focaliseur, va engendrer ce qu'on appelle les pertes par défocalisations (cf. paragraphe III.2.5.5).

III.1.3 Les antennes paraboliques

Les paraboles sont des antennes à projecteurs d'ondes assimilables à des ouvertures rayonnantes de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde [15, 18]. Leur rôle est de transformer une onde sphérique émise par la source placée au foyer du réflecteur en onde plane et inversement. Contrairement à la lentille, les rayons émis par la source primaire placée dans le plan focal sont réfléchis par la surface parabolique et émergent parallèlement à l'axe de la parabole. L'antenne parabolique est assimilable à une ouverture équivalente circulaire de diamètre D dont la loi d'illumination est équiphase avec une amplitude qui varie en fonction du diagramme de rayonnement de la source primaire [17]. Le rayonnement obtenu forme un faisceau très directif. Un grand gain et de faibles lobes secondaires sont également obtenus.

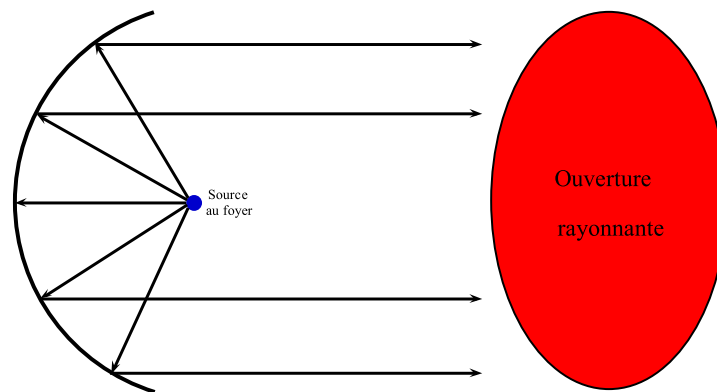


FIGURE I.8 : Principe des réflecteurs

Le système rayonnant le plus simple et le plus répandu est constitué par un seul réflecteur éclairé par une antenne source, comme illustré sur la Figure I.8.

III.1.3.1 Avantages

Le principal avantage des paraboles est leur gain très élevé qui permet de compenser l'affaiblissement du trajet satellite-Terre [17, 18]. De plus, l'antenne parabolique est caractérisée par sa simplicité de configuration (plus facile à concevoir, car elle comporte contrairement aux lentilles une seule surface), sa légèreté, son coût de fabrication généralement faible, sa possibilité de "mise en offset"... Le domaine des communications grandes distances et les applications spatiales multifaisceaux nécessite, en plus des caractéristiques de fort gain et de faisceaux étroits, d'avoir des diagrammes à faibles lobes secondaires, ce qui est le cas avec ce type d'antennes.

III.1.3.2 Inconvénients

Les inconvénients du réflecteur parabolique sont liés aux différents types de pertes qui affectent traditionnellement les antennes illuminées par des sources. Tout d'abord, on peut noter les pertes par Débordement et les pertes par Apodisation. On peut également citer les pertes dues à des erreurs de phase et les pertes dues à la zone d'ombre créée par la source. Ces différents types de pertes seront détaillés dans la suite de ce chapitre.

A la vue des avantages et des inconvénients cités, l'antenne à réflecteur parabolique est donc la meilleure candidate pour des applications multispots spatiales. Dans la suite, nous allons

détailler les différents systèmes à base d'antennes à réflecteurs paraboliques permettant une couverture multispots.

III.2 Les réflecteurs paraboliques

III.2.1 Principe de fonctionnement

L'antenne parabolique, communément appelée parabole par le grand public, est une antenne disposant d'un réflecteur paraboloidal. La distance entre le centre du réflecteur et le foyer est appelée la distance focale. Les paraboles sont des antennes à projecteurs d'onde assimilables à des ouvertures rayonnantes équiphase de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde. Le gain de ce type d'antenne est donc fonction de ces dimensions.

Le réflecteur est éclairé par une antenne appelée source primaire. Cette source primaire est placée de manière à ce qu'elle rayonne des ondes sphériques vers le paraboloidal. Sous l'influence de cette source, la parabole rayonne à son tour de deux façons [13] :

- Une grande partie du champ rayonné par la source primaire est interceptée par la surface de la parabole sur laquelle sont créés des courants induits. Ces courants se comportent comme des sources secondaires du champ et le champ diffusé E_S sera la somme des champs élémentaires.
- Une petite partie du champ électromagnétique rayonné par la source frappe le contour de la parabole et provoque le phénomène de rayonnement par diffraction auquel correspond un champ diffracté E_D .

Le champ total rayonné par la parabole est donc la somme des champs diffusés et diffractés :

$$E_{tot} = E_S + E_D \quad (I.1)$$

III.2.2 Géométries

III.2.2.1 Antenne à un simple réflecteur

Il existe deux types de configuration pour ces antennes à simple réflecteur. La première configuration consiste à placer la source primaire au point focal du réflecteur, comme illustré sur la Figure I.9-(a). Pour éviter l'inconvénient du réflecteur à source primaire centrée (zone d'ombre), on découpe une portion du réflecteur parabolique et on l'illumine par la source toujours placée au point focal. On parle alors de "parabole en offset", (cf. Figure I.9-(b)). Cette deuxième configuration 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.

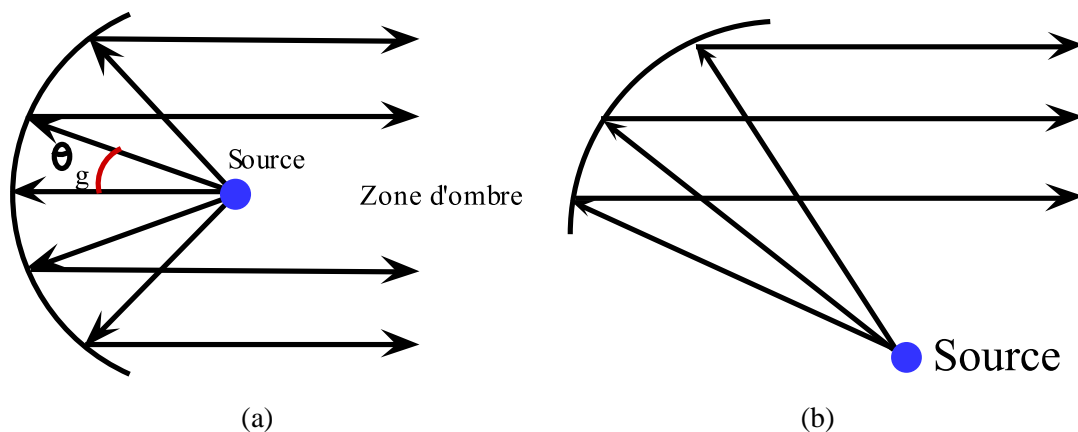


FIGURE I.9 : Réflecteur parabolique centré (a) et en offset (b)

Dans le cas où la source primaire est mise en offset, le rendement et les lobes secondaires de l'antenne sont nettement améliorés, car l'effet de la zone d'ombre et les effets de diffraction engendrés par la source sont évités. Les avantages sont accentués dans une application multifaisceaux où de nombreuses sources sont utilisées. Par contre, un des inconvénients de l'antenne en offset, est le niveau de la polarisation croisée dans le cas où l'antenne source est polarisée linéairement [11, 12]. Par contre cet effet est limité si l'antenne source est polarisée circulairement. En revanche, dans ce dernier cas, il y a création d'un déphasage sur l'ouverture équivalente, auquel correspond donc une déviation du faisceau rayonné (beam-squint) [19].

En effet, lorsqu'une antenne à réflecteur en offset est alimentée par une source primaire en polarisation circulaire, le faisceau en sortie du réflecteur se dépointe par rapport à l'axe

du réflecteur. Ce phénomène est plus fréquemment appelé beam squint [19, 20]. L'angle de décalage des faisceaux est donné par la formule suivante :

$$\theta = \pm \arcsin \left(\frac{\lambda \sin(\theta_s)}{4\pi F} \right) \quad (\text{I.2})$$

Où, θ_s est le demi angle intercepté par le réflecteur, F la distance focale. Ces paramètres seront illustrés dans la suite de ce chapitre.

III.2.2.2 Antenne à double réflecteur

On distingue plusieurs sortes d'antennes à double réflecteur. Les plus connus sont :

- L'antenne Cassegrain (cf. Figure I.10) qui consiste à associer au réflecteur principal, un réflecteur auxiliaire concave. Le système Cassegrain permet de diminuer le niveau de polarisation croisée et d'obtenir des diagrammes de rayonnements secondaires avec des niveaux de lobes secondaires moins importants grâce à sa focale équivalente élevée. Le principal inconvénient du système Cassegrain est la réalisation du réflecteur auxiliaire dont les côtes doivent être rigoureusement respectées pour ne pas introduire de déphasage sur le réflecteur principal.

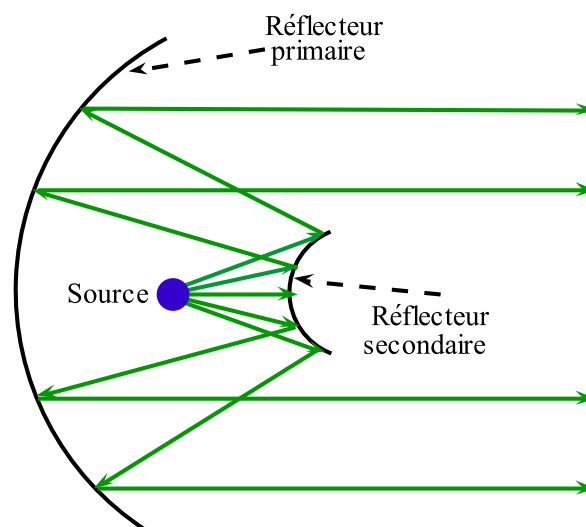


FIGURE I.10 : Exemple d'une antenne à 2 réflecteurs : montage Cassegrain

- L'antenne Grégorienne qui est une variante du système Cassegrain définie par un réflecteur secondaire elliptique et une source montée en "offset". L'opposition de courbure entre les deux réflecteurs réduit considérablement la polarisation croisée.

III.2.3 Paramètres géométriques

Nous allons décrire dans ce paragraphe les paramètres géométriques [18] (cf. Figure I.11) et la conception d'un réflecteur parabolique en offset.

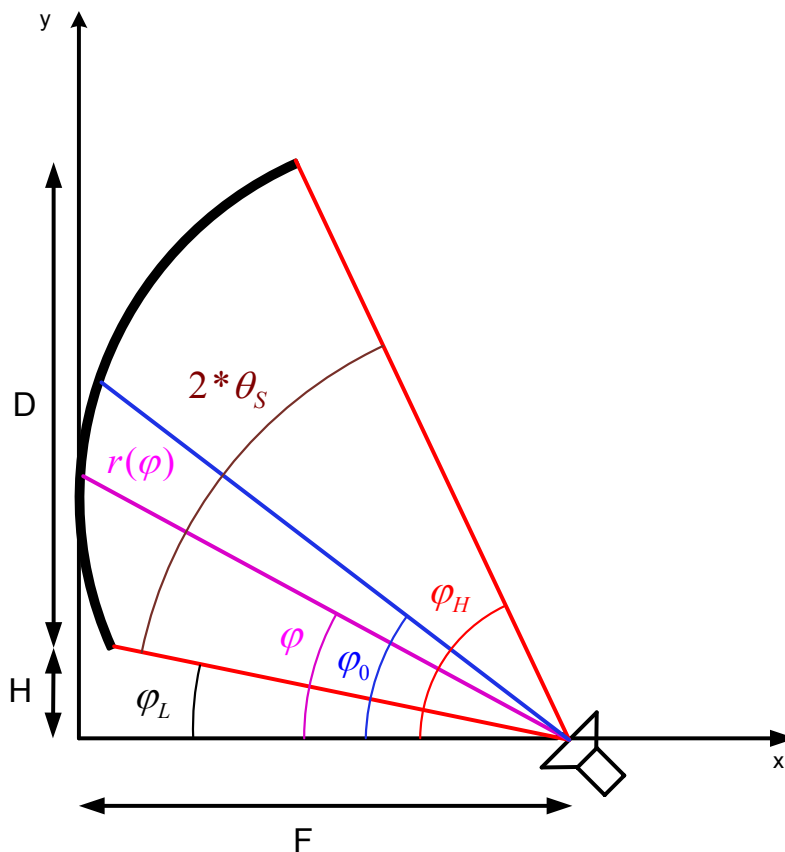


FIGURE I.11 : Représentation d'un réflecteur parabolique en offset

L'équation d'une parabole en coordonnées cartésiennes et polaires sont consécutivement :

$$x = \frac{y^2}{4F} \quad (I.3)$$

$$r(\phi) = \frac{2F}{1 + \cos(\phi)} \quad (\text{I.4})$$

Avec F la distance focale, ϕ angle de pointage depuis le foyer vers un point du réflecteur y' , $r(\phi)$ distance entre le foyer et un point du réflecteur y' .

Ces fonctions décrivent la géométrie d'un réflecteur parabolique en offset ainsi que la distance entre le point focal et un point de la surface du focaliseur. Une représentation du focaliseur avec ses valeurs remarquables est donnée Figure I.11.

En fonction de ces données, on peut déterminer les angles remarquables de la parabole comme l'angle de pointage de la source (ϕ_0) (eq.I.5) ou le demi angle d'interception de la parabole (θ_s) (eq.I.6) donné par les formules ci-après. Ces dernières permettent de déterminer les caractéristiques de la source à adopter afin de se placer dans les meilleures conditions d'illumination.

$$\phi_0 = 2 * \arctan \left(\frac{2 * H + D}{4 * F} \right) \quad (\text{I.5})$$

$$\theta_s = \arctan \left(\frac{D + H}{2 * F} \right) - \arctan \left(\frac{H}{2 * F} \right) \quad (\text{I.6})$$

Avec D , F et H respectivement, Diamètre, Focale et offset du focaliseur. Ces différentes relations permettent de définir la géométrie du réflecteur parabolique, que ce soit en offset ou centré. Dans ce dernier cas, les relations s'appliquent avec $H = -D/2$.

III.2.4 Paramètres caractéristiques

- Diamètre D : Le diamètre de la parabole est généralement choisi en fonction du gain et de l'angle d'ouverture du faisceau désiré.
- Offset H : L'offset est fixé en fonction de l'encombrement de la source focale. Il ne doit pas être trop faible pour éviter une zone d'ombre et une diffraction importante sur le bord

inférieur du réflecteur. De même, Il ne doit pas être trop important pour éviter un niveau de polarisation croisée élevé [19].

- Rapport F/D : Le rapport distance focale sur Diamètre (F/D) est un paramètre essentiel du réflecteur parabolique car il influence l'angle solide intercepté par le réflecteur $2 * \theta_s$ depuis le foyer où la source est située. Un rapport F/D trop faible donne une antenne très compacte et nécessite une source avec un angle d'ouverture très grand. À l'opposé, un rapport F/D élevé donne une antenne plus encombrante utilisant une source plus directive. Pour les applications de télécommunications spatiales, un rapport F/D élevé (>1.5) est souvent requis pour minimiser les aberrations de phase dus à la défocalisation qui apparaissent avec les couvertures multifaisceaux

III.2.5 Gain et rendement de l'antenne à réflecteur

Une antenne à réflecteur est une antenne à ouverture rayonnante de surface S . Le gain de l'antenne parabolique dépend principalement de son diamètre et de la fréquence d'utilisation (la longueur d'onde) (eq.I.7), mais aussi des caractéristiques de la source focale qui induit des pertes.

$$G = \eta \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (\text{I.7})$$

Avec η le rendement du système d'illumination (source), qui prend en compte les différents types des pertes [21, 22] . Ces différents types de pertes seront détaillés dans la suite de ce chapitre.

Les différents types de pertes qui affectent le rendement de l'antenne à réflecteur sont décrits ci-dessous.

III.2.5.1 Pertes par apodisation

Aussi appelées pertes d'illumination, elles sont dues à la répartition du champ non uniforme sur le réflecteur. Ce type de perte représente les niveaux de champs entre le centre du focaliseur

et ses bords [15, 17]. Les pertes par apodisation traduisent le fait que la distribution du champ sur l'ouverture rayonnante équivalente du focaliseur n'est pas équi-amplitude et équi-phase provoqués par le diagramme de rayonnement de la source. Cette définition est illustrée sur la Figure I.12.

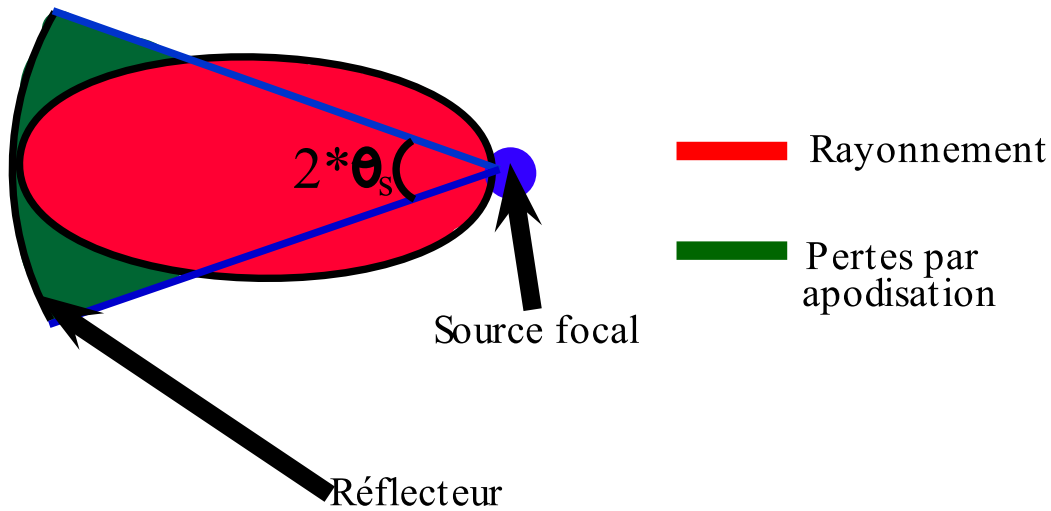


FIGURE I.12 : Représentation des pertes par apodisation

Pour avoir une répartition du champ uniforme sur le réflecteur, il faudrait concevoir une source focale peu directive ayant un diagramme de rayonnement possédant une large ouverture angulaire, ce qui entraîne alors une augmentation des pertes par débordement, comme nous le verrons dans le paragraphe suivant.

Le facteur de gain qui traduit les pertes par apodisation η_a est [15] :

$$\eta_a = \frac{1}{\pi \tan^2 \left(\frac{\theta_s}{2} \right)} \frac{\left[\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_s} |G_{co}(\theta, \phi)| \tan \left(\frac{\theta}{2} \right) d\theta d\phi \right]^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_s} |G_{co}(\theta, \phi)|^2 \sin \theta d\theta d\phi} \quad (\text{I.8})$$

Avec θ_s le demi angle intercepté par le réflecteur, $G_{co}(\theta, \phi)$ le composantes de champ de la source focale en polarisations principales.

III.2.5.2 Pertes par débordement

Appelées spillover en anglais, elles correspondent à une énergie qui n'est pas interceptée par le réflecteur, et qui est donc perdue. Ces pertes sont dues à un angle d'ouverture trop élevé du lobe principal de la source focale [15] outre une diminution du gain une diffraction sur les bords du réflecteur qui provoque une augmentation des lobes secondaires. Cette définition est

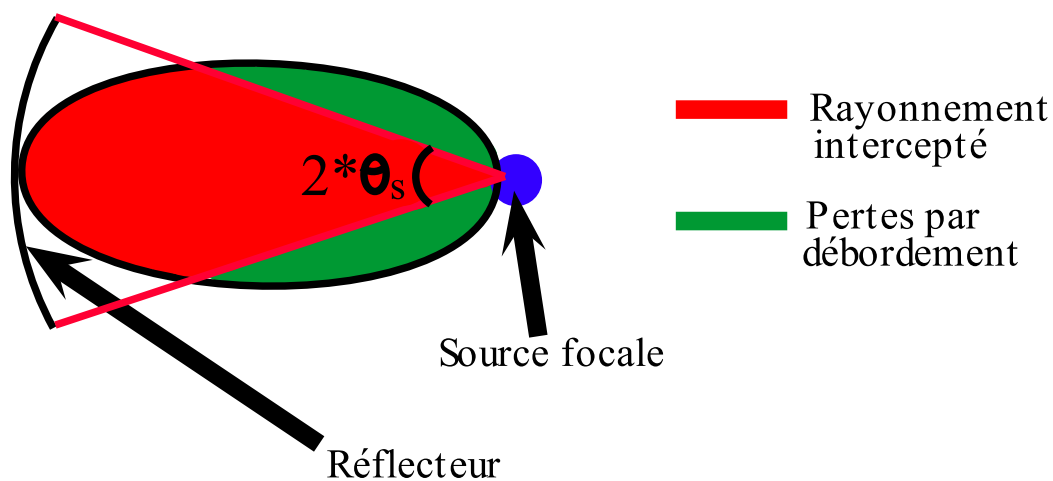


FIGURE I.13 : Illustration des pertes par débordement

illustrée sur la Figure I.13. Le facteur du gain qui traduit les pertes par débordement η_s est [15] :

$$\eta_s = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_s} \left[|G_{co}(\theta, \phi)|^2 + |G_{xp}(\theta, \phi)|^2 \right] \sin \theta d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[|G_{co}(\theta, \phi)|^2 + |G_{xp}(\theta, \phi)|^2 \right] \sin \theta d\theta d\phi} \quad (I.9)$$

Avec θ_s le demi angle intercepté par le réflecteur, $G_{co}(\theta, \phi)$ et $G_{xp}(\theta, \phi)$ sont respectivement les composantes de champ de la source focale, en polarisations principales et croisées.

Pour les réduire, il faudrait utiliser une source focale directive de façon à ce que tout le rayonnement soit compris dans la zone d'interception du réflecteur. Cette conclusion est l'inverse de ce qui a été dit précédemment pour minimiser les pertes par apodisation (nécessité d'utiliser une source focale peu directive). Pour cela il faut trouver un compromis entre les deux de façon à trouver la combinaison de ces deux paramètres pour laquelle le rendement est maximum.

III.2.5.3 Pertes due à la zone d'ombre

Ces pertes sont provoquées par la présence de la source primaire dans la région où le réflecteur renvoie le champ incident [23]. Cette disposition fait que la source constitue un écran pour les ondes, donc le gain global de l'antenne est affaibli. Ce type de montage est utilisé de préférence pour les réflecteurs de diamètre supérieur à deux mètres pour lequel l'ombre de la source est relativement négligeable. Pour éviter ce type de pertes, on utilise un réflecteur en offset. Cette définition est illustrée sur la Figure I.9-(a).

Le facteur de gain qui traduit les pertes par la zone d'ombre est :

$$\eta_b = |1 - \Delta|^2 \quad (\text{I.10})$$

Avec

$$\Delta = \frac{\int_0^{2\pi d/2} \int_0^{2\pi d/2} |E(\rho, \phi)| \rho d\rho d\phi}{\int_0^{2\pi D_p/2} \int_0^{2\pi D_p/2} |E(\rho, \phi)| \rho d\rho d\phi} = \frac{\int_0^{2\pi \theta_g} \int_0^{2\pi \theta_g} [|G_{co}(\rho, \phi)| + |G_{xp}(\rho, \phi)|] \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi \theta_s} \int_0^{2\pi \theta_s} [|G_{co}(\rho, \phi)| + |G_{xp}(\rho, \phi)|] \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) d\theta d\phi} \quad (\text{I.11})$$

Avec d le diamètre de la source, D_p le diamètre du réflecteur et θ_g est illustré sur la Figure I.9(a).

III.2.5.4 Pertes par diffractions

La cause principale de la diffraction est le contour de la parabole. Les effets de la diffraction se traduisent par l'apparition des lobes secondaires dans la zone de rayonnement. Les rayons diffractés sont renvoyés dans toutes les directions et font apparaître des lobes secondaires dans des directions non souhaitées, même derrière le réflecteur [13, 24]. Il existe aussi d'autres types de diffraction secondaires qui sont dues à la diffraction de la source primaire et de ses supports. Pour diminuer ce type de pertes, on utilise surtout des réflecteurs en offset.

III.2.5.5 Pertes par défocalisations

Elles sont dues à la défocalisation du centre de phase de la source primaire. Lorsqu'on défocalise, le diagramme de rayonnement s'élargit, le gain diminue et le niveau des lobes secondaires augmente [25]. Ces problèmes sont dus à une aberration de phase car le centre de phase de la source focale ne coïncide plus avec le foyer du réflecteur [22, 26, 27].

Ces effets parasites sont d'autant plus importants que la source générant le faisceau est éloignée du point focal. Un rapport F/D élevé [15] permet de limiter ces problèmes. On peut noter encore les pertes traduisant les défauts de polarisation et les pertes traduisant les aberrations de phase.

III.2.6 Réflecteur parabolique multifaisceaux

Ce système consiste à utiliser plusieurs sources dans le plan focal de l'antenne à réflecteur pour générer plusieurs faisceaux [28].

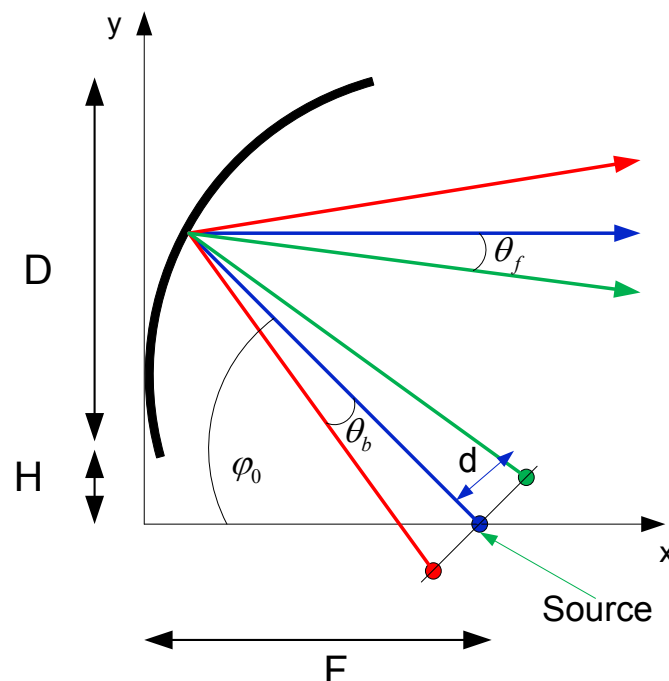


FIGURE I.14 : Dépointage des faisceaux lors de défocalisations dans le plan focal

La Figure I.14 représente une antenne à réflecteur avec toutes ses caractéristiques, où F est la distance focale, φ_0 est l'angle de pointage depuis le foyer vers le centre du réflecteur, θ_b

est l'écart angulaire entre les faisceaux incidents, θ_f est l'écart angulaire entre les faisceaux émergents.

Lorsqu'une source primaire illuminant un réflecteur est défocalisée latéralement d'une distance d par rapport au foyer, le faisceau incident subit un dépointage θ_b proportionnel à d .

L'écart entre deux faisceaux émergents du réflecteur θ_f dépend de θ_b et du facteur de déviation des faisceaux (BDF) [29]. Ce dernier représente le rapport entre l'écart angulaire des faisceaux émergents et faisceaux incidents. Il est donné par la formule suivante [29] :

$$\text{BeamDeviationFactor} = BDF = \frac{\theta_b}{\theta_f} = \frac{\left[1 + 0.36 \times \left(\frac{D}{4F}\right)^2\right]}{\left[1 + \left(\frac{D}{4F}\right)^2\right]} \quad (\text{I.12})$$

Le facteur de déviation des faisceaux approximé par la formule I.12 est représenté dans la Figure I.15 :

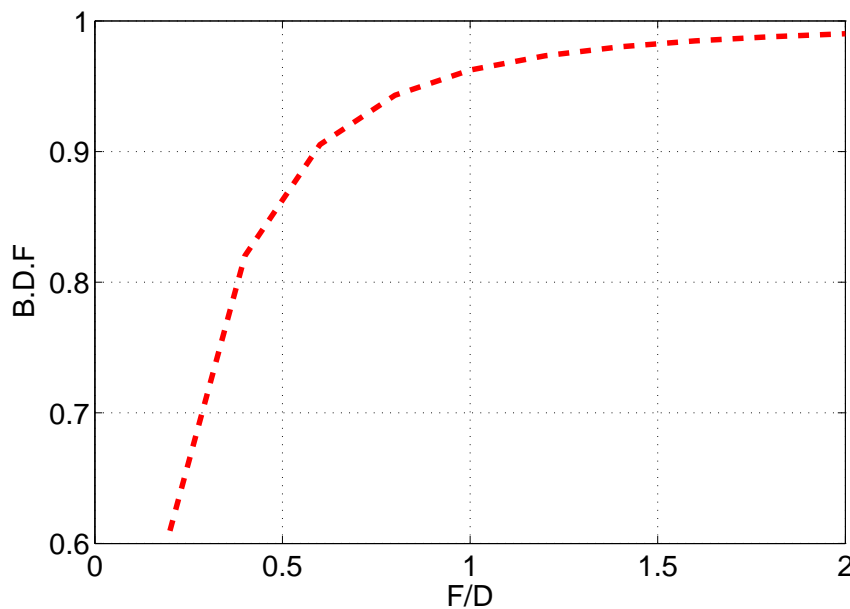


FIGURE I.15 : Facteur de déviation des faisceaux pour différents F/D

Plus le rapport F/D augmente plus le facteur de déviation des faisceaux se rapproche de 1. Dans ce dernier cas l'écart angulaire entre les faisceaux émergents θ_f est égale à θ_b . Étant donné que le rapport F/D varie globalement entre 0.75 et 1.8, il est donc possible de considérer que

le BDF équivaut à 1. Par conséquent, l'écart angulaire entre les faisceaux émergents θ_f est égal à θ_b . Dans ce cas, l'expression de θ_f est donnée dans la formule suivante :

$$\theta_f = \theta_b = \arctan\left(\frac{d}{R(\varphi_0)}\right) \quad (\text{I.13})$$

Avec $R(\varphi_0)$ distance entre le point focal et le centre de la parabole (Figure I.11). D'après (I.4), la formule (I.13) devient :

$$\theta_f = \theta_b = \arctan\left(\frac{d \times (1 + \cos(\varphi_0))}{2F}\right) \quad (\text{I.14})$$

Par conséquent, La distance d entre les sources du réseau focal fixe l'écart entre les faisceaux et donc l'écart entre les spots au sol, comme le montre la Figure I.14. Les directions de pointage des faisceaux sont multiples d'une grandeur angulaire θ_f .

IV Antenne spatiale multifaisceaux bibande

Dans le cadre des missions de télécommunications spatiales, le dispositif antennaire doit générer une couverture multispots sur la voie montante et sur la voie descendante, Fig.I.16. Nous allons donc détailler dans un premier temps, les systèmes multifaisceaux à base d'antenne

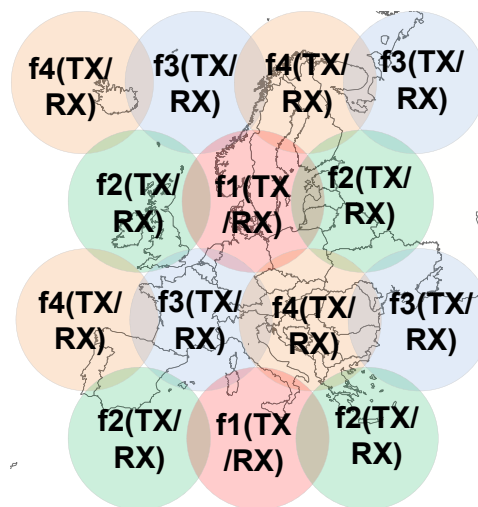


FIGURE I.16 : Exemple d'une couverture spatiale multifaisceaux bibande : réutilisation de quatre fréquences

à réflecteur. Puis dans un deuxième temps, nous verrons les différents procédés permettant un fonctionnement bibande en utilisant une antenne à réflecteur. Finalement, nous dresserons un bilan sur les antennes spatiales multifaisceaux bibande en combinant les systèmes multifaisceaux et les procédés bibande.

IV.1 Limitations du système simple : une source = un spot

Ce système consiste à disposer un nombre de sources dans le plan focal du système focalisant identique au nombre de spots sur la couverture [30, 31]. Deux spots adjacents sont

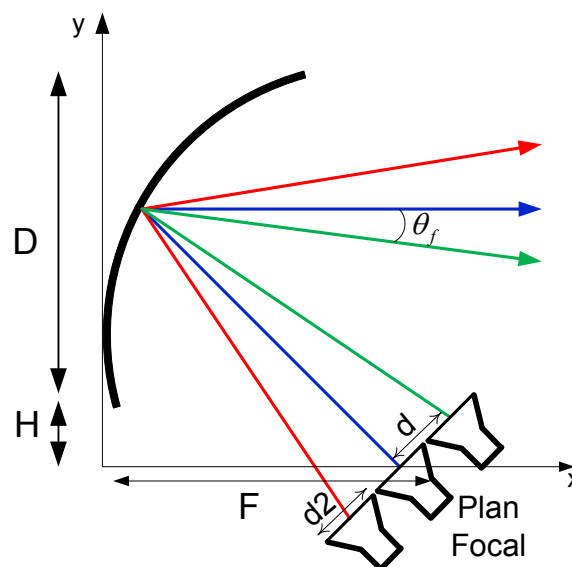


FIGURE I.17 : Illustration du système une source = un spot

à fréquence et à polarisations différentes afin de limiter les interférences. La source focale la plus utilisée dans ce système est l'antenne cornet, Fig.I.17. Ce système "un faisceau généré par une source" ne peut être utilisé pour réaliser une couverture multispots haut gain car comme le montre la Figure I.18 des zones d'ombres pénalisantes apparaissent. En effet, les télécoms par satellite requièrent des couvertures homogènes avec un haut niveau de recouvrement des faisceaux qui est de l'ordre de $-4dB$. Pour cela, les faisceaux doivent être faiblement espacés angulairement ce qui induit un faible espace entre sources. Cette propriété est synonyme de sources à faible encombrement et donc peu directives qui créent des pertes par débordement au niveau du réflecteur. Pour remédier à ce problème, il faut que la source focale possède un

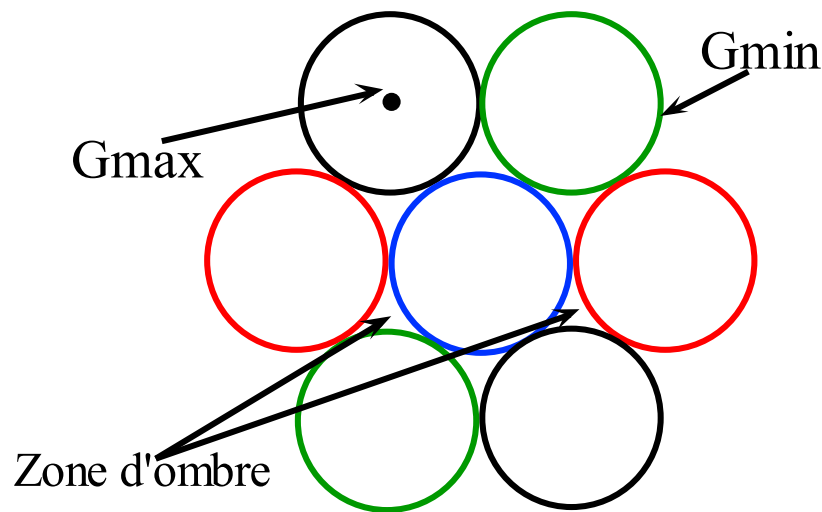


FIGURE I.18 : Couvertures cellulaires du système à simple réflecteur

diagramme de rayonnement directif et donc, qu'elle ait un diamètre d_2 important. Pour obtenir un niveau de recouvrement élevé entre les spots, il faudrait utiliser une source avec un diamètre d_2 supérieur à d . Ceci n'est pas possible physiquement.

Nous allons maintenant présenter les différents systèmes possibles à base d'antenne à réflecteur pour réaliser ces couvertures multifaisceaux à réutilisation de fréquences et de polarisations qui permettent d'obtenir un bon niveau de recouvrement entre les spots et des performances satisfaisantes.

IV.2 Différents systèmes multifaisceaux utilisés dans les applications spatiales

IV.2.1 Antenne à réflecteur à bouquets de source

Ce système consiste à générer chaque faisceau à partir de plusieurs sources du réseau focal de l'antenne à réflecteur [32]. Un bouquet de sources permet de générer un diagramme de rayonnement très directif (plus le nombre de sources augmente, plus le diagramme de rayonnement est directif) d'où une limitation des pertes par débordement et une augmentation de la performance du système. Cependant, les éléments centraux de deux bouquets de sources engendrant deux faisceaux adjacents correspondent à deux sources élémentaires adjacentes fai-

blement espacées. Par conséquent, les bouquets ont donc des sources en commun et chaque source élémentaire participe à plusieurs bouquets. Un exemple est donné sur la figure I.19. 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.

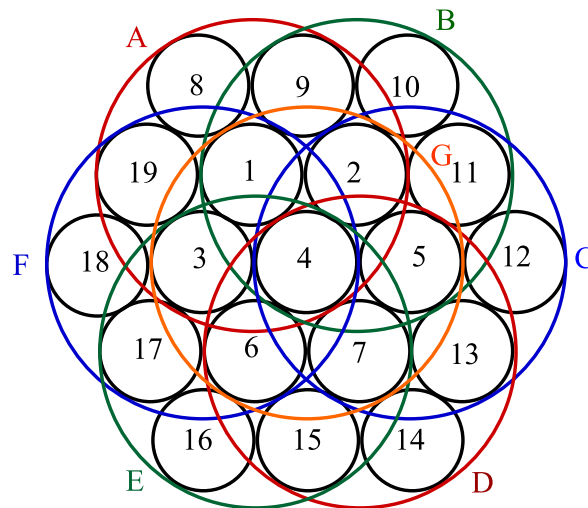


FIGURE I.19 : *Illustration des sources utilisées dans la génération d'un faisceau à partir de sept sources*

Bien que performant, ce système nécessite un circuit de formation des faisceaux (BFN) complexe et très cher.

IV.2.2 Système à multiples antennes à réflecteurs

Ce système est basé sur l'utilisation de plusieurs systèmes focalisants [10] comme indiqué sur la Figure I.20. En effet, une seule antenne à réflecteur ne permet pas d'obtenir un entrelacement et des performances satisfaisantes pour une application multifaisceaux multimédia. C'est pourquoi des solutions à quatre réflecteurs sont retenues pour ces applications. Par conséquent, deux spots adjacents sur le sol sont générés par deux réflecteurs différents. Il est alors possible d'utiliser des sources de dimensions plus grandes et donc plus directives sur chacun des quatre réseaux focaux, 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 et un poids important sur le satellite. De plus, il

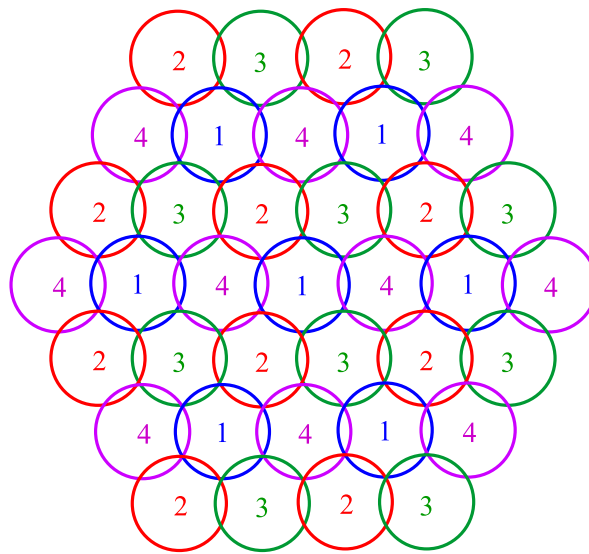


FIGURE I.20 : Couvertures cellulaires du système à 4 réflecteurs

nécessite un réglage précis du pointage des multiples réflecteurs pour que les spots n'interfèrent pas.

IV.2.3 Système récent : Structure focale BIE multisource

Depuis le milieu des années 90, ces structures ont fait l'objet de nombreuses recherches dans les laboratoires français et étrangers [33, 34]. De précédents travaux sur ces antennes ont montré des propriétés intéressantes pour les applications spatiales [33, 35, 36, 37]. Le principe de fonctionnement de cette antenne va être brièvement décrit ici pour pouvoir présenter les différentes solutions étudiées. La conception et le fonctionnement de cette antenne seront détaillés dans le chapitre II.

IV.2.3.1 Principe de fonctionnement

Les matériaux à bande interdite électromagnétique BIE, sont des structures diélectriques ou métalliques composées d'un assemblage périodique 1D, 2D ou 3D [38]. Le contrôle de la propagation des ondes électromagnétiques est la principale propriété de ces matériaux. La conception des structures unidimensionnelles est la plus simple. Cependant, ce type de réseau appelé aussi miroir de Bragg présente l'inconvénient de la dépendance très sensible à l'angle

d'incidence de l'onde. Afin d'obtenir un contrôle de la bande interdite dans toutes les directions de l'espace, la périodicité de la structure doit être étendue à deux voir à trois dimensions [39,40].

Plusieurs méthodes peuvent être utilisées pour évaluer les potentialités de la structure BIE tels que la théorie de l'interféromètre de la cavité Fabry-Pérot [41, 42], la méthode de la courbe de dispersion [43, 44, 45] et la méthode des matériaux BIE à défaut [46, 47]. Cette dernière est souvent utilisée. Elle consiste à insérer un défaut dans le matériau BIE périodique comme, par exemple, une rupture de la périodicité. Cette rupture 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.

En effet en excitant le matériau à la fréquence autorisée par une source adaptée, seul le mode de défaut peut exister et le matériau devient le principal élément rayonnant. L'énergie rayonnée par l'élément excitateur peut donc se répartir sur la surface du matériau. Une antenne plus directive est ainsi obtenue. En effet, le gain de l'antenne est lié à la taille de la tâche rayonnante qui est fixée par les propriétés du matériau BIE.

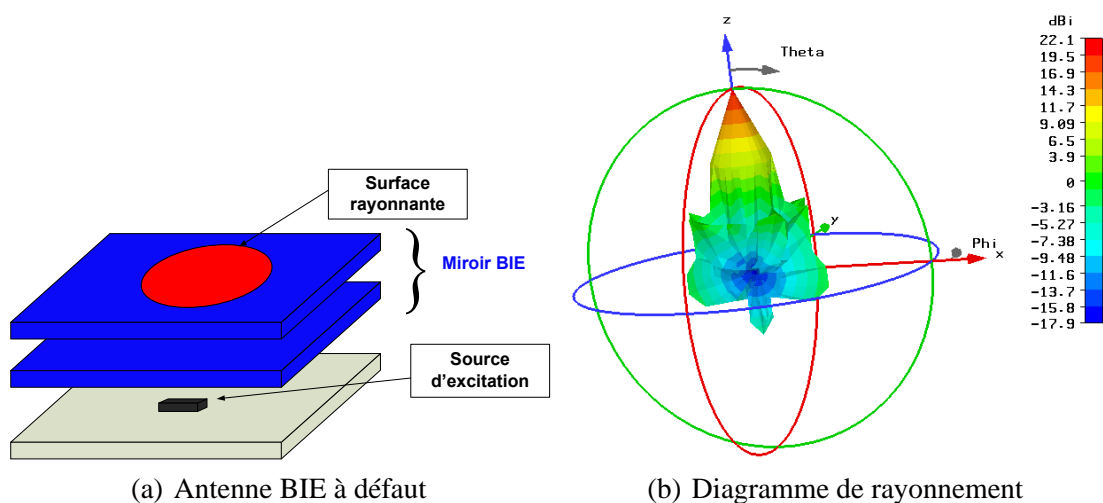


FIGURE I.21 : Représentation de l'antenne BIE avec son diagramme de rayonnement

Cependant, le principal inconvénient de ce système réside au niveau de l'adaptation et de la bande passante de la structure complète qui est très faible dans le cas où l'antenne BIE est très directive. Pour cela, des dispositifs à base de guide d'onde sont utilisés pour adapter l'antenne

sur sa bande de fonctionnement. La géométrie d'une antenne BIE classique avec son diagramme de rayonnement est présentée sur la Figure I.21 [33].

IV.2.3.2 Antenne BIE : Applications spatiales multifaisceaux

A partir de l'antenne BIE classique, des études ont été menées par le département OSA d'XLIM pour utiliser ces types d'antennes pour des applications spatiales multifaisceaux en tant que source focale d'une antenne à réflecteur [33, 48]. Ce système consiste à utiliser une seule

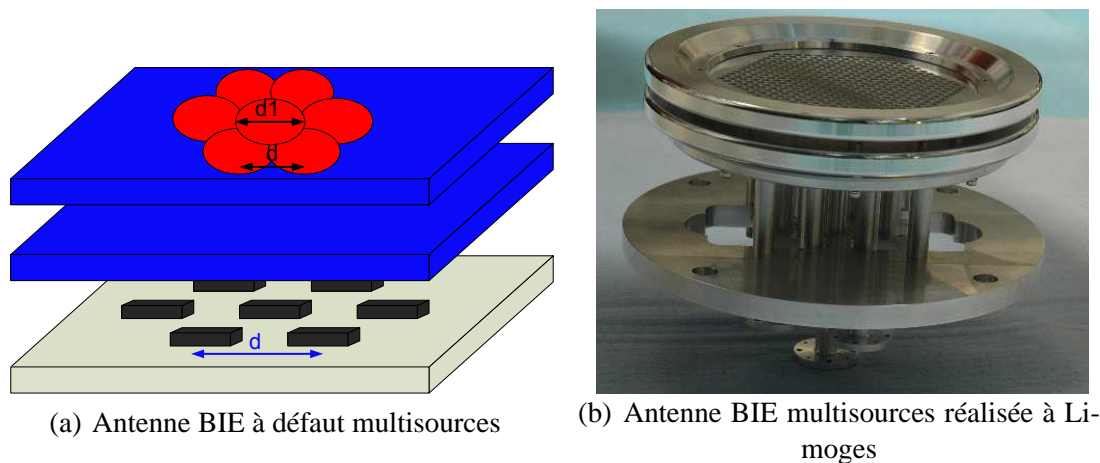


FIGURE I.22 : Antenne BIE multisources excitée avec sept sources élémentaires

antenne à réflecteur associée à une antenne BIE (Bande Interdite Electromagnétique) dans son plan focal. L'antenne BIE est constituée de plusieurs sources élémentaires (correspondant au nombre de spots désirés) et d'une cavité résonnante, comme montré sur Figure I.22(a). L'intérêt d'utiliser une antenne BIE réside dans la possibilité d'entrelacer des surfaces rayonnantes en positionnant sur le plan de masse de la même antenne BIE autant de sources que de spots désirés. La Figure I.22(b) présente une antenne BIE multisources [49] réalisé par le département OSA.

De plus, l'antenne BIE permet grâce à ses propriétés d'augmenter la directivité de la source primaire. Il est donc possible d'obtenir des faisceaux de directivité importante, correspondant chacun à une tâche rayonnante de diamètre important d_1 à la surface du matériau BIE, tout en conservant un faible espacement d entre les sources élémentaires. La distance entre ces sources élémentaires devra être choisie de façon à ce que les faisceaux engendrés par le focaliseur se recourent à $-4dB$.

L'antenne B1E multisources peut être une solution pour répondre au problème posé dans le paragraphe IV.1 car la condition d'entrelacement des sources focales qui permet assurer une couverture multispots sur le sol avec de bonnes performances est réalisé simplement sans BFN. Cette solution permet d'utiliser une seule antenne à réflecteur et donc réduire le coût global du satellite.

Les différents systèmes énoncés ci-dessus permettent d'obtenir une couverture multispots. Outre l'aspect multifaisceaux, une mission spatiale requiert un fonctionnement bibande pour assurer les voies montantes et descendantes. Nous allons donc maintenant détailler ces différents procédés multifréquences. Finalement, nous combinerons les différents systèmes multifaisceaux et les différents procédés bibande pour effectuer un bilan.

IV.3 Différents procédés bibande

D'après ce qui a été dit précédemment, Le principal obstacle à l'utilisation de ces systèmes pour des applications spatiales tenait en effet à leur faible bande passante. En effet, un seul système ne peut fonctionner à la fois en réception (RX) et transmission (TX). C'est pourquoi des solutions sont recherchées pour ces applications afin d'améliorer la bande passante des systèmes. Par conséquent il est nécessaire de concevoir des antennes qui assurent le fonctionnement sur les voies montante et descendante de ces applications. Les différentes possibilités sont présentées ci-dessous.

IV.3.1 Deux systèmes disjoints

Ce procédé consiste à utiliser deux système disjoints [50] pour assurer une couverture spatiale (mono-faisceau ou bien multi-faisceaux) sur les deux voies montante et descendante. Dans ce cas, un réflecteur parabolique associé à un réseau focal est utilisé pour assurer la voie montante. De la même façon, un autre réflecteur associé à un réseau focal est utilisé pour assurer la mission sur la voie descendante, comme illustré sur la Figure I.23. Un rapport relatif, de l'ordre de 1.5, entre le diamètre de deux réflecteurs *RX* et *TX* est exigé, afin d'obtenir la même ouverture angulaire de faisceaux sur le sol [51].

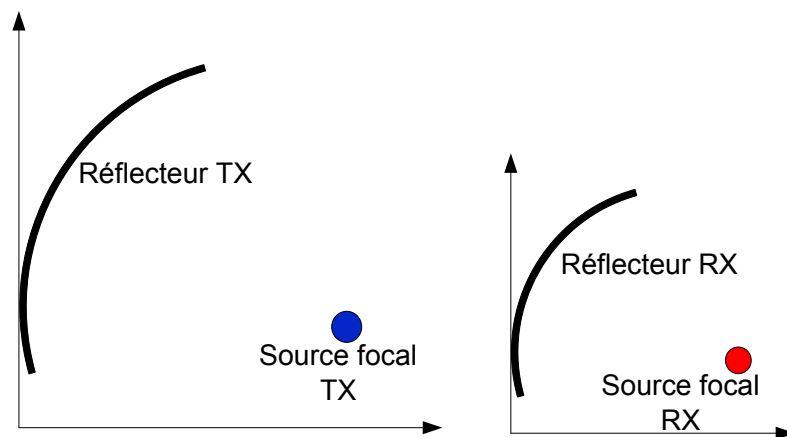


FIGURE I.23 : Configuration du système disjoint (un réflecteur pour TX et un réflecteur pour RX)

IV.3.2 Utilisation d'un sub-réflecteur à surface dichroïque

Ce procédé consiste à utiliser, pour assurer conjointement la voie montante et descendante une antenne à double réflecteur [52, 53], dont le réflecteur auxiliaire est une surface dichroïque qui est parfaitement réfléchissante pour la fréquence haute et transparente pour la fréquence basse, comme indiqué sur la Figure I.24. Cette dernière montre que, le même réflecteur principal

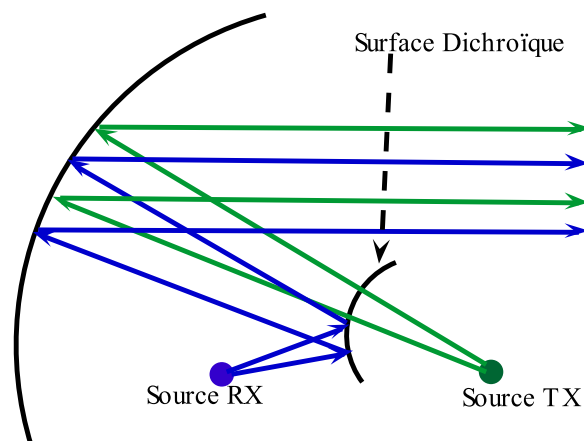


FIGURE I.24 : Système à double réflecteur

est utilisé pour les 2 bandes mais celui ci est illuminé par deux réseaux focaux différents qui sont chacun monobande et associé à une voie.

IV.3.3 Réseaux focaux bibande

Une autre approche peut être adoptée pour assurer un fonctionnement bi fréquence avec un réflecteur parabolique. Elle consiste à utiliser un réseau focal bibande, Fig.I.25(a). Ce procédé utilise souvent les antennes cornets bibandes comme sources focales, Figure I.25(b) [54]. L'inconvénient majeur est que les performances d'une structure bibande sont moindres qu'un

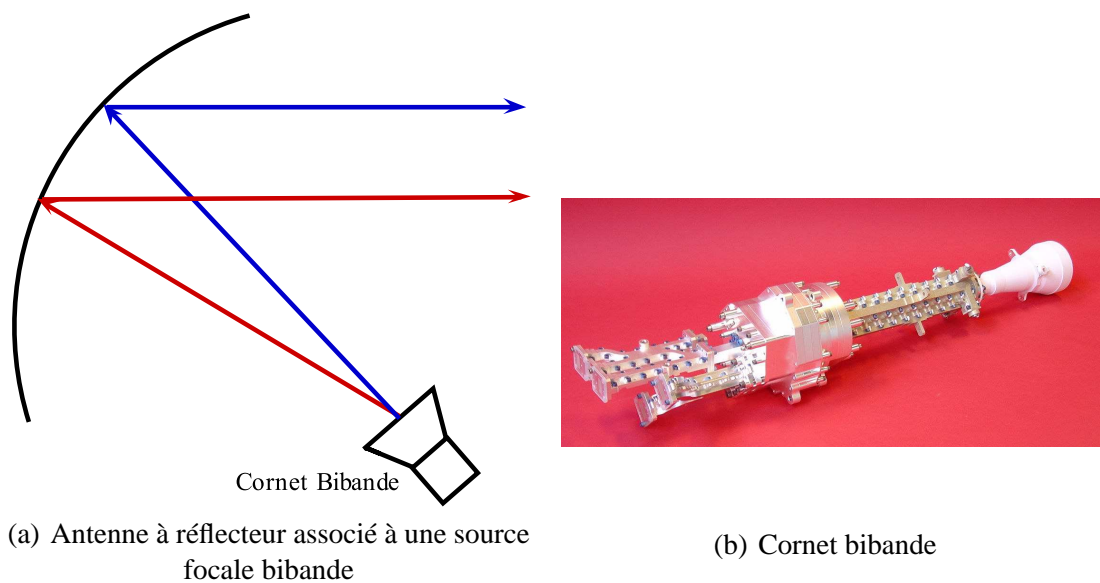


FIGURE I.25 : *Système avec réseaux focaux bibandes*

dispositif destiné à fonctionner sur une seule bande.

Après avoir déterminé les différents procédés bibandes à base d'antenne à réflecteur, nous allons combiner ces procédés avec les différents systèmes multifaisceaux afin de présenter les différents dispositifs qui permettent de réaliser une couverture spatiale multifaisceaux sur les deux voies.

IV.4 Différents dispositifs bibandes multifaisceaux

Le Tableau III.1 résume le nombre des réflecteurs et de réseaux focaux à utiliser dans chaque dispositif afin d'assurer une couverture spatiale multifaisceaux sur les deux voies *TX* et *RX*.

Comme le montre le Tableau III.1, neuf dispositifs pourraient être adoptés pour réaliser une couverture spatiale bibande multifaisceaux. Dans la suite de cette partie, nous allons détailler le

Procédé bibande / Système multifaisceaux	Deux systèmes disjoints	Antenne à Réflecteur avec sub dichroïque	Réseaux focaux bibande
Antenne à réflecteur à bouquets de source	<ul style="list-style-type: none"> •2 réflecteurs •2 réseaux focaux et 2 BFN 	<ul style="list-style-type: none"> •1 double réflecteur •2 réseaux focaux 	<ul style="list-style-type: none"> •1 réflecteur •1 réseau focal avec BFN bibande
Système à multiples antennes à réflecteurs	<ul style="list-style-type: none"> •8 réflecteurs •8 réseaux focaux 	<ul style="list-style-type: none"> •4 double réflecteurs •8 réseaux focaux 	<ul style="list-style-type: none"> •4 réflecteurs •4 réseaux focaux bibande
Nouveau système: Antenne BIE	<ul style="list-style-type: none"> •2 réflecteurs •2 antennes BIE 	<ul style="list-style-type: none"> •1 double réflecteur •2 antennes BIE 	<ul style="list-style-type: none"> •1 réflecteur •1 antenne BIE bibande

TABLE I.1 : Bilan des différents procédés étudiés

principe de fonctionnement de chacun de façon à mettre en avant les avantages et les inconvénients.

Si le système multifaisceaux est une antenne à simple réflecteur en offset associé à un réseau focal avec un circuit de formation de faisceaux, nous aboutissons, quel que soit le procédé bibande à un dispositif qui est compliqué, lourd et très coûteux du fait de l'utilisation d'un ou plusieurs BFN. Etant donné la difficulté de conception de ce dernier sur une bande, nous ne pensons pas qu'il existe un réseau focal avec BFN bibande et donc que le procédé N°3 soit possible.

Si le système multifaisceaux consiste à utiliser de multiples antennes à réflecteur, l'inconvénient majeur, pour tous les procédés bibande, est bien évidemment le nombre de focaliseurs et de réseaux focaux. En effet, le poids, le volume et les systèmes d'alignement sont très pénalisants en terme de prix dans une application spatiale où le coût du kg lancé est exorbitant et où la charge utile n'est pas démesurée. Toutefois, la majorité des missions actuelles adoptent le dispositif à huit réflecteurs et à huit réseaux focaux car ce concept est bien maîtrisé et il permet d'aboutir à des performances très satisfaisantes. En effet, l'adoption de surface dichroïque pose des problèmes de bande passante. De plus, l'utilisation des quatre mêmes réflecteurs pour les deux bandes n'est pas optimal car assurer des performances similaires n'est pas aisé. Finale-

ment, les réseaux focaux bibandes souvent à base de cornets ne sont pas simples à concevoir et n'offrent pas des caractéristiques idéales sur les deux voies. Beaucoup de travaux ont été réalisés sur ces types de sources focales [51, 55], notamment pour la mission CONUS (CONTinental United States) sur les deux voies montante et descendante.

Une solution intéressante et innovante est d'utiliser une antenne BIE comme structure focale d'une antenne à réflecteur. Des travaux ont déjà été menés au sein du laboratoire XLIM pour concevoir un dispositif mais uniquement sur voie montante (RX). Ce système a permis de s'affranchir de quatre réflecteurs ou du BFN en amont de l'antenne. Mais ce concept serait encore plus intéressant s'il pouvait être adapté à deux bandes pour assurer les missions spatiales en transmission et en réception. Le dispositif le plus attrayant consiste à concevoir une antenne BIE multisource bibande qui associée à une seule antenne à réflecteur permettrait de réaliser une couverture multifaisceaux sur les deux voies. Ce concept innovant fait l'objet des travaux de cette thèse.

Nous allons voir maintenant quelques travaux qui ont été réalisés sur les antennes BIE bibande dans le cadre d'applications différentes.

V Les antennes BIE bibande

Des études menées par le département OSA d'XLIM ont montré qu'il est possible de concevoir des antennes BIE qui fonctionnent sur deux bandes différentes, [56, 57]. Ces développements ont été effectués dans le cadre d'applications terrestres comme par exemple, la téléphonie mobile qui utilise des bandes de fréquences autour de 900MHz et de 1800MHz.

La figure I.26(a) présente un prototype réalisé en 2004 par le département OSA [58] et fonctionnant sur les bandes de fréquences 4.2GHz et 7.2GHz pour des applications terrestres. L'antenne est composée d'une plaque de permittivité relative 6,57 (*TaconicRF* – 60 en verre téflon) et d'une lame perturbatrice de permittivité relative 2,33 (*TaconicTLY* – 3 en verre téflon). L'excitation de cette antenne était réalisée par un patch double toit. L'antenne réalisée a permis de valider le concept BIE bibande au moyen d'un matériau BIE diélectrique particulier. Malgré que cette antenne fonctionne sur deux bandes de fréquence éloignées qui sont néces-



(a) Antenne BIE bibande diélectrique

(b) Antenne BIE bibande métallique

FIGURE I.26 : Différents exemples d'antennes BIE bibande réalisées à XLIM

saire pour une mission spatiale, elle présente de limitation au niveau de sa faible directivité et de sa source d'excitation par patch. En effet, une application spatiale nécessite un système d'alimentation par guide d'onde pour la connexion avec les dispositifs en amont tels que les filtres.

Une étude semblable a été menée en 2006 avec une structure BIE métallique [59] fonctionnant sur les deux bandes de fréquences $5.15GHz - 5.35GHz$ et $5.725GHz - 5.825GHz$, pour une application *Hiperlan2*, Figure I.26(b).

Cette antenne présente les mêmes inconvénients que l'antenne présentée ci-dessus. De plus, ce concept présente une limitation importante au niveau des bandes de fonctionnement qui sont trop proches pour notre application spatiale.

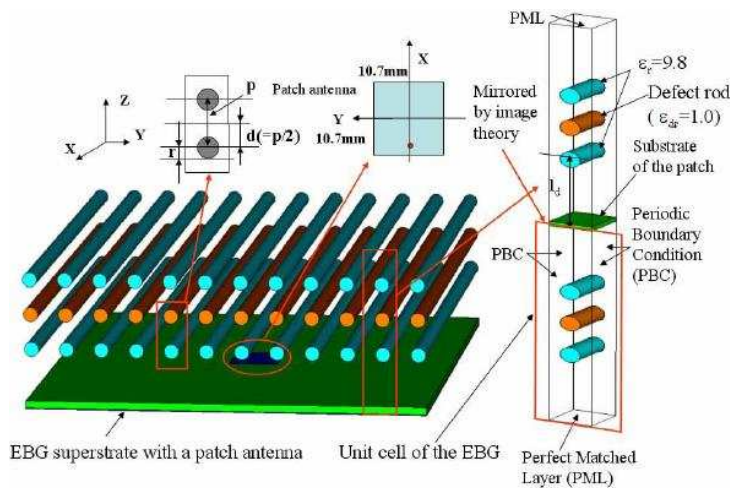


FIGURE I.27 : Antenne BIE bibande réalisée par l'université américaine

En 2004, une université américaine a proposée une structure BIE bibande [34]. Les deux bandes de fonctionnement sont réalisées par un double défaut. Celui-ci est créé par deux types de barreaux diélectriques qui génèrent deux cavités différentes, Fig.I.27.

Les structures qui ont été conçues ne sont pas adaptées à notre application qui nécessite un rapport particulier entre les bandes de 1.5, une directivité spécifique de manière à illuminer correctement le réflecteur sur les deux bandes, un centre de phase commun pour les deux bandes car l'antenne sera placée au foyer du réflecteur et enfin un système d'alimentation en guide d'onde.

VI Démarche de l'Etude

L'objet des travaux de cette thèse est de concevoir une antenne BIE bibande pour illuminer un réflecteur parabolique dans le cadre d'une mission spatiale multimédia et multifaisceaux en voie montante et en voie descendante dans la bande KA (19.5GHz - 20GHz, 29.5GHz - 30GHz). En effet, les systèmes actuels nécessitent un nombre important de réflecteurs ou des circuits de formations de faisceaux compliqués. Dans l'objectif de réduire le poids et le coût, la solution à base d'antenne BIE pourrait être une alternative très intéressante. Toutefois, l'utilisation de l'antenne BIE en temps que source focale d'un réflecteur parabolique dans le cadre de cette application induit des contraintes particulières qui feront l'objet de nos études. Nous pouvons citer le fonctionnement bibande avec des directivités et des centres de phase communs, des excitations par guide d'onde ou le couplage dans la configuration multisources.

Tout d'abord, nous effectuerons des études sur une antenne monosource avec un matériau BIE diélectrique. Le principe de fonctionnement, la méthode de conception ainsi que les performances d'une telle structure seront détaillés dans le chapitre II. De façon à valider le principe, un prototype sera proposé et une étude avec le réflecteur parabolique sera donnée.

Dans le chapitre III, nous effectuerons des études avec un matériau BIE métallique. Nous proposerons différents concepts qui permettent de s'affranchir des problèmes rencontrés avec la configuration diélectrique. Une étude comparative nous permettra de déterminer le plus performant et nous amènera à la conception d'une antenne monosource à FSSs métalliques passe

bande. Un prototype et une étude avec le réflecteur parabolique seront également proposés dans ce chapitre.

Après ces phases de validation, nous présenterons dans le chapitre IV une antenne BIE bi-bande multisources. Les problèmes de couplage seront traités et des analyses avec des filtres seront expliquées. Les études avec le réflecteur parabolique et les couvertures multispots obtenues clôtureront ce chapitre.

ETUDE ET CONCEPTION DE L'ANTENNE BIE BIBANDE DIÉLECTRIQUE

Sommaire

I	Introduction	63
II	Les antennes à Bande Interdite Electromagnétique	63
II.1	Représentation des matériaux BIE	63
II.2	Propriétés des matériaux BIE sans défaut	65
II.3	Antennes à Bande Interdite Electromagnétique : différentes théories	66
II.3.1	Méthode BIE à défaut	67
II.3.2	Méthode de l'interféromètre de la cavité Fabry-Pérot	69
II.3.3	Principe de fonctionnement de l'antenne BIE	70
III	Conception d'une Antenne BIE Bibande Diélectrique Excitée par un Guide d'Onde	74
III.1	Contrainte liées à l'application	75
III.2	Conception d'un filtre BIE à 5 GHz	78
III.2.1	Détermination de la hauteur de cavité	78
III.2.2	Sélectivité du filtre BIE	80
III.3	Création du filtre BIE bibande	81
III.3.1	Présentation de la structure	81
III.3.2	Ajustement des fréquences : étude du miroir BIE	83

III.3.3	Etude de la sélectivité fréquentielle du filtre BIE	87
III.3.4	Etude de la réponse angulaire du filtre BIE	89
III.3.5	Bilan	90
IV	Conception et réalisation d'une antenne BIE bibande	91
IV.1	Description et conception du miroir BIE bibande	92
IV.2	Description et conception de la source d'excitation	93
IV.2.1	Description du guide d'onde	93
IV.2.2	Description des fentes d'adaptation	96
IV.3	Validation du prototype par réalisation	96
IV.3.1	Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux	97
V	Etude des Performances avec une antenne à Réflecteur	103
V.1	Présentation du réflecteur parabolique	104
V.2	Rendement de l'antenne à réflecteur	105
V.3	Diagrammes de rayonnement	106
VI	Conclusion	108

I Introduction

Dans le chapitre précédent, les différents systèmes pour des applications spatiales multifaisceaux, ont été présentées. Ces applications nécessitent l'utilisation d'une voie descendante (TX) et d'une voie montante (RX) sur deux bandes de fréquences différentes, pour transmettre l'information au sol via le satellite. Les bandes sont divisées en canaux pour limiter les interférences entre deux spots adjacents au sol.

L'objectif de cette partie est de concevoir structure source focale bibande fonctionnant sur le principe de l'antenne à résonateur BIE à défaut. Cette source focale doit être utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur, dont le but est de réaliser une couverture spatiale multifaisceaux en bande Ka : TX à 20 GHz et RX à 30 GHz. Cette application nécessite l'utilisation du guide d'onde comme source d'excitation pour des raisons de tenue en puissance et de fiabilité.

Dans la première partie de ce chapitre nous rappelons le principe des structures à Bande Interdite Electromagnétique (BIE en français, EBG en anglais). Ce sont des structures périodiques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux. Ces structures possèdent une bande de fréquence et des angles d'incidence dans lesquelles la propagation des ondes est interdites. Ensuite, nous détaillerons la théorie d'une antenne BIE à défaut.

A partir d'une antenne BIE classique, le principe de fonctionnement multifréquences sera détaillé dans la deuxième partie. Ensuite, la conception et la réalisation d'une antenne BIP bibande diélectrique seront présentées avec ses différentes performances.

Une fois ce concept validé, nous allons étudier les performances de cette antenne lorsqu'elle est utilisée comme structure focale d'une antenne à réflecteur.

II Les antennes à Bande Interdite Electromagnétique

II.1 Représentation des matériaux BIE

Les matériaux à bande interdite Electromagnétique ont été définis comme des structures diélectriques ou métalliques périodiques composées d'un empilement de deux ou plusieurs ma-

tériaux. Cette périodicité peut exister dans une, deux ou trois dimensions, Figure II.1 [39, 40], réparties sur des réseaux carrés [60], triangulaires [61] ou hexagonaux [62]. Pour les structures unidimensionnelles on retrouve ce que les opticiens appellent un miroir de Bragg, Figure II.2. En effet, c'est le physicien anglais William Bragg qui a réussi en 1915 à réfléchir 99,5% de l'énergie incidente, à partir d'un empilement de couches diélectriques d'épaisseur $\lambda_g/4$. Ce phénomène s'explique par les multiples réflexions constructives à l'intérieur de chaque interface.

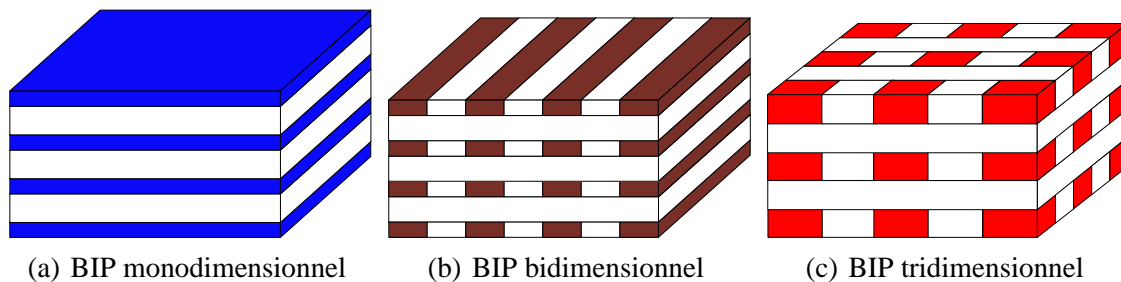


FIGURE II.1 : Exemple de structures périodiques diélectriques 1D (a), 2D (b), 3D (c)

L'analogie entre les équations de *Schroedinger* et les équations de *Maxwell* [63] a permis d'analyser les propriétés électromagnétique de matériaux à bandes interdites électromagnétiques bidimensionnels. Des outils permettant de caractériser ces structures périodiques ont été proposées par Brillouin [64].

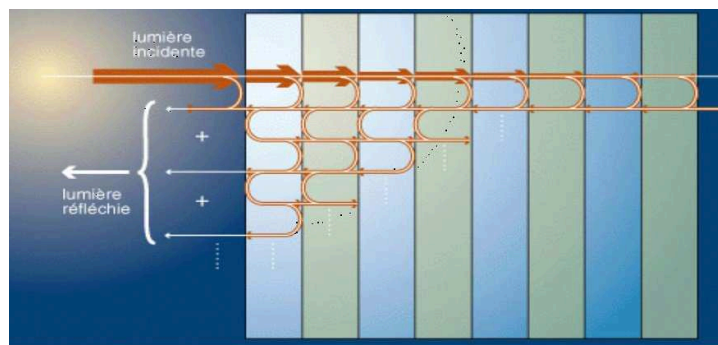


FIGURE II.2 : Principe du miroir de Bragg

En Fait, c'est *E.Yablonovitch* [65, 66] et *S.Jhon* [67] qui ont montré séparément et sur des contextes différents la possibilité de créer une bande de fréquence interdite à partir d'un agencement périodique des matériaux diélectriques, d'où le nom de matériaux à Bandes Interdites Photoniques. L'idée consiste à réaliser un empilement particulier de sphères ou de cubes repartis en 2D ou en 3D. Ces derniers permettent, au contraire de structures 1D, de contrôler la propagation de l'onde dans toutes les directions et pour toutes les polarisations possibles.

Depuis, de nombreux travaux ont été réalisés sur l'étude des matériaux périodiques et leurs applications dans les domaines optique et micro-ondes. Les matériaux BIP ont un grand intérêt dans le domaine d'optique [68, 69]. Nous nous intéressons ici uniquement au domaine micro-ondes pour lequel les structures périodiques sont facilement réalisables. En effet, les technologies existantes sont mieux adaptées à ces longueurs d'onde. Ces structures ont récemment été utilisées pour réaliser des filtres [70], des guide d'ondes [71] et des antennes à Bande Interdite Electromagnétiques (BIE en français, EBG en anglais) [72, 43, 73, 46].

II.2 Propriétés des matériaux BIE sans défaut

Le matériau BIE le plus élémentaire est composée d'un empilement de n plaques diélectriques d'épaisseur $\lambda_g/4$ espacées de $\lambda_0/4$, Figure II.3. La structure se comporte alors comme un miroir qui permet de réfléchir 99.5% (depend de la permittivité des matériaux et du nombre de plaques diélectriques) de l'onde électromagnétique dans une certaine bande de fréquences centrée autour de f_0 . Grâce à la nature périodique de la structure, les ondes interfèrent de manière constructive ou destructive entre les différentes couches selon la valeur du déphasage, en fonction de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence. Le matériau BIE peut être caractérisé

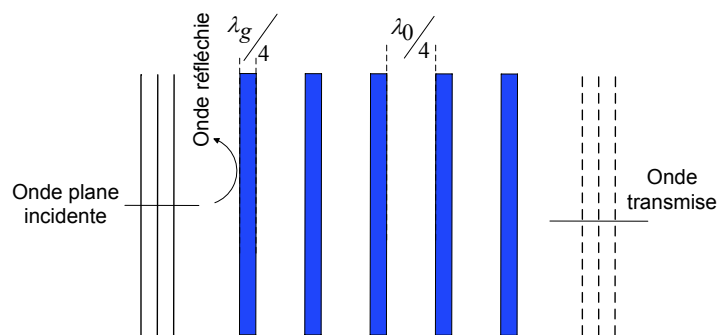


FIGURE II.3 : Structure BIE 1D sans défaut

par son coefficient de transmission et de réflexion. Ces derniers sont obtenus en illuminant un matériau diélectrique périodique par une onde plane. Ces coefficients peuvent être obtenus à l'aide de simulations FDTD [74] ou plus simplement par la méthode des impédances ramenées [75]. Un exemple de coefficients de transmission et de réflexion d'une structure BIE 1D sans défaut obtenu par simulation électromagnétique à l'aide du logiciel *CSTMicroWaveStudio* est donné sur la Figure II.4 avec une incidence normale. Comme le montre la Figure II.4, le co-

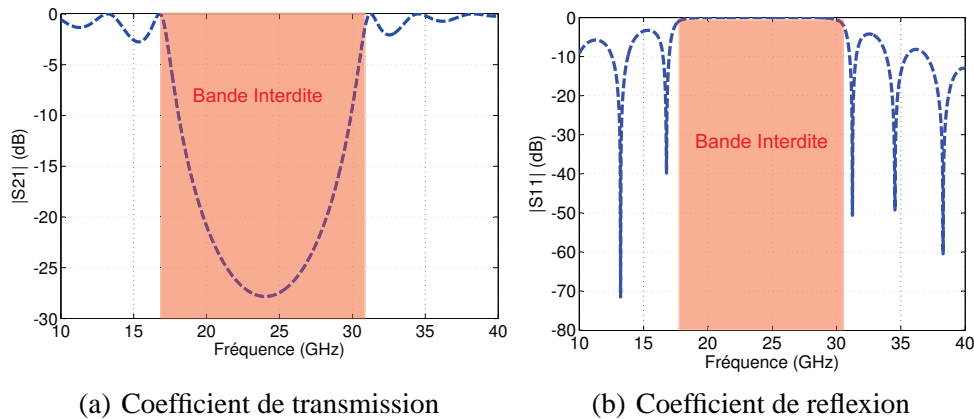


FIGURE II.4 : Coefficient de transmission et de réflexion d'une structure 1D sans défaut

efficient de transmission présente une bande de fréquence où la propagation de l'onde à travers le matériau est impossible. Le niveau et la largeur du coefficient de transmission à f_0 dépendent du nombre de plaques de la structure et de la permittivité relative de la structure. En effet, plus le nombre de plaques de la structure augmente, plus la réflectivité du matériau BIE est importante [33]. Cependant, les structures périodiques 1D sont très sensibles à l'angle d'incidence. C'est pour cela les structures 2D et 3D sont les plus utilisées pour des angles d'incidences variables.

II.3 Antennes à Bande Interdite Electromagnétique : différentes théories

Le fonctionnement de l'antenne BIE peut être expliqué selon plusieurs approches. Généralement, la méthode BIE à défaut est la plus utilisée pour interpréter le fonctionnement de l'antenne BIE [46, 47]. Il existe d'autres approches comme la méthode de la cavité Fabry-Pérot [41, 42] et la méthode des structures à onde de fuite [44]. Dans cette partie, nous allons tout d'abord rappeler l'interprétation basée sur les matériaux BIE à défaut. Ensuite, nous allons décrire la méthode analytique de l'interféromètre Fabry-Pérot.

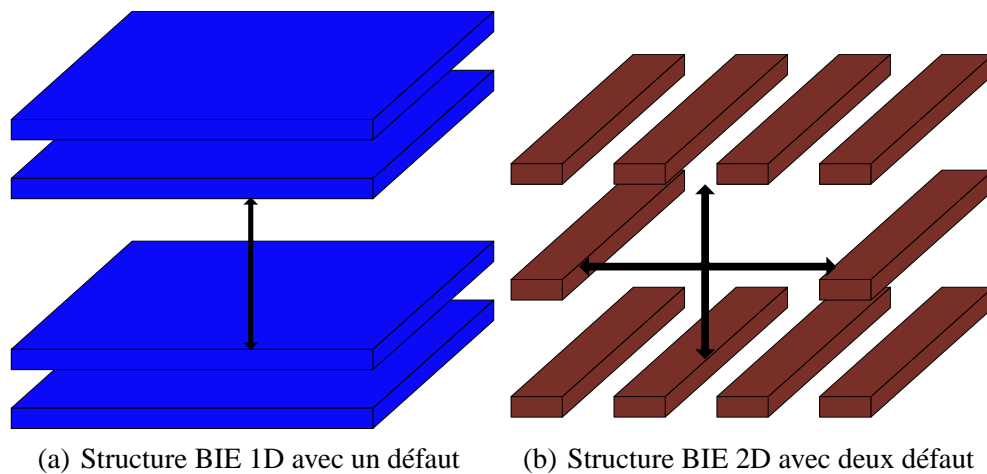


FIGURE II.5 : Exemple du défaut

II.3.1 Méthode BIE à défaut

II.3.1.1 Création du défaut

Cette méthode consiste à créer une bande permise à l'intérieur de la bande interdite par l'insertion d'un défaut dans la structure BIE. Ce défaut peut être une variation locale de la permittivité ou une suppression de motifs. Dans notre cas, nous avons obtenu une bande permise par l'insertion d'un espacement de λ_0 au sein de notre structure périodique 1D, Fig. II.5. Pour les structures 1D, le défaut ne peut être créé que dans la direction de la périodicité par contre pour les structures 2D et 3D les défauts peuvent être créés dans une, deux ou trois directions, comme le montre la Figure II.5. La Figure II.6 présente le coefficient de transmission pour des structures BIE à défaut 1D qui diffèrent par le nombre de plaques et la permittivité. Elle montre l'apparition d'une bande permise au sein de la bande interdite centrée autour de la fréquence f_0 . En effet, l'insertion d'un défaut de périodicité égale à un multiple de λ_0 permet de créer une bande permise tous les f_0 . Pour changer la position de la bande permise dans la bande interdite il suffit de modifier la hauteur du défaut.

II.3.1.2 Création de l'antenne

Afin de créer l'antenne BIE directive, il est nécessaire d'étudier la répartition de champ électrique et magnétique au sein de matériau périodique. La Figure II.7 montre que le champ électrique tangentiel est nul au milieu de la cavité à la fréquence f_0 . De plus, la répartition

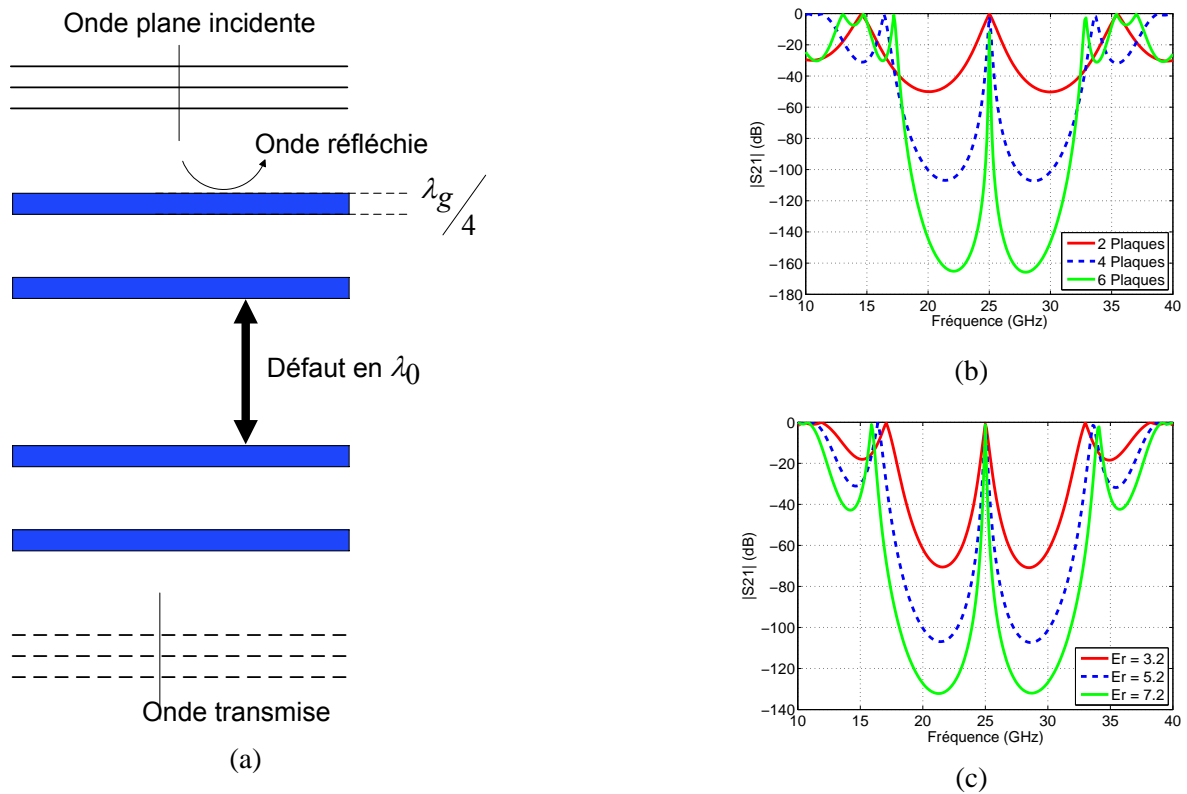


FIGURE II.6 : Coefficient de transmission de structures 1D avec défaut (a) selon le nombre de plaques ($\epsilon_r=5.2$) (b) ou la permittivité (4 plaques)(b)

de champ de façon symétrique montre qu'il est possible d'insérer un plan de masse au milieu du défaut [33]. Puis à cette fréquence f_0 , le matériau BIE agit comme un filtre spatial comme cela est montré dans [63] au moyen d'études dans l'espace des vecteurs d'onde. Finalement, un matériau BIE à défaut avec un plan de masse en milieu n'autorise que quelque direction de propagation [33]. Les propriétés du filtre spatial et fréquentiel sont intéressantes dans la conception d'antennes

Comme le montre la Figure II.8-(b), l'antenne BIE se compose donc, d'une source d'excitation située sur un plan de masse, d'un demi matériau BIE et d'une cavité $\lambda_0/2$.

Un exemple du diagramme de rayonnement de cette antenne est donné sur la Figure II.8-(a). En effet, cette antenne présente un rayonnement directif avec un faible niveau de lobes secondaires et peut être assimilée à une antenne à ouverture rayonnante équivalente. En effet, une cartographie de champ électrique montre que l'amplitude décroît progressivement du centre jusqu'au bord de l'antenne conduisant à une distribution de champ circulaire et apodisée sur la surface de la structure, Figure II.9.

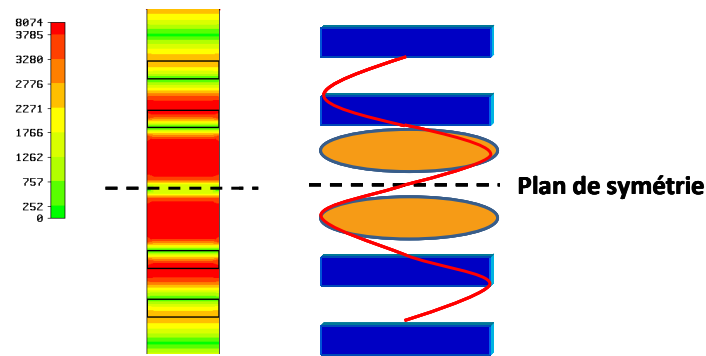


FIGURE II.7 : Répartition du champ électrique à f_0

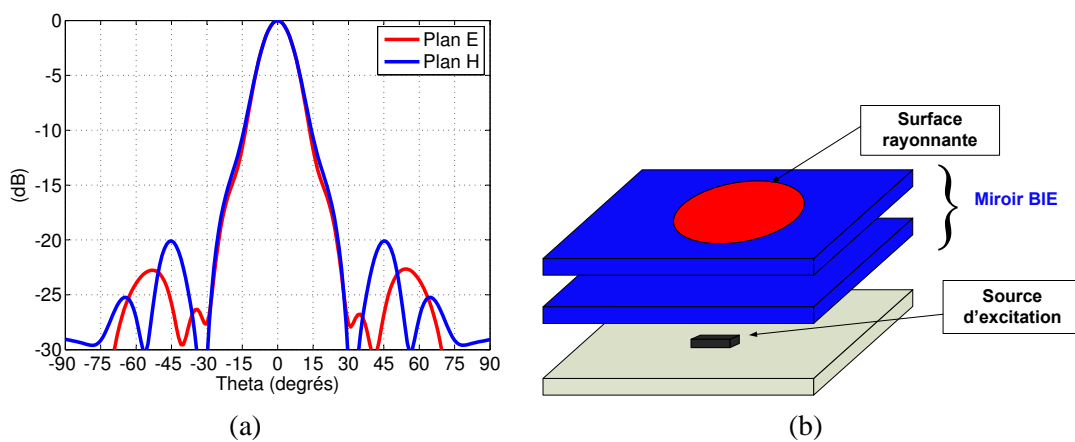


FIGURE II.8 : Diagramme du rayonnement (a) de l'antenne BIE(b)

II.3.2 Méthode de l'interféromètre de la cavité Fabry-Pérot

Le modèle analytique de l'interféromètre de Fabry-Pérot est le plus utilisé pour étudier une structure qui est composée d'une surface partiellement réfléchissant localisée au dessus d'un plan de masse réfléchissant (SPR en français ou PRW en anglais). En effet, c'est V.Trentini [72] qui a utilisé ce modèle pour expliquer l'augmentation de la directivité d'une antenne (guide d'onde) débouchant dans une cavité formée par le SPR et le plan de masse II.10.

L'approche de la cavité Fabry-Pérot a également été étudiée dans les références [41,42,76].

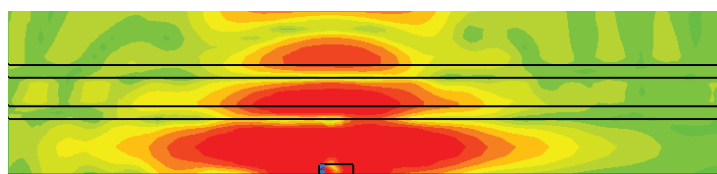


FIGURE II.9 : Cartographie du champ électrique E_x de l'antenne BIE à la fréquence de travail

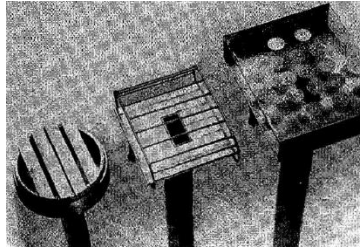


FIGURE II.10 : Schéma de la structure étudiée par V.Trentini

II.3.3 Principe de fonctionnement de l'antenne BIE

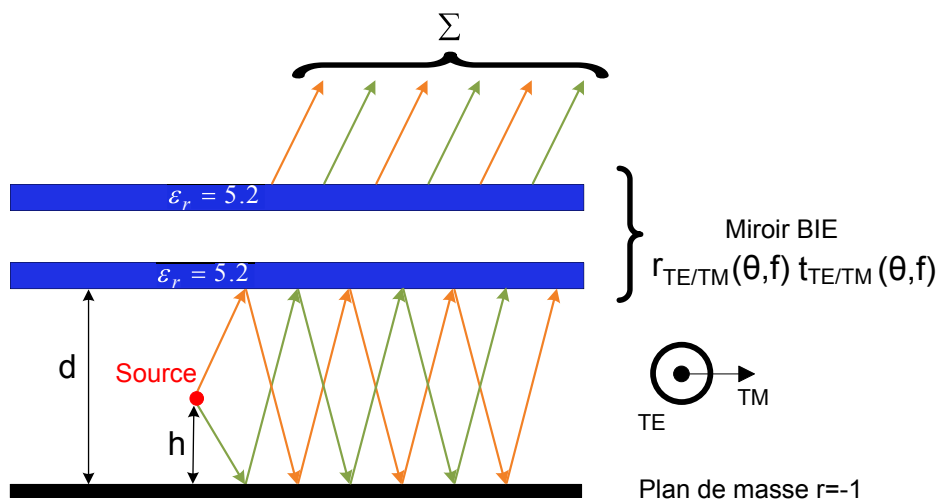


FIGURE II.11 : Principe de fonctionnement de la cavité Fabry-Pérot

Pour calculer les performances d'une antenne BIE, cette dernière peut être considérée comme une cavité Fabry-Pérot à fuite excitée par une source. Cette cavité est composée d'une plan de masse et d'un miroir BIE caractérisé par des coefficients de transmission $t(\theta, f)$ et de réflexion $r(\theta, f)$, Fig.II.11.

La Figure II.12(b) représente le coefficient de réflexion d'un miroir BIE composé de deux plaques diélectriques II.11, pour les deux polarisations TE et TM . Dans le cas d'une polarisation TM et pour un angle d'incidence égale à 67° , on remarque que l'onde TM est complètement transmise. Cet angle correspond à l'angle de Brewster qui peut être calculé à l'interface de deux milieux diélectriques par l'équation II.1 [42].

$$\theta_b = \arctan \left(\frac{\sqrt{\epsilon_2}}{\sqrt{\epsilon_1}} \right) \quad (\text{II.1})$$

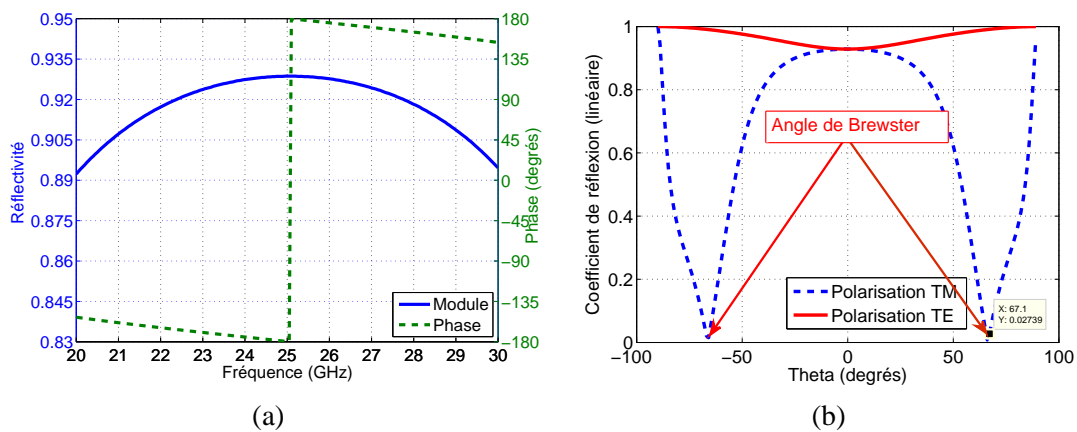


FIGURE II.12 : Coefficient de réflexion fréquentiel (a) et spatial (b) du miroir BIE en incidence normale pour les deux polarisations TE et TM à 25GHz

Avec, ϵ_1 et ϵ_2 la permittivité de deux milieu diélectriques. Dans notre cas, $\epsilon_2 = 5.2$ et $\epsilon_1 = 1$.

Ensuite, les caractéristiques de ce miroir sont utilisées pour calculer la sélectivité spatiale et fréquentielle du filtre BIE. Cette fonction se traduit par la somme des contributions correspondant aux trajets multiples entre le miroir et le plan de masse [77, 78].

$$S_{TE/TM}(\theta, f) = \frac{t_{TE/TM}(\theta, f) \exp(-jk_0 h \cos \theta)}{1 + r_{TE/TM}(\theta, f) \exp(-j2k_0 h \cos \theta)} \cdot j \sin(k_0 d \cos \theta) \quad (\text{II.2})$$

avec r et t les coefficients de réflexion et de transmission du miroir BIE, θ l'angle d'incidence de l'onde et k_0 le vecteur d'onde, h la hauteur de la cavité et d hauteur de la source.

L'équation II.2 montre que la sélectivité spatiale et fréquentielle, dépend des coefficients de transmission et de réflexion du miroir, qui varie suivant la polarisation (Transverse-Magnétique TM ou Transverse-Electrique TE). De plus, elle dépend également de la hauteur de la cavité h , de la hauteur de la source dans la cavité d , de la fréquence f et de l'angle d'incidence θ .

Vu que l'antenne BIE est utilisée pour rayonner dans la direction de zénith, c.à.d. pour un angle d'incidence normale, nous avons exprimé le module de la fonction de transfert pour $\theta = 0$.

$$S_{TE/TM}|(0, f)|^2 = \frac{|t|^2}{1 + |r|^2 + 2|r| - 4|r| \sin^2\left(\frac{2kh - \phi}{2}\right)} \quad (\text{II.3})$$

avec ϕ la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE.

Cette équation est maximum quand la relation suivante est satisfaite :

$$\sin^2 \left(\frac{2kh - \phi}{2} \right) = 0 \quad (\text{II.4})$$

La fréquence de résonance qui correspond à la fréquence où la transmission est maximale peut être calculé par la formule suivante :

$$f = \frac{c}{2\pi h} \left[(2n + 1) \frac{\pi}{2} + \frac{\phi}{2} \right] \quad (\text{II.5})$$

Avec n indice du mode de la cavité.

Nous avons exprimé la sélectivité du filtre BIE donné Figure II.11 et en considérant $d = 0$ et $h = 6\text{mm}$ qui satisfait II.5 à 25GHz avec la réflexion du miroir BIE donnée II.12(a).

La Figure II.13 représente la sélectivité de la structure BIE en fonction de la fréquence pour les ondes qui arrivent en incidence normal et ceci pour les deux polarisations TE et TM . Un pic de transmission apparaît autour de 25GHz c.à.d quand l'équation II.4 est satisfaite, ce qui met en évidence le caractère résonnant et la filtrage fréquentielle de la cavité Fabry-Pérot.

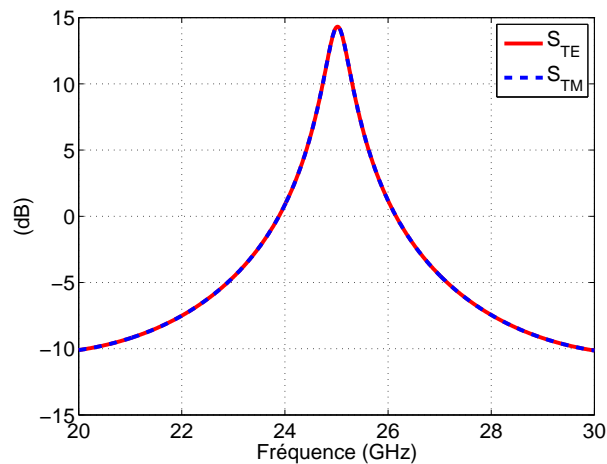


FIGURE II.13 : Sélectivité fréquentielle du filtre BIE pour les deux polarisation TE et TM

La Figure II.14 montre la sélectivité spatiale de la structure BIE à la fréquence de résonance de 25GHz en fonction de l'angle d'incidence de l'onde. Cette Figure montre que la sélectivité

spatiale est maximum pour la direction $\theta = 0$. L'influence de l'angle de Brewster est très visible dans le cas de la polarisation TM . Pour cela, le filtrage autour de cet angle est moins bon.

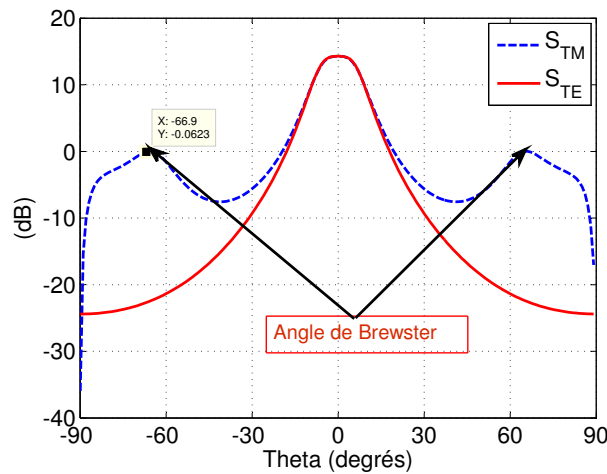


FIGURE II.14 : Sélectivité spatiale du filtre BIE à 25 GHz

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE peuvent être obtenus en multipliant la fonction de transfert du filtre spatial par les diagrammes de la source. Pour chaque fréquence, les composantes $E_{\theta(\theta,\varphi)}$ et $E_{\varphi(\theta,\varphi)}$ sont respectivement données par II.6 et II.7.

$$E_{\varphi_{RAY}}(\theta, \varphi) = E_{\varphi_{source}}(\theta, \varphi) \cdot S_{TE}(\theta)|_{f_i} \tag{II.6}$$

$$E_{\theta_{RAY}}(\theta, \varphi) = E_{\theta_{source}}(\theta, \varphi) \cdot S_{TM}(\theta)|_{f_i} \tag{II.7}$$

La Figure II.15 montre le diagramme de rayonnement, obtenu analytiquement à 25GHz, de la structure BIE donnée Fig.II.11 et excitée par un patch. On perçoit notamment l'effet de l'angle de Brewster sur le diagramme de rayonnement $E_{\theta_{RAY}}(\theta, 0^\circ)$. En effet, autour de cet angle le miroir présente une réflectivité très faible. Cela explique la remontée de lobe secondaire autour de 65° .

Pour conclure, cette approche optique permet d'étudier le comportement d'une antenne BIE. Le résonateur Fabry-Pérot est considéré comme un filtre spatial et fréquentiel dont les caractéristiques principales dépendent du miroir semi réfléchissant. Cette méthode analytique permet de concevoir et de modéliser des antennes BIE diélectriques 1D, pour lesquels le calcul analy-

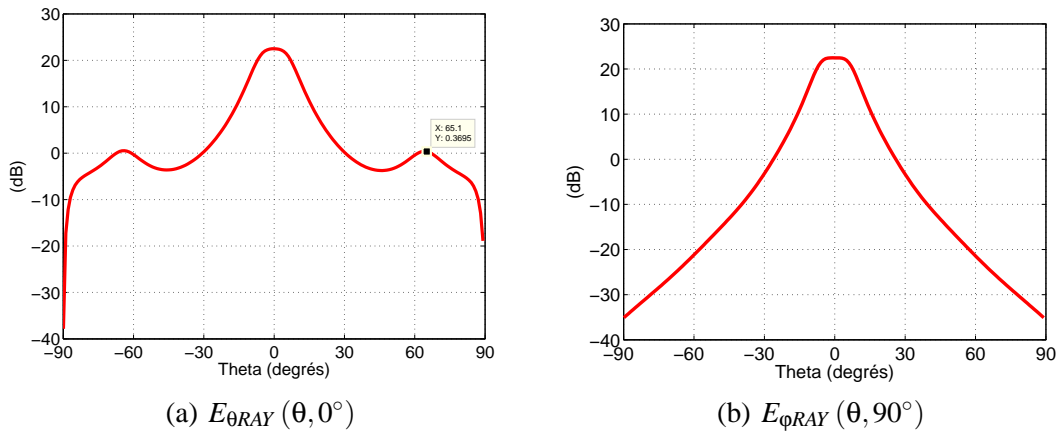


FIGURE II.15 : Diagrammes de rayonnement à 25GHz

tique des caractéristiques du miroir est possible quel que soit l'angle d'incidence, d'une manière rapide. C'est pour cela que nous allons utiliser cette méthode pour concevoir une antenne BIE bibande.

III Conception d'une Antenne BIE Bibande Diélectrique Excitée par un Guide d'Onde

Cette partie est consacrée à la conception et la réalisation d'une antenne BIE bibande diélectrique fonctionnant sur les voies émission et réception d'une mission spatiale de télécommunication. Les bandes fréquentielles sont centrées autour de 20GHz (f_0) pour la TX et autour de 30GHz ($1.5 * f_0$) pour la RX. Pour réduire le coût de fabrication et également en fonction des diélectriques disponibles nous avons choisi de réaliser un prototype bibande fonctionnant à des fréquences plus basses, soit 5GHz (f_0) et 7.5GHz ($1.5 * f_0$).

Cette partie se déroulera en trois étapes. Nous allons présenter, dans un premier temps, les différentes contraintes sur les miroirs BIE dans le contexte de conception d'une antenne BIE multifréquences. De même, nous présentons les conditions nécessaires pour que cette antenne soit compatible pour une application spatiale. A partir de là, nous allons concevoir une antenne BIE bibande à partir d'une antenne monobande par l'insertion d'un élément diélectrique perturbateur au sein de la cavité pour modifier le fonctionnement et ainsi pour provoquer un changement de fréquence afin d'obtenir l'écart fréquentiel voulu. Une troisième partie sera consacrée à

la conception de la source d'excitation afin d'obtenir une bonne adaptation de la structure complète, c.à.d. de l'antenne BIE bibande. Nous présenterons, dans une dernière partie les résultats théoriques et expérimentaux de cette antenne.

L'objectif est d'améliorer le principe d'antenne BIE bibande diélectrique développé par *L.Leger* [56] et de l'adapter aux contraintes d'une application spatiale où l'antenne devra illuminer un réflecteur parabolique. L'originalité de nos travaux réside au niveau de la source d'excitation et du réglage de la directivité et du centre de phase [79] sur les deux bandes de l'antenne BIE.

III.1 Contrainte liées à l'application

L'objectif principal de cette étude est de proposer un nouveau fonctionnement de l'antenne BIE pour assurer les voies émission et réception d'une mission spatiale de télécommunication : Deux bandes de fréquence sont visées : f_L pour la *RX* et f_H pour la *TX* avec $f_H = 1.5 * f_L$.

Pour assurer un fonctionnement bibande, il faut que le miroir BIE respecte certaines conditions pour les deux bandes de fréquences.

- Condition pour assurer un fonctionnement antennaire multifréquences : La phase du coefficient de réflexion du miroir de BIE doit vérifier la condition de résonance (eq.II.5) sur les deux fréquences disjointes f_L et f_H .

Etant donné que l'écart fréquentiel entre les deux bandes est de l'ordre de 1.5 ($f_H/f_L = 1.5$) et que la hauteur de l'antenne est invariante, la phase du coefficient de réflexion sur les deux bandes ϕ_L et ϕ_H doit vérifier la formule II.8 pour avoir un fonctionnement multifréquence sur le mode fondamentale ($n = 0$).

$$\phi_L = \frac{\phi_H - 0.5\pi}{1.5} \quad (\text{II.8})$$

La hauteur de cavité qui permet le fonctionnement bibande sur le mode fondamentale peut être exprimée en fonction de la phase du coefficient de réflexion à partir de l'éq.II.5 par l'équation II.9.

$$h = \frac{\lambda}{2} \left[\frac{1}{2} + \frac{\phi}{2\pi} \right] \quad (\text{II.9})$$

Avec ϕ , est la phase du coefficient de réflexion. Pour que cette égalité soit vérifiée sur les deux bandes de fréquence, il faut que la phase ϕ vérifie l'éq.II.8.

L'antenne BIE à défaut multifréquences doit être utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur. Cela entraîne des contraintes sur ses caractéristiques de rayonnement. Ainsi, la position du centre de phase et la forme du diagramme de rayonnement doivent être contrôlées sur les deux bandes.

- Condition liée au centre de phase : Par définition le centre de phase est considéré comme le point de référence qui permet d'avoir une variation minimale de la phase de la composante majoritaire rayonnée en champ lointain, 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 θ_s .

Dans le cas des antennes à réflecteurs paraboliques la position du centre de phase de la source focale doit être connue avec précision et, elle doit coïncider avec le foyer du réflecteur. Cette condition doit être respectée de façon à maintenir une loi de phase constante sur l'ouverture du focaliseur et ainsi minimiser les aberrations de phases. Ces dernières, entraîneraient une déformation des diagrammes de rayonnement et une diminution du gain de l'antenne à réflecteurs [80].

La position du centre de phase d'une source focale, suivant l'axe du pointage vers le réflecteur, peut être calculé par la formule suivante [81] :

$$\frac{z_{cp}}{\lambda} = \frac{\psi(0, \varphi) - \psi(\theta_s, \varphi)}{360(1 - \cos \theta_s)} \quad (\text{II.10})$$

Avec $\psi(0, \varphi)$ et $\psi(\theta_s, \varphi)$ phases du diagramme de rayonnement de la structure focale en $\theta = 0^\circ$ et au niveau du demi angle d'interception du réflecteur θ_s dans le plan de coupe φ considéré, z_{cp} est la position du centre de phase par rapport à l'origine de calcul du diagramme de rayonnement.

Dans notre cas, comme l'antenne BIE bibande sera utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur, cette antenne doit présenter le même centre de phase sur les deux bandes de fréquence afin d'obtenir des performances satisfaisantes et équivalentes.

Afin d'obtenir la même position du centre de phase de l'antenne BIE sur les deux bandes de fréquence et en considérant que les diagrammes en phase de la source sont invariants pour les deux bandes, la sélectivité du filtre BIE (définie en eq.II.2) doit présenter sur le demi angle d'interception θ_s , la même réponse angulaire en phase sur les deux bandes de fréquence. Par conséquent, l'éq.II.11 doit être vérifiée.

$$\Delta \arg(S(f_L))|_{\theta_s} = \Delta \arg(S(f_H))|_{\theta_s} \quad (\text{II.11})$$

- Condition sur la loi d'illumination du réflecteur : Nous avons vu dans le premier chapitre que le rendement d'une antenne à réflecteur est directement liée au diagramme de rayonnement de la structure focale. Il est donc nécessaire de concevoir une structure focale qui illumine correctement le réflecteur de façon à obtenir une apodisation de -12dB (Fig.II.16) qui permet d'obtenir le meilleur compromis : pertes par apodisation - perte par débordement [15]. Cette condition doit être obtenue sur les deux bandes. Par conséquent, et en considérant que les diagrammes de la source sont invariants sur les deux bandes, le module de la fonction de transfert du filtre BIE doit être identique sur les deux bandes (voir eq.II.6 et II.7) et dans un angle solide délimité par θ_s .

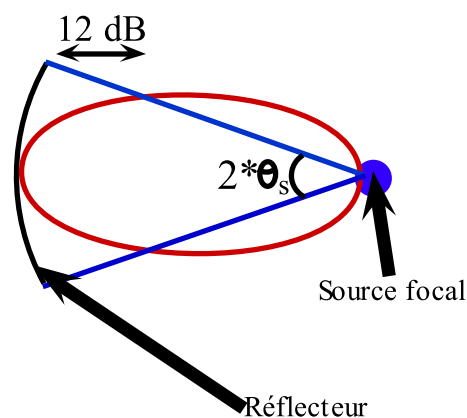


FIGURE II.16 : Exemple d'une illumination optimale d'un réflecteur

En effectuant une approximation, nous pouvons conclure que l'amplitude du paramètre S du filtre doit être le même pour les deux fréquences f_L et f_H (eq.II.12) pour $\theta = 0^\circ$.

$$|S(0, f_L)| = |S(0, f_H)| \quad (\text{II.12})$$

III.2 Conception d'un filtre BIE à 5 GHz

Cette partie est consacrée à la conception d'une antenne BIE fonctionnant à 5 GHz qui correspond à la fréquence basse dans notre application (5 - 7.5 GHz). Cette antenne sera composée de deux plaques diélectriques d'épaisseur 5mm séparés par un gap d'air 15mm et d'une source excitatrice qui repose sur un plan de masse, Figure II.17.

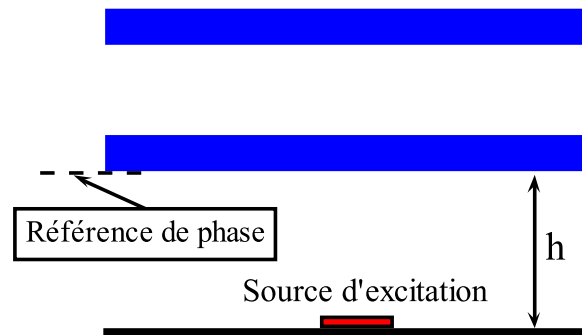


FIGURE II.17 : Antenne BIE à défaut

III.2.1 Détermination de la hauteur de cavité

Etant donné que la fréquence de fonctionnement de l'antenne BIE est donnée par l'éq. II.5, nous allons déterminer la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE afin de calculer la hauteur h de la cavité de l'antenne BIE. Celle-ci peut être donnée par l'équation II.9 pour aboutir à un fonctionnement sur le mode fondamentale.

La Figure II.18 présente la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE pour différentes permittivités des deux plaques diélectriques. On remarque que plus la permittivité diélectrique des matériaux du miroir BIE augmente plus la phase tend vers π à 5GHz. Les valeurs sont de -160° , -167.8° et -173.6° pour respectivement une permittivité de 5.5, 6.5 et 7.5.

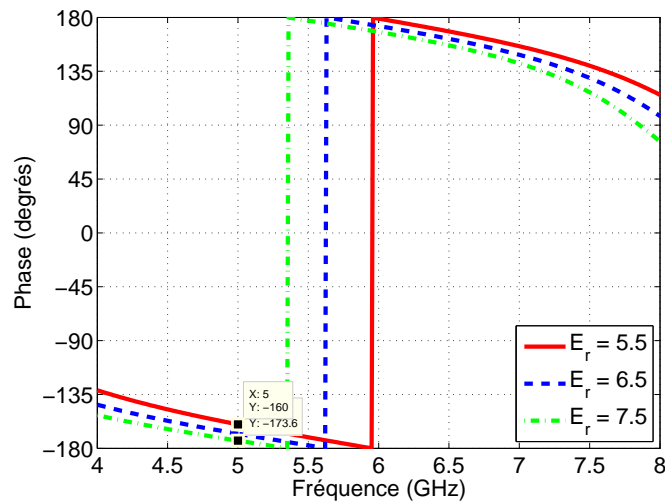


FIGURE II.18 : Phase du coefficient de réflexion du miroir BIE

A partir de ces valeurs de phase du coefficient de réflexion, il est alors possible de calculer la hauteur de la cavité de l'antenne BIE en utilisant II.9 selon la fréquence de fonctionnement désirée sur le mode fondamentale. La Figure II.19 montre la variation de la hauteur de la cavité

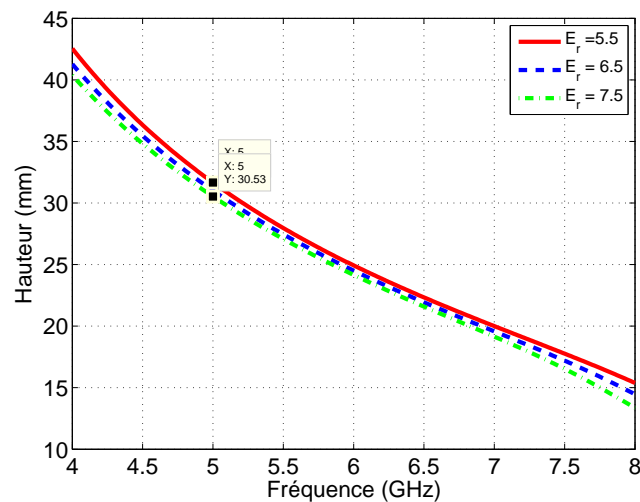


FIGURE II.19 : Calcul de la hauteur de cavité

en fonction de ces fréquences pour différentes structures. Celle-ci varie entre 30.5mm et 31.6mm afin d'obtenir un fonctionnement à 5GHz .

III.2.2 Sélectivité du filtre BIE

Il est bien connue que la directivité d'une antenne BIE est liée à la réflectivité du miroir BIE. La Fig.II.20(a) montre que plus la permittivité diélectrique des plaques augmente, plus le module du coefficient de réflexion du miroir BIE tend vers 1.

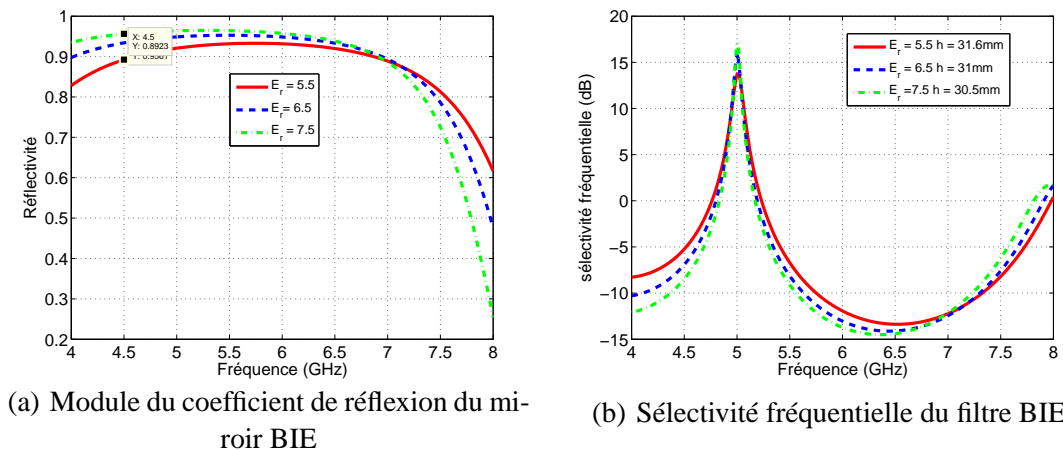


FIGURE II.20 :

Plus le miroir BIE est réfléchif plus l'antenne sera directive mais plus le fonctionnement sera bande étroite. En effet, nous pouvons voir sur le module de la fonction de transfert (Fig.II.20(b)) pour $\theta = 0^\circ$ (équation II.3) que la sélectivité du pic est d'autant plus grande que la permittivité est importante. Les différentes courbes ont été obtenus en prenant la hauteur adéquate suivant le matériau BIE utilisé pour obtenir un fonctionnement à 5GHz, Fig.II.19.

Pour vérifier le bon fonctionnement de l'antenne à 5GHz, il suffit d'utiliser la valeur de la hauteur de cavité obtenue sur la Fig.II.19 pour déterminer la sélectivité fréquentielle de l'antenne BIE.

La sélectivité fréquentielle telle que définie par la formule II.2 de la structure BIE montre l'apparition d'un pic de transmission à 5GHz pour les différentes structures BIE II.20(b). Si on se place à cette fréquence la directivité de l'antenne doit être maximale.

Dans cette partie, nous avons étudié le filtre BIE pour obtenir un fonctionnement à 5GHz. Il faut maintenant s'attacher à obtenir un deuxième point de fonctionnement à 7.5GHz.

III.3 Création du filtre BIE bibande

Dans cette partie, nous sommes attachés à la conception du filtre BIE bibande ($5GHz-7.5GHz$) qui permet de respecter les conditions II.8,II.11 et II.12. En effet, le fonctionnement multifréquences nécessite un miroir BIE avec une phase du coefficient de réflexion qui vérifie l'éq.II.8 sur les deux fréquences désirées. Plusieurs approches peuvent être considérées pour réaliser ce concept [56,34], nous nous sommes intéressés qu'à une seule entre elles.

L'idée est d'insérer un élément diélectrique au sein de la cavité afin d'ajuster les fréquences de fonctionnement. La position de la lame perturbatrice par rapport au miroir BIE permet de modifier la phase du coefficient de réflexion de façon différente pour les deux bandes et permettre d'aboutir conditions souhaitées. Ce réglage passe par des études paramétriques sur la permittivité de la lame, son épaisseur et sa position afin de parvenir à satisfaire dans un premier temps l'éq.II.8. Pour toutes les simulations, la référence de phase est prise sous la plaque la plus inférieure.

III.3.1 Présentation de la structure

La Fig.II.21 présente le miroir BIE avec une lame perturbatrice d'épaisseur $3mm$ et de permittivité $\epsilon_r = 6.5$. A partir de plusieurs simulations, nous allons regarder l'effet de cette lame diélectrique au sein de la cavité.

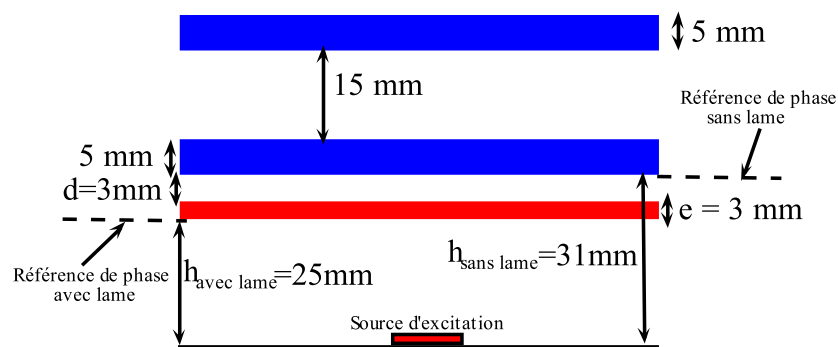


FIGURE II.21 : Filtre BIE avec une lame perturbatrice

A partir de la structure présentée sur la Fig.II.21 il a été possible de déterminer le coefficient de réflexion du miroir BIE avec et sans lame perturbatrice, Fig. II.22. Il est possible de voir sur cette figure que la lame perturbatrice modifie la phase et le module du coefficient de réflexion du

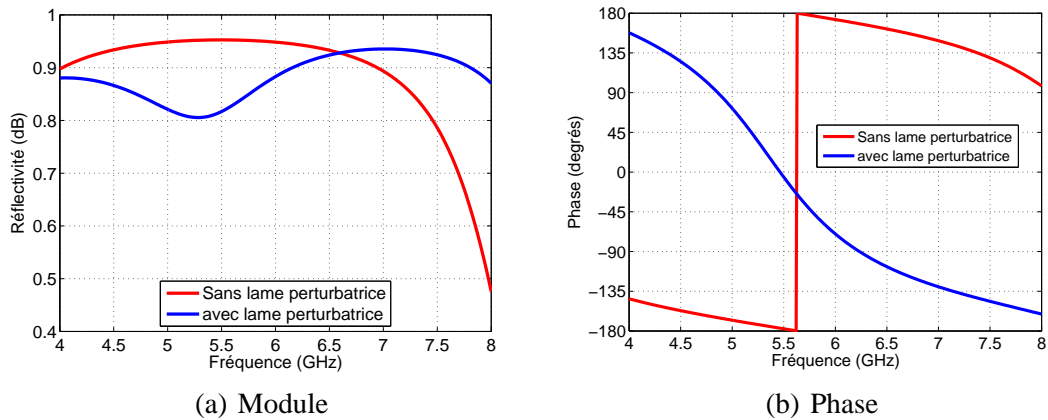


FIGURE II.22 : Coefficient de réflexion du miroir BIE

miroir BIE. Pour avoir un ordre d'idée des résultats qui pourront être obtenus en fonctionnement antennaire, nous avons représenté la sélectivité fréquentielle du filtre BIE en utilisant la formule II.3 avec une hauteur h donnée dans les deux cas sur la Figure II.21.

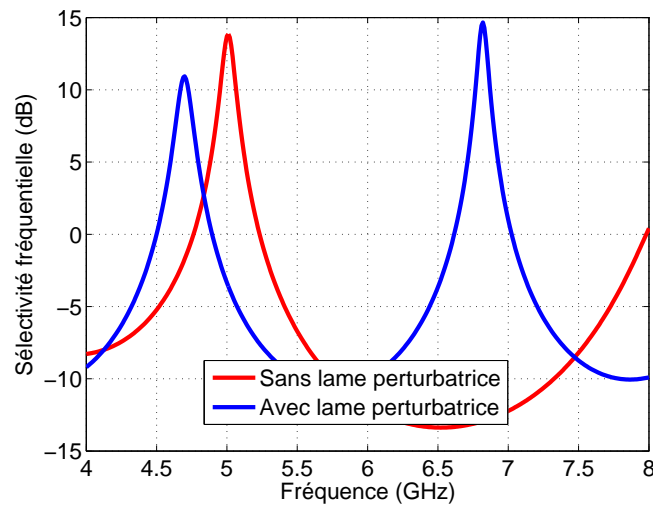


FIGURE II.23 : Sélectivité fréquentielle du filtre BIE avec et sans lame perturbatrice.

L'insertion d'une lame perturbatrice permet de modifier les fréquences de transmission du filtre BIE. La Fig.II.23 montre bien l'apparition de deux pics à 4.7GHz et 6.8GHz qui indique un fonctionnement bibande à des fréquences proches de celles souhaitées .

Il est maintenant nécessaire de modifier la position de ces deux bandes pour travailler à 5GHz et 7.5GHz. Il est donc nécessaire de faire subir une variation de 300MHz pour la première bande et de l'ordre de 700MHz pour la deuxième bande. Pour cela, nous allons modifier les

propriétés de la lame perturbatrice (permittivité, épaisseur, position dans la cavité) afin d'ajuster au mieux les fréquences de travail.

III.3.2 Ajustement des fréquences : étude du miroir BIE

Les propriétés du miroir BIE présentées sur la Fig.II.21 ont été conservés, seules les caractéristiques de la lame perturbatrice vont être modifiées, dans le but d'obtenir les deux bandes fréquentielles voulues.

III.3.2.1 Etude sur la permittivité de la lame perturbatrice

Pour cette étude, la lame perturbatrice a été positionnée à 3mm du miroir BIE avec une épaisseur de 3mm. En faisant varier sa permittivité, il est possible de modifier la phase du coefficient de réflexion, comme le montre la Fig.II.24.

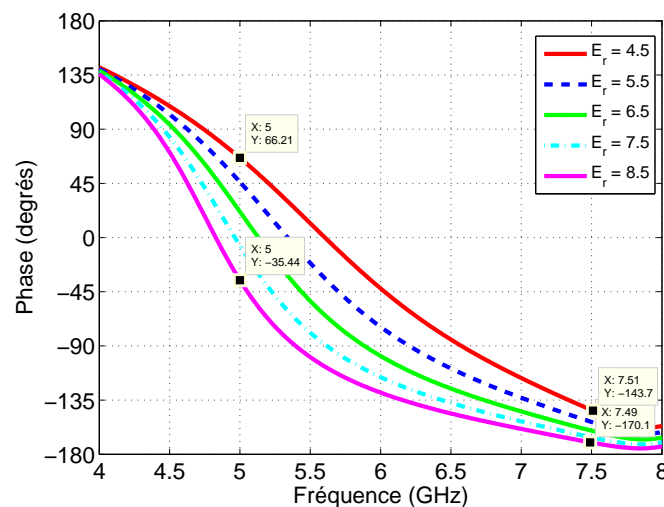


FIGURE II.24 : Phase du coefficient de réflexion du miroir BIE

A partir de ces courbes, il est possible de calculer la hauteur de la cavité pour chaque cas, comme illustré sur la Fig.II.25.

La Figure II.25 montre que pour une lame perturbatrice de permittivité 4.5 et pour une hauteur de cavité de l'ordre de 20.5 mm, la condition II.8 peut être vérifiée à 5GHz et à 7.8GHz. De même, dans le cas où la permittivité est égale à 7.5 et pour une hauteur de cavité de l'ordre de 20.4mm, la condition II.8 peut être vérifiée à 4.6GHz et à 7.5GHz.

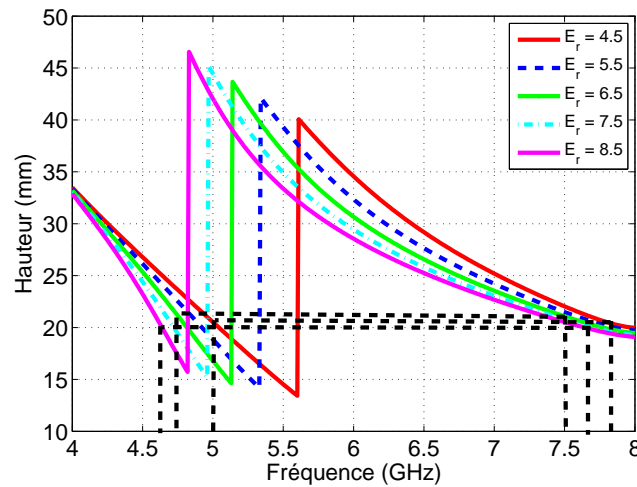


FIGURE II.25 : Hauteur de cavité pour différentes structures

A partir de l'étude de ces courbes, il apparaît clairement que la lame à une forte incidence sur la première bande et très faible sur la deuxième. En effet, la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE varie entre 66° et -35° sur la première bande, tandis que sur la deuxième bande elle varie seulement entre -143° et -170° . Ceci implique une forte variation de la hauteur de cavité sur la première bande par rapport à la deuxième bande. Il est donc possible de modifier une bande sans modifier la deuxième.

III.3.2.2 Etude de la position de la lame perturbatrice

Pour cette étude une lame perturbatrice de permittivité 8.5 et d'épaisseur 3mm est utilisée. Nous nous plaçons donc dans le cas où la condition II.9 est vérifiée pour la fréquence souhaitée à 7.5GHz. En changeant la position de la lame perturbatrice par rapport au miroir BIE, la phase du coefficient de réflexion peut être modifiée, Fig.II.26.

A partir de cette dernière la hauteur de cavité peut être calculée, Fig.II.27.

Ces courbes montrent bien que la lame à une forte influence sur la fréquence de fonctionnement de la première bande et peu sur celle de la bande haute. Il apparaît que pour une lame perturbatrice située à 2mm du miroir BIE avec une hauteur de cavité de l'ordre de 20.6mm deux points de fonctionnement sont obtenus à 4.86GHz et 7.5GHz. Ces fréquences correspondent quasiment aux fréquences désirées, même si la fréquence basse est décalé de 150MHz.

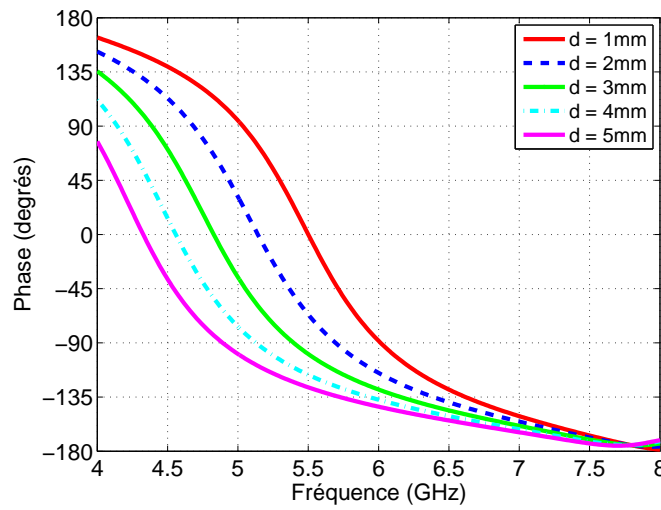


FIGURE II.26 : Phase du coefficient de réflexion du miroir BIE

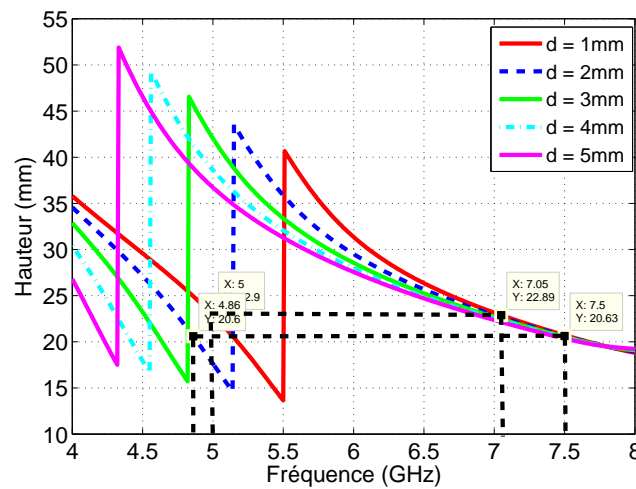


FIGURE II.27 : Hauteur de cavité pour différentes structures

III.3.2.3 Influence de l'épaisseur de la lame perturbatrice

Les dimensions données Figure II.21 sont conservés avec une lame perturbatrice de permittivité 8.5 placée à 2mm du miroir BIE. La phase du coefficient de réflexion est donnée en fonction de l'épaisseur de la lame perturbatrice Figure II.28.

Grâce aux valeurs de phase obtenues, la hauteur de la cavité peut être calculée et elle est tracée sur la Figure II.29.

Pour une lame perturbatrice d'épaisseur 2.5mm et une hauteur de la cavité valeur de l'ordre 21.1mm, un fonctionnement bifréquence est obtenu à 5GHz et à 7.5GHz.

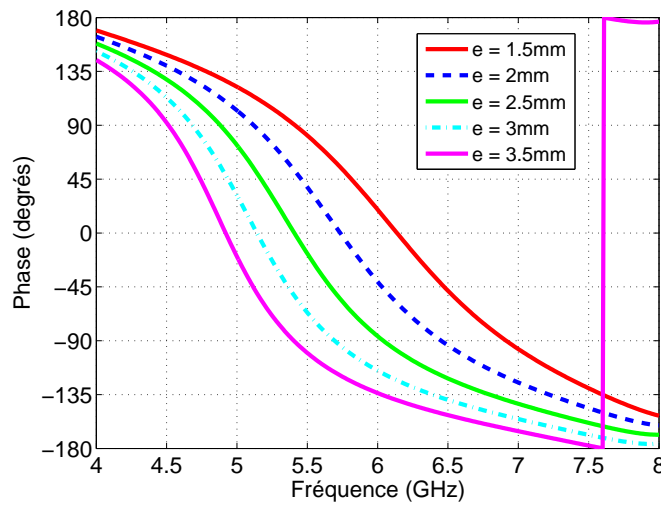


FIGURE II.28 : Phase du coefficient de réflexion du miroir BIE

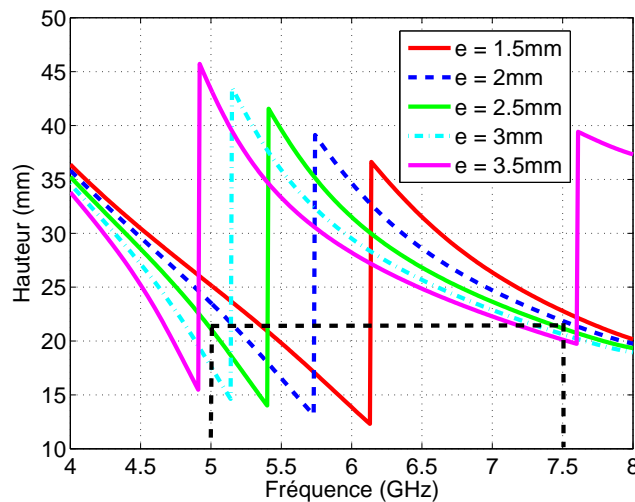


FIGURE II.29 : Hauteur de cavité pour différentes structures

Avec une lame perturbatrice d'épaisseur 2.5mm et de permittivité 8.5 positionnée à 2mm du miroir BIE, il est possible d'obtenir la valeur de phase du coefficient de réflexion ϕ qui vérifie II.8 à 5GHz et à 7.5GHz. L'étude sur les propriétés de la lame perturbatrice à permis d'obtenir non seulement la phase ϕ nécessaire pour créer un miroir BIE bibande, mais également la hauteur de la cavité nécessaire pour créer une antenne BIE bibande (5GHz-7.5GHz).

Les courbes présentées précédemment ont montré que plusieurs géométries étaient possibles pour obtenir un fonctionnement bibande, il peut être maintenant intéressant de comparer la sélectivité du filtre BIE des différents cas afin d'avoir une indication sur les performances antennaires.

III.3.3 Etude de la sélectivité fréquentielle du filtre BIE

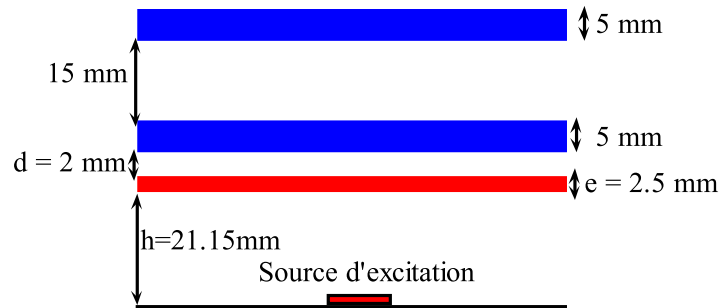


FIGURE II.30 : Miroir BIE bibande

La structure de référence est donnée sur Figure.II.30. Dans ce paragraphe, en raison du grand nombre de paramètres géométriques sur une telle structure, nous allons présenter uniquement l'étude sur l'épaisseur et sur la permittivité de la lame perturbatrice afin d'étudier la sélectivité fréquentielle du filtre BIE.

III.3.3.1 Influence de l'épaisseur de la lame perturbatrice sur la sélectivité du filtre BIE

Pour étudier l'influence de l'épaisseur de la lame perturbatrice, nous allons représenter la sélectivité fréquentielle du filtre BIE pour une incidence normale. La sélectivité fréquentielle du filtre BIE montre l'apparition de deux pics de transmission autour 5 GHz et 7.5 GHz, Fig.II.31. Le cas avec un épaisseur de 2.5mm représente la sélectivité fréquentielle du filtre BIE pour laquelle l'égalité II.8 est vérifiée.

La variation de l'épaisseur entraîne une variation fréquentielle des deux pics. De plus, il apparaît que plus l'épaisseur de la lame perturbatrice augmente, plus la sélectivité fréquentielle sur la deuxième bande est importante et donc plus le résonateur est sélectif. A l'inverse, l'augmentation de l'épaisseur de la lame perturbatrice fait diminuer la sélectivité fréquentielle sur la bande basse. Nous rappelons que plus la sélectivité fréquentielle est importante, plus la directivité de l'antenne sera grande et plus la bande passante sera limitée. De ce fait, l'épaisseur de la lame est un paramètre important pour obtenir les mêmes performances antennaires sur les deux bandes.

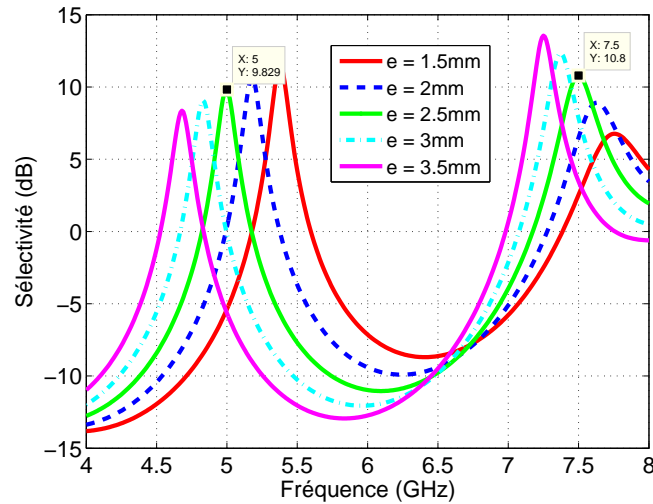


FIGURE II.31 : Sélectivité fréquentielle du filtre BIE pour différentes structures

III.3.3.1.1 Influence de la permittivité de la lame perturbatrice sur la sélectivité du filtre BIE

Dans la seconde étude, pour étudier l'influence de la permittivité de la lame perturbatrice, nous allons représenter la sélectivité fréquentielle du filtre BIE en incidence normale. Suivant la permittivité de la lame, les deux bandes de fréquences pour lesquelles la sélectivité fréquentielle est optimale varie, Fig.II.32. Plus la permittivité de la lame perturbatrice augmente, plus la sélectivité fréquentielle sur la deuxième bande augmente et donc plus le résonateur est sélectif. Par contre, le résonateur devient moins sélectif sur la bande basse quand la permittivité de la lame augmente.

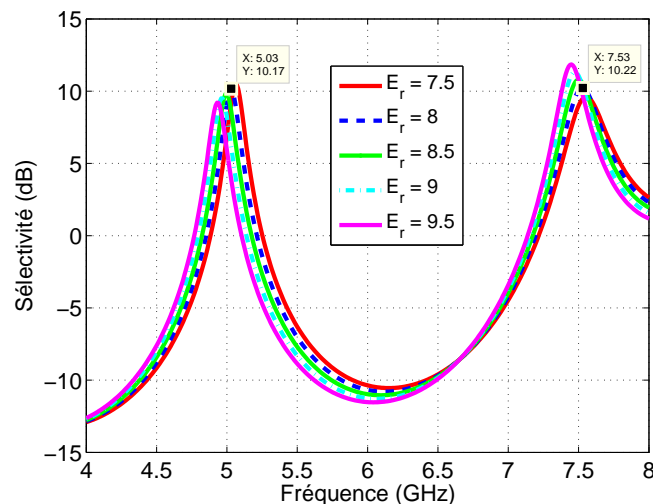


FIGURE II.32 : Sélectivité fréquentielle du filtre BIE pour différentes structures

Pour une permittivité de la lame égale à 8 (courbe bleue) il est possible d'obtenir la même sélectivité fréquentielle sur les deux bandes de fréquences. Dans ce cas, l'égalité II.12 peut être vérifiée. Rappelons que pour obtenir la même illumination de la structure focale sur les deux bandes de fréquences, il faut que la sélectivité du filtre BIE soit identique sur les deux bandes.

Après l'étude fréquentielle filtre BIE bibande, il est nécessaire de déterminer la réponse angulaire de ce filtre en phase qui affectera la position du centre de phase de l'antenne.

III.3.4 Etude de la réponse angulaire du filtre BIE

Pour pouvoir utiliser l'antenne BIE en tant que structure focale d'une antenne à réflecteur, il est nécessaire de déterminer le centre de phase afin que celle-ci coïncide avec le foyer pour les deux bandes de fréquences. Pour cela, il est indispensable d'analyser la réponse angulaire en phase du filtre BIE.

Pour cette étude, le filtre BIE qui a été choisi est présenté Fig.II.30. Comme précédemment, l'épaisseur et la permittivité de la lame perturbatrice ont été paramétrés pour obtenir la réponse angulaire en phase du filtre BIE.

III.3.4.1 Etude sur l'épaisseur de la lame perturbatrice

Pour étudier l'influence de l'épaisseur de la lame perturbatrice, nous allons représenter (Fig.II.33) la réponse angulaire du filtre BIE aux pics de transmission (Fig.II.31) c.à.d. aux fréquences où la sélectivité fréquentielle du filtre est maximale (eq.II.3). Pour obtenir la même position du centre de phase sur les deux bandes de fréquences, il faut que la réponse angulaire du filtre BIE vérifie l'égalité II.11.

Pour une lame perturbatrice d'épaisseur égale à 2mm et pour un angle solide égale à 15° le filtre BIE présente la même réponse angulaire aux pics de transmission c.à.d à 5.2 GHz et à 7.6 GHz. En effet, à ces fréquences, une variation de la réponse angulaire du filtre de l'ordre de 60° est observé. Par conséquent, la position du centre de phase de la structure focale BIE devrait être la même sur les deux bandes de fréquences et cette structure pourrait être utilisée pour une antenne à réflecteur possédant un demi angle d'interception de l'ordre de 15° ($\theta_s = 15^\circ$)

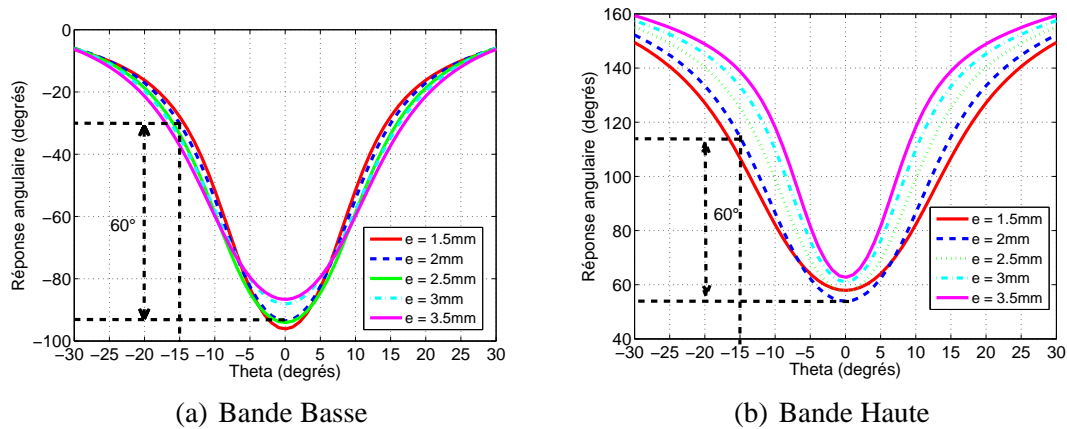


FIGURE II.33 : Réponse angulaire en phase du filtre BIE pour différentes structures

III.3.4.2 Influence de la permittivité de la lame perturbatrice

Après la conclusion précédente, cette étude a pour but de déterminer l'influence de la permittivité de la lame perturbatrice sur la réponse angulaire du filtre BIE. La Figure II.34 représente

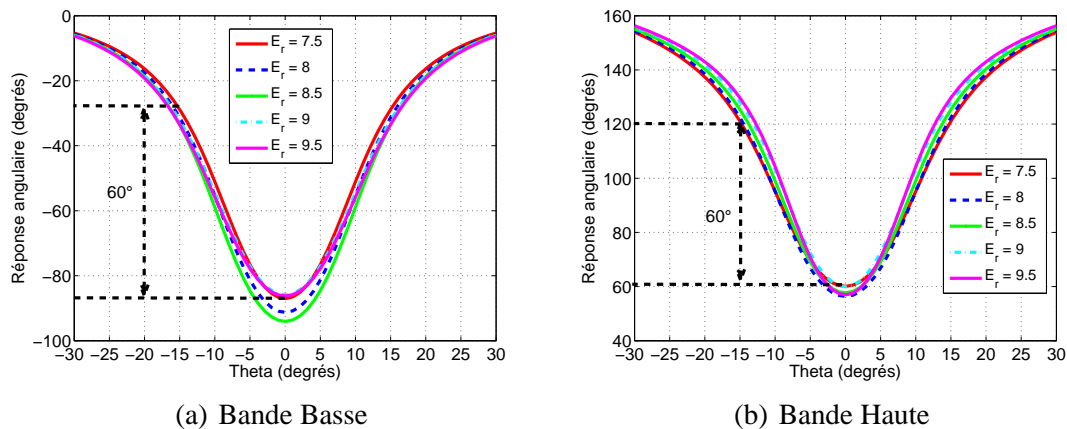


FIGURE II.34 : Réponse angulaire de phase du filtre BIE pour différentes structures

la réponse angulaire de la phase du filtre BIE aux pics de transmission (Fig. II.32) en faisant varier la permittivité de la lame perturbatrice. Pour une permittivité de la lame égale à 7.5 la même réponse angulaire est obtenue sur les deux pics de transmission (5.05 GHz 7.55 GHz).

III.3.5 Bilan

Ces études ont montré, dans un premier temps, que l'insertion d'une lame perturbatrice permettait de modifier le fonctionnement d'une antenne BIE. Ces modifications dépendent de

l'épaisseur de la lame, de la permittivité relative, ou encore de sa position dans la cavité. Ensuite, ces études ont permis de réaliser une structure qui respecte les conditions II.8 pour obtenir les deux bandes désirées. Ces conditions sont respectées lorsque la lame perturbatrice est située à 2mm du miroir BIE avec une épaisseur de 2.5mm et une permittivité égale à 8.5. Cependant, pour que ce miroir soit compatible pour une application spatiale, les conditions II.11 et II.12 doivent être respectées. Les études ont montré que pour que le filtre BIE respecte la condition II.12, il faut utiliser une lame perturbatrice avec une permittivité égale à 8 tandis que la condition II.11 peut être respectée pour une permittivité de lame égale à 7.5. De ce point de vue, les conditions II.11 et II.12 ne peuvent pas être vérifiées avec la même lame perturbatrice. 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. Les résultats issus de ces études doivent permettre maintenant de réaliser une antenne BIE bibande fonctionnant à 5 GHz et 7.5 GHz.

IV Conception et réalisation d'une antenne BIE bibande

Le miroir BIE bibande obtenue au terme de l'étude présentée ci-dessus semble donc convenir pour la réalisation d'une antenne bibande pour des applications spatiales. Elle présente néanmoins un défaut majeur à savoir qu'elle est composée de matériaux trop coûteux. Cette structure ne peut donc être utilisée pour la réalisation d'un prototype universitaire. Pour cela, on a choisi d'utiliser un verre double vitrage comme matériau BIE et un simple verre comme lame perturbatrice. Dans ce cas, la latitude pour régler les fréquences de fonctionnement et les caractéristiques sont réduites.

C'est pour ces raisons que dans cette partie, nous allons concevoir et réaliser une antenne BIE bibande fonctionnant à 4.9 GHz ($f_L = f_0$) et 7.3 GHz ($f_H = 1.48 * f_0$). Le rapport entre les deux bandes de fréquences est légèrement modifié en raison des matériaux disponibles. La structure a donc été redimensionnée.

IV.1 Description et conception du miroir BIE bibande

L'étude et la conception du filtre BIE bibande a été réalisée avec un miroir BIE composée de deux plaques de verre avec 5mm d'épaisseur séparées par un gap d'air de 12mm et d'une lame perturbatrice d'épaisseur égale à 2mm, Fig.II.35.

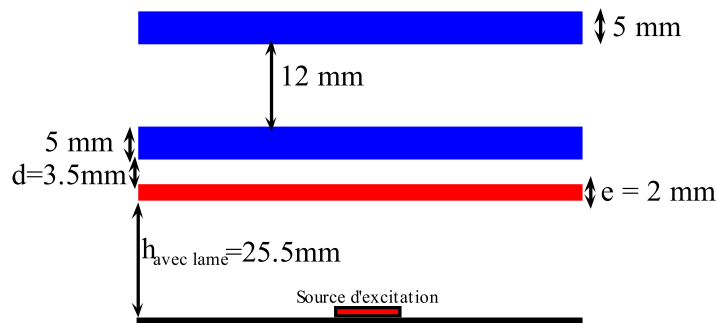


FIGURE II.35 : Dimensions de la structure étudiée

La mesure du verre a permis d'évaluer sa permittivité à 6.64 avec une tangente de pertes $\tan \delta = 2.10^{-2}$. Le seul paramètre restant à définir est la position de la lame perturbatrice par rapport au miroir BIE. La Figure II.36 montre qu'il est possible possible d'obtenir un filtre BIE

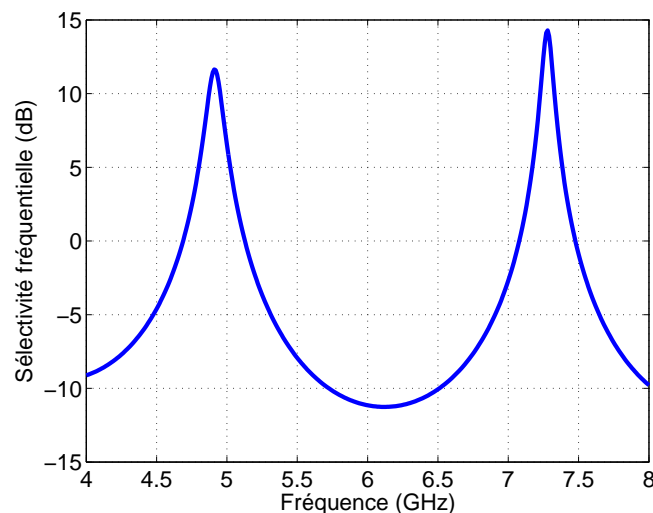


FIGURE II.36 : Sélectivité fréquentielle du filtre BIE étudiée

bibande fonctionnant à 4.9GHz et à 7.3GHz pour une lame perturbatrice positionnée à 3.5mm du miroir BIE. Cependant la sélectivité est différentes sur les deux bandes car nous avons moins de latitude de réglage avec cette structure à base de verre.

Par contre, la Figure II.37 montre une réponse angulaire identique (54°) pour les deux fréquences de fonctionnement c.à.d. à 4.9GHz et 7.3GHz .

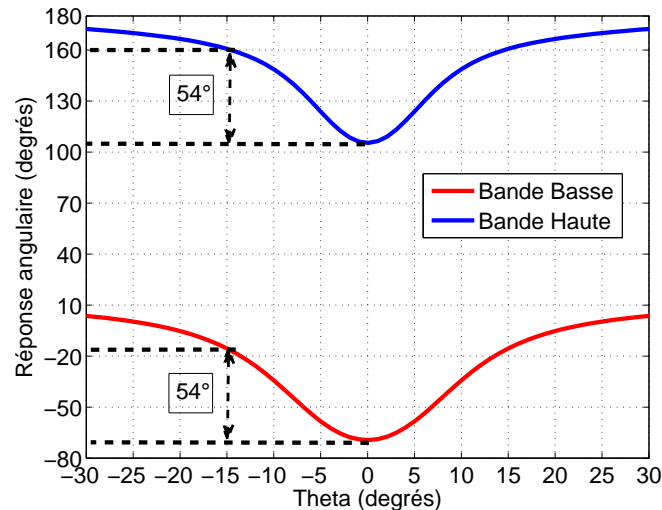


FIGURE II.37 : Réponse angulaire de phase du filtre BIE étudiée

$$\lambda_0/4$$

IV.2 Description et conception de la source d'excitation

Les antennes patches sont les sondes le plus utilisées pour exciter une antenne BIE. Des études ont montré que le remplacement du patch par un guide d'onde ou par un cornet, permet d'améliorer les performances de l'antenne BIE en termes de diagrammes de rayonnement et au final, en terme du rendement [33, 82]. De plus, la source élémentaire patch ne convient pas à des applications spatiales où de fortes puissances sont mises en jeu. C'est pour ces raisons que, dans le cadre de notre étude, un guide d'onde fermé par deux réseaux de deux fentes $\lambda_0/2$ a été utilisé pour exciter l'antenne BIE bibande. Les réseaux de deux fentes sont placés au niveau du plan de masse de l'antenne, comme illustré sur la Figure II.38. Les caractéristiques et le fonctionnement de cette source excitatrice sont détaillées ci-après.

IV.2.1 Description du guide d'onde

Vu que l'antenne BIE est conçue pour fonctionner sur deux bandes de fréquences éloignées, une solution basée sur l'utilisation de guide d'onde a été utilisée pour pouvoir exciter les deux

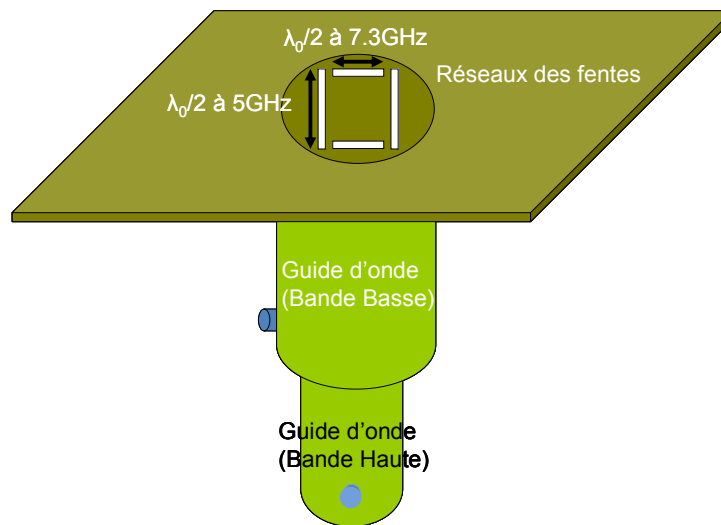


FIGURE II.38 : Modèle de source d'excitation

bandes de fréquences sur le premier mode. Notre choix s'est porté sur un système à double guides d'ondes circulaires non standards dont les dimensions de chacun autorisent la propagation du mode fondamentale sur la bande considérée, comme illustré sur la Figure II.38.

IV.2.1.1 Caractéristiques du guide d'onde : fréquence basse

Le mode fondamental du premier guide d'onde non standard permet d'exciter correctement la cavité de l'antenne BIE sur la bande basse. Les dimensions de ce guide sont données sur la Figure II.39.

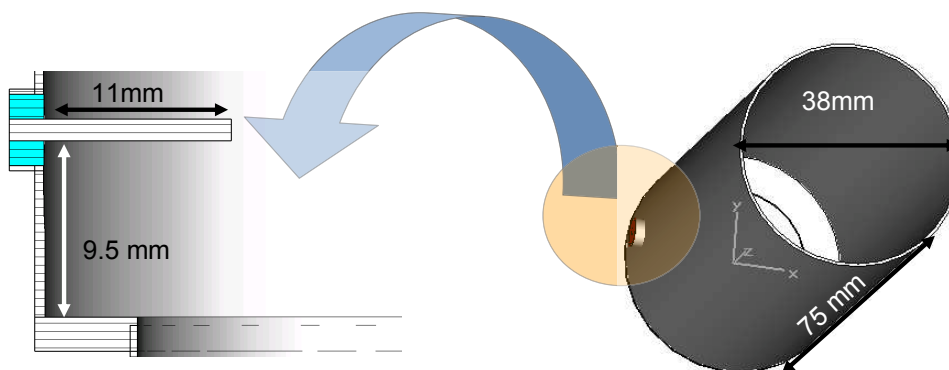


FIGURE II.39 : Topologie du guide d'onde : fréquence basse

Le diamètre du guide ($D=2*18.9\text{mm}$) a été choisi de manière à être monomode sur la première bande de fréquence, tout en étant non perturbant sur la deuxième bande de fréquence. En effet, à 4.9 GHz seul le mode fondamental TE_{11} peut se propager au sein du guide ($fc_{11} = 4.64$

GHz) tandis que les modes supérieurs TM_{01} et TE_{21} commencent à se propager à 6 GHz et 7.67 GHz respectivement. Le premier mode supérieur n'affectera pas le fonctionnement sur la bande haute car il ne peut être excité par un mode fondamental du fait de sa répartition radiale. Quant au second mode, sa fréquence de coupure est supérieure à la fréquence de fonctionnement sur la bande haute de l'antenne qui est égale à 7.3GHz. Un connecteur SMA est utilisé pour exciter le mode fondamentale du guide (couplage via E_x). Ce connecteur est placé à une hauteur correspondant à $\lambda_g/4$ environ de manière à ce que les ondes réfléchies sur le fond du guide d'onde de grandes dimensions reviennent en phase avec les ondes directes. En effet, aucun champ ne peut se propager dans le guide d'onde de faible dimension (conçu pour la bande haute) car ce dernier est évanescents sur la première bande.

IV.2.1.2 Caractéristiques du guide d'onde : fréquence haute

Les dimensions du deuxième guide d'onde circulaire non standard ont été choisies de manière, à être monomode sur la deuxième bande de fréquence et évanescents pour le mode fondamentale du premier guide d'onde circulaire. En effet, à 7.3 GHz seul le mode fondamental TE_{11} peut se propager au sein de ce guide ($fc_{11} = 6.54$ GHz) tandis que le premier mode supérieur TM_{01} commence à se propager à 8.5 GHz. Pour exciter le mode fondamental du guide, un connecteur SMA est placé à environ $\lambda_g/4$ par rapport au fond du guide, comme illustré sur la Figure II.40.

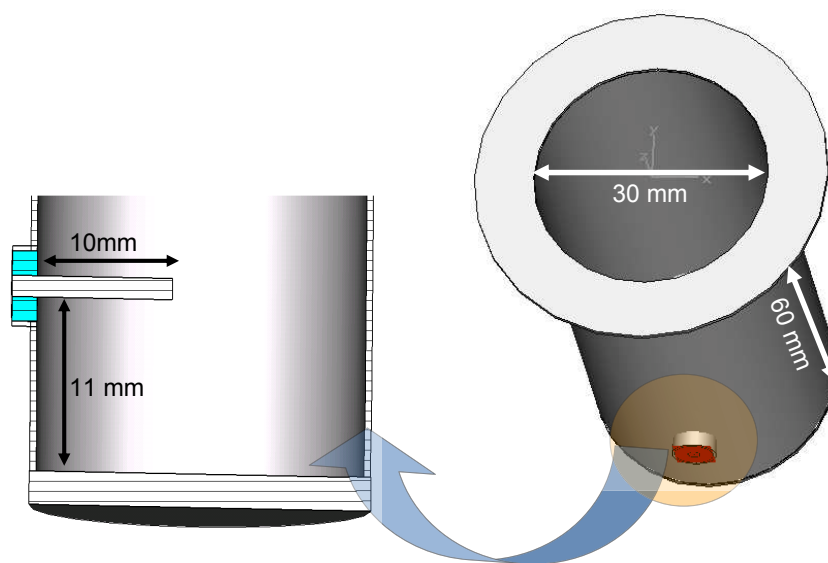


FIGURE II.40 : Topologie du guide d'onde : fréquence haute

IV.2.2 Description des fentes d'adaptation

Pour adapter l'antenne sur les deux bandes de fréquence, il est nécessaire d'utiliser deux doublets de deux fentes $\lambda_0/2$ placés au niveau du plan de masse de l'antenne BIE [33]. Cependant, pour augmenter l'isolation entre les deux bandes de fréquences une alternance de polarisation est appliquée notamment pour la position des connecteurs SMA. En effet, les champs provenant de l'entrée "bande haute" ne doivent pas être perdus dans l'entrée "bande basse" mais doivent exciter le résonateur BIE. C'est pourquoi, les deux réseaux de deux fentes sont polarisés orthogonalement. Les plus grandes qui sont alimentées par le mode fondamental du premier guide sont dédiées à exciter la structure à 5GHz. Le réseau des deux fentes les plus courtes qui sont orthogonales aux précédentes est alimenté par le mode fondamental du deuxième guide et permet d'exciter l'antenne à 7.3GHz. Leur géométrie, est illustrée sur la Figure II.41.

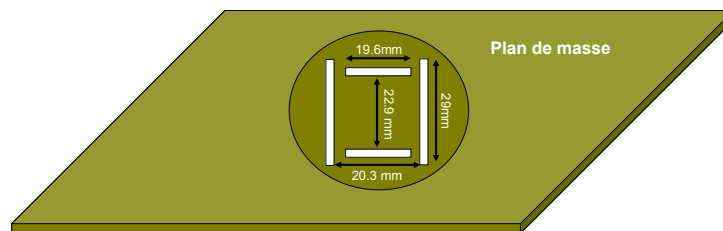


FIGURE II.41 : Schéma de la source source d'excitation de l'antenne BIE bibande

Une fois la source d'excitation définie, nous allons maintenant concevoir l'antenne BIE complète.

IV.3 Validation du prototype par réalisation

Le miroir BIE bibande est composé de deux plaques diélectriques (200 * 200 * 5 mm) de permittivité $\epsilon_r = 6.65$, la distance séparant les deux plaques correspond à 12mm. Une lame perturbatrice (200 * 200 * 2 mm) de permittivité $\epsilon_r = 6.65$ est positionnée au dessus du plan de masse et de la source. Les dimensions latérales de l'antenne ont été choisies de façon à ce que les ouvertures rayonnantes puissent se répartir sur la surface supérieure de l'antenne sans fuite d'énergie par les cotés.

La distance entre la lame perturbatrice et le plan de masse est de l'ordre de 25.5mm. Les dimensions de l'antenne globale et une photo du prototype réalisé sont présentées Figure II.42.

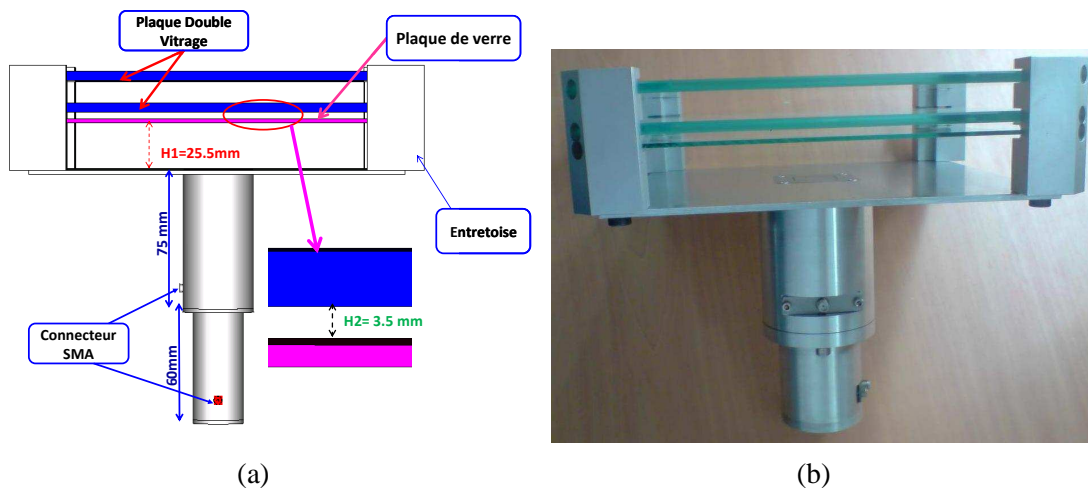


FIGURE II.42 : Dimensions de l'antenne globale (a) avec une photo du prototype (b)

Deux sondes coaxiales sont utilisées pour exciter, par couplage électrique, le mode fondamental de chaque guide qui chacun alimente un réseau de deux fentes avec la même pondération en amplitude et en phase. Les deux premières fentes, possèdent une longueur de 29.2 mm, une largeur égale à 0.8 mm et sont utilisées pour exciter la cavité sur la première bande de fréquence. Tandis que les deux autres fentes possèdent une longueur de 19.8 mm, une largeur égale à 0.8 mm et sont utilisées pour exciter la cavité sur la deuxième bande de fréquence. Les deux réseaux de deux fentes ainsi que les dimensions du connecteur SMA ont été optimisées afin d'adapter l'antenne sur les deux bandes de fréquence.

IV.3.1 Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux

IV.3.1.1 Adaptation

Les dimensions des fentes ainsi que les dimensions des sondes coaxiales ont été optimisées afin d'adapter l'antenne sur les deux bandes de fréquence désirées. En effet, une bande passante de 2% est obtenue à -8dB sur les deux bandes de fréquences, Figure II.43. La valeur atteinte sur les deux bandes est suffisante pour montrer qu'il est possible d'adapter correctement une antenne BIE bibande malgré une légère différence entre les modules du coefficient de réflexion simulé et mesuré.

Plusieurs rétros simulations ont été effectuées afin de déterminer l'origine de cette différence. Les résultats ont montré que cette différence est due à une erreur de fabrication qui ré-

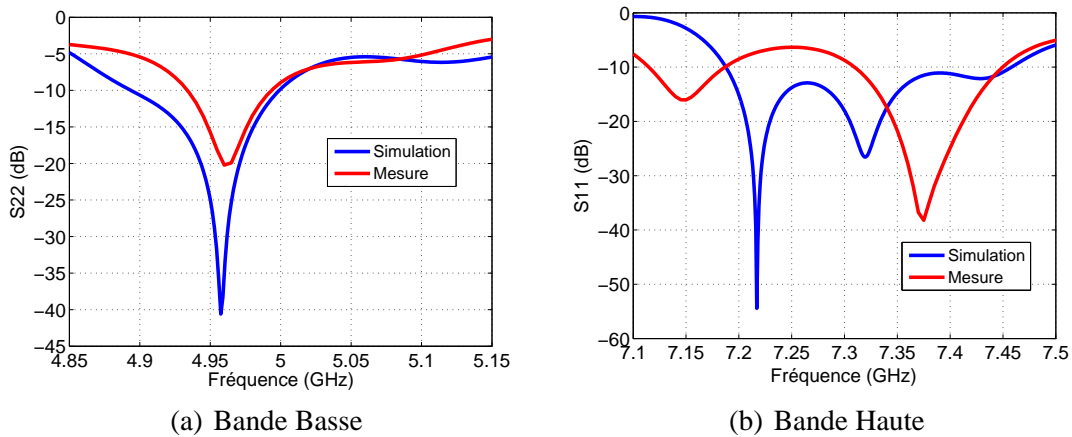


FIGURE II.43 : Adaptation de l'antenne BIE bibande

side au niveau des fentes et au niveau des dimensions des sondes coaxiales. Un certain nombre de simulations ont alors été effectuées avec une erreur de précision de l'ordre de $100\mu m$. Ces simulations ont permis de retrouver les résultats obtenus en mesure, Fig.II.44.

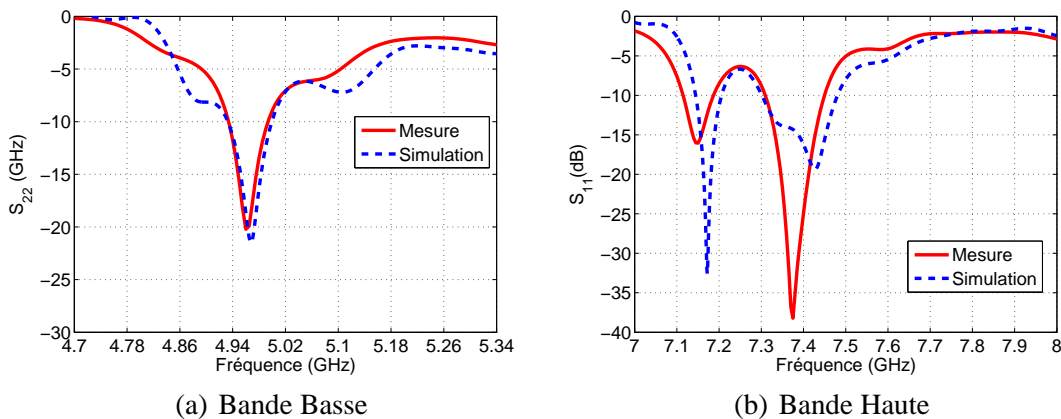


FIGURE II.44 : Adaptation de l'antenne BIE bibande : Rétro-simulation

IV.3.1.2 Directivité

Le diamètre de la surface rayonnante et donc la directivité de l'antenne BIE dépendent du module de coefficient de réflexion du miroir BIE. La directivité de l'antenne simulée est donnée sur la Figure II.45 en fonction de la fréquence sur les deux bandes.

Le fonctionnement de l'antenne est obtenu aux fréquences attendues car une directivité de maximum de l'ordre de 19 dB autour de 5GHz et de l'ordre de 22 dB autour de 7.3 GHz ont été obtenus. La différence entre les deux valeurs de directivité est due au module du coefficient

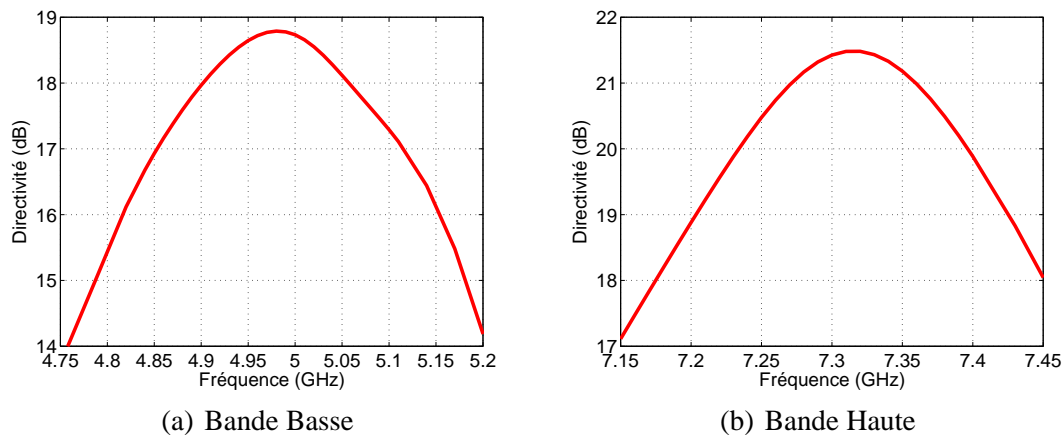


FIGURE II.45 : Directivité de l'antenne BIE bibande

de réflexion du miroir BIE $|r|$ qui est plus grand sur la bande haute ($|r|$ vaut 0.87 sur la bande basse et 0.92 sur la bande haute).

La bande passante de l'antenne en rayonnement définie à -3dB de la directivité maximale est égale à 7% sur la première bande et à 3.5% sur la deuxième bandes. La différence de bande passante est due à la réflectivité différente du miroir BIE entre les deux bandes. En effet, plus ce dernier est réflectif, plus l'antenne est directive, mais plus le fonctionnement de l'antenne sera bande étroite. Une augmentation proche de 3dB de la directivité induit une division par deux de la bande passante

IV.3.1.3 Diagramme de rayonnement

Les performances de l'antenne obtenues en terme de diagramme de rayonnement sont présentées sur les Figures II.46 et II.47. L'ensemble des diagrammes de rayonnement pour les deux bandes est donné en **annexe A**.

Une bonne concordance entre la simulation et la mesure est observée. Cependant, le niveau des lobes secondaires est plus élevé sur la bande basse par rapport à celui de la bande haute. Cet épaulement peut être expliqué par un mode conduit à 7.3GHz entre les plaques diélectriques du miroir BIE qui induit les effets de bords.

Cependant, les diagrammes de rayonnement sur les deux bandes de fréquence présentent une ouverture angulaire à -11 dB, qui est égale à 15° . Cela veut dire, que l'antenne peut être

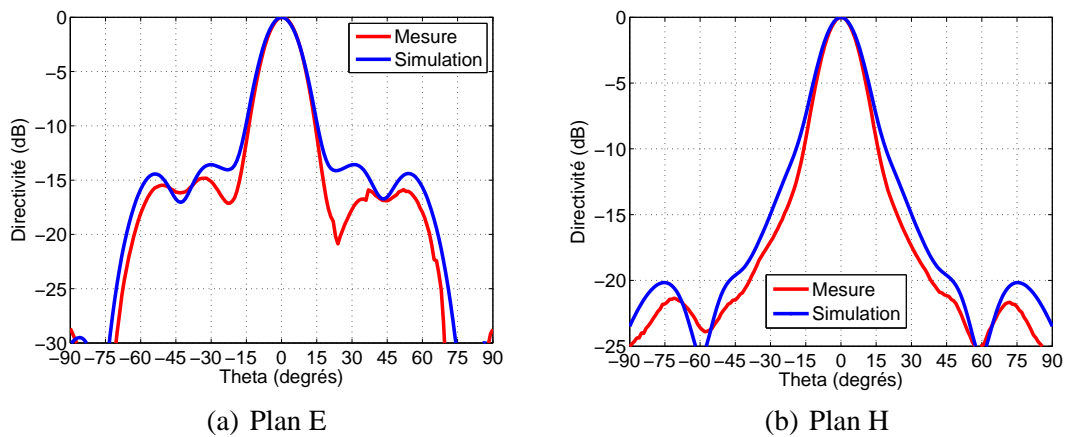


FIGURE II.46 : Diagrammes de rayonnement à 5 GHz

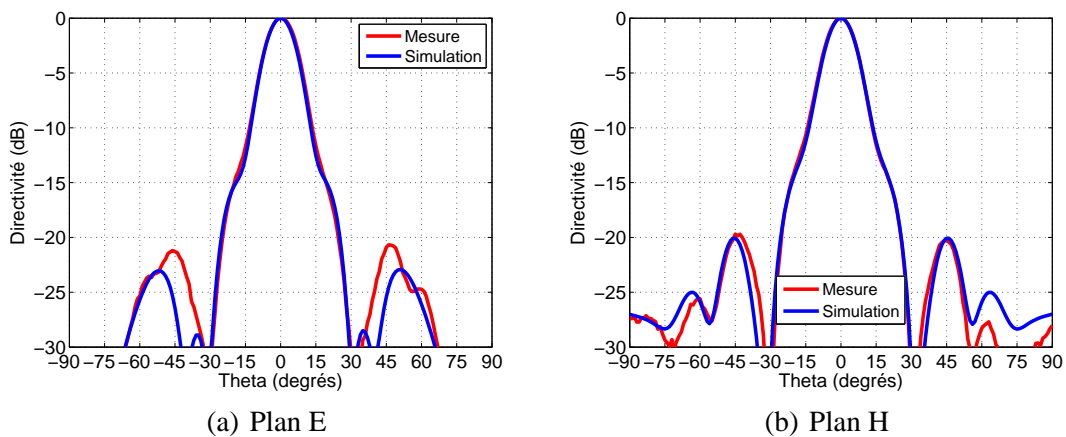


FIGURE II.47 : Diagrammes de rayonnement à 7.3 GHz

utilisé pour illuminer une antenne à réflecteur possédant un demi angle d'interception $\theta_S = 15^\circ$, comme nous le verrons dans la partie suivante.

IV.3.1.4 Gains réalisé et intrinsèque

Le gain réalisé de l'antenne a été mesuré et le gain intrinsèque a été déduit en retranchant les pertes par désadaptation. Les résultats sont comparés sur la Figure II.48 à la simulation. Les maxima sont obtenus autour des deux fréquences désirées soit 4.95 GHz et 7.3 GHz. Conformément à ce qui a été prévu, on obtient bien deux bandes de fonctionnement distinctes autour de 4.95 GHz et 7.3 GHz.

Conformément aux études menées sur le filtre BIE qui avait indiqué une sélectivité fréquentielle plus importante sur la bande haute, le gain réalisé de l'antenne sur cette dernière est

supérieur à celui obtenu sur la bande basse. En effet, le gain réalisé mesuré a une valeur maximale de l'ordre de 16.7dB sur la première bande et de l'ordre de 18.7dB sur la deuxième bande. Conformément à ce qui avait été obtenu durant l'étude de la sélectivité fréquentielle de l'antenne BIE, le gain réalisé de l'antenne sur la bande haute est supérieur à celui obtenue sur la bande basse. En effet, Le gain réalisé fréquentiel présente une valeur maximale de l'ordre 16.7dB sur la première bande et de l'ordre de 18.7dB sur la deuxième bande. Ceci est dû comme déjà dit, à la réflectivité du matériau qui est plus grande sur la deuxième bande.

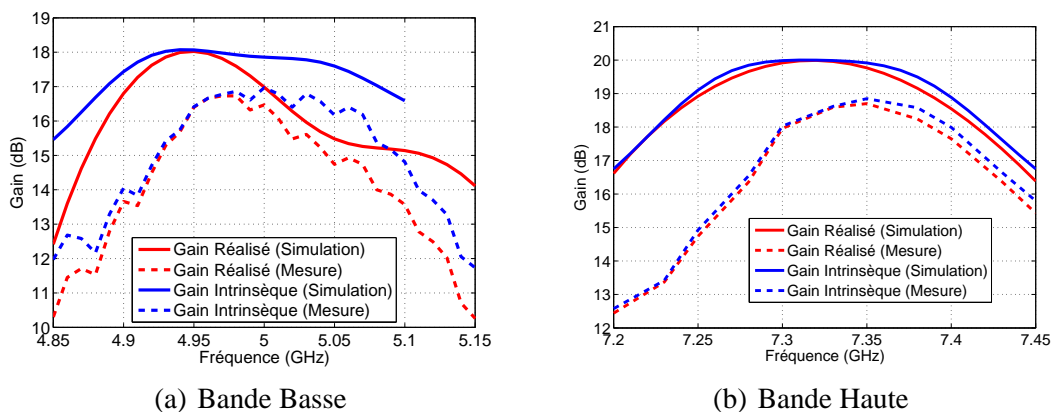


FIGURE II.48 : Evolution du gain mesuré sur les deux bandes de fréquence

La Figure II.48 montre une bonne adéquation entre le gain réalisé et le gain intrinsèque dans chaque bande de fonctionnement, en mesure et en simulation. Cependant, une différence entre ces deux courbes est remarquée sur la bande basse de fréquence qui peut être expliquée par l'adaptation de l'antenne qui n'est pas parfaite sur toute la bande.

Un décalage fréquentiel très faible de 50 MHz est observé au niveau des deux bandes entre mesure et simulation. Cependant, une différence de l'ordre de 1.4dB apparaît entre théorie et expérimentation pour le gain réalisé mais également intrinsèque. Cet écart identique indique que l'origine de la perte de 1.4 dB n'est pas issu d'une adaptation et de pertes intrinsèques différentes.

Etant donné que l'incertitude de la base d'Xlim n'excède pas 0.5 dB, la différence ne peut provenir que d'un moins bon fonctionnement du prototype caractérisé par une directivité plus faible. Celle-ci ci peut du à une erreur de réalisation ou à des caractéristiques de matériaux différentes. En effet, une série de simulations sur la permittivité du verre ont permis de retrouver les résultats obtenus en mesure pour une permittivité de verre égale à $\epsilon_r = 6.4$, Fig.II.49

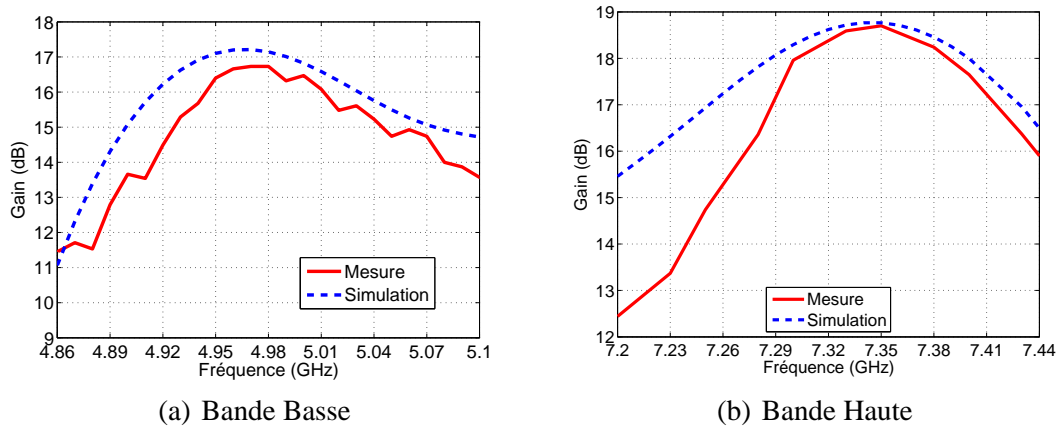


FIGURE II.49 : Gain réalisé obtenu avec la nouvelle simulation

IV.3.1.5 Centre de phase

Afin d'optimiser les performances de l'antenne à réflecteur illuminée par l'antenne BIE bibande, il est nécessaire de déterminer le centre de phase de cette dernière afin de la positionner convenablement par rapport au foyer du réflecteur. Une erreur trop importante entraînerait une augmentation des lobes secondaires et donc une baisse du rendement de l'antenne à réflecteur. Pour notre étude, nous présentons les résultats issus de l'outil de simulation *CST Microwave Studio*. Notons que, pour des raisons techniques le centre de phase n'a pas pu être mesuré.

La Figure II.50 présente l'évolution du centre de phase par rapport au plan de masse de l'antenne sur les deux bandes de fréquences. Les résultats montrent que cette position varie en

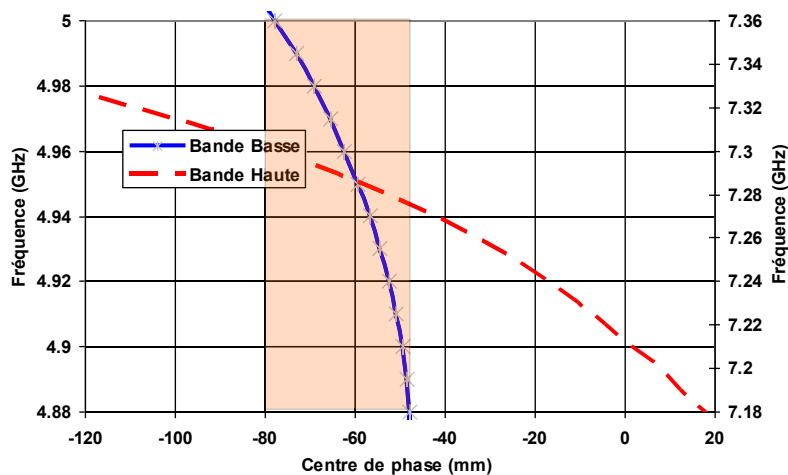


FIGURE II.50 : Variation du centre de phase sur les deux bandes de fréquences

fonction de la fréquence. Des études sur la position du centre de phase ont montrées que ce dernier varie d'autant plus vite en terme de longueur d'onde que la directivité est importante (sélectivité du filtre plus forte) [82]. Il est donc impossible d'avoir la même variation du centre de phase en terme de longueur d'onde sur les deux bandes de fréquence.

Les études montrent que ce centre de phase varie entre -48mm et -90mm sur la première bande et entre -110mm et 20mm pour la deuxième bande par rapport au plan de masse de l'antenne. Nous pouvons noter que le même centre de phase est obtenu à 5GHz et à 7.3GHz avec une valeur de -60mm, Fig.II.50. Ce résultat confirme qu'une même réponse en phase du filtre BIE pour les deux fréquences de fonctionnement conduit à l'obtention du même du centre de phase. Cependant, les études menées précédemment sur les fonctions de transfert du filtre BIE n'ont été effectuées qu'à une seule fréquence dans les deux bandes.

Le principe de fonctionnement d'une antenne BIE bibande excitée par un système guide d'onde circulaire refermé par deux doublets de deux fentes $\lambda_0/2$ a été présenté. Les résultats théoriques et expérimentaux ont montré la possibilité de créer une antenne BIE bibande fonctionnant à 5 GHz et 7.3 GHz.

De plus, les résultats ont montré la possibilité d'utiliser cette antenne comme source focale d'une antenne à réflecteur, car elle présente la même position du centre de phase pour les deux bandes des fréquences (du moins pour une fréquence).

Après avoir étudié les performances de l'antenne BIE bibande, nous allons maintenant caractériser les performances de l'antenne à réflecteur illuminée par cette structure BIE.

V Etude des Performances avec une antenne à Réflecteur

Dans cette partie, nous allons présenter les performances de l'antenne BIE bibande en tant que source focale d'une antenne à réflecteur qui doit assurer une mission spatiale en voie montante et en voie descendante. Après une description du système, nous allons donner son rendement et son gain avec une comparaison entre théorie et expérimentation.

V.1 Présentation du réflecteur parabolique

Pour réaliser une couverture multispot étendue avec de bonnes performances, il est nécessaire d'utiliser un réflecteur parabolique avec une grande focale qui est moins sensible aux erreurs engendrées par la défocalisation. Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes basées sur [83] où un réflecteur de diamètre $D = 1.1m$ et d'offset $H = 0.4m$ a été utilisé pour assurer une couverture spatiale multifaisceaux à 30GHz. Pour que notre système puisse assurer les mêmes performances, une mise à l'échelle des dimensions du réflecteur a été faite sur la bande basse de fréquences c'est-à-dire à 5 GHz. En effet, cette dernière est plus pénalisante que la bande haute car la dimension du réflecteur en terme de longueur d'onde est plus petite à 5GHz qu'à 7.3GHz. La géométrie de l'antenne à réflecteur utilisée est présentée sur la Figure II.51.

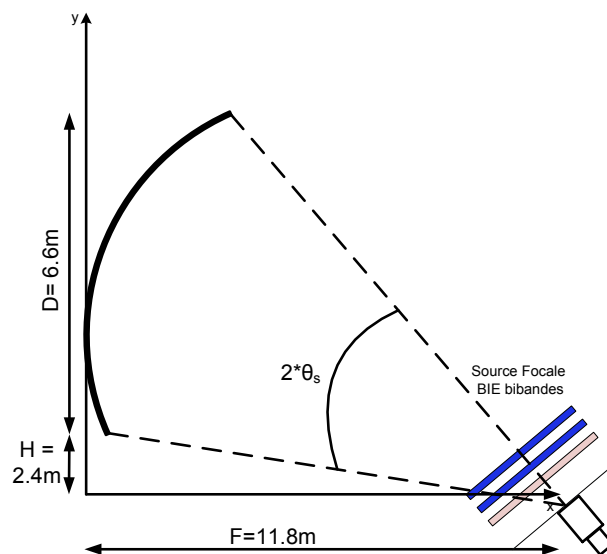


FIGURE II.51 : Schéma du réflecteur parabolique illuminer par la source focale BIE bibande

- D : Le premier paramètre à définir est le diamètre D du réflecteur qui a une incidence sur le gain, l'ouverture des faisceaux et le niveau de lobes secondaires. En se basant sur des études antérieures et en effectuant un redimensionnement, le paramètre D a été fixé à 6.6m pour atteindre les spécifications à 5 GHz et de fait à la seconde fréquence moins draconienne de 7.4GHz.

- H : 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. Pour notre application, l'offset H choisi est égal à 2.4 m.
- F/D : 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 dans les couvertures multifaisceaux à cause de la défocalisation. Etant donné que le centre de phase de l'antenne BIE est obtenu sur les deux bandes de fréquence pour un calcul sur un demi angle d'interception égale à 15° , la focale du réflecteur doit être de 11.8 m pour satisfaire cette angle en sachant que le diamètre est de 6.6m et en se basant sur les équations du premier chapitre. De ce fait, le rapport F/D est conforme aux applications spatiales avec une valeur de 1.8.

V.2 Rendement de l'antenne à réflecteur

Le rendement de l'antenne BIE bibande associé à un réflecteur parabolique en offset possédant un demi angle d'interception égal à 15° , a été calculé grâce à plusieurs outils analytiques développés dans notre laboratoire [82]. Pour maximiser ce rendement, il est nécessaire que le centre de phase de la structure focale BIE coïncide avec le foyer de la parabole et que la directivité de l'antenne BIE permette d'obtenir une apodisation proche de -12dB. Le rendement a ensuite été calculé par la formule suivante [21] :

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

où η_s η_a η_{pol} η_{ph} traduisent respectivement les pertes par débordement, par apodisation, les aberrations de phase et la qualité de la polarisation. Ces paramètres ont été détaillés dans le premier chapitre.

Le rendement de l'antenne à réflecteur illuminée par la source focale BIE bibande disposée à 60mm du foyer est présenté sur la Figure II.52. Cette disposition est issue d'études paramétriques et elle permet d'obtenir le rendement moyen le plus élevé sur chacune des deux bandes. On peut constater que celui-ci varie entre 45% et 50% sur la bande basse et entre 50% et 65% sur la bande haute.

Les rendements les plus élevés sont obtenus sur la bande haute (Fig.II.52), car la quantité de champ contenu dans l'angle solide non intercepté (c'est-à-dire pour $\theta_s > 15^\circ$) par le réflecteur est plus important comme cela est visible sur les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE (Fig. II.46 et II.47). Bien que ces derniers conduisent pour les deux bandes à une apodisation identique et idéale de -11dB avec une même ouverture angulaire pour θ_s égale à 15° , les pertes par débordements sur la bande basse sont accrues du fait de cette énergie non captée par le focaliseur. Ce niveau de champ plus important en dehors du lobe principal est justifié par le fait que la directivité maximum est plus faible avec une ouverture angulaire du lobe principal identique

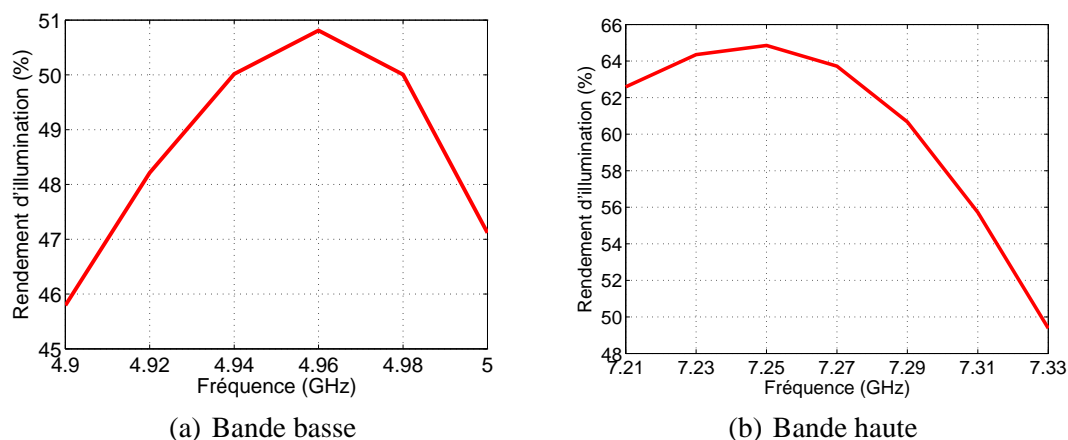


FIGURE II.52 : Rendement de l'antenne BIE bibande associé au réflecteur parabolique

Nous allons maintenant étudier les performances du système, en terme de diagrammes de rayonnement.

V.3 Diagrammes de rayonnement

L'antenne BIE est positionnée de façon à ce que son centre de phase coïncide avec le foyer du réflecteur à 4.95GHz et à 7.3GHz. Les diagrammes de l'antenne à réflecteur sont donnés sur

la Figure II.53 (Ces diagrammes ont été obtenus avec le logiciel *Profil* développé par Thalès). Ces diagrammes à 4.95GHz et 7.3GHz présentent des lobes secondaires et un niveau de polarisation croisée par rapport au maximum, inférieurs à -20 dB. Ce niveau qui a une incidence sur les interférences entre faisceaux dans une application multispots est satisfaisant. L'ensemble des diagrammes de rayonnement pour les deux bandes est donné en **annexe A**.

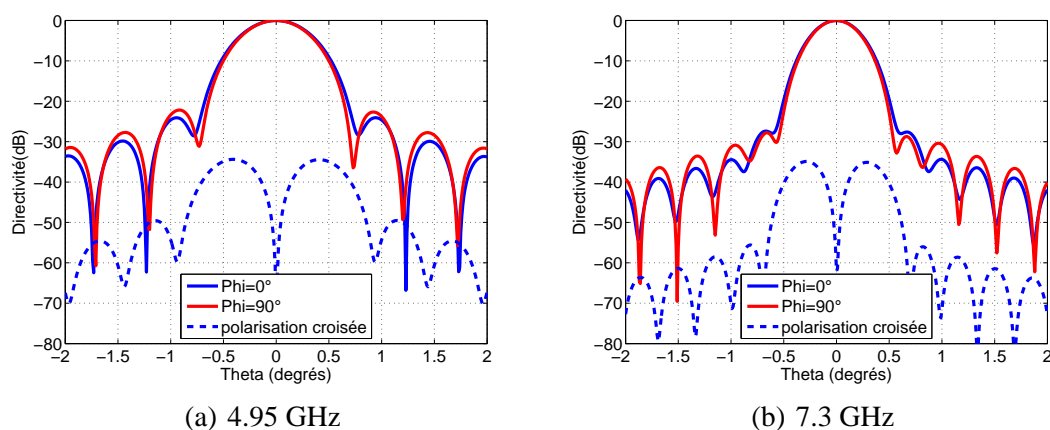


FIGURE II.53 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne à réflecteur illuminé par la source focale BIE bibande

Le tableau II.1 résume les performances de l'antenne à réflecteur en terme de gain et de niveau de lobes secondaires. Ce tableau montre que le gain est compris entre 47dB et 48dB sur la bande basse et entre 51dB et 52dB sur la bande haute. Les performances sont accrues sur la bande haute car outre le fait que le rendement est meilleur, la dimension du réflecteur est plus important en terme de longueur d'onde.

Fréquence (Ghz)	Gain (dB)	Lobe secondaire (dB)	
		Plan (0°)	Plan (90°)
4.9	47.44	-23.7	-21.4
4.93	47.84	-23.8	-22.1
4.96	47.98	-24.1	-22.7
4.99	47.82	-24.5	-23.2
5.02	47.35	-25.1	-23.6
7.21	50.9	-21.6	-20.4
7.24	51.52	-23.1	-22
7.27	51.9	-25.22	-25
7.3	51.8	-27.64	-27.8
7.33	51.21	-30.36	-28

TABLE II.1 : Performances du réflecteur

VI Conclusion

Dans ce chapitre, l'état de l'art et l'historique des matériaux à Bandes Interdites Electromagnétiques ont été brièvement présentés. Ces matériaux ont permis aux chercheurs de concevoir des systèmes faciles à réaliser notamment dans les domaines de l'optique et de l'électromagnétisme.

Dans un second temps, nous avons présenté les outils analytiques d'analyse des matériaux BIE. Ceux-ci ont été entre autres utilisés pour concevoir des antennes BIE. Nous nous sommes intéressés à la méthode de la cavité Fabry-Pérot pour étudier le comportement physique du filtre BIE. Cette méthode a permis de calculer la sélectivité spatiale du filtre BIE diélectrique 1D qui est un paramètre nécessaire pour prédire les performances d'une antenne BIE.

De plus, nous avons utilisé cette méthode pour concevoir un filtre BIE bibande qui satisfasse les conditions nécessaires à notre application. En effet, nous avons effectué des études paramétriques en intégrant une lame perturbatrice au sein du résonateur BIE pour aboutir au fonctionnement désiré.

Une fois le filtre BIE obtenu, une antenne fonctionnant sur les deux bandes de fréquences et excitée par deux réseaux de deux fentes a été réalisée. Les résultats de mesure ont validé le concept. Vu que l'antenne BIE bibande doit être utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur, une recherche de sa position optimale par rapport au foyer a été effectuée en sachant que le même centre de phase a été obtenu sur les deux bandes de fréquences. Des performances convenables en termes de diagrammes de rayonnement et de lobes secondaires ont été obtenues par l'antenne à réflecteur illuminée par la source focale BIE bibande.

Les inconvénients majeurs de l'antenne BIE bibande définie dans ce chapitre résident dans l'utilisation de matériaux diélectriques peu propices aux applications spatiales (dégazage, variation de la température...), du réglage conjoint et donc sans latitude des fréquences de fonctionnement et de la directivité et finalement de l'utilisation d'une source d'excitation à deux entrées peu adaptée à la connexion sur les dispositifs en amont à une seule sortie.

Nous allons donc maintenant étudier une antenne BIE métallique qui permet une plus grande latitude de réglage et qui est alimentée par un système à une seule entrée.

ETUDE ET CONCEPTION DE L'ANTENNE BIE BIBANDE MÉTALLIQUE

Sommaire

I	Introduction	111
II	Les Structures BIE Métalliques	112
II.1	Description	112
II.2	Structures métalliques à base de FSS	114
II.2.1	FSS de type passe-haut	115
II.2.2	FSS de type passe-bas	117
II.2.3	FSS de type stop-bande	118
II.2.4	FSS de type passe-bande	120
II.2.5	Plan de masse particulier : Surface hautes impédances	121
III	Antennes BIE-M Multifréquences : différents procédés	122
III.1	Objectif et principe	122
III.2	Différentes structures BIE-M assurant le fonctionnement multifréquences	123
III.2.1	Structures BIE-M à base des surfaces à haute impédance	124
III.2.2	Antenne à base de FSS découplées	126
III.3	Bilan	134
IV	Conception d'une Antenne BIE-M Multifréquences	135

IV.1	Choix de la FSS bibande	135
IV.1.1	Présentation	135
IV.1.2	Conception indépendante des deux FSS	136
IV.1.3	Conception conjointe des deux FSS	139
IV.1.4	Etude des deux FSS réalisables sur substrat	143
IV.2	Choix de la source d'excitation	145
IV.2.1	Conception du guide d'onde	146
IV.2.2	Adaptation par des fentes	147
IV.3	Antenne BIE-M bibande simulée	148
IV.3.1	Description de l'antenne réalisée	148
IV.3.2	Performances de l'antenne simulée	149
IV.4	Antenne BIE-M bibande réalisée	151
IV.4.1	Description de l'antenne mesurée	151
IV.4.2	Performances de l'antenne mesurée	152
V	Etude des performances avec une antenne à réflecteur	158
V.1	Présentation du réflecteur parabolique	158
V.2	Etude préliminaire sur le choix du rapport F/D	159
V.2.1	Rendement du réflecteur	159
V.2.2	Gain maximum	160
V.3	Etude sur la position de la source focale	160
V.3.1	Etude sur les lobes secondaires	161
V.3.2	Etude sur le G_{max}	162
V.3.3	Diagrammes de rayonnement	162
VI	Conclusion	164

I Introduction

Dans le chapitre précédent, une antenne BIE bibande diélectrique utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur dédiée aux télécommunications spatiales a été présentée. Les études ont montré que l'une des limitations de cette antenne réside dans la difficulté de trouver des matériaux dont les caractéristiques sont appropriées à une réalisation d'antennes. En effet, il est souvent difficile de trouver un matériau avec la permittivité et l'épaisseur désirées et des pertes suffisamment faibles. Les structures métalliques peuvent être une solution alternative à l'utilisation de ces matériaux diélectriques [84].

Dans ce chapitre, dans un premier temps, nous allons présenter les caractéristiques des antennes BIE métalliques et leur fonctionnement. Une structure BIE métallique peut être un réseau de fines tiges parallèles et équidistantes. L'étude de ce type de structure métallique permettra de déterminer les performances de ces antennes et leurs limitations.

A l'issue de cette étude, dans une seconde partie nous allons présenter les différentes structures nécessaires à la conception d'antennes bibande. Pour réaliser cette fonction, nous avons choisi d'utiliser des Surfaces Sélectives en Fréquence (FSS). Ensuite, le principe de fonctionnement de ces antennes sera présenté ainsi que leur composition.

La troisième partie de ce chapitre sera consacrée à la conception d'une antenne BIE métallique bibande. Le but est de définir une structure BIE bibande qui permet de régler séparément chacune des deux bandes (contrairement à l'antenne BIE diélectrique où le réglage s'effectue de façon globale). Afin de valider la conception de l'antenne BIE bibande, une antenne est conçue pour fonctionner autour des bande 5 GHz et 7.5 GHz. Nous concluons cette partie par une comparaison des résultats de mesure et de simulation.

Enfin, la dernière partie sera consacrée à l'étude des performances d'une antenne à réflecteur illuminée par l'antenne BIE-M bibande pour des applications spatiales.

II Les Structures BIE Métalliques

Les différents types de pertes qui affectent les antennes BIE diélectriques et la difficulté de trouver les matériaux diélectriques qui répondent au cahier des charges, ont motivé les chercheurs pour trouver un autre type de structure BIE permettant l'obtention de performances similaires. Les études [72] [57] ont montré que les structures métalliques périodiques sont les meilleurs candidates pour remplacer les matériaux diélectriques. En effet, dans le domaine micro-onde les métaux présentent des pertes quasiment négligeables par rapport aux diélectriques. Une autre avantage des structures métalliques, est la possibilité d'obtenir un gain très élevé avec une seule couche [85].

II.1 Description

Les structures BIE-M sont composées d'éléments périodiques suivant une, deux ou plus rarement trois dimensions dans le cas d'un multicouches, Fig.III.1. Ce type de structure peut se comporter dans certaines bandes de fréquences comme un réflecteur parfait.

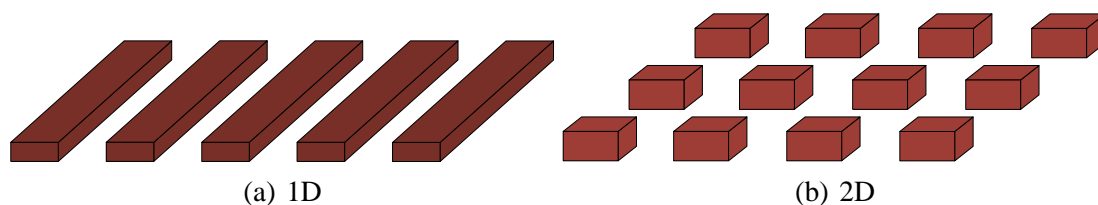


FIGURE III.1 : Structures BIE

Une fois les propriétés des structures métalliques connues, nous pouvons donc ensuite les appliquer à nos dispositifs pour créer des antennes à résonateur BIE-M. La cavité résonante formée par la structure métallique et le plan de masse peut être assimilée à une cavité Fabry-Perot, avec une source excitatrice, Fig.III.2. Dans ce cas, les champs émis par la source vont résonner, en se réfléchissant alternativement sur le plan de masse et sur le matériau supérieur. A chaque réflexion sur la structure BIE-M, une partie de l'énergie va être transmise et une autre partie va être réfléchi [41,76,42]. Le coefficient de transmission total de la structure correspond à la somme totale des ondes transmises, éq. III.1 (cf. chapitre II).

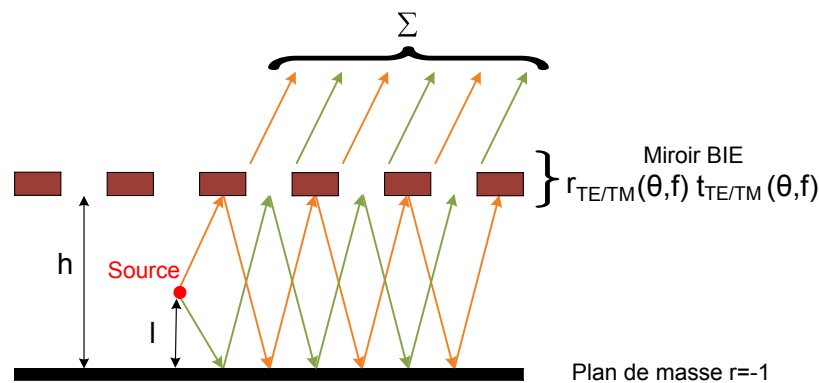


FIGURE III.2 : Principe de fonctionnement d'une antenne BIE métallique

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

La répartition de champ sur la face supérieure de la structure métallique va former ce qu'on appelle une tâche rayonnante. Pour cela, les antennes BIE-M sont assimilables, comme les antennes diélectriques, à une ouverture rayonnante dont la répartition des champs est conditionnée par la fonction de filtrage du résonateur (cf. Chapitre II).

La fréquence de résonance du résonateur Fabry-Perrot est donnée par relation suivante :

$$f = \frac{c}{2\pi h} \left[\frac{\pi}{2} + \frac{\varphi}{2} \right] \quad (\text{III.2})$$

Avec φ la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE à la fréquence de résonance et qui égale à $\arg(r_{TE/TM}(0^\circ, f_0))$ et h la hauteur de la cavité.

Une fois la fréquence de résonance de la structure est déterminée, le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE-M peut être calculer par les formules suivantes (cf. chapitre II) :

$$E_{\phi RAY}(\theta, \phi) = E_{\phi source}(\theta, \phi) \cdot S_{TE}(\theta)|_{f_i} \quad (\text{III.3})$$

$$E_{\theta RAY}(\theta, \phi) = E_{\theta source}(\theta, \phi) \cdot S_{TM}(\theta)|_{f_i} \quad (\text{III.4})$$

avec $E_{\theta_{source}}(\theta, \phi)$ et $E_{\phi_{source}}(\theta, \phi)$ sont les diagrammes de rayonnement en champ de la source d'excitation. Un exemple du diagramme de rayonnement d'une antenne BIE-M est donné sur la Figure III.3.

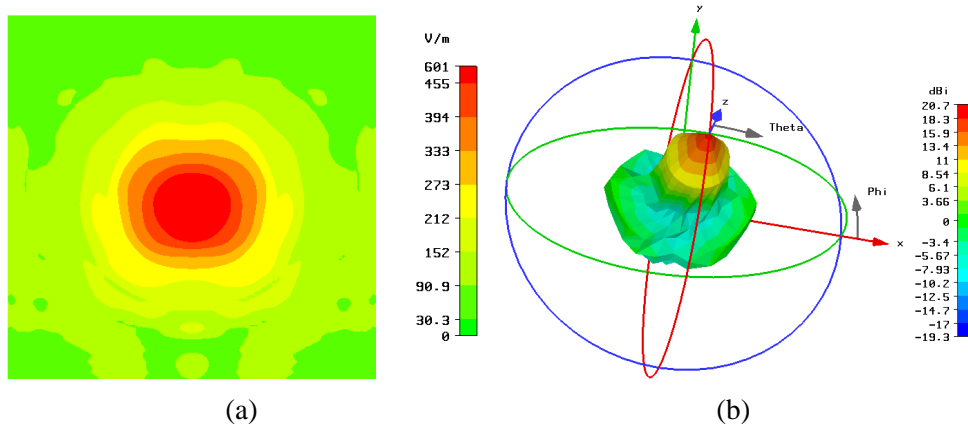


FIGURE III.3 : Cartographie des champs sur la surface supérieure et diagramme de rayonnement de l'antenne BIE-M

A partir de l'eq.III.1 nous pouvons déterminer le facteur de qualité Q du résonateur Fabry-Pérot [41] :

$$Q_n = \frac{f_n}{\Delta f_{3dB,n}} = \frac{(\phi + 2n\pi)}{\left(4n\pi + 2 \arccos\left(1 - \frac{1}{2} \frac{(1-|r|)^2}{|r|}\right)\right)} \quad (\text{III.5})$$

Comme le montre cette équation le facteur de qualité est fonction de la réflectivité du matériau BIE et celui est d'autant plus fort que le matériau BIE est réfléchissant. Les Figures III.4-(a) et III.4-(b) montrent que plus le facteur de qualité augmente, plus la directivité de l'antenne augmente et plus la bande passante à $-3dB$ de l'antenne sera réduite. De même, plus le facteur de qualité augmente.

Nous allons voir maintenant les différents types des matériaux BIE métalliques ou FSS.

II.2 Structures métalliques à base de FSS

Les surfaces sélectives en fréquence ou FSS (Frequency Selective Surface en anglais) sont des surfaces imprimées composées d'un arrangement périodique d'éléments métalliques ou d'ouvertures dans un plan métallique suivant une ou deux axes de périodicité [86]. La Figure

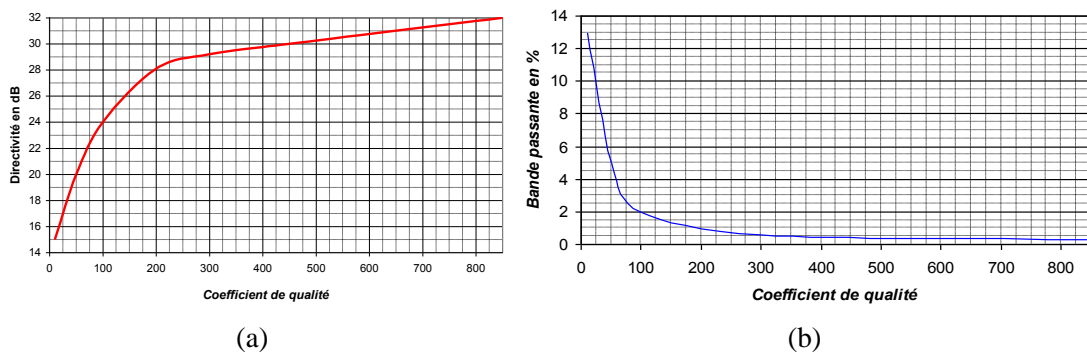


FIGURE III.4 : Evolution de la directivité (a) et de la bande passante (b) en fonction du coefficient de qualité

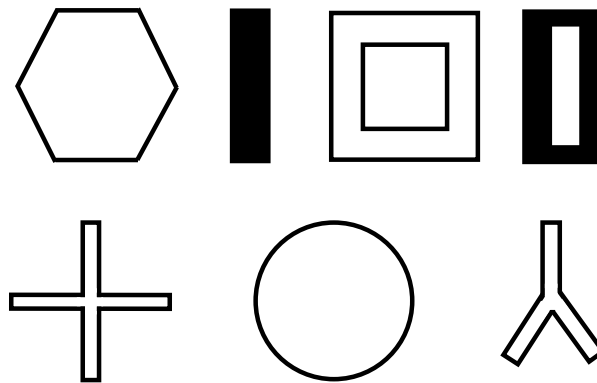


FIGURE III.5 : Exemples de quelques motifs de FSS

III.5 représente les FSS les plus utilisées dans le domaine des micro-ondes [87]. Ces structures peuvent être classées en fonction de leur réponses fréquentielles. Pour chaque type de FSS, nous pouvons étudier les ondes électromagnétiques incidente à la structure en deux polarisations distinctes : TE (transverses électriques) et TM (transverses magnétiques).

II.2.1 FSS de type passe-haut

Ces structures sont complètement réfléchissantes pour les basses fréquences dans laquelle elles se comportent comme un miroir quasi parfait. Deux types de structures peuvent être distingués.

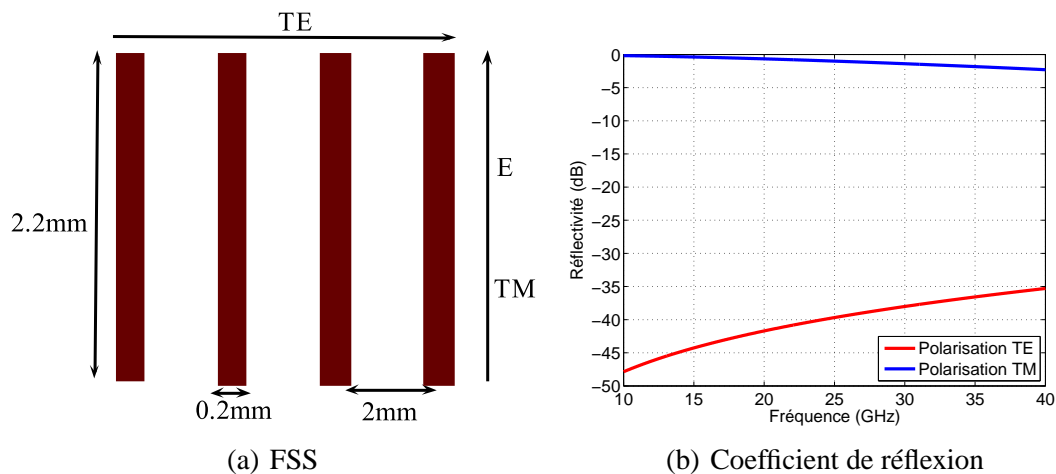


FIGURE III.6 : FSS de type passe-haut

II.2.1.1 Structure mono-polarisation

La plus simple structure BIE-M est un alignement de tiges métalliques sur une seule couche avec une faible épaisseur [88], III.6-(a). Cette structure n'a pas le même comportement suivant les deux polarisations. En effet, les tiges métalliques sont réfléchissantes pour les basses fréquences avec un comportement passe-haut, lorsque le champ E est aligné dans le plan de polarisation TM tandis qu'elles sont complètement transparentes pour un alignement du champ E dans le plan de polarisation TE, III.6-(b). Le principal inconvénient de cette structure est sa limitation en terme de polarisation puisqu'elle ne peut être utilisée dans une antenne Fabry-Pérot qu'en polarisation TM.

II.2.1.2 Structure bi-polarisation : Comportement TE et TM

Pour réaliser des structures métalliques bipolarisation de l'onde, il suffit d'utiliser des grilles métalliques, comme illustré sur la Figure III.7-(a). La Fig. III.7-(b) représente le module et la phase du coefficient de réflexion de cette structure qui répond de manière identique en polarisation TE et TM. Cette figure montre que cette structure est transparente pour les hautes fréquences et réfléchissante pour les basses fréquences et ceci pour les deux polarisations. De même, la phase de la réflectivité montre que la phase tend vers π pour les basses fréquences et diminue en fonction de la fréquence.

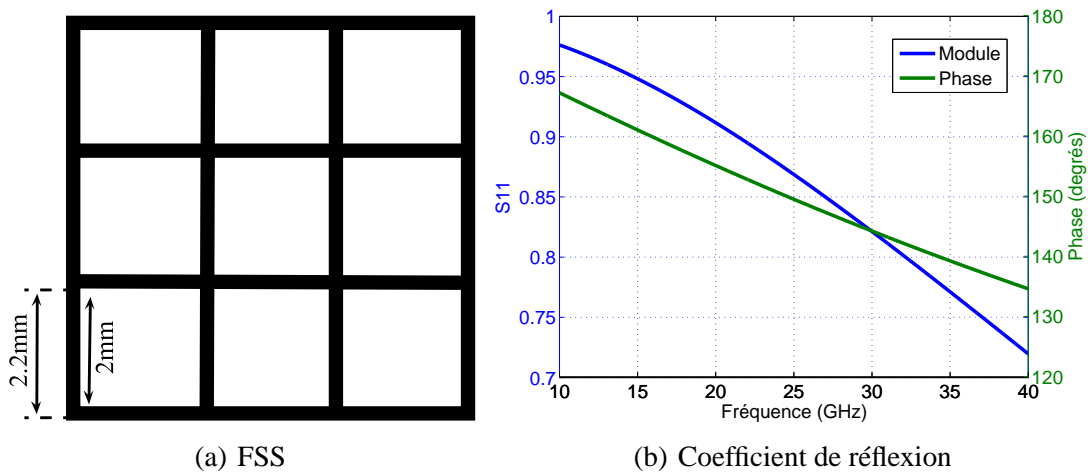


FIGURE III.7 : FSS de type passe-haut : bi-polarisation

II.2.2 FSS de type passe-bas

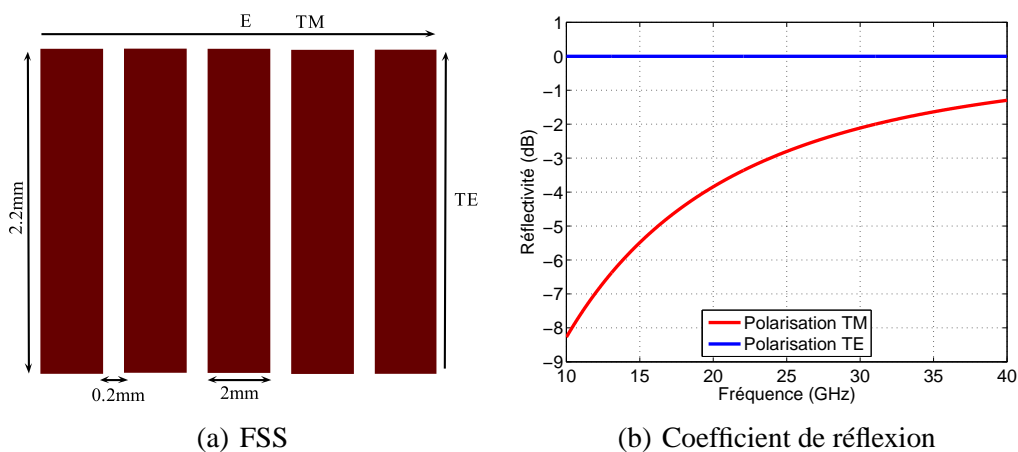


FIGURE III.8 : FSS de type passe-bas

Cette structure est le dual de la structure passe haut c.à.d. que la proportion du métal est plus importante que l'air. Elles sont complètement réfléchissantes pour les hautes fréquences dans laquelle elles se comportent comme un miroir quasi parfait. Deux types de structures peuvent être distinguées.

II.2.2.1 Structure mono-polarisation

Pour obtenir le comportement dual des tiges métalliques il suffit de remplacer les éléments métalliques par de l'air et inversement, Fig.III.8-(u). Dans ce cas, la largeur des tiges métalliques est supérieure à l'espacement. Ces structures se comportent comme un plan de masse parfait

lorsque le champ E est aligné dans le plan de polarisation TE tandis qu'elles sont réfléchissantes pour les hautes fréquences pour un alignement du champ E dans le plan de polarisation TM et donc un comportement passe haut est obtenu. Comme les tiges métalliques, le principal inconvénient de cette structure est sa limitation en terme de polarisation puisqu'elle ne peut être utilisée dans une antenne qu'en polarisation TE.

II.2.2.2 Structure bi-polarisation : Comportement TE et TM

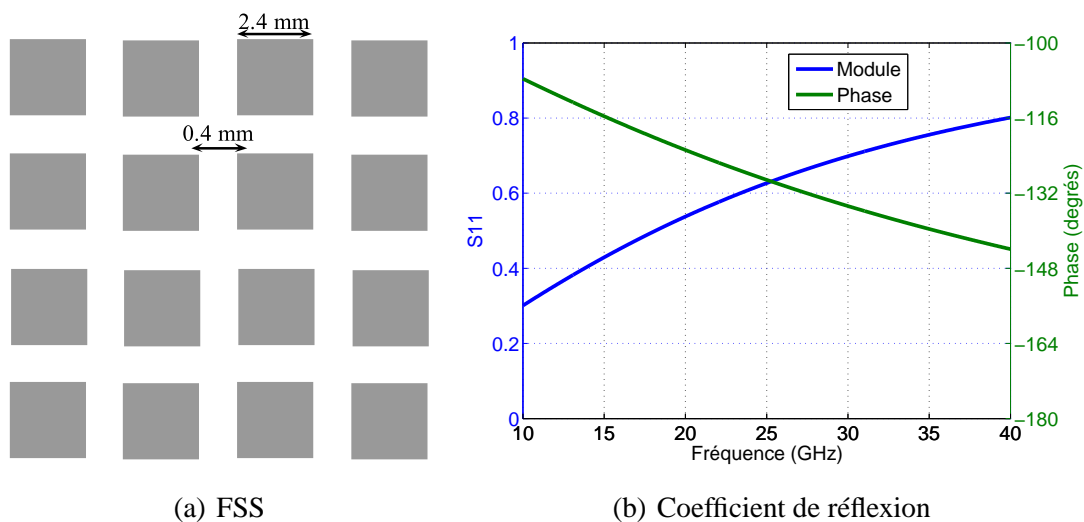


FIGURE III.9 : FSS de type passe-bas : bi-polarisation

La structure passe-bas bipolarisation est le dual de la structure passe-haut bi-polarisation qui est une grille. Cette dernière illustrée sur la Figure III.9-(a) est composée de patches déconnectés. Cette structure comme le montre la Figure III.9-(b) présente une réflectivité qui tend vers 1 pour les hautes fréquences avec une phase qui tend vers π .

II.2.3 FSS de type stop-bande

Ces structures offrent un comportement de filtre stop-bande. Deux types de structures peuvent être distingués.

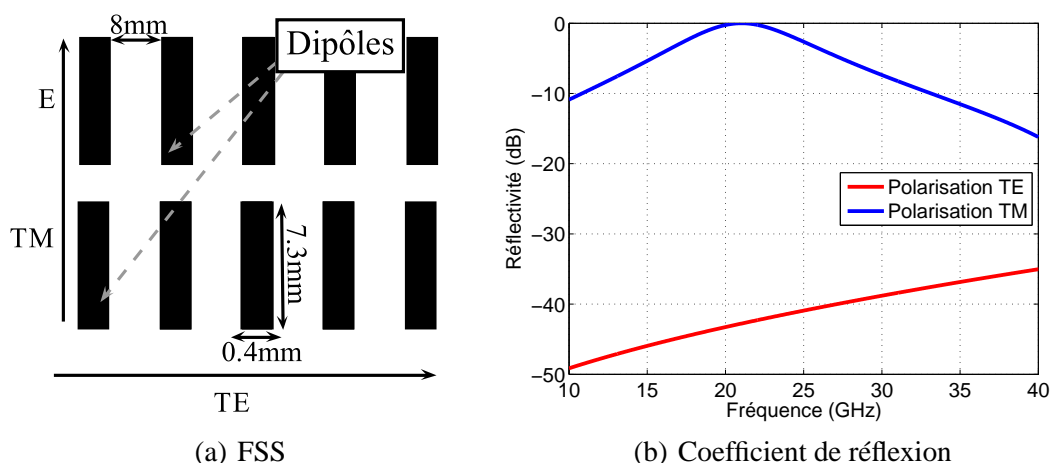


FIGURE III.10 : FSS de type stop-bande

II.2.3.1 Structure mono-polarisation

Cette structure est composée de dipôles déconnectés. Les dipôles ont été utilisées afin de produire une réponse passe-bande étroite, Fig.III.10-(a). La Fig.III.10-(b) montre que cette structure présente autour de la fréquence de résonance des dipôles couplés une réflectivité qui tend vers 1 et une phase qui tend vers π lorsque le champ E est aligné dans le plan de polarisation TM tandis qu'elle est complètement transparente pour un alignement du champ E suivant le plan de polarisation TE.

II.2.3.2 Structure bi-polarisation : Comportement TE et TM

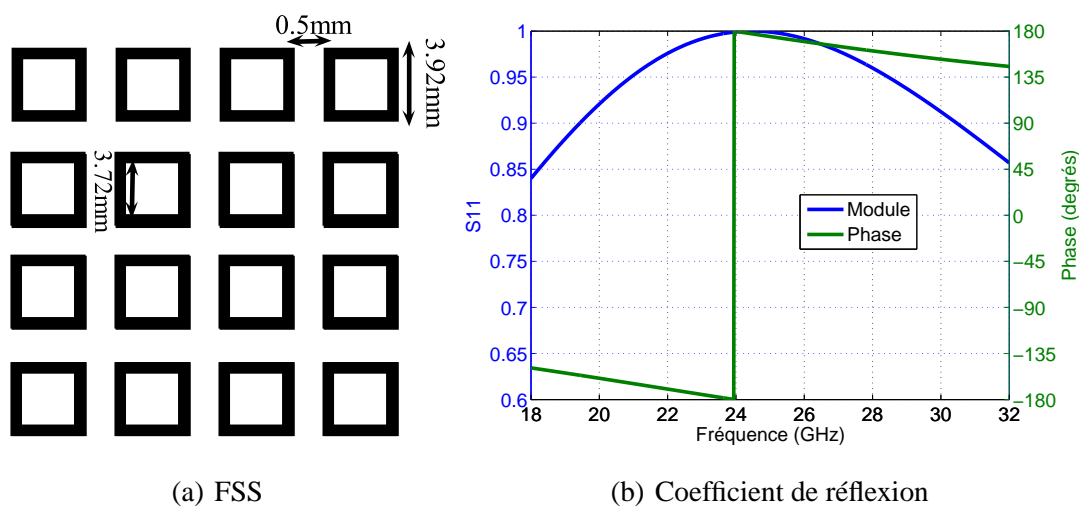


FIGURE III.11 : FSS de type stop-bande : bi-polarisation

Cette structure est composée d'un agencement périodique de boucles métalliques [89], Fig.III.11-(a). Cet agencement permet d'obtenir une structure avec un comportement de type stop bande pour les deux polarisations. La Figure III.11-(b) montre bien que cette structure est complètement réfléchissante autour de la fréquence de résonance des boucles couplés tandis qu'elle est quasiment transparente pour les autres fréquences et ceci pour les deux polarisation TE et TM.

II.2.4 FSS de type passe-bande

Cette structure est le dual de la structure précédente, elle présente donc un comportement de type filtre passe-bande.

II.2.4.1 Structure mono-polarisation

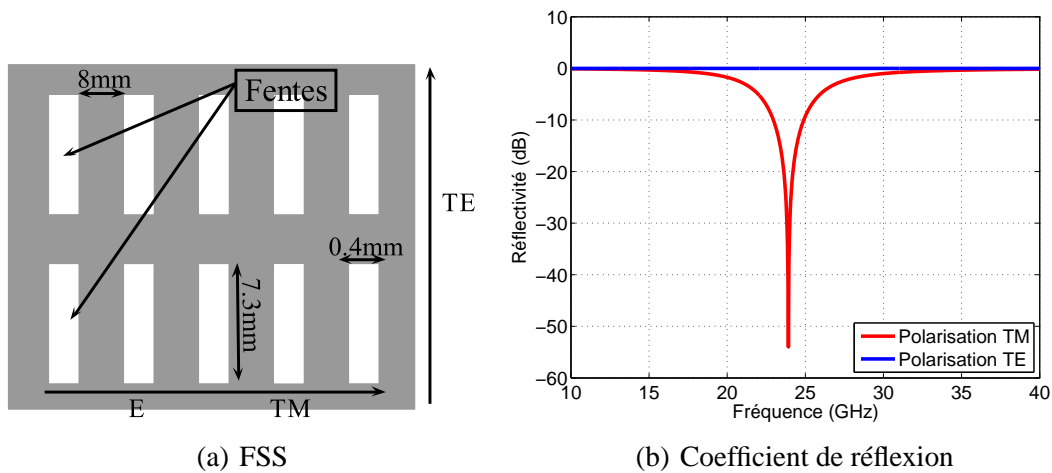


FIGURE III.12 : FSS de type passe-bande

Pour obtenir le comportement dual des dipôles déconnectés il suffit de remplacer les éléments métalliques par de l'air et inversement pour obtenir des fentes dans un plan, Fig.III.12-(a). La Fig.III.12-(b) montre que cette structure est quasiment transparente autour de sa fréquence de résonance et réfléchissante pour les autres fréquences lorsque le champ E est aligné dans le plan de polarisation TM tandis qu'elle se comporte comme un miroir parfait lorsque le champ E est alignée dans le plan de polarisation TE.

II.2.4.2 Structure bi-polarisation : Comportement TE et TM

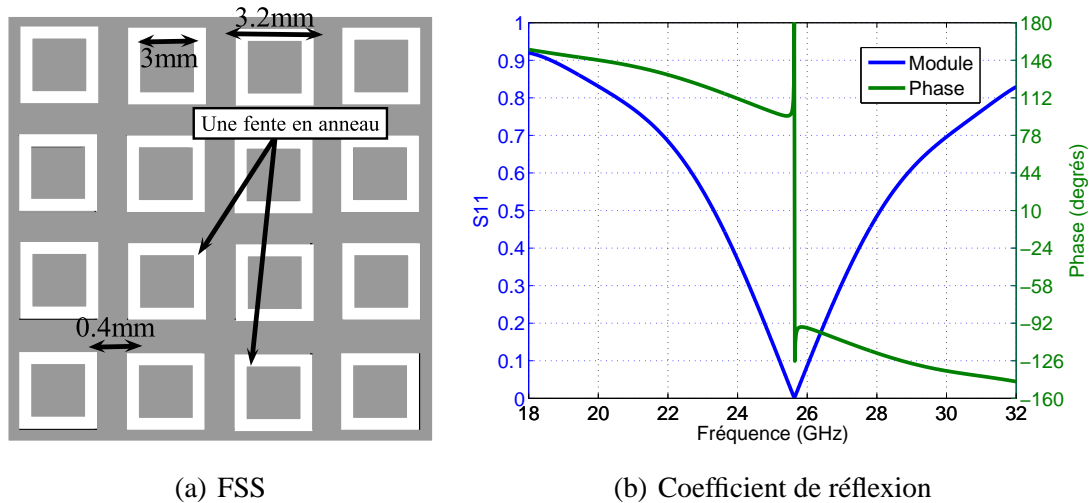


FIGURE III.13 : FSS de type passe-bande : bi-polarisation

Cette structure est composée d'un arrangement de fentes en anneaux, comme illustré sur la Figure III.13-(a). Le coefficient de réflexion de cette structure montre bien qu'elle est quasiment transparente autour de sa fréquence de résonance, tandis qu'elle est réfléchissante pour les autres fréquences et ceci pour les deux polarisations, III.13-(b). elle peut donc être assimilée à un plan métallique sauf pour une bande de fréquence et ceci pour les deux polarisations.

II.2.5 Plan de masse particulier : Surface hautes impédances

Les surfaces haute impédance sont des structures périodiques composées d'un réseau de patches qui peuvent être connectées au plan de masse par l'intermédiaire de vias métalliques III.14. Ces structures présentent une phase qui s'annule à la résonance des motifs III.14. Elles se comportent donc comme des Conducteurs Magnétiques Artificielles (Artificial Magnetic Conductor en anglais) en incidence normale [90]. Ces surfaces ont permis de réaliser des antennes directives et très compactes car la hauteur de cavité est réduite [91, 92].

Dans cette partie, nous avons présentés les différents types de FSS et de plan de masse. En utilisant ces derniers, nous allons présenter les différentes méthodes pour aboutir à une antenne BIE bibande.

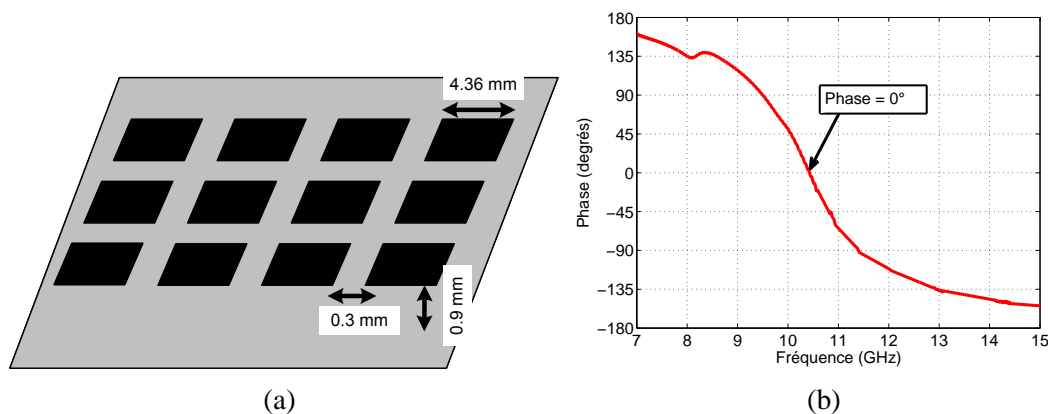


FIGURE III.14 : Surface à Haute Impédance et sa phase du coefficient de réflexion

III Antennes BIE-M Multifréquences : différents procédés

Comme cela a été expliqué précédemment, il existe quatre différents types de FSS métalliques et deux catégories de plan de masse. Cette partie sera consacrée à la présentation d'antennes avec différentes FSS, qui permettent d'assurer un fonctionnement multifréquences afin de choisir l'antenne BIE-M qui répond à nos besoins.

III.1 Objectif et principe

L'enjeu de cette étude est de concevoir un système multifaisceaux qui fonctionne sur deux bandes de fréquence pour assurer les voies d'émission (Tx à 30GHz) et de réception (Rx à 20GHz) d'une mission spatiale de télécommunication. Pour cela, nous cherchons à définir une antenne à FSS métalliques bibande où le réglage de la directivité s'opère de manière indépendante du réglage multifréquences. En effet, dans le chapitre II, nous avons vu que la conception du matériau BIE diélectrique bibande figeait la directivité de l'antenne sur au moins une des deux bandes. Pour réaliser cet objectif nous allons étudier deux types de structure à base de FSS :

- La première méthode est d'utiliser un plan de masse particulier qui permet le réglage multifréquences de l'antenne. Dans ce cas, les contraintes sur le miroir BIE sont idéalement réduites au réglage de la réflectivité qui affecte la directivité.

Ce système consiste à réaliser une antenne dont le plan de masse est à phase variable

avec une Surface à Haute Impédance (HIS) de type *Sievenpiper*, comme illustré sur la Fig.III.15.

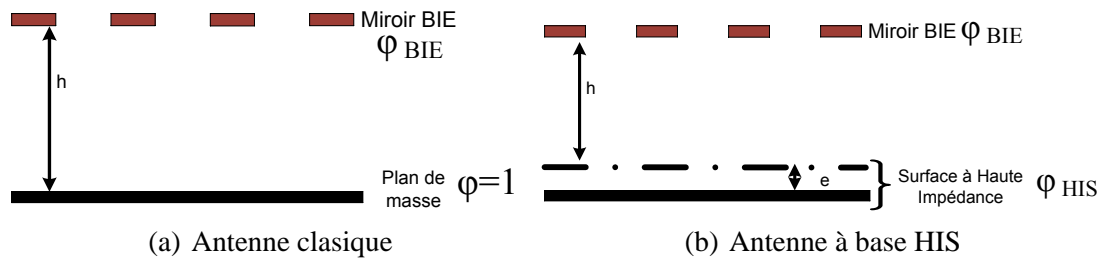


FIGURE III.15 : Principe d'antenne bibande à base HIS

- Le deuxième procédé consiste à réaliser une antenne BIE multifréquences à partir de deux antennes monofréquence imbriquées sans que ces deux dernières se perturbent, comme illustré sur la Figure III.16

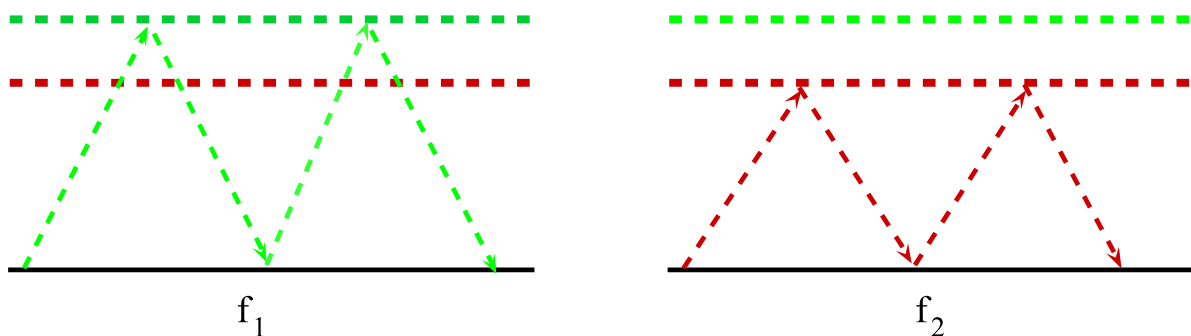


FIGURE III.16 : Principe du fonctionnement

Dans ce cas, la première couche métallique sera utilisée pour assurer le fonctionnement sur la bande basse, tandis que la deuxième couche sera utilisée pour assurer le fonctionnement sur la bande haute. La deuxième couche ne devra pas perturber le fonctionnement sur la première bande et inversement. Le découplage sur les deux bandes peut être réalisé soit par la polarisation, soit par la fréquence, comme nous verrons dans la suite.

III.2 Différentes structures BIE-M assurant le fonctionnement multifréquences

Dans cette partie nous allons présenter les antennes BIE-M analysées au cours de cette étude qui permettent d'assurer une fonctionnement multifréquences.

III.2.1 Structures BIE-M à base des surfaces à haute impédance

Afin de concevoir une antenne BIE-M bibande, nous avons utilisé un plan de masse particulier possédant une phase variable dont l'unique fonction est d'obtenir le fonctionnement bifréquence. De ce fait, nous réduisons les contraintes sur le matériau BIE supérieur dont l'unique rôle est d'obtenir la réflectivité nécessaire à la directivité voulue. Le plan de masse est composé de motifs périodiques de Sievenpiper qui permettent de définir à une fréquence une surface haute impédance (HIS) (Figure III.14) avec une phase en réflexion égale à 0° . La résonance des motifs conduit à une phase variable nécessaire à notre application. Pour assurer un fonctionnement antennaire bibande, l'équation III.6 qui est fonction de la phase du matériau BIE et de la phase du plan de masse HIS doit être vérifiée pour les deux fréquences f_1 et f_2 .

$$h = \frac{\lambda_{(1,2)}}{2\pi} \left[\frac{\Phi_{BIE}}{2} + \frac{\Phi_{HIS}}{2} \right] \quad (\text{III.6})$$

Où Φ_{BIE} est la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE et Φ_{HIS} est la phase du coefficient de réflexion de surface à haute impédance.

L'objectif pour notre application étant d'obtenir deux bandes de fréquence avec un rapport de proportionnalité égale à 1.5 ($f_2/f_1 = 1.5$), la phase de la HIS doit satisfaire pour les deux fréquences l'équation III.7.

$$\Phi_{HIS1} = \frac{(\Phi_{BIE2} + \Phi_{HIS2})}{1.5} - \Phi_{BIE1} \quad (\text{III.7})$$

De manière à avoir, une directivité proche sur les deux bandes, nous avons adopté pour notre étude un miroir BIE-M qui possède un coefficient de réflexion peu dispersif. La FSS ainsi que ses caractéristiques en réflexion sont données sur la Figure III.17. Aux fréquences souhaitées c'est-à-dire à 9.6GHz et à 14.4GHz (ces fréquences ont été choisies de façon à avoir $f_2 = 1.5 * f_1$), un module de 0.92 avec une phase de -159° et un module de 0.96 avec de phase -167° sont respectivement obtenus.

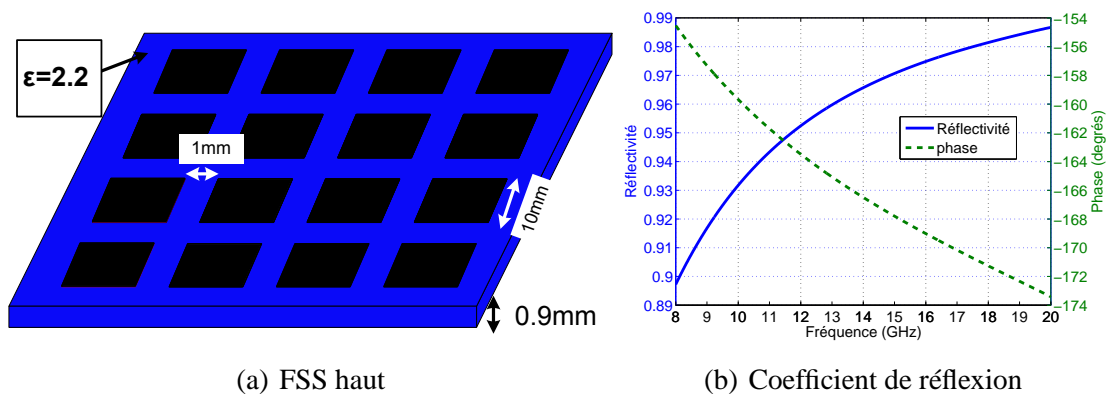


FIGURE III.17 : Géométrie de FSS utilisée

En fonction des caractéristiques de ce miroir BIE-M, nous avons conçu le plan de masse représenté sur la Figure III.14 dont la phase permet de respecter l'équation III.7 et ainsi obtenir deux fréquences de fonctionnement.

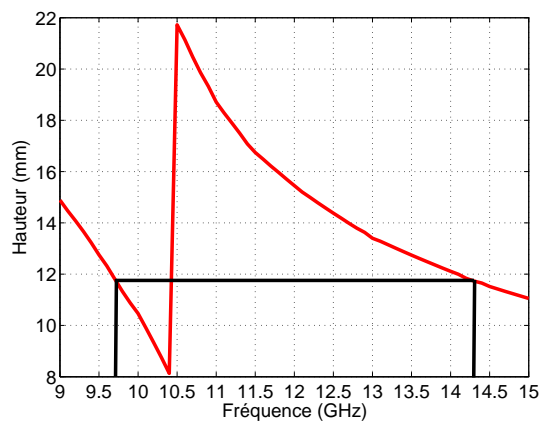


FIGURE III.18 : Calcul de la hauteur de cavité

A partir des coefficients de réflexion du miroir BIE-M et du plan de masse HIS et en utilisant l'équation III.6, nous aboutissons à la Figure III.18 qui indique la hauteur du résonateur en fonction de la fréquence de fonctionnement. Nous pouvons voir qu'une hauteur de 11.7mm permet d'obtenir un fonctionnement antennaire autour de deux fréquences attendues de 9.7GHz et de 14.3GHz. En simulation une hauteur de cavité égale à 11.7mm a donnée un fonctionnement multifréquences autour 9.7GHz et 14.65GHz. Pour cela, Nous avons simulé la structure donnée sur la Figure III.15(b) en adoptant une hauteur de 11.9mm entre la surface haute impédance et le miroir BIE-M afin d'obtenir un fonctionnement multifréquences aux deux fréquences désirées (9.6GHz et de 14.4GHz).

L'évolution de la directivité fréquentielle donnée sur la Figure III.19 confirme le fonctionnement bibande de l'antenne avec une directivité maximum de 20dB dans les deux cas. Nous pouvons noter que la bande passante à -3dB obtenue sur la plage fréquentielle basse est très limitée. En effet, la phase à la réflexion du plan de masse structurée varie très vite aux environs de 9.5GHz qui induit un fonctionnement très dispersif. Dans une antenne classique où le plan de masse est métallique, cette phase est invariante avec une valeur de π et conduit à un fonctionnement plus large bande. Ce phénomène est moins marqué sur la bande haute car la phase à la réflexion du plan de masse varie moins. Un deuxième inconvénient pour ce type de structure est la difficulté de régler indépendamment le coefficient de réflexion du miroir BIE sur les deux bandes (et donc les directivités).

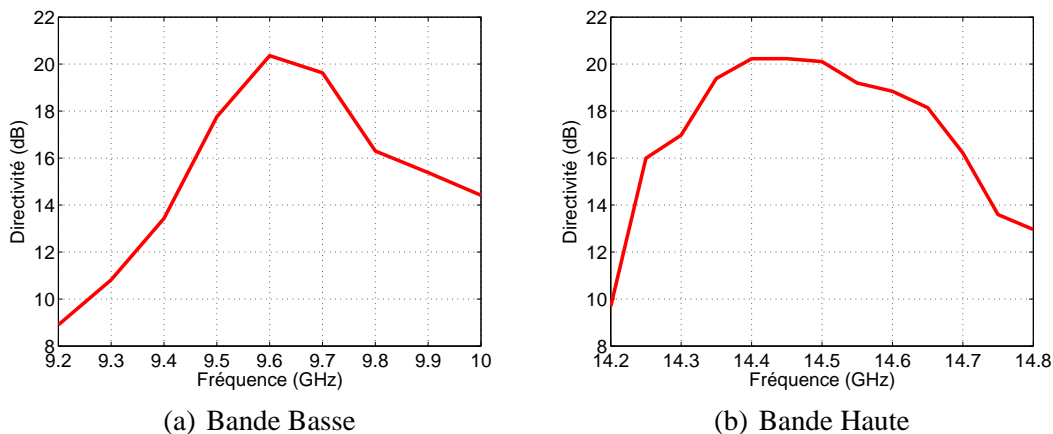


FIGURE III.19 : Directivité de l'antenne

Afin de remédier à ces problèmes, nous allons étudier des dispositifs avec deux miroirs BIE qui sont chacun affecté à une bande. Toutefois, il est primordial de découpler ces deux FSS pour limiter d'une part les interactions et surtout avoir un réglage indépendant sur les deux bandes.

III.2.2 Antenne à base de FSS découplées

Le principal inconvénient du système précédent vient de la difficulté de gérer les deux bandes de manière indépendante. Pour remédier à ce problème, comme indiqué dans le paragraphe IV.1.4, nous allons utiliser deux miroirs BIE et affecté chacun à une bande. Toutefois, il est indispensable de découpler les deux FSS, soit par la polarisation, soit par la fréquence.

III.2.2.1 Découplage des FSS par la polarisation

Ce système consiste à imbriquer deux antennes monofréquence à base de tiges métallique. Comme cela a été expliqué précédemment, une structure qui utilise de tiges métalliques n'est réfléchissante que pour une polarisation donnée. Pour cela, les deux FSS à base de tiges métalliques sont orthogonale l'une par rapport à l'autre pour assurer le découplage. Dans ce cas, les FSS ne se perturbent pas, car les FSS de type tiges métalliques sont réfléchissantes pour une polarisation et transparente pour l'autre polarisation orthogonale.

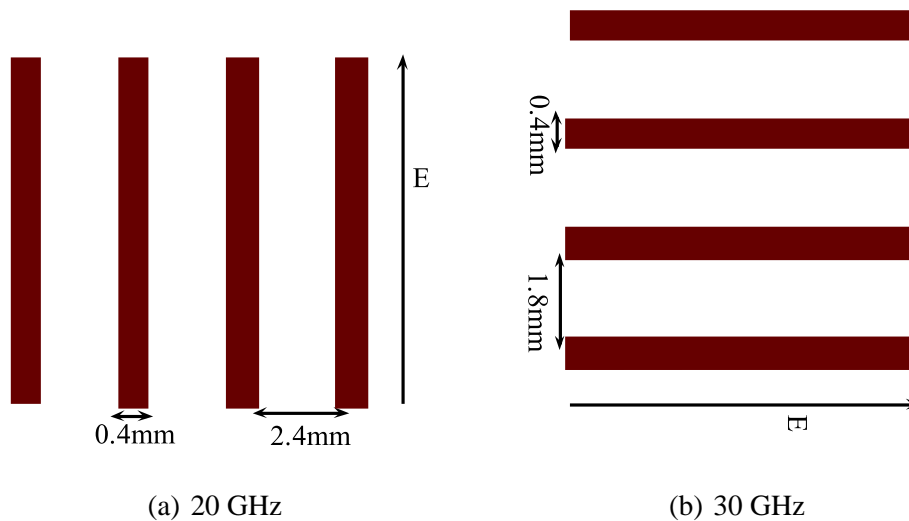


FIGURE III.20 : Géométrie des deux FSS utilisées

A partir des études présentées dans l'annexe B sur les propriétés du matériau BIE-M, il est possible de déterminer la géométrie de chacune des deux FSS en fonction de la directivité souhaitée. Les deux structures métalliques choisies pour fonctionner à 20GHz et 30GHz sont composées d'un alignement de tiges métalliques avec un taux de remplissage $\tau_1 = 15\%$ et $\tau_1 = 20\%$ respectivement, Fig.III.20. En effet, les taux de remplissage sont choisis pour avoir la même réflectivité sur les deux bandes de fréquences, à savoir 0.9, comme le montre la Fig.III.21-(a).

Les deux structures étudiées sont réfléchissantes sur les deux bandes de fréquences. Pour résoudre ce problème, nous allons utiliser les FSS pour fonctionner sur deux polarisations différentes. Dans ce cas, pour la conception de l'antenne, nous déterminons dans un premier temps les hauteurs de deux cavités résonantes. Celle-ci peut être calculée selon l'équation (III.2) en fonction de la phase du coefficient de réflexion de chaque structure métallique, Fig.III.21-(b).

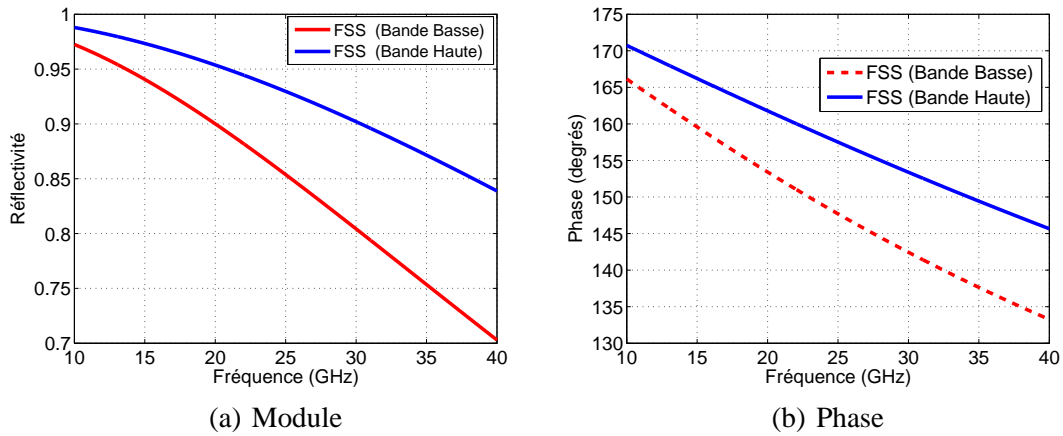


FIGURE III.21 : Coefficient de réflexion de la structure étudiée

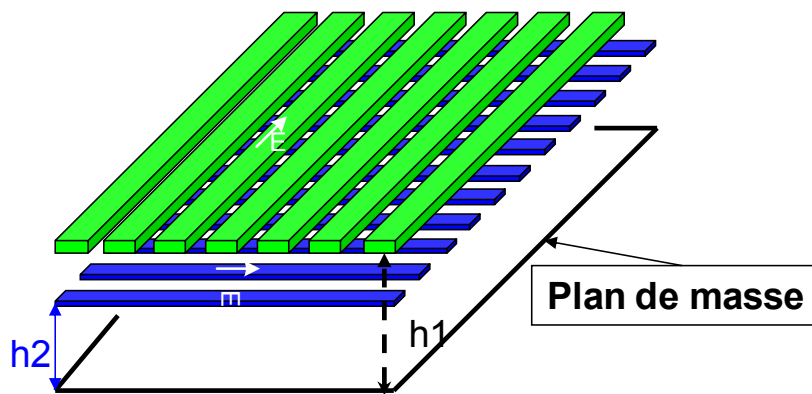


FIGURE III.22 : Géométrie de l'antenne BIE-M

La géométrie de l'antenne finale est présentée sur la Figure III.22. Le fonctionnement sur la première bande de fréquence est assuré par la cavité de hauteur $h_1 = 4.7mm$ qui se situe entre le plan de masse et la FSS-1. De même, le fonctionnement sur la deuxième bande de fréquence est assuré par la cavité de hauteur $h_2 = 7.1mm$ qui se situe entre le plan de masse et la FSS-2. Les FSS sont placées orthogonalement l'une par rapport à l'autre pour que les FSS ne se perturbent pas et afin d'assurer un réglage indépendant sur chaque bande de fréquence.

Les performances de cette antenne en terme de directivité sont présentées sur la Figure III.23. L'antenne simulée présente bien les deux bandes de fréquence attendues. De même, les résultats montrent que cette structure présente les mêmes performances que deux antennes BIE-M classiques monobandes indépendantes.

L'inconvénient principal de cette antenne réside dans l'impossibilité d'obtenir deux polarisations sur chaque bande de fréquence. En fait, pour assurer une couverture spatiale multi-

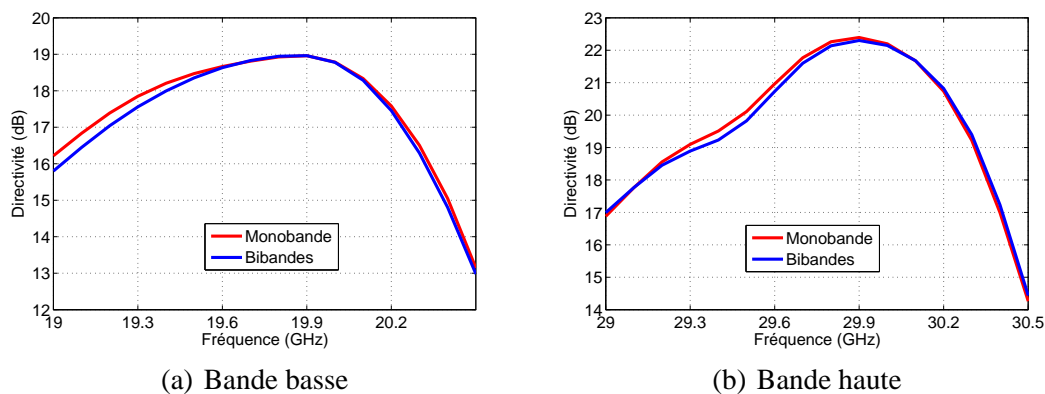


FIGURE III.23 : Directivité de l'antenne

faisceaux, une réutilisation de fréquences et de polarisations est nécessaire pour augmenter la capacité des différents canaux sur chaque bande de fréquences. Pour cela, ce type d'antenne est incompatible pour une application spatiale.

III.2.2.2 Découplage des FSS par la fréquence

Comme cela a été expliqué précédemment, les antennes utilisées pour des applications spatiales multifaisceaux doivent fonctionner sur les deux polarisations. En effet, deux spots adjacents sur la Terre sont sur des canaux différents ou à polarisation différents. Par conséquent, le découplage des FSS par polarisation n'est pas adapté à notre application. Nous allons donc assurer le découplage fréquentiel par bande. Nous rappelons que chacune des deux bandes est composée de canaux pour limiter les interférences entre deux spots adjacents.

III.2.2.2.1 Structures BIE-M à base des FSS stop-bande

Le principe de fonctionnement de cette antenne est présenté sur la fig.III.24.

Pour assurer un fonctionnement bibande, deux FSS de type stop bande doivent être utilisées. Une FSS pour assurer le fonctionnement sur la bande basse et une deuxième pour assurer le fonctionnement sur la bande haute. Comme le montre la Fig.III.24, la première FSS est placée à une hauteur $h1$ et forme avec le plan de masse la première cavité, tandis que la deuxième FSS forme avec le plan de masse une deuxième cavité mais avec une hauteur $h2$.

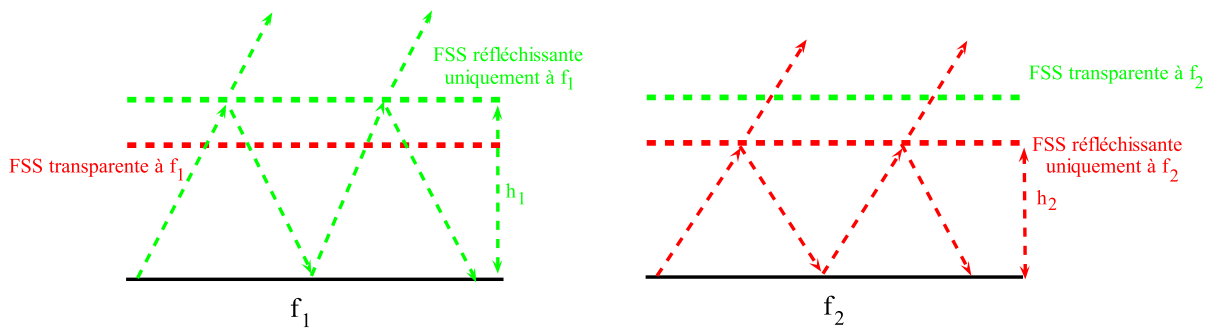


FIGURE III.24 : Principe du fonctionnement

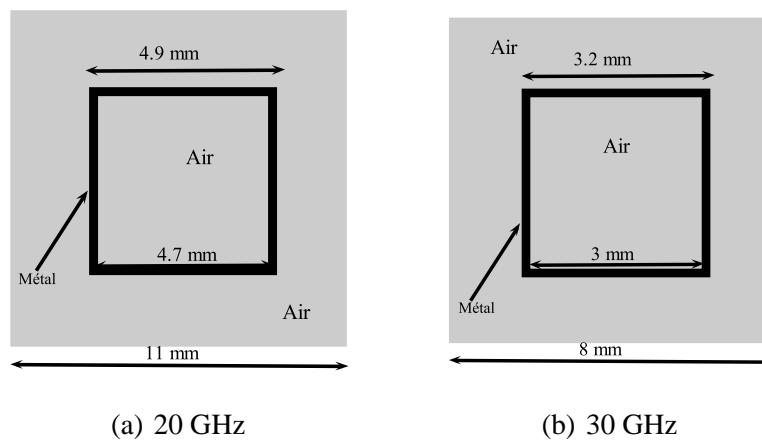


FIGURE III.25 : Géométrie des deux FSS de type stop bande analysées

Pour que ce principe soit réalisable, il faut que les FSS illustrées sur la Figure III.25 présentent une réflectivité quasiment négligeable hors de ses bandes de fonctionnement. La Figure III.26 représente la réflectivité pour chaque FSS. La première FSS (FSS à 20 GHz) est choisie pour être réfléchissante uniquement à 20 GHz et inversement pour la deuxième FSS (réfléchissante uniquement à 30 GHz).

Cependant, ces FSS présentent des variations très rapides de la réflectivité qui s'accompagneront de variations très rapides de la phase de coefficient de réflexion, comme illustré Fig.III.26. Ceci aura pour conséquence une bande de fonctionnement très étroite.

La dernière étape consiste à déterminer la hauteur de chaque cavité à partir de la phase du coefficient de réflexion. Pour obtenir un fonctionnement monobande il faut choisir $h_1 = 6.9\text{mm}$ et $h_2 = 5.3\text{mm}$. Cependant, lorsque les deux antennes sont imbriquées il est possible, avec $h_1 = 5.8\text{mm}$ et $h_2 = 4.7\text{mm}$ d'obtenir deux bandes de fréquences.

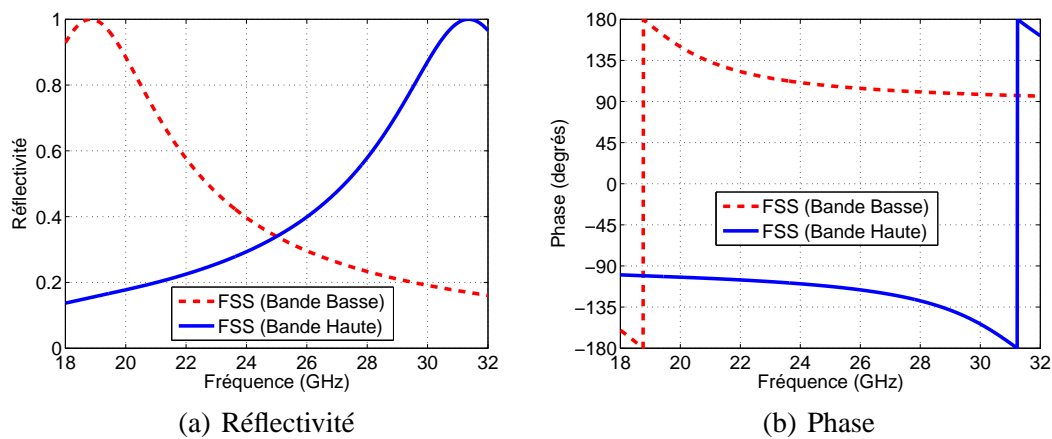


FIGURE III.26 : Coefficient de réflexion

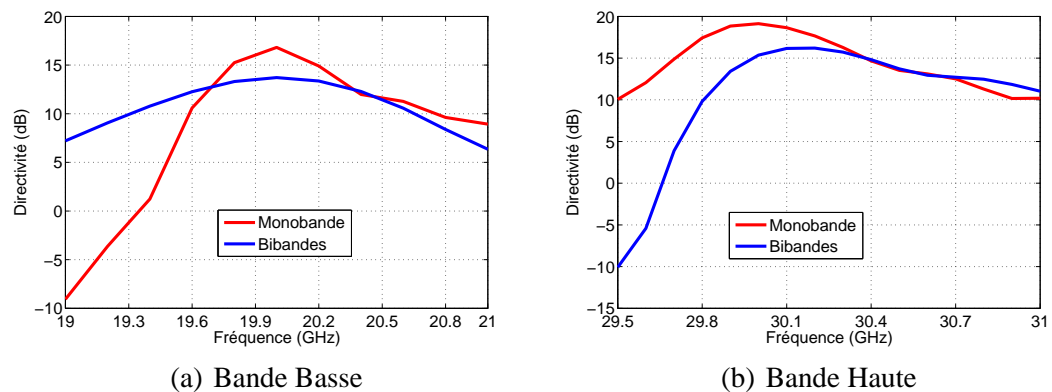


FIGURE III.27 : Directivité de l'antenne

Les performances de l'antenne en terme de directivité sont présentées sur la Fig. III.27. Cette figure montre bien l'apparition de deux bandes de fréquences avec une faible bande passante. Ce résultat confirme ce qui a été présenté précédemment au niveau de la bande passante. En effet, celle-ci est liée directement à la pente de la phase en fonction de la fréquence. De plus, vu que cette structure n'est pas totalement transparente hors de sa bande de fonctionnement, le réglage est très difficile.

III.2.2.2.2 Structures BIE-M à base d'une FSS passe-bande

A partir de la structure précédente, il est possible d'obtenir une structure présentant le comportement dual, c.à.d. un comportement de type passe-bande. Comme cela a été expliqué dans le paragraphe (II.2.4.2), une FSS de type passe-bande est quasiment transparente autour de sa fréquence de résonance, tandis qu'elle est réfléchissante pour les autres fréquences. Le principe de fonctionnement de cette antenne est présenté sur la Figure III.28.

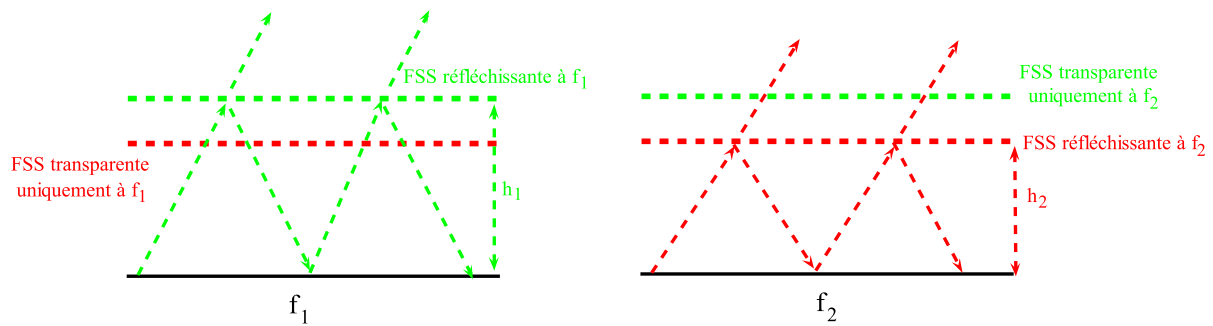


FIGURE III.28 : Principe du fonctionnement

Comme le montre la Fig.III.28, la première FSS est placée à une hauteur h_1 et forme avec le plan de masse la première cavité, tandis que la deuxième FSS forme avec le plan de masse une deuxième cavité mais avec une hauteur h_2 .

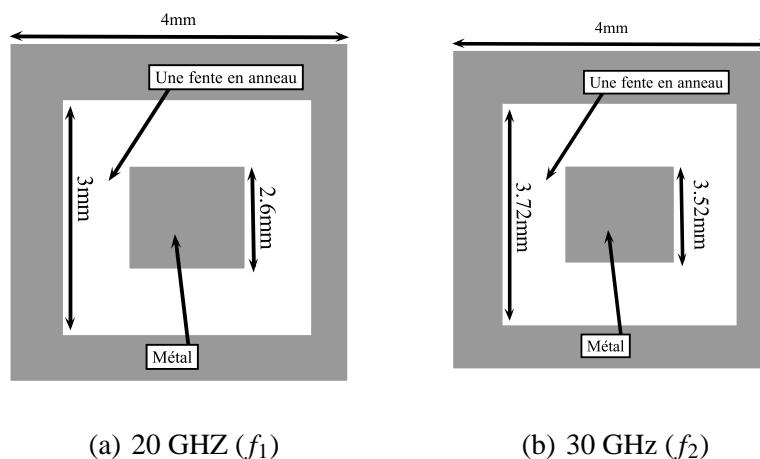


FIGURE III.29 : Géométrie des deux FSS de type passe bande étudiées

Pour que les FSS ne se perturbent pas entre elles et pour assurer un réglage indépendant sur chaque bande de fréquence, il faut que chaque FSS soit transparente hors de sa bande de fonctionnement. En effet, la première FSS doit être transparente à f_2 et réfléchissante à f_1 et inversement pour la deuxième FSS. Les dimensions des deux FSS étudiées sont présentées sur la Figure III.29.

La Figure III.30 présente la réflectivité de chaque FSS. Cette Figure montre bien que la première FSS est réfléchissante à f_1 (elle présente une réflectivité de l'ordre de 0.9), tandis qu'elle est quasiment transparente à f_2 . De même, la deuxième FSS est choisie pour être transparente à f_1 et réfléchissante à f_2 .

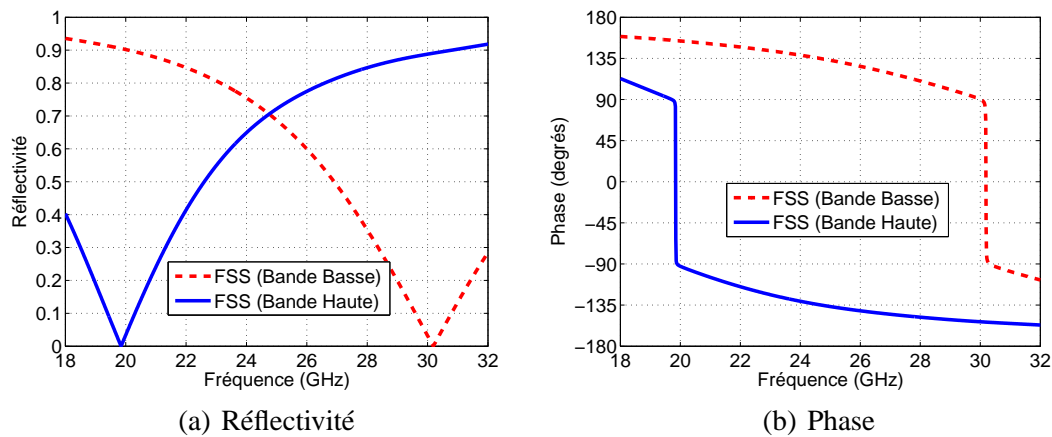


FIGURE III.30 : Coefficient de réflexion

Une fois la réflectivité déterminée sur les deux bandes de fréquence, il ne nous reste donc plus qu'à visualiser la phase de coefficient de réflexion de chaque FSS afin de calculer la hauteur de chaque cavité, Fig.III.30. Ce calcul, effectué à partir de l'équation III.6, donne une hauteur de cavité de l'ordre de 7mm sur la première bande et de l'ordre de 5.3mm sur la deuxième bande.

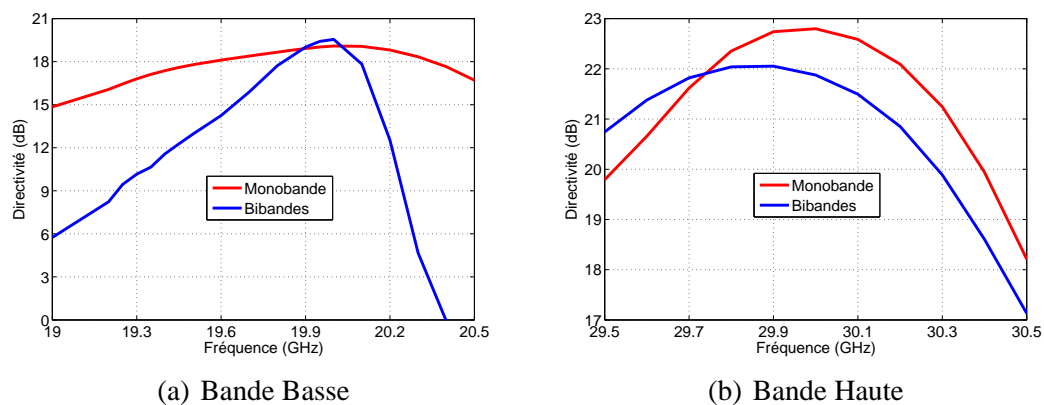


FIGURE III.31 : Directivité de l'antenne

Pour valider la conception nous avons conçu une antenne BIE bibande pour fonctionner à 20 GHz et 30 GHz. Les résultats de simulation présentés sur la Figure III.31 sont obtenus pour une hauteur de cavité de l'ordre de 7.65mm sur la première bande et de l'ordre de 5.35mm sur la deuxième bande. La hauteur de la première cavité est fortement modifiée à cause du couplage entre les deux FSS, comme nous verrons dans la partie suivante.

La Figure III.31 confirme la possibilité de trouver une antenne BIE bibande aux fréquences attendues. Cette antenne présente quasiment le même gain qu'une antenne BIE-M monobande, mais la bande passante reste inférieure à celle de l'antenne monobande. En effet, c'est sur la

bande basse de fréquence qu'on obtient des performances dégradées. Cette dégradation est due au comportement de la "FSS 30GHz" qui est parfaitement transparente à la seule fréquence de 20GHz. Elle se trouve de plus au milieu de la cavité de l'antenne fonctionnant à 20GHz et qui perturbe son fonctionnement. Cette dégradation est moins remarquable sur la bande haute de fréquence, car la FSS à 20GHz se trouve hors de "la cavité" de l'antenne fonctionnant à 30GHz.

Malgré cette limitation, les structures BIE-M à base des FSS passe-bande permettent de créer deux bandes de fréquences quasiment indépendantes fonctionnant chacune sur deux polarisations.

III.3 Bilan

Dans cette partie, nous avons présenté les différentes solutions pour concevoir des antennes BIE-M bibande à base de surface sélective en fréquence. Cette étude a permis de déterminer les avantages et les inconvénients de chaque structure afin de choisir la structure qui répond à nos besoins. Parmi ces différents procédés, la structure BIE-M à base de FSS passe-bande

















Caractéristiques Procédé	Bande passante	Directivité	Polarisation	Réglage
Surfaces à haute impédance				
Filtre passe-haut				
Filtre stop-bande				
Filtre passe-bande				

TABLE III.1 : Bilan des différents procédés bibandes étudiés

pourra être la meilleure candidate, Tableau III.1. En effet, malgré la différence, au niveau de performance en termes de directivité et de bande passante, entre une antenne BIE-M bibande et une antenne BIE-M classique, les résultats obtenus restent acceptables. De plus, cette structure permet d'assurer un réglage quasiment indépendant sur les deux bandes de fréquences. Pour

cela, dans la partie suivante, nous allons utiliser cette structure pour concevoir une antenne BIE-M bibande dédiée à illuminer une antenne à réflecteur pour des applications spatiales.

IV Conception d'une Antenne BIE-M Multifréquences

Les performances en termes de directivité et de bande passante des différentes antennes étudiées dans la partie précédente, ont montré que les structures métalliques à base des FSS passe-bande sont les meilleures candidates pour réaliser une antenne BIE-M multifréquences. L'objectif de cette partie est de concevoir une antenne BIE-M multifréquences fonctionnant à f_0 et $1.5 * f_0$, dédiée à illuminer une antenne à réflecteur pour des applications spatiales. Ces dernières nécessitent deux bandes de fréquences centrées autour de 20 GHz (f_0) pour la TX et autour de 30 GHz ($1.5 * f_0$) pour la RX. Pour valider cette technique, nous allons concevoir une antenne BIE-M fonctionnant à 5GHz (f_0) et 7.5 GHz ($1.5 * f_0$). Ces deux valeurs ont été choisies de manière à garder le même rapport entre les deux bandes et de façon à réduire le coût et la complexité de fabrication.

IV.1 Choix de la FSS bibande

IV.1.1 Présentation

Les études présentées dans la partie précédente ont montré que les antennes utilisant des FSS passe-bande sont les meilleures candidates pour assurer un fonctionnement indépendant sur les deux bandes de fréquences. Dans cette partie, nous allons utiliser des FSS passe-bande un peu plus complexe qui sont à double résonances afin d'avoir une meilleure maîtrise du dimensionnement de ces FSS et d'améliorer les performances de l'antenne finale. Pour cela, nous allons commencer par la mise au point des deux FSS.

La Figure III.32 représente la géométrie du motif étudié. Chacune des deux FSS sera composée de deux fentes en anneaux permettant la birésonance. Ces surfaces vont être employées pour concevoir les deux interfaces supérieures de l'antenne à résonateur BIE-M.

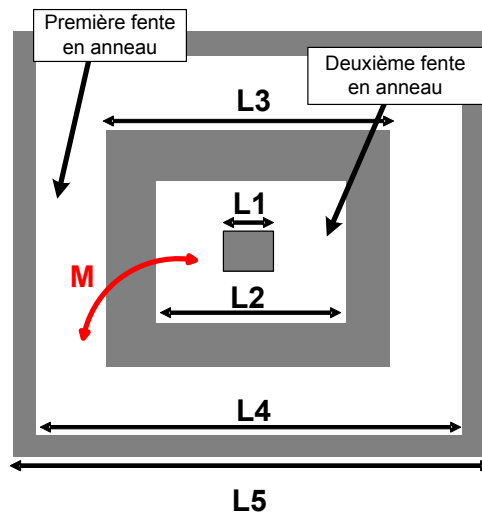
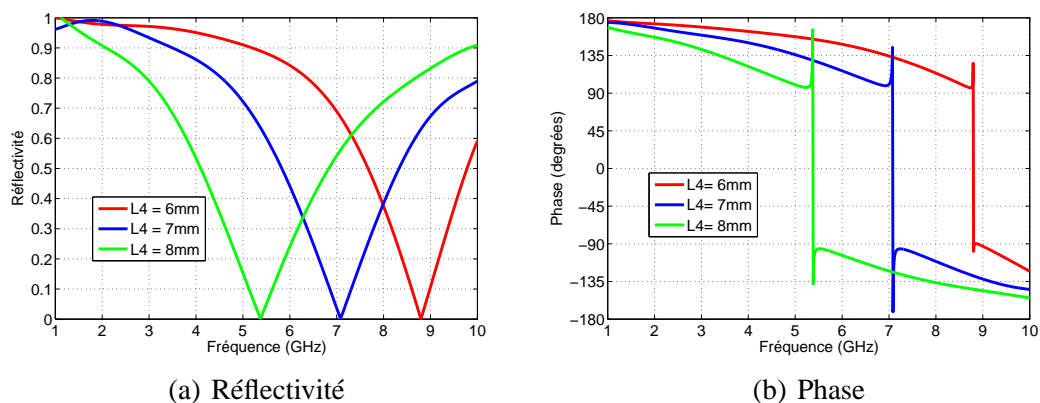


FIGURE III.32 : Geometrie de la FSS étudiée

IV.1.2 Conception indépendante des deux FSS

IV.1.2.1 Etude paramétrique des deux fentes en anneau

La largeur externe $L5$ du motif élémentaire correspond au pas de périodicité. Pour effectuer des études sur ces FSS à double résonance nous allons présenter uniquement les études paramétriques en fonction de $L4$ et $L2$ qui correspondent chacune au plus grande côté des deux fentes en anneaux carrés. Les autres paramètres ont quasiment la même influence sur les propriétés des FSS étudiées. Les études paramétriques de ces surfaces en fonction de $L4$ et $L2$ ont permis d'obtenir les courbes du coefficient de réflexion présentées sur les Figure III.33 et III.34.

FIGURE III.33 : Coefficient de réflexion en fonction de $L4$

Lorsque $L4$ diminue la fréquence de résonance de la plus grande fente en anneau augmente, Fig.III.33-(a). Le profil de phase de cette structure (Fig.III.33-(b)) montre que lorsque la réflec-

tivité augmente, la phase du coefficient de réflexion tend vers π . De plus, cette phase varie peu à la fréquence où la structure est quasiment réfléchissante c'est à dire quand la FSS agit comme paroi supérieure de la cavité Fabry-Pérot. Le paramétrage de cette première fente conduit à des résultats classiques c.à.d. obtenus avec une structure à une seule fente.

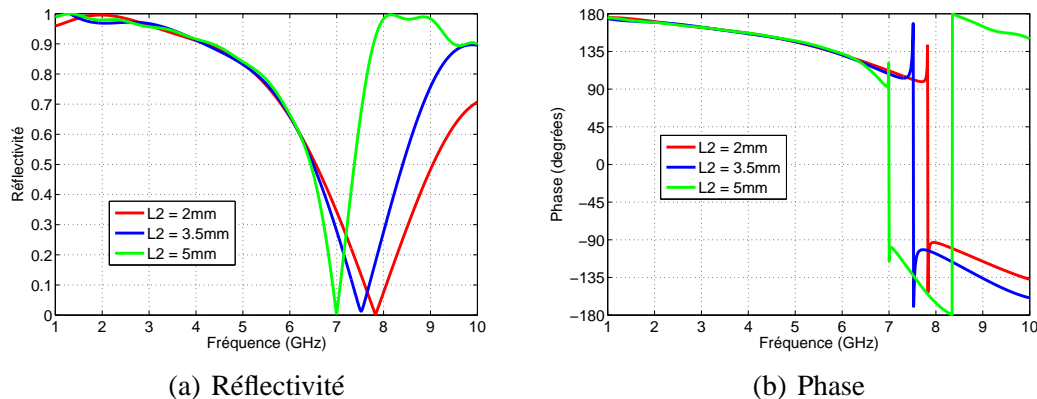


FIGURE III.34 : Coefficient de réflexion en fonction de $L2$

L'étape suivante est l'étude de l'influence de la deuxième fente en anneau à travers $L2$. Elle permet un ajustement de la fréquence de résonance tout en conservant des propriétés inchangées sur les fréquences basses, Fig.III.34. Cette propriété est impossible à obtenir avec un motif à une seule fente. Au dessus de la fréquence de résonance les propriétés de la FSS peuvent être de forme particulier. Finalement, cette deuxième fente permet un réglage plus précis des coefficients de réflexion souhaités pour les deux fréquences.

IV.1.2.2 Géométrie finale des deux FSSs

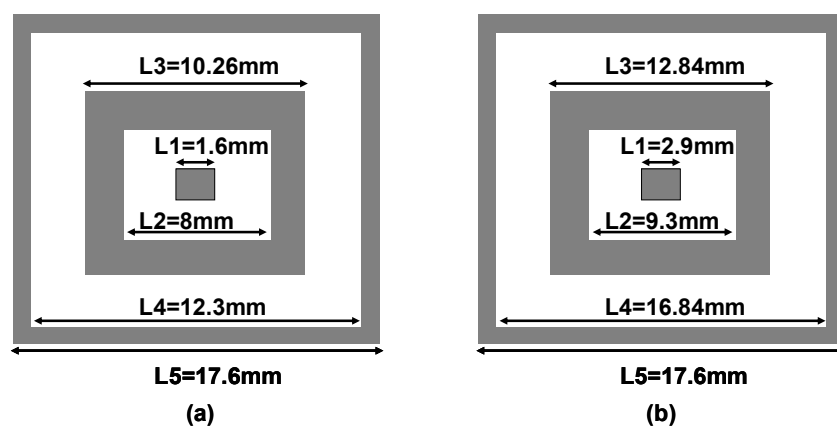


FIGURE III.35 : Dimension des deux structure étudiées : (a) FSS à 5GHz (b) FSS à 7.5GHz

Nous allons maintenant présenter les dimensions finales des deux motifs retenus, Fig. III.35.

Les propriétés de ces structures en réflexion sont représentées sur la Figure III.36. Les résultats obtenus confirment ce qui a été précisé précédemment, pour la création d'une antenne bibande. En effet, la première FSS a été choisie pour être réfléchissante sur la bande basse et transparente sur la bande haute. Elle présente, une réflectivité de l'ordre de 0.9 autour de 5GHz. La deuxième FSS a été choisie pour être réfléchissante sur la bande haute et transparente sur la bande basse. Une réflectivité de l'ordre de 0.87 est obtenue autour de 7.5GHz.

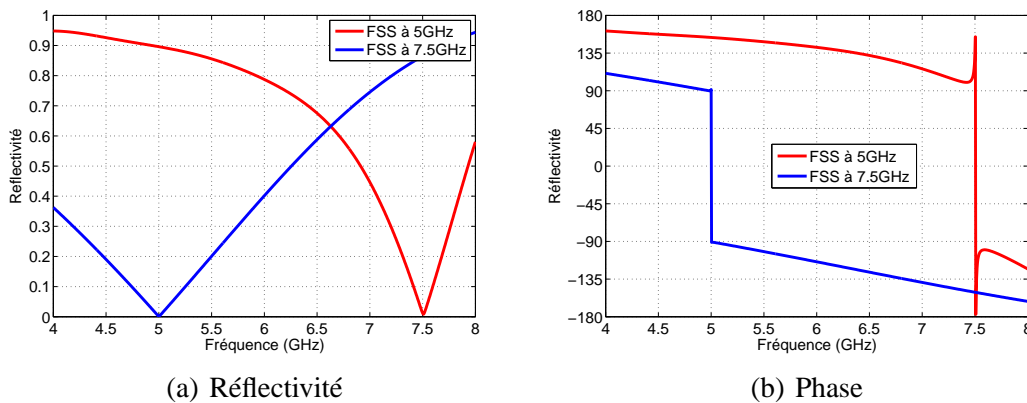


FIGURE III.36 : Coefficient de réflexion

La valeur de la phase du coefficient de réflexion étant obtenue lors de cette même étude, il est alors possible de calculer la hauteur à donner à chaque cavité pour assurer un fonctionnement à 5GHz et à 7.5GHz. Dans ce cas h_1 et h_2 sont respectivement égales à 27.8mm et 21.6mm, Fig.III.28.

Rappelons que h peut être calculée par la formule suivante :

$$h = \frac{\lambda}{2\pi} \left[\frac{1}{2} + \frac{\varphi}{2} \right] \quad (\text{III.8})$$

avec φ , la phase du coefficient de réflexion de chaque FSS.

IV.1.3 Conception conjointe des deux FSS

IV.1.3.1 Effet du couplage entre FSS

Une fois la hauteur de chaque résonateur fixée, nous allons utiliser ces valeurs pour étudier les propriétés du miroir BIE-M, composé par les deux FSS étudiées précédemment. L'écart entre les deux FSS est fixé à une valeur égale à $h_1 - h_2 = 6.2mm$, Fig.III.37.

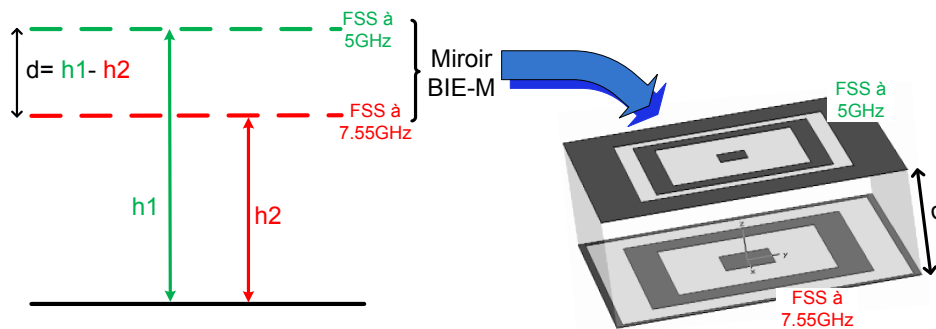


FIGURE III.37 : Miroir BIE-M composé par les deux FSS

La Figure III.38 représente la réflectivité d'un miroir BIE-M composé des deux FSS. Cette

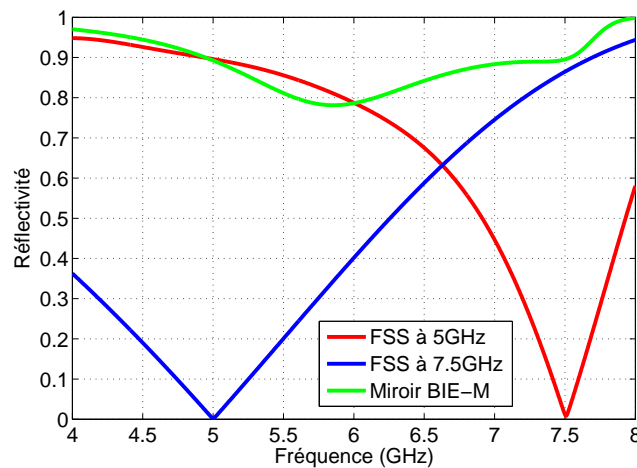


FIGURE III.38 : Réflectivité du miroir BIE-M

Figure montre qu'à 5GHz le module du coefficient de réflexion du miroir BIE-M est égal à la réflectivité de la FSS à 5GHz seule. De même, la réflectivité de la FSS à 7.5GHz seule est quasi égale à celle du miroir BIE-M à 7.5GHz. La différence est expliquée par un problème de couplage entre FSS. Cependant, autour de ces deux fréquences la réflectivité du miroir BIE-M ne correspond pas à la réflectivité de chacune des deux FSS étudiées séparément. En effet, les

deux FSS sont uniquement complètement transparentes à 5GHz et à 7.5GHz , elles présentent une réflectivité quasiment nulle. Par contre, autour de ces deux fréquences (autour du point de résonance), la réflectivité de chacune des deux FSS n'est plus égale à zéro .

Pour mieux comprendre l'interaction des deux FSS, nous allons maintenant regarder la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE-M relevée au niveau de chaque FSS.

La Fig.III.39-(a) représente la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE-M relevée au niveau de la FSS à 5GHz . Le résultat obtenu confirme ce qui a été expliqué précédemment. En effet, à 5GHz la phase du miroir BIE-M est égale à la phase de la FSS dimensionnée pour être réfléchissante à 5GHz , tandis qu'autour de cette fréquence les phases des coefficients de réflexion ne coïncident plus. De plus, on peut noter que la phase du coefficient de réflexion de la FSS à 5GHz varie peu, tandis que celle du miroir BIE-M varie rapidement. Ceci engendrera en application antennaire une bande passante plus limitée.

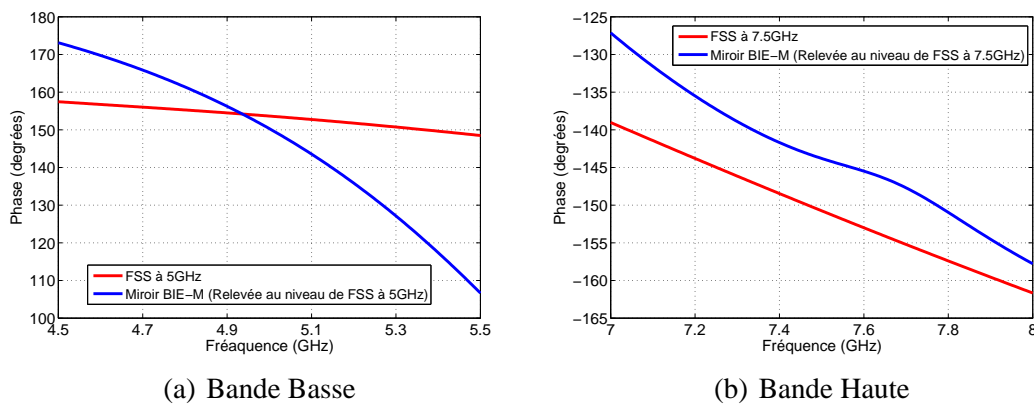


FIGURE III.39 : phase du coefficient de réflexion

La phase du coefficient de réflexion du miroir BIE-M relevée au niveau de la FSS dimensionnée pour fonctionner à 7.5GHz est présentée sur la Figure III.39-(b). Cette dernière montre que les deux courbes ne se recoupent pas à 7.5GHz où la FSS à 5GHz est supposée être complètement transparente. Nous pensons que ce résultat étonnant pourrait provenir d'un couplage physique entre FSS qui modifie les propriétés de chacune. Cependant, nous pouvons remarquer sur la même figure, que les deux courbes présentent quasiment la même pente. L'antenne bi-bande aura donc la même bande passante qu'une antenne BIE-M monobande conçue à 7.5GHz .

IV.1.3.2 Paramétrage de l'écart entre les FSS

De façon à comprendre l'influence du couplage entre les deux FSS sur les propriétés du miroir BIE-M, une étude paramétrique sur le coefficient de réflexion du miroir BIE-M a été effectuée en faisant varier l'écart entre les deux FSS.

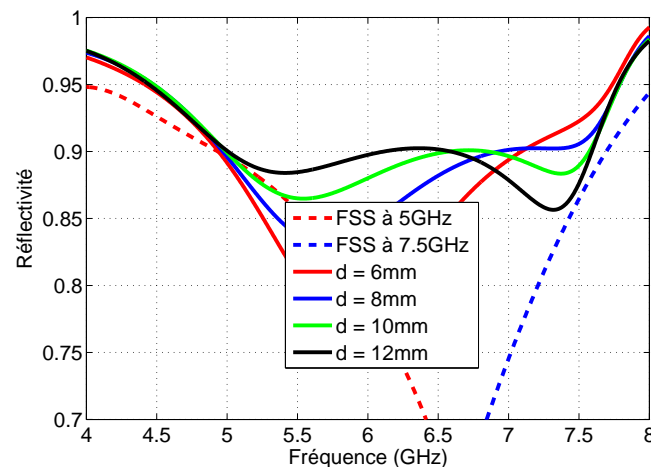


FIGURE III.40 : Variation de la réflectivité du miroir BIE-M en fonction de l'écart entre les deux FSS

A partir de l'étude des courbes présentées sur la Figure III.40, il apparaît clairement que plus l'écart entre les deux FSS augmente, plus le module de coefficient de réflexion du miroir BIE-M à 7.5GHz s'approche du celui obtenu avec la FSS seule, tandis qu'à 5GHz le module reste quasiment inchangé.

Ce résultat est confirmé par les courbes de phase présentées sur la Figure III.41-(a) relevées au niveau de la FSS à 5GHz. En effet, à 5GHz quel que soit l'écart entre les deux FSS la courbe de phase du miroir BIE et la courbe de phase de la FSS à 5GHz ne se recourent qu'à 5GHz, c.à.d. à la fréquence où la FSS à 7.5GHz est complètement transparente.

La figure III.41-(b) présente la phase du coefficient de réflexion de la structure étudiée et relevée au niveau de FSS à 7.5GHz. Si nous comparons les variations de phase du miroir BIE-M et de la FSS seule, on s'aperçoit que plus l'écart entre les deux FSS augmente plus la phase du miroir BIE-M tend vers la phase d'une FSS seule à 7.5GHz. Ceci indique que le couplage entre FSS qui modifie les caractéristiques de chacune diminue en fonction de l'écart.

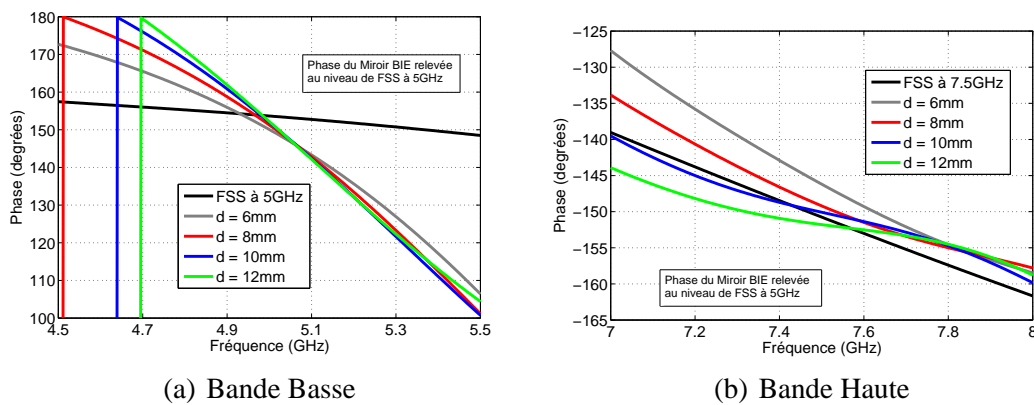


FIGURE III.41 : Phase du coefficient de réflexion en fonction de l'écart entre les deux FSS

IV.1.3.3 Synthèse

Cette étude nous a permis de déterminer les principaux problèmes rencontrés lors de la conception du miroir BIE-M bibande. Nous pouvons conclure que le miroir BIE présente uniquement à $5GHz$ les mêmes propriétés que la FSS à $5GHz$ car la FSS à $7.5GHz$ est transparente uniquement à cette fréquence. Ainsi, il serait nécessaire d'utiliser une FSS complètement transparente sur une plus large bande de fréquence. Ceci est très difficile pour le moment.

Par contre, à $7.5GHz$, le miroir BIE présente un coefficient de réflexion différent du celui de la FSS à $7.5GHz$ et ceci malgré que la FSS à $5GHz$ est théoriquement transparente. Ceci est sans doute provoqué par un couplage entre FSS à cette fréquence. En effet lorsque les FSS sont écartés suffisamment, les deux caractéristiques se rapprochent. Cependant, un écart important ($10mm$) entraînerait un décalage sur les fréquences de fonctionnement, puisque la hauteur de la première cavité de l'antenne serait de $31.6mm$ au lieu de $27.8mm$ qui permet une résonance à $5GHz$. Pour cela, nous avons fixé l'écart entre les deux FSS à $6.2mm$.

La géométrie obtenue au terme de l'étude présentée ci-dessus semble donc convenir pour la réalisation d'une antenne BIE-M bibande afin de valider la conception. Pour que ce miroir puisse être réalisé, il est nécessaire d'utiliser une technologie de type circuit imprimé. Pour cela, une nouvelle étude a donc été nécessaire pour tenir compte de la présence d'un substrat diélectrique.

IV.1.4 Etude des deux FSS réalisables sur substrat

Les FSS utilisées pour la réalisation d'un prototype, sont du même type que celles utilisées lors de l'étude précédente, mais avec un substrat de type duroid 6002 ($\epsilon_r = 2.94$ et $\tan\delta = 12.10^{-4}$) d'épaisseur $0.508mm$. Ce substrat a été choisi pour sa faible permittivité et ses faibles pertes diélectriques afin de ne pas provoquer une chute du gain de l'antenne.

La présence du substrat diélectrique au dessous de chaque FSS fait modifier fortement le comportement de ces dernières. Pour remédier à cela, il est nécessaire de modifier la géométrie de chaque FSS afin de trouver la réflectivité recherchée.

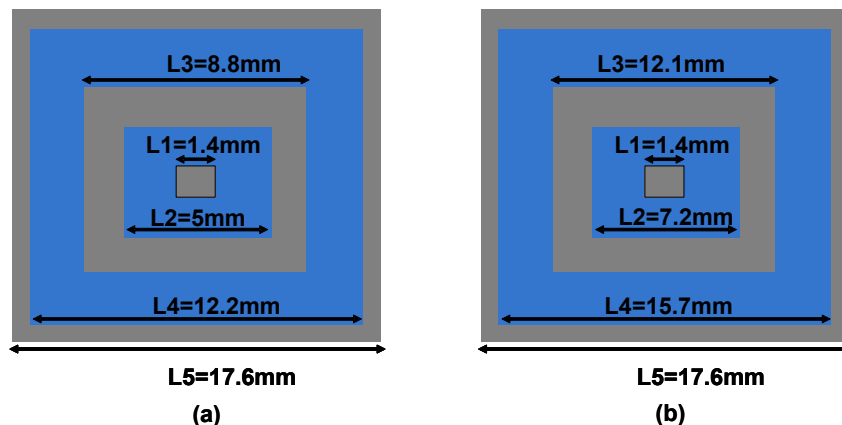


FIGURE III.42 : Dimension de nouvelles structures étudiées : (a) FSS à 5GHz (b) FSS à 7.5GHz

La Figure III.42 représente la nouvelle géométrie de chaque FSS et le miroir BIE est donné sur la Figure III.43. La réflectivité est présentée sur la Figure III.44. La modification de la géométrie de chaque FSS a compensé l'effet de l'utilisation d'un substrat diélectrique pour obtenir les réflectivités souhaitées. Cette dernière remplit donc à nouveau les conditions nécessaires, permettant la création d'une antenne BIE-M bibande.

Une fois la réflectivité de la nouvelle structure déterminée, nous allons regarder la phase du coefficient de réflexion de chaque FSS afin de déterminer la hauteur de chaque cavité, Fig.III.45. Le calcul de la hauteur de cavité a été effectué à partir de l'eq.B.1. La valeur de hauteur $h1$ de la première cavité est donc égale à $26.6mm$ (sachant que la phase du miroir BIE-M est égale à 140° à $5.05GHz$) tandis que la deuxième hauteur $h2$ est égale à $21mm$ (sachant que la phase du miroir BIE-M est égale à -161° à $7.58GHz$).

Les hauteurs de deux cavités sont déterminées, nous allons visualiser les propriétés du miroir BIE-M composé par les deux FSS. L'écart entre les deux FSS a été fixé à une valeur égale à $h_1 - h_2 = 5.6\text{mm}$, comme illustré sur la Figure III.43.

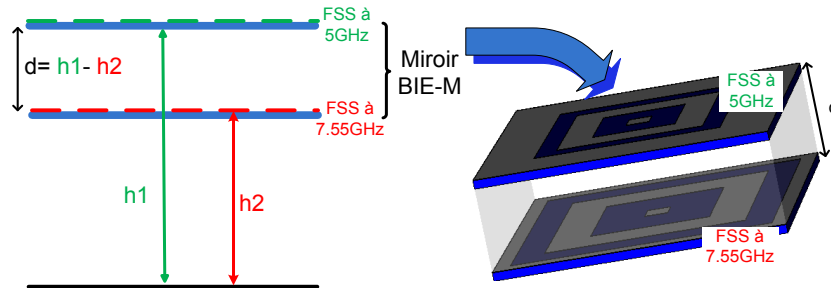


FIGURE III.43 : Miroir BIE-M composé par les deux FSS imprimées sur deux substrats

La réflectivité de la nouvelle structure (Miroir BIE-M) est présentée sur la Figure III.44. Cette figure confirme ce qui a été expliqué précédemment. En effet, à la fréquence où une de deux FSS est complètement transparente, la réflectivité du miroir BIE-M est égale à la réflectivité de la deuxième FSS.

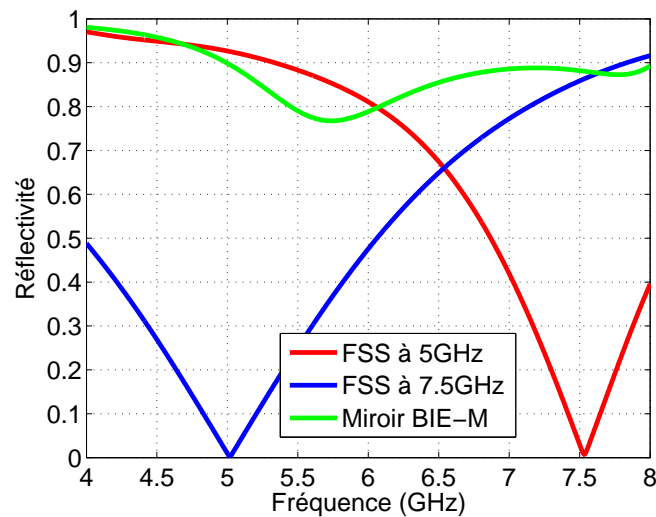


FIGURE III.44 : Reflectivité du miroir BIE-M

La phase du coefficient de réflexion confirme la conclusion précédente, Fig. III.45-(a). En effet, à 5GHz et à la fréquence où la FSS à 7.5GHz est complètement transparente, la phase du coefficient de réflexion du miroir BIE-M, relevée au niveau de la FSS à 5GHz, est égale à la phase d'une seule FSS. Cependant, autour de cette fréquence (fréquence où la FSS à 7.5GHz est complètement transparente), les phases des coefficients de réflexion ne sont plus les mêmes. La

conséquence sera donc une différence au niveau de la bande passante entre une antenne BIE-M monobande et bibande sur la bande basse de fréquence.

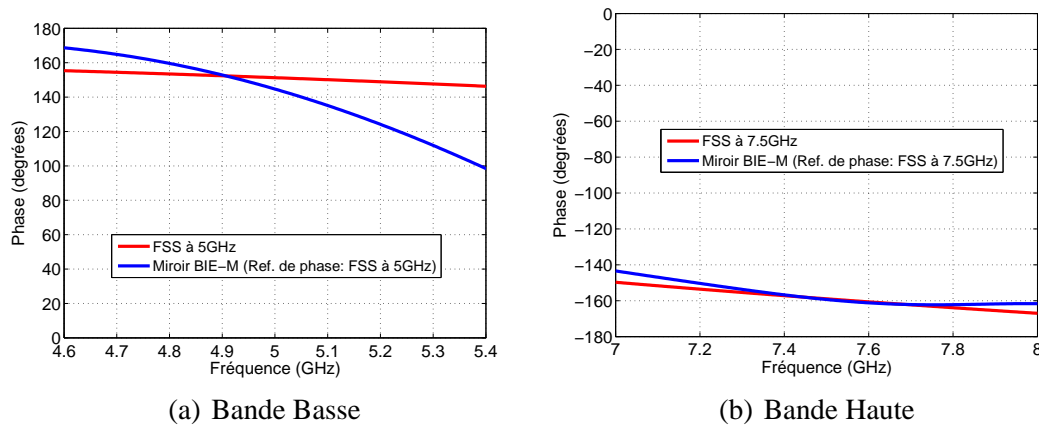


FIGURE III.45 : phase du coefficient de réflexion

De même, sur la Figure III.45-(b) nous pouvons remarquer que la phase du miroir BIE-M relevée au niveau de la FSS à 7.5GHz et la phase de la FSS d'une seule FSS est quasiment le même autour de 7.5GHz. Dans ce cas, la bande passante de l'antenne BIE-M bibande va être la même.

Une fois la géométrie du miroir BIE-M bibande déterminée, il nous reste à étudier la source d'excitation de la future antenne BIE bibande.

IV.2 Choix de la source d'excitation

Comme cela a été expliqué dans le chapitre précédent, plusieurs types de sources peuvent être utilisées pour alimenter une antenne BIE. Pour des contraintes spatiales nous allons utiliser un cornet alimenté par un guide d'onde standard afin d'exciter l'antenne BIE-M. De plus, des études ont montré [93, 79] que l'utilisation d'un cornet à la place d'un patch permet d'augmenter la directivité et la bande passante d'une antenne BIE [33, 82]. Cependant, la présence du matériau BIE au dessus du cornet détériore l'adaptation de ce dernier. Il est donc nécessaire de concevoir un dispositif d'adaptation. Pour cela, nous allons utiliser des réseaux de fentes pour adapter l'antenne sur les deux bandes de fréquence.

IV.2.1 Conception du guide d'onde

L'idée est d'utiliser un seul guide d'onde pour exciter l'antenne sur les deux bandes de fréquence. Pour que cette fonction soit réalisable, le guide d'onde doit être monomode sur les deux bandes de fréquence afin que les modes supérieurs ne perturbent pas le fonctionnement de l'antenne. Pour cette raison, nous nous sommes orientés vers l'utilisation d'un guide d'onde rectangulaire standard $WR - 159$ ($40.38\text{mm} \times 20.19\text{mm}$), Fig.III.46. Les études

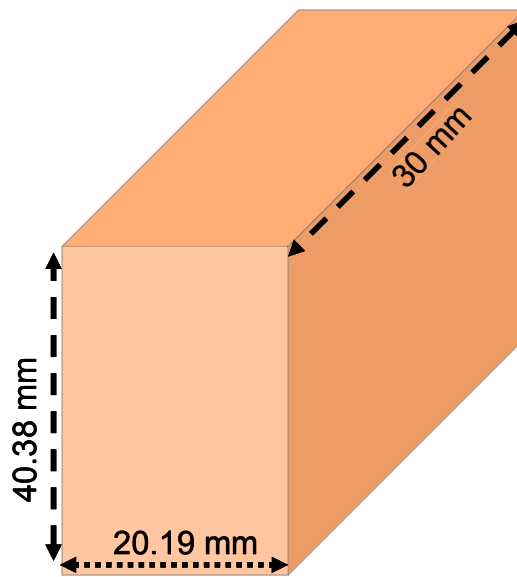


FIGURE III.46 : Représentation du guide d'onde standard $WR-159$

modales ont montré qu'à 5GHz seul le mode fondamental TE_{10} peut se propager au sein de ce guide ($f_{c10} = 3.7\text{GHz}$). Cependant, à 7.5GHz trois modes ($f_{c10} = 3.7\text{GHz}$, $f_{c20} = 7.4\text{GHz}$ et $f_{c01} = 7.41\text{GHz}$) peuvent se propager. Les distributions de champs montrent qu'une sonde

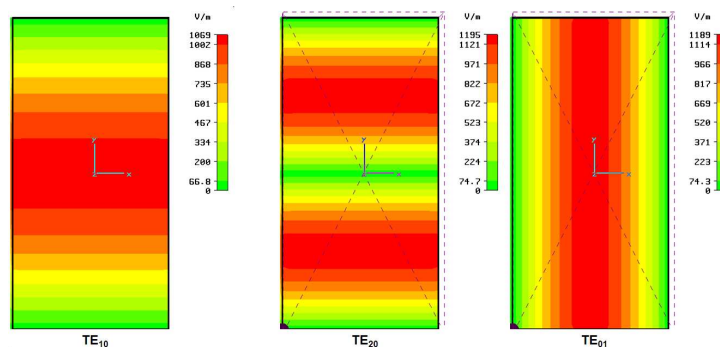


FIGURE III.47 : distribution du champ E

placée perpendiculairement à la grande dimension du guide et en son milieu n'exciterait que

le mode utile TE_{10} car les deux autres modes ne présentent pas de champ E colinéaire à la sonde, Fig.III.47. Les autres modes supérieurs et notamment le mode TE_{11} ont une fréquence de coupure supérieure à 7.5GHz et ne perturberont donc pas le fonctionnement de l'antenne sur la bande haute.

IV.2.2 Adaptation par des fentes

Afin d'adapter l'antenne sur les deux bandes de fréquence, deux réseaux de deux fente $\lambda_0/2$ peuvent être utilisés. Pour maximiser le rayonnement dans l'axe, il faut que l'écart entre les deux fentes de chaque réseau soit égale à $\lambda_0/2$ pour qu'elles interfèrent de façon destructive à l'horizon. Ceci nécessite l'élargissement du guide d'onde, ce qui entraîne un évasement conduisant à un cornet. En effet, un guide d'onde de grande dimensions permettant l'insertion des fentes conduisant à l'apparition des modes supérieurs.

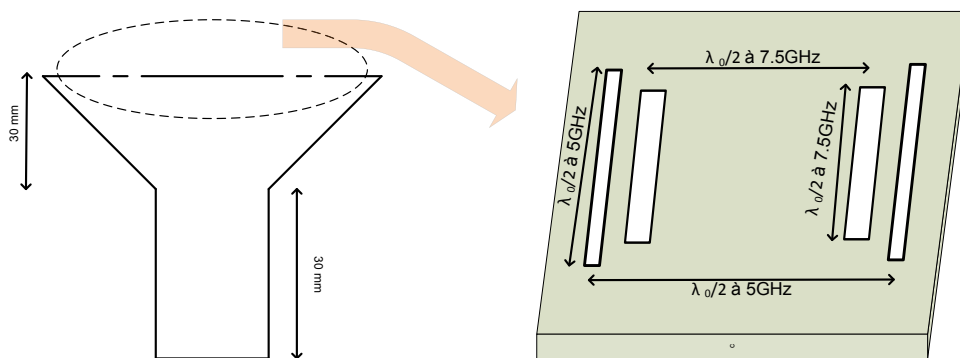


FIGURE III.48 : Représentation de la source d'excitation

La Figure III.48 représente la géométrie de la source d'alimentation. Cette source est composée de deux réseaux de deux fentes $\lambda_0/2$ où chaque réseau est utilisé pour assurer l'adaptation de l'antenne sur une bande de fréquence. Les fentes les plus grandes sont utilisées pour assurer l'adaptation sur la bande basse tandis que les deux autres sont utilisées pour assurer l'adaptation sur la bande haute. L'excitation des deux réseaux est assurée par le mode fondamental du guide d'onde standard, les fentes sont placées orthogonalement au champ électrique du mode fondamentale TE_{10} .

IV.3 Antenne BIE-M bibande simulée

Après avoir donné le principe d'excitation qui permet d'alimenter l'antenne sur les deux bandes de fréquence, nous allons maintenant décrire l'antenne. Dans un premier temps, nous rappellerons ses dimensions. Puis, dans un second temps, nous étudierons ses performances en terme d'adaptation et de directivité.

IV.3.1 Description de l'antenne réalisée

L'antenne sera donc composée d'un plan de masse, d'un cornet adapté à un guide d'onde et fermé par deux réseaux de deux fentes et d'un miroir BIE-M à double FSS, Fig.III.49. Afin que la structure soit réalisable, chaque FSS est imprimée sur un substrat diélectrique de type *Duroid RT6002* $\epsilon_r = 2.94$ et $\tan \delta = 12 * 10^{-4}$.

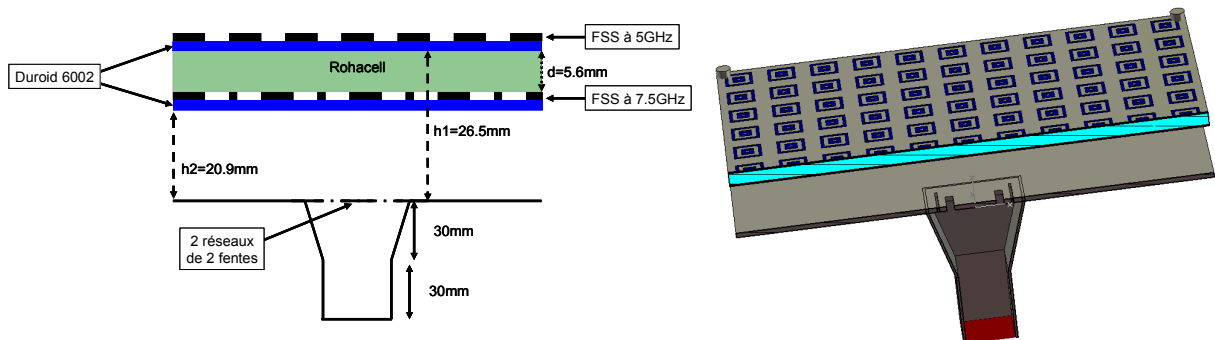


FIGURE III.49 : Structure de l'antenne simulée

Comme expliqué dans IV.1.4 la hauteur des deux cavités est égale à 26.5mm et 20.9mm . Cette hauteur est légèrement modifiée sur les deux bandes à cause de la présence du Rohacell entre les deux FSS. En effet, afin d'éviter le problème de fixation des deux étages, nous avons décidé de remplir le gap d'air séparant les deux FSS par du Rohacell. Cette matière présente des caractéristiques proches de celle de l'air $\epsilon_r = 1.06$ et de faibles pertes ($\tan \delta = 0.0016$). La géométrie de l'antenne simulée est présentée sur la Figure III.49.

IV.3.2 Performances de l'antenne simulée

IV.3.2.1 Adaptation

Les dimensions des fentes ont été optimisées afin d'adapter l'antenne sur les deux bandes de fréquence. Les dimensions des fentes sont présentées sur la Figure III.50 et le module du co-

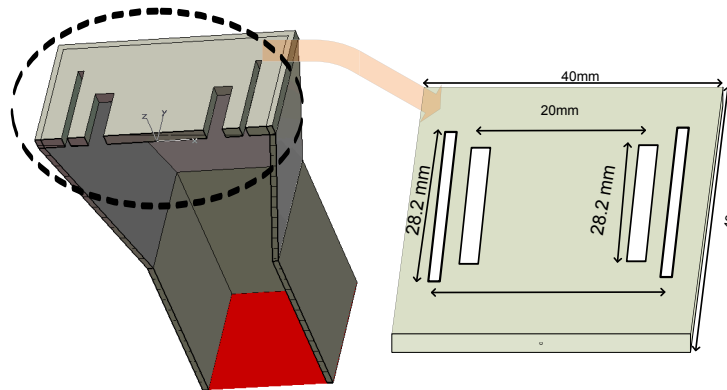


FIGURE III.50 : Géométrie de la source d'excitation

efficient de réflexion est représenté sur la Figure III.51. Cette Figure montre bien que l'antenne est adaptée à -8dB sur les deux bandes de fréquence centrées à 5GHz (4.95GHz - 5.05GHz) et à 7.5GHz (7.42GHz - 7.58GHz).

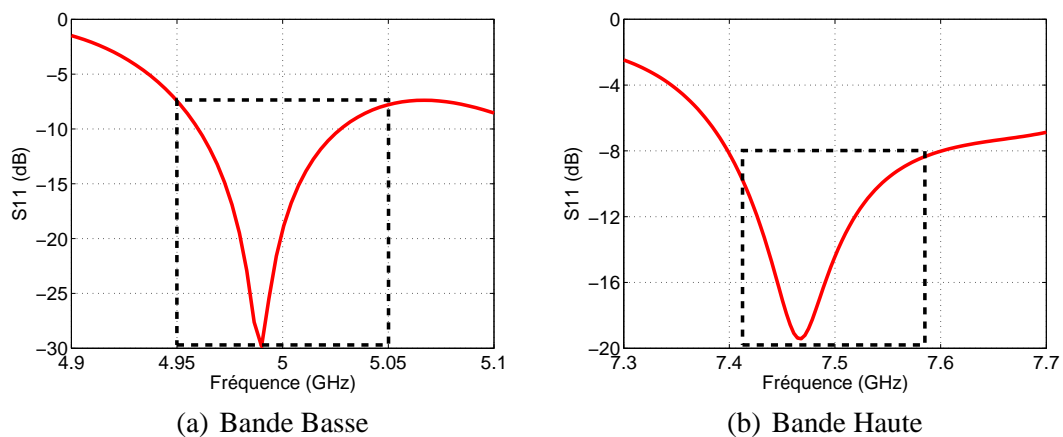


FIGURE III.51 : Adaptation simulée de l'antenne

IV.3.2.2 Directivité

Les performances de l'antenne en terme de directivité sont présentées sur la Figure III.52. La position des deux maximum de directivité sont obtenus aux fréquences attendues donnés par

la formule B.1. Une directivité de l'ordre de $18dB$ et de $19.5dB$ est obtenue respectivement sur les deux bandes de fréquences.

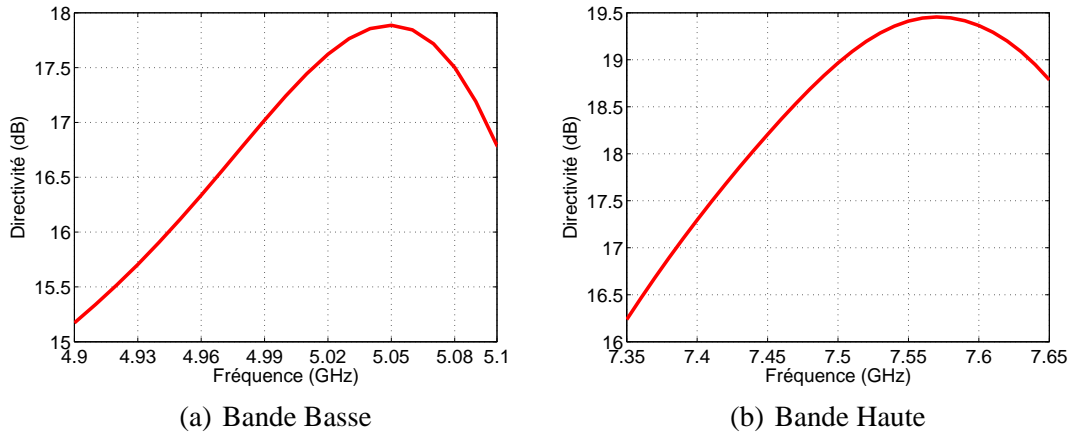


FIGURE III.52 : Directivité simulée de l'antenne

L'augmentation de la directivité de l'antenne sur la deuxième bande de fréquence est due à l'utilisation du cornet avec les réseaux de deux fentes comme source d'excitation. Celui-ci présente en effet une directivité plus importante sur la deuxième bande de fréquence, Figure III.53.

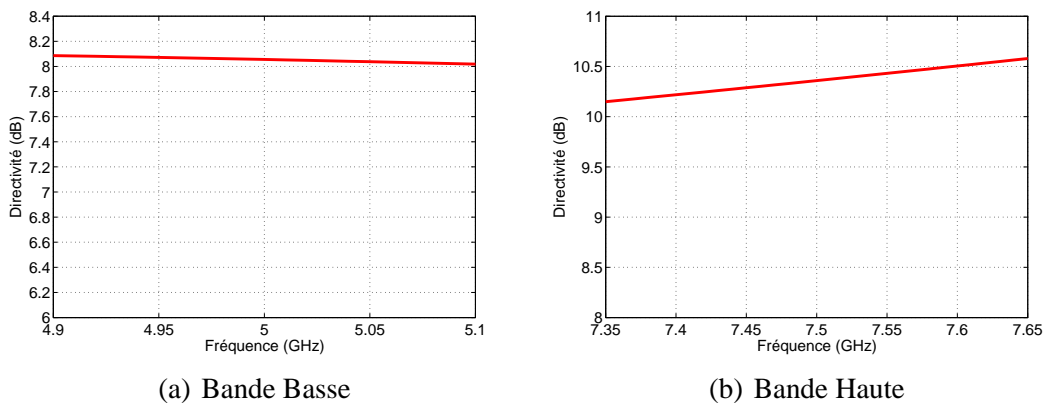


FIGURE III.53 : Directivité du cornet

IV.3.2.3 Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement obtenus à $5.05GHz$ et $7.58GHz$ sont représentés sur la Figure III.54. Les diagrammes de rayonnement sont corrects avec un épaulement à $-15dB$ par rapport à la directivité maximale sur la bande basse et des lobes secondaires inférieurs à $-25dB$ sur la bande haute.

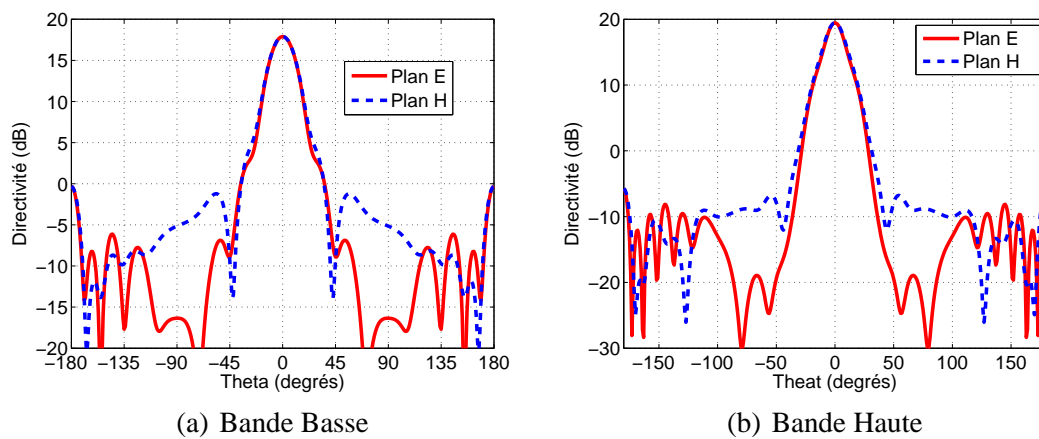
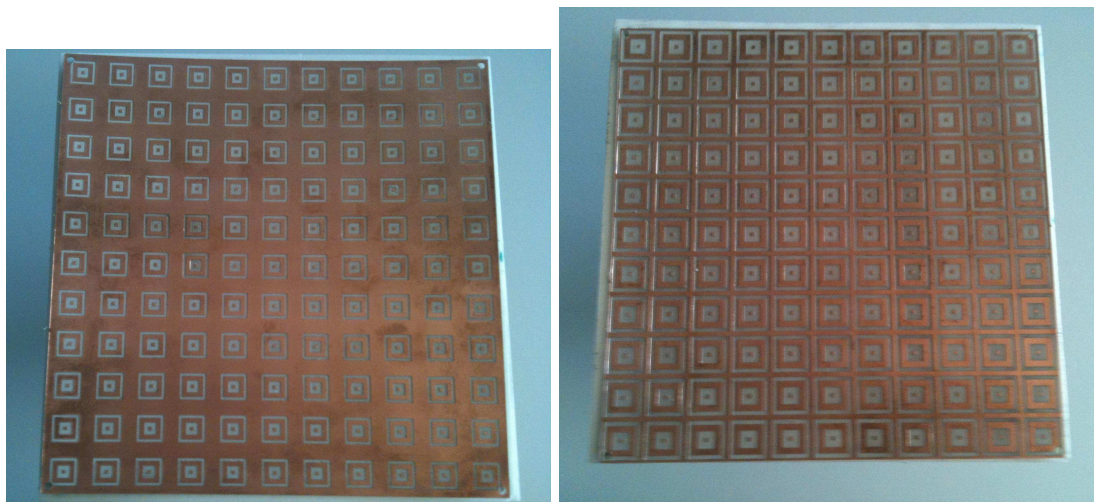


FIGURE III.54 : Diagrammes de rayonnement

IV.4 Antenne BIE-M b bande réalisée

Après avoir étudié les performances simulées, nous avons décidé de réaliser un prototype de l'antenne. Cette partie sera consacrée à la description de l'antenne réalisée et les performances mesurées.

IV.4.1 Description de l'antenne mesurée



(a) FSS à 5GHz

(b) FSS à 7.5GHz

FIGURE III.55 : Photographie du circuit imprimé

Conformément à ce qui a été expliqué précédemment, l'antenne a été réalisée en deux parties distinctes. La première est composée de deux plaques diélectriques de type *duroid* – 6002 (200 * 200 * 0.5mm) où les deux FSS ont été imprimées. L'espace entre ces deux étages a été rempli

par du *Rohacell* d'épaisseur $d = 5.6mm$, Figure III.55. Les plaques sont soutenues par des vis disposées aux quatre coins des plaques de diélectrique pour rigidifier la structure. La hauteur de la cavité inférieure a été fixée à $21.4mm$.

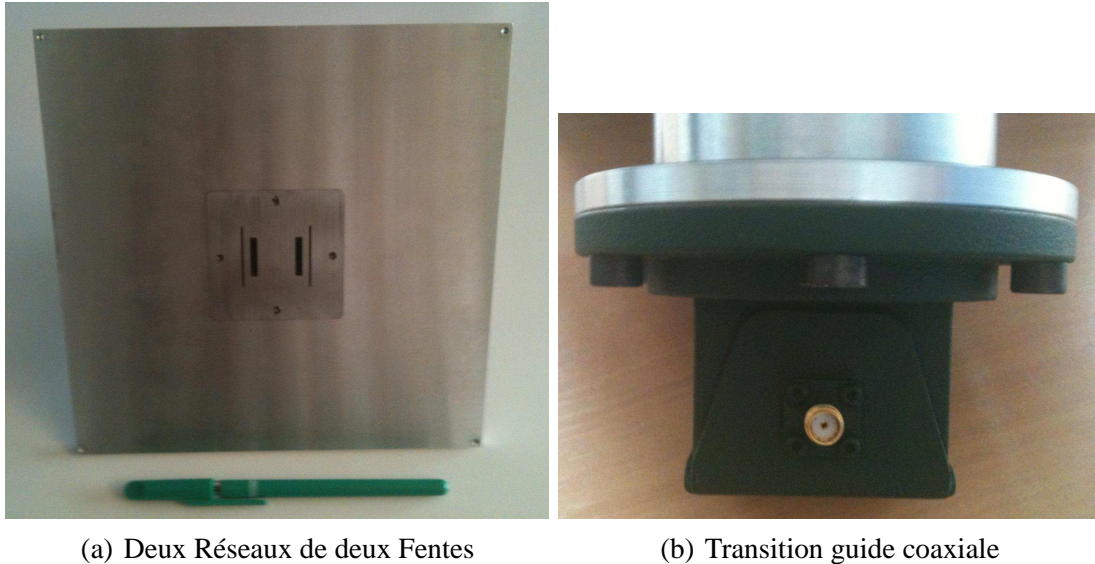
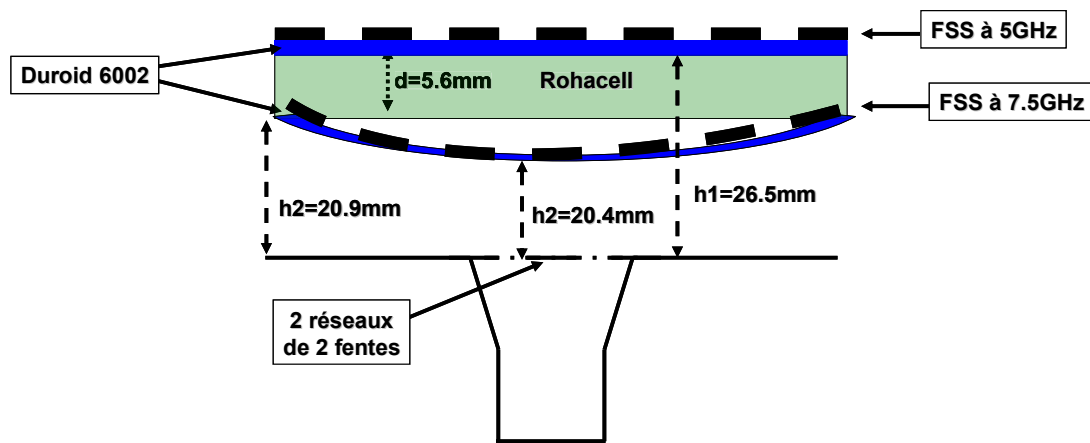


FIGURE III.56 : Photographie de la source d'excitation

La deuxième partie est composée d'un plan de masse sur lequel repose deux réseaux de deux fentes, Fig.III.56-(a). Ces derniers sont excités par un cornet qui à son tour est alimenté par le mode fondamental du guide d'onde standard $WR - 159$. Afin de faciliter la mesure, l'antenne a été reliée à une transition guide coaxiale 16094 – $SF40$ standard dont les dimensions sont identiques à celle d'un guide d'onde standard $WR - 159$, Fig.III.56-(b).

IV.4.2 Performances de l'antenne mesurée

Les premiers résultats de mesure qui sont détaillés dans l'**annexe C** ont montré que les performances de l'antenne sont fortement dégradées. Un certain nombre de simulations a été effectué dans le but de déterminer l'origine de la dégradation des performances. Cette dernière est due à une courbure de la plaque inférieure qui présente notamment une flèche importante de l'ordre de $0.5mm$ au centre, comme illustré sur la Figure III.57-(a). Afin d'éviter ce problème, nous avons décidé de remplir la cavité par du *Rohacell* qui présente une permittivité proche de l'air. La photographie de la nouvelle géométrie est présentée sur la Figure III.57-(b). Une nouvelle série de mesures a été effectuée et les résultats sont présentés ci-après.



(a) Représentation de l'antenne avec courbure



(b) Photographie de l'antenne réalisée

FIGURE III.57 :

IV.4.2.1 Adaptation

La Figure III.58 représente le module du coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'antenne BIE-M bibande. Nous pouvons remarquer que la courbe mesurée suit parfaitement l'évolution de la courbe simulée sur la première bande de fréquence. Cette Figure montre que le coefficient de réflexion est inférieur à $-8dB$ sur la première bande et inférieur à $-4dB$ sur la deuxième bande.

La dégradation de l'adaptation de l'antenne sur la deuxième bande de fréquence est due à la présence d'une transition qui a été rajoutée entre le plan de masse et le cornet pour faciliter la réalisation du prototype, comme illustré sur la Figure III.59.

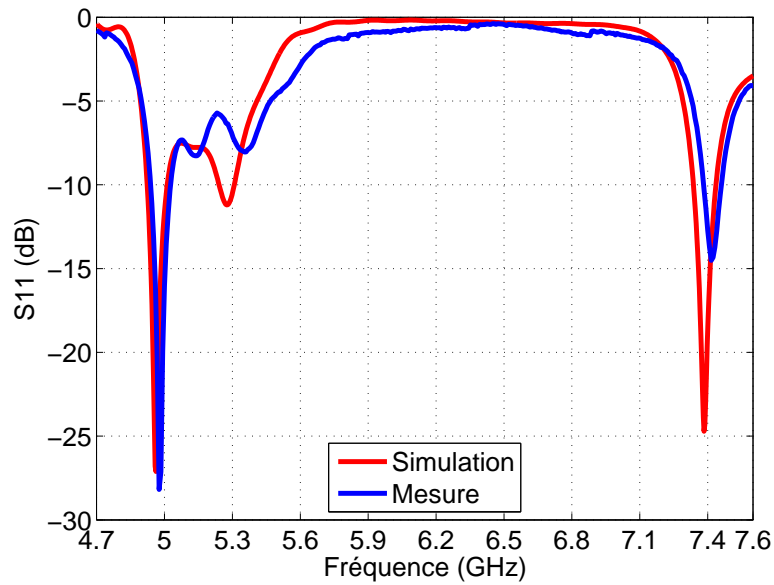


FIGURE III.58 : Adaptation de l'antenne

Une rétro-simulation a montré que cette transition était à l'origine de la dégradation de l'adaptation notamment sur la bande haute.

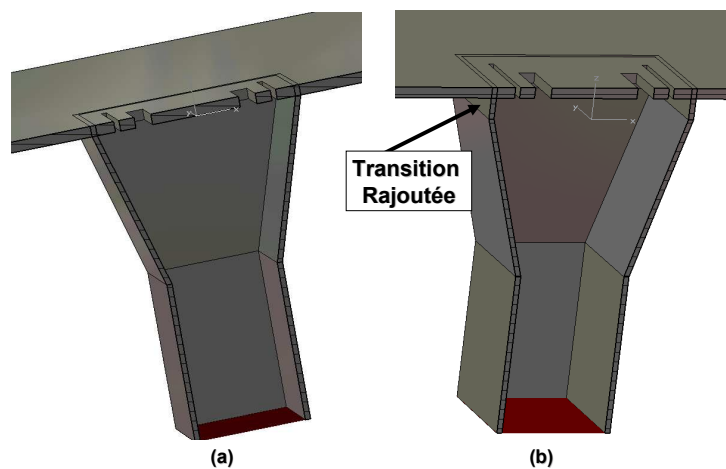


FIGURE III.59 : Transition rajoutée entre le cornet et le plan de masse

Afin de vérifier le fonctionnement en rayonnement de l'antenne sur les deux bandes désirées, les diagrammes, le gain et la directivité ont été mesurés.

IV.4.2.2 Directivité et gain fréquentiel

La Figure III.60 représente la directivité fréquentielle obtenue en mesure et en simulation. Une directivité maximale de l'ordre de 17.5dB a été obtenue sur la bande basse alors que sur

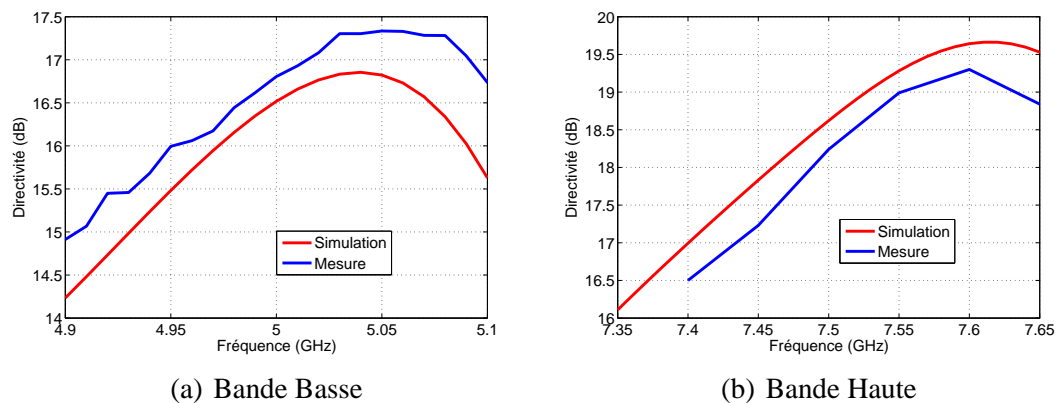


FIGURE III.60 : Directivité de l'antenne

la bande haute celle-ci est de l'ordre de 19.3dB . La différence entre la directivité mesurée et simulée est conforme à l'incertitude de la base de mesure qui est de l'ordre de 0.5dB .

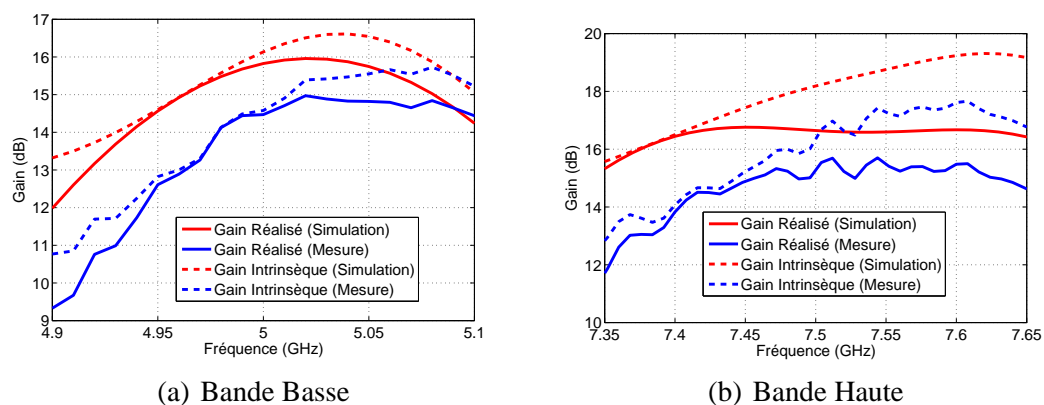


FIGURE III.61 : Gain de l'antenne

Sur la Figure III.61 le gain fréquentiel mesuré est comparé à celui simulé. Des gains maximaux de l'ordre de 15dB et de 15.7dB ont été respectivement obtenus sur la bande basse et sur la bande haute. Un écart de l'ordre de 1dB est observé entre mesures et simulation et ceci sur les deux bandes de fréquence. Cet écart est entre autres du à la transition coaxial-guide qui n'a été considéré en simulation. Celle-ci à notamment 0.2dB de pertes. De plus, on peut noter l'incertitude de la base de mesure qui est de l'ordre de 0.5dB .

La bande passante à -3dB de l'antenne en terme de gain réalisé est de l'ordre de 4.2% et de 4.6% sur les deux bandes de fréquence.

IV.4.2.3 Diagrammes de rayonnement

La Figure III.62 représente les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans *E* et *H* sur la première bande de fréquence. A $4.94GHz$, les diagrammes de rayonnement de

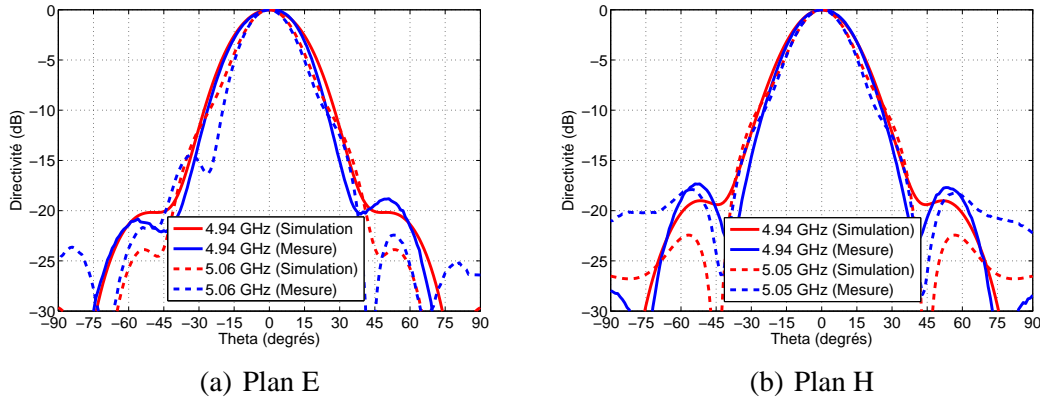


FIGURE III.62 : Diagrammes de rayonnement sur la première bande

l'antenne présentent une forme idéale avec des lobes secondaires inférieurs à $-15dB$ et ceci dans les deux plans. De même, une bonne concordance entre la simulation et la mesure peut être observée. Cependant, une dissymétrie des diagrammes de rayonnement peut être observée à $5.06GHz$ dans le plan *E*. Cette dissymétrie est due certainement à un problème de réalisation de la FSS.

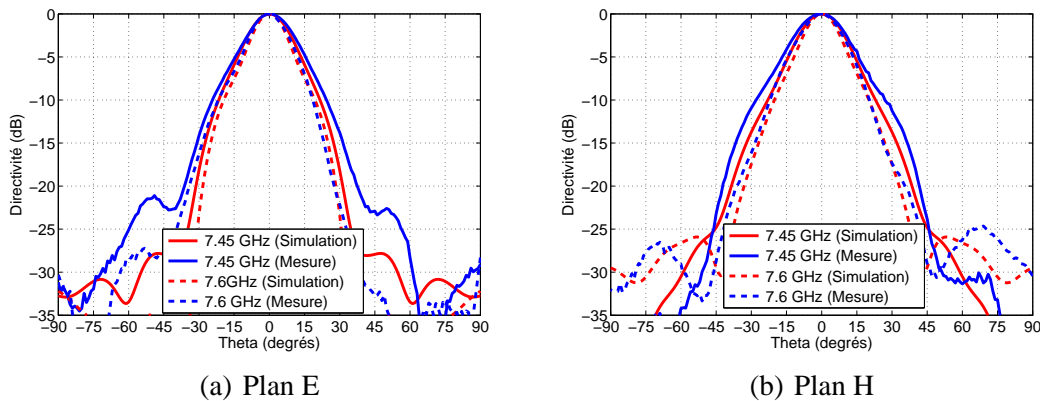


FIGURE III.63 : Diagrammes de rayonnement sur la deuxième bande

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne sur la bande haute, dans les deux plans *E* et *H*, sont présentées sur la Figure III.63. Une bonne concordance est obtenue entre les diagrammes mesurés et simulés. Cependant, une remontée des lobes secondaires due à un problème de réalisation de la FSS est toujours remarquable dans le plan *E*.

L'ensemble des diagrammes de rayonnement pour les deux bandes est donné en **annexe C**.

IV.4.2.4 Centre de phase

Comme cela a été expliqué dans le chapitre II, le centre de phase d'une antenne BIE est primordial lorsque celle-ci est utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur. Dans notre cas où l'antenne fonctionne sur deux bandes de fréquences, il est nécessaire de choisir la position la plus adéquate de l'antenne en fonction de son centre de phase pour obtenir les meilleures performances sur les deux bandes de fréquence.

Le centre de phase, est considéré comme la position qui permet d'avoir une variation minimale de la phase rayonnée de la composante principale en champ lointain. Cette position est définie dans un angle solide donné.

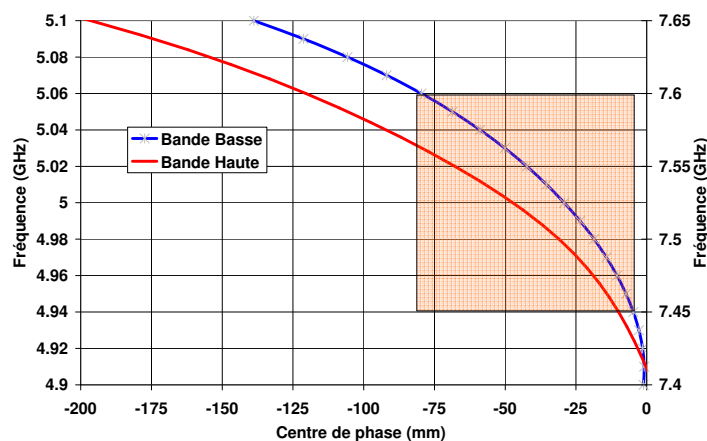


FIGURE III.64 : Variation du centre de phase sur les deux bandes de fréquence

La Figure III.64 représente l'évolution du centre de phase en fonction de la fréquence sur les deux bandes de fréquence pour une étude sur un demi angle d'interception $\theta_S = 22^\circ$ et pour une origine située au niveau de plan de masse. Les résultats obtenus montrent que le centre de phase de l'antenne est situé derrière le plan de masse. Sa position varie entre -20mm et -120mm sur la première bande de fréquence et entre -30mm et -160mm sur la deuxième bande. On peut noter que la variation du centre de phase est très faible sur les fréquences basses de chaque bande de fréquence, puis il varie plus vite quand on se rapproche de la fréquence de fonctionnement f_1 (fréquence de résonance de la cavité Fabry-Pérot). En effet, l'antenne qui fonctionne sur le

principe d'un résonateur, induit des performances dispersives sur la directivité mais également sur le centre de phase. Cette variation implique que la phase du diagramme de rayonnement de l'antenne BIE varie rapidement en fonction de la fréquence.

De plus, il est à noter que la variation du centre de phase est plus importante sur la deuxième bande en terme de longueur d'onde. Des études ont montré que la variation fréquentielle du centre de phase est d'autant plus marquée que la directivité de l'antenne est importante [79,82].

V Etude des performances avec une antenne à réflecteur

Dans cette partie nous allons détailler les performances de l'antenne à réflecteur associée à une source focale BIE bibande. Pour cela, nous allons mener une étude sur le rapport F/D afin de déterminer le réflecteur le plus adapté à la source focale BIE bibande.

V.1 Présentation du réflecteur parabolique

Pour assurer une couverture spatiale multifaisceaux à $30GHz$, un réflecteur parabolique de diamètre $D = 1.1m$ et d'offset $H = 0.4m$ avait été utilisé. Dans le cadre de notre étude, les

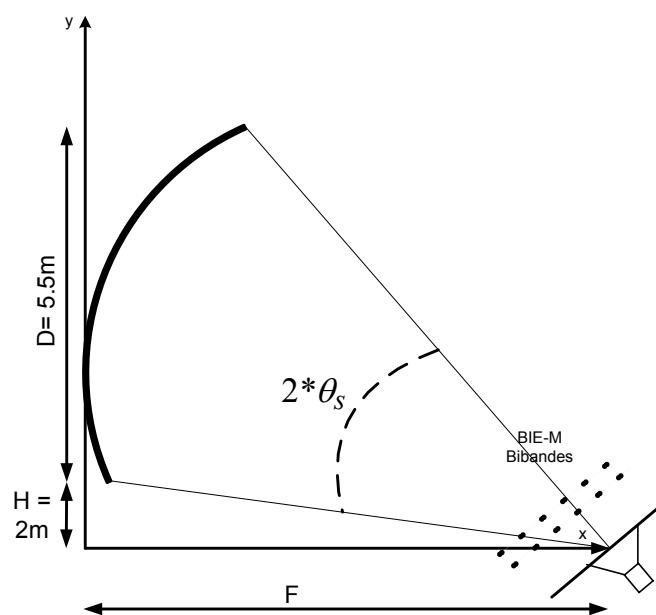


FIGURE III.65 : Géométrie de l'antenne à réflecteur

dimensions du réflecteur ont été optimisées à une fréquence intermédiaire entre les deux bandes de fréquences (5GHz et 7.5GHz). Pour cela, une mise à l'échelle des dimensions du réflecteur a été faite à 6GHz. Dans ce cas, D est égale à 5.5m et H est égal à 2m, comme illustré sur la Figure III.65. Le rapport F/D reste le paramètre le plus important à déterminer. En effet, il faut déterminer le meilleur rapport F/D afin d'obtenir de bonnes performances en terme de G_{max} et du rendement.

V.2 Etude préliminaire sur le choix du rapport F/D

Dans cette partie nous allons déterminer le rapport F/D qui permet d'obtenir les meilleures performances en termes de G_{max} et du rendement. Les différentes études ont été effectuées avec l'antenne BIE bibande simulée placée au foyer du réflecteur.

V.2.1 Rendement du réflecteur

Le rendement de l'antenne à réflecteur illuminée par la source focale BIE bibande est illustré sur la Figure III.66. Cette Figure montre que le meilleur rendement est obtenu pour un rapport F/D compris entre 0.8 et 1.2 sur la première bande de fréquence et entre 1 et 1.4 sur la deuxième bande de fréquence. En effet, moins l'antenne BIE est directive sur la première bande, plus le F/D est faible. Le rendement maximum pour un rapport $F/D = 1$ est de l'ordre de 79% sur la premier bande et de l'ordre de 77% sur la deuxième bande de fréquence.

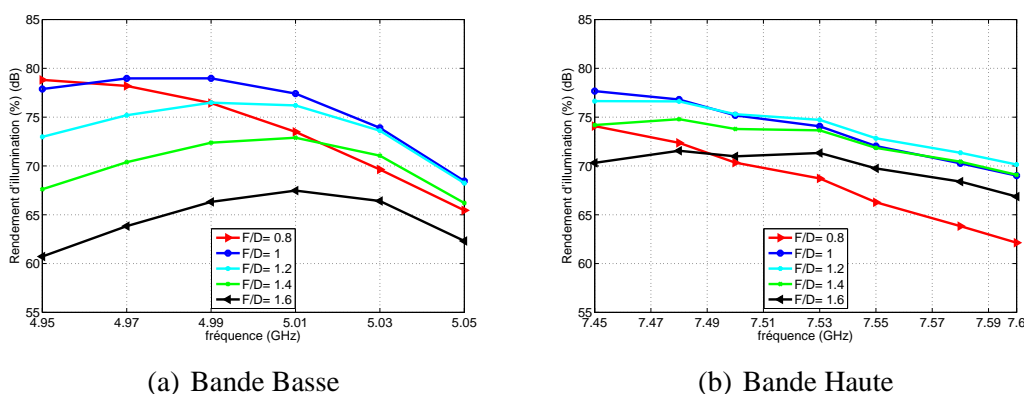


FIGURE III.66 : Evolution du rendements d'illumination pour différents F/D

V.2.2 Gain maximum

Les gains maximum de l'antenne à réflecteur pour différents rapport F/D sont illustrés sur la Figure III.67. Nous pouvons voir que le gain est maximum sur la première bande de fréquence pour un rapport F/D qui varie entre 0.8 et 1. Un gain maximum de l'ordre de 47.5dB est obtenu sur cette bande. Le gain maximum sur la deuxième bande de fréquence est obtenu pour un rapport F/D qui varie entre 1 et 1.2. Il est de l'ordre de 51dB qui est plus important que celui obtenu sur la première bande car le diamètre du réflecteur en terme de longueur d'onde est plus grand.

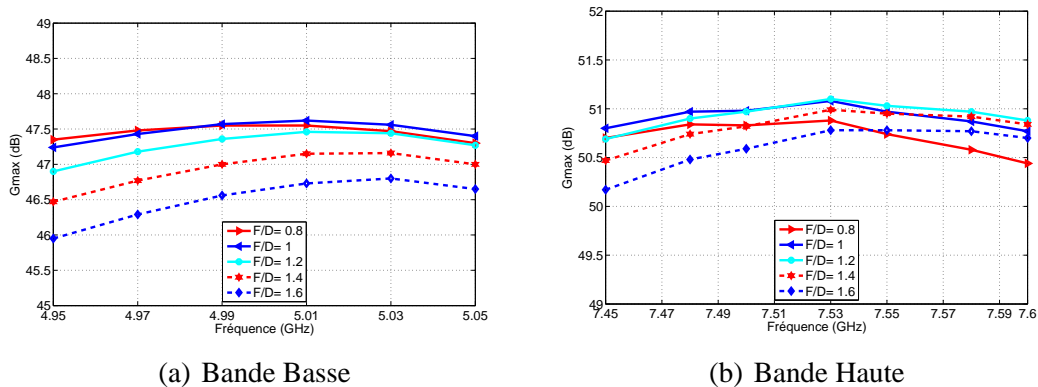


FIGURE III.67 : Gain au centre des faisceaux pour différents F/D

A partir de cette étude, nous pouvons conclure que les meilleures performances en termes de G_{max} et de rendement de l'antenne à réflecteur associée à la source focale BIE bibande, ont été obtenue pour un rapport F/D compris entre 0.8 et 1.4. Un rapport $F/D = 1.1$ sera le meilleur compromis pour obtenir des performances satisfaisantes sur les deux bandes de fréquence.

V.3 Etude sur la position de la source focale

Dans le paragraphe IV.4.2.4, nous avons vu que le centre de phase de l'antenne variait en fonction de la fréquence. Dans cette partie, nous allons présenter l'influence de ce centre de phase de l'antenne BIE-M sur les performances du réflecteur. Pour cela, nous allons effectuer un balayage sur plusieurs positions possibles de l'antenne par rapport au foyer, afin de trouver la position optimale qui permet d'obtenir les meilleures performances en termes de G_{max} , de

diagrammes de rayonnement et du rendement pour l'ensemble de fréquences. Ces différentes études ont été effectuées pour un rapport $F/D = 1.1$.

V.3.1 Etude sur les lobes secondaires

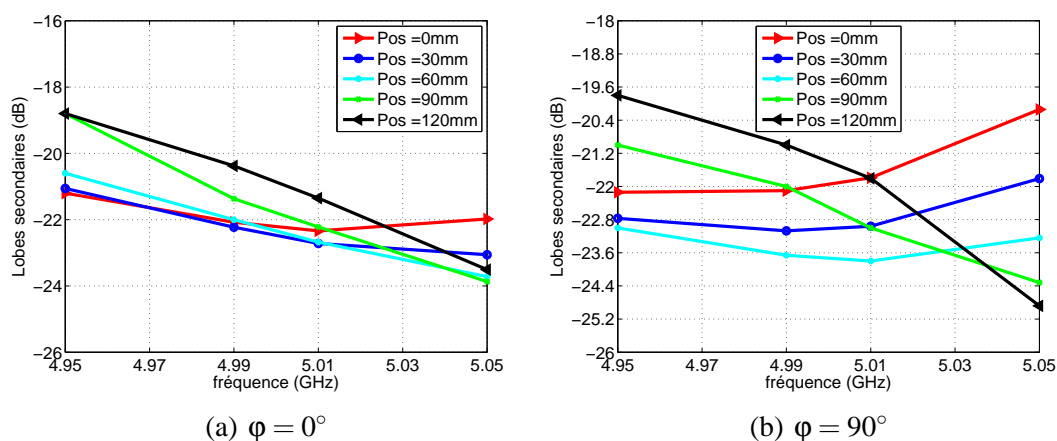


FIGURE III.68 : Influence de la position de la source focale sur les lobes secondaires pour la première bande

La Figure III.68 représente l'influence de la position de la source focale sur les performances de l'antenne à réflecteur en termes de lobes secondaires sur la bande basse de fréquence. Nous pouvons voir que dans le plan $\phi = 0^\circ$, le niveau des lobes secondaires reste inférieur à -21dB pour une position de la source focale comprise entre 0mm et 60mm ($\lambda_0 = 60\text{mm}$). Le meilleur niveau des lobes secondaires dans le plan $\phi = 0^\circ$ et dans le plan $\phi = 90^\circ$, est obtenu pour une source focale placée à 60mm devant le foyer du réflecteur.

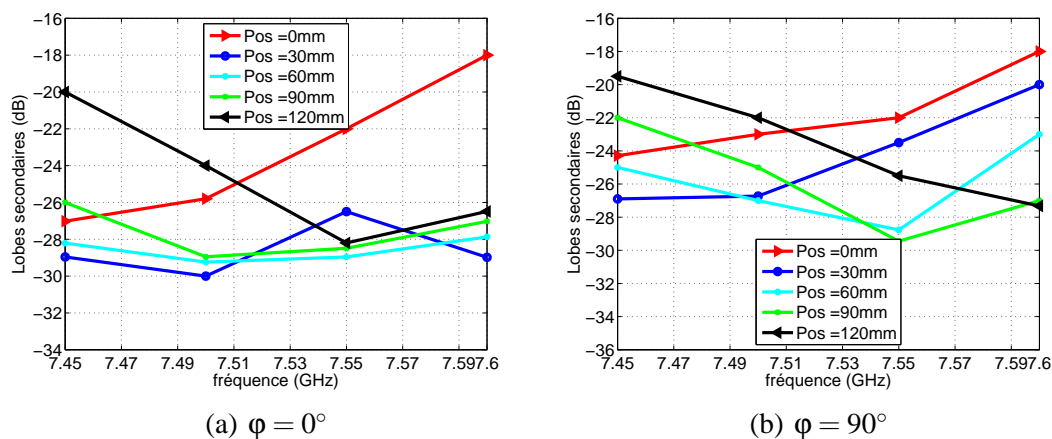


FIGURE III.69 : Influence de la position de la source focale sur les lobes secondaires pour la deuxième bande

Le niveau des lobes secondaires sur la deuxième bande de fréquence n'excède pas $-20dB$ pour une position de la source focale comprise entre $30mm$ et $120mm$ ($\lambda_0 = 40mm$) et ceci dans le deux plan $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$, Fig.III.69.

V.3.2 Etude sur le G_{max}

La Figure III.70 représente l'évolution du G_{max} , relevé au centre de chaque spot, pour différentes position de la source focale. Cette Figure montre que l'influence de la position de la source focale sur le G_{max} du réflecteur reste négligeable et ceci pour les deux bandes de fréquence. En effet, une diminution du G_{max} de l'ordre de $0.2dB$ est observée sur la première bande de fréquence et de l'ordre de $0.4dB$ est observée sur la deuxième bande de fréquence.

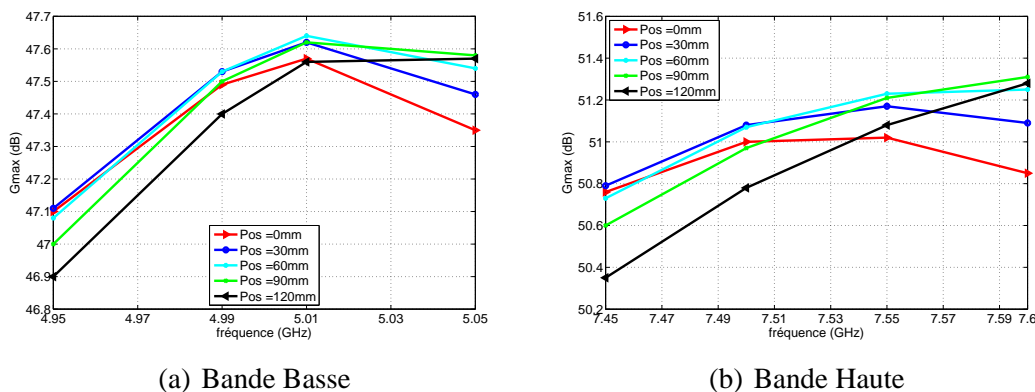


FIGURE III.70 : Evolution du G_{max} du réflecteur pour différentes position de la source focale

Les études de l'influence de la position de la source focale sur les performances du réflecteur dans les deux bandes de fréquence, montrent que les meilleurs résultats sont obtenus pour une source focale positionnée à $60mm$ devant le foyer du réflecteur. En effet, plus la position de la source focale s'éloigne de cette valeur, plus les performances de l'antenne se dégradent.

V.3.3 Diagrammes de rayonnement

Après avoir déterminé la position optimale du centre de phase, nous allons regarder les diagrammes de rayonnement à cette position, c.à.d. quand la source focale (Antenne BIE-M bibande) est positionnée à $60mm$ devant le foyer du réflecteur.

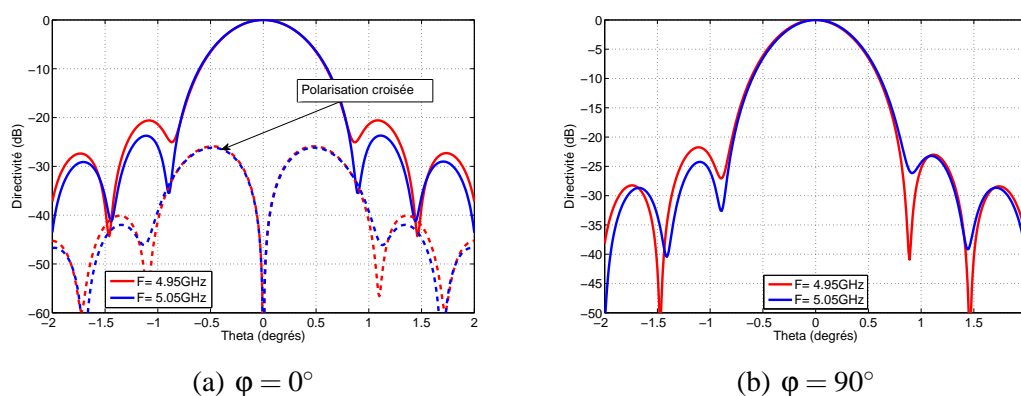


FIGURE III.71 : Rayonnement du réflecteur sur la première bande

La Figure III.71 représente les rayonnements du réflecteur sur la première bande de fréquence. Une directivité maximale de l'ordre de $47dB$ est obtenue sur cette bande et les lobes secondaires sont inférieurs à $-20dB$ dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et à $-23dB$ dans le plan $\varphi = 90^\circ$. Le niveau de polarisation croisée obtenu est inférieur à $-26dB$.

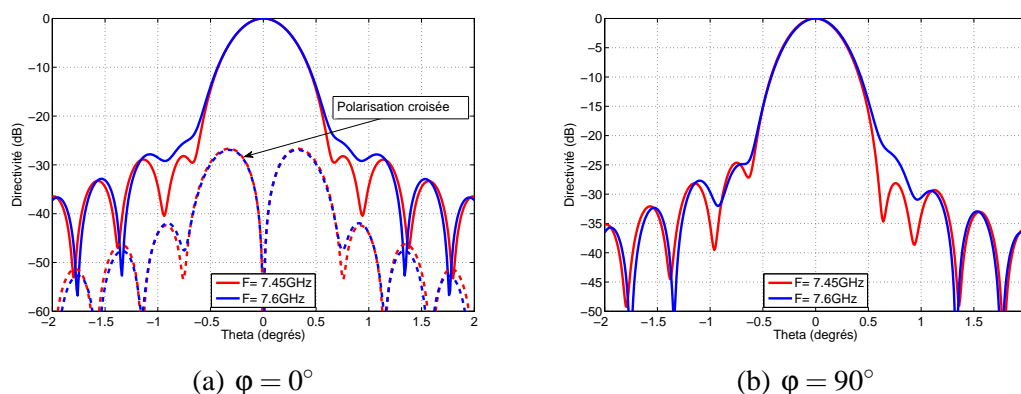


FIGURE III.72 : Rayonnement du réflecteur sur la deuxième bande

Les diagrammes de rayonnement du réflecteur sur la deuxième bande de fréquence sont donnés sur la Figure III.72. Ces diagrammes présentent des lobes secondaires inférieurs à $-27dB$ dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et à $-25dB$ dans le plan $\varphi = 90^\circ$. La directivité maximale obtenue est de l'ordre de $51dB$ et le niveau de polarisation croisée obtenu est inférieur à $-27dB$.

L'ensemble des diagrammes de rayonnement pour les deux bandes est donné en **annexe C**.

VI Conclusion

Dans ce chapitre, des structures BIE-M à base de Surface Sélective en Fréquence ou FSS offrant des réflectivités particulières ont été employées dans la conception d'une antenne BIE-M bibande. Tout d'abord, nous avons présenté le principe de fonctionnement de l'antenne BIE-M, ainsi que ses avantages par rapport à l'antenne diélectrique. La méthode de design de l'antenne utilisant ces structures a été présentée et les performances de cette antenne ont été étudiées.

Dans un second temps, nous avons présenté les structures BIE-M à base de FSS permettant de concevoir un fonctionnement bibande et bipolarisation. L'originalité de cette antenne, par rapport à l'antenne BIE bibande diélectrique présentée dans le chapitre précédent, réside au niveau du réglage plus approprié et au niveau de la source d'excitation qui un cornet fermé par deux réseaux de deux fentes. Après avoir présenté le principe de fonctionnement de l'antenne BIE-M bibande, nous avons réalisé des études sur les propriétés de ces structures, et ainsi faire un bilan. Pour assurer un réglage indépendant sur chaque bande de fréquence, notre choix s'est porté sur une FSS de type passe-bande. Cette dernière possède une réflectivité particulière puisqu'elle est quasiment transparente autour de sa fréquence de résonance est réfléchissante pour les autres fréquences.

Ensuite, la méthode de conception d'une antenne BIE-M bibande a été validée par simulation et un prototype a été réalisé afin de valider le concept. Malgré la différence obtenue entre la simulation et la mesure, due aux erreurs de réalisation, les mesures ont permis de valider le principe de fonctionnement de l'antenne bibande.

Enfin, les études sur le rapport F/D ont montré qu'un rapport F/D égale à 1.1 pourra être le meilleur compromis pour obtenir des performances satisfaisantes en termes de G_{max} et de rendement de l'antenne à réflecteur lorsqu'elle est associée à une source focale BIE bibande. De même, les études sur la position de la source focale ont montré que les meilleures performances sont obtenues pour une source focale placée à 60mm devant le foyer du réflecteur du fait de la position du centre de phase d'une antenne BIE.

Après avoir réalisé une source focale bibande monofaisceau, le chapitre suivant est dédié à une antenne BIE multisources pour des applications multifaisceaux.

CONCEPTION D'UNE ANTENNE BIE-M BIBANDE MULTIFAISCEAUX

Sommaire

I	Introduction	167
II	Présentation de l'étude	167
II.1	Objectif	168
II.2	Choix de la couverture	168
II.3	Caractéristiques du système multifaisceaux	169
II.3.1	Gain EOC	170
II.3.2	Roll-Off	170
II.3.3	Isolation entre les faisceaux ou C/I	171
II.4	Cahier des charges	172
II.4.1	Présentation du réflecteur	173
III	Conception de la source focale multifaisceaux	175
III.1	Présentation de l'antenne multisources	175
III.2	Performances de l'antenne	176
III.2.1	Antenne Monosource	177
III.2.2	Antenne à sept accès	179
III.3	Antenne BIE-M bibande multiaccès associées aux filtres idéaux	183
III.3.1	Description des filtres	183

III.3.2	Performances antenne-filtre idéal	186
III.4	Etude avec des filtres bibande à deux canaux de fréquence	189
III.4.1	Comportement du filtre	189
III.4.2	Performances filtre-antenne : première étude	191
III.4.3	Performances filtre-antenne : Insertion des déphaseurs	193
III.4.4	Performances de l'antenne BIE multiaccès associée au filtre par guide d'onde	196
IV	Antenne à réflecteur associée à une source focale BIE bibande multiaccès	201
IV.1	Présentation	201
IV.2	Détermination de la position du centre de phase	202
IV.2.1	Rendement du réflecteur	202
IV.2.2	Diagrammes de rayonnements	203
IV.2.3	Etude sur le G_{max}	205
IV.2.4	Etude sur le G_{EOC}	207
IV.2.5	Etude sur le $Roll - Off$	208
IV.2.6	Etude sur le rapport C/I	209
V	Conclusion	213

I Introduction

Au cours du chapitre précédent, une source focale bibande monosource fonctionnant sur le principe de l'antenne BIE à défaut a été présentée. Cette antenne bibande a été réalisée avec des bonnes performances en termes des rendements de l'antenne à réflecteur.

Ce chapitre sera consacré à la conception d'une source focale bibande multisources [35] [94] [95] [37], dont le but est de réaliser une couverture multifaisceaux couvrant l'Europe élargie sur les deux voies montante et descendante.

Dans un premier temps, nous allons présenter les grandeurs qui définissent les performances d'une antenne embarquée multifaisceaux destinée à réaliser une couverture cellulaire (GEOC, C/I, Roll-Off...). Ensuite, le cahier des charges et l'objectif de cette mission vont être détaillés. La deuxième partie de ce chapitre sera consacrée à la conception de l'antenne BIE multisources alimentée par sept cornets connectés sur un guide d'onde standard. Chaque guide d'onde sera associé à un filtre bibande afin de diminuer les perturbations dues aux différents accès. Les caractéristiques de ces filtres seront détaillées et les performances du système global (antenne BIE bibande multisources associée à des filtres bibandes) seront également présentées.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre, sera consacrée à la caractérisation des performances de l'antenne à réflecteur sur toute la couverture terrestre. Pour cela, nous allons effectuer une étude sur la position de la source focale par rapport au foyer du réflecteur afin de déterminer la meilleure position pour que les performances obtenues répondent au cahier des charges.

II Présentation de l'étude

Dans un premier temps, nous présentons l'objectif de cette étude, puis nous détaillons les caractéristiques du système antennaire multifaisceaux qui doit être embarqué sur le satellite. Ce système doit réaliser une mission de télécommunication spatiale sur les deux voies montante et descendante.

II.1 Objectif

Comme cela a été expliqué dans le premier chapitre, les antennes BIE peuvent, dans certaine limite, remplacer avantageusement les antennes cornets qui sont utilisées comme source focale d'une antenne à réflecteur. En effet, l'utilisation d'une antenne BIE comme source focale a déjà permis d'entrelacer des ouvertures rayonnantes de façon à créer des spots entrelacés en sortie du réflecteur afin d'optimiser la couverture cellulaire tout en réduisant le nombre d'antenne à réflecteur.

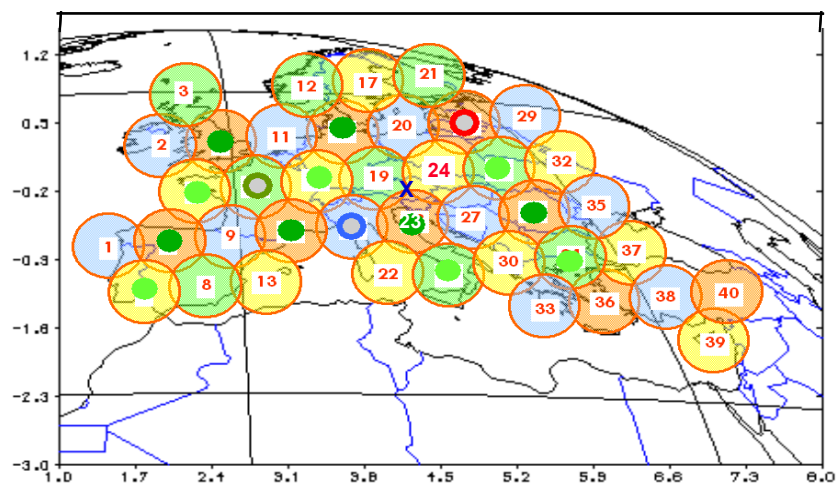


FIGURE IV.1 : Couverture de l'Europe totale : AGORA

L'objectif de cette étude est de concevoir une antenne BIE bibande multifaisceaux qui répond aux besoins d'une application de télécommunication spatiale multifaisceaux pour couvrir l'Europe élargie. Pour atteindre cet objectif, la couverture est constituée de 40 spots, Fig.IV.1.

II.2 Choix de la couverture

Comme le montre la Figure IV.1, la couverture AGORA est constituée de 40 spots de 0.65° de diamètre distant de 0.56° . L'extension Est-Ouest de la couverture est de 6.3° et l'extension Nord-Sud de 3.2° . Le centre de la couverture correspond à l'intersection des spots 19, 23 et 24. Afin d'augmenter la capacité des différents canaux, une alternance de polarisation et un motif de réutilisation de fréquences a été adopté, tableau IV.1. Celui ci est basé sur la réutilisation de deux fréquences [9], comme illustré sur la Figure IV.2. Dans ce cas, il n'y a jamais deux spots adjacents qui fonctionnent à la même fréquence et avec la même polarisation.

Couverture AGORA (Nombre de Spots)	40 Spots de dimatre 0.65°
Distance entre Spots	0.56°
Bande de Fréquence TX	19.5GHz-20GHz (Deux canaux de fréquence de 250MHZ)
Bande de Fréquence RX	29.5GHz-30GHz (Deux canaux de fréquence de 250MHZ)
Gain EOC (dB)	42dB
Roll-Off (dB)	6dB
C/I	13 dB

TABLE IV.1 : Cahier des charges pour la mission Agora

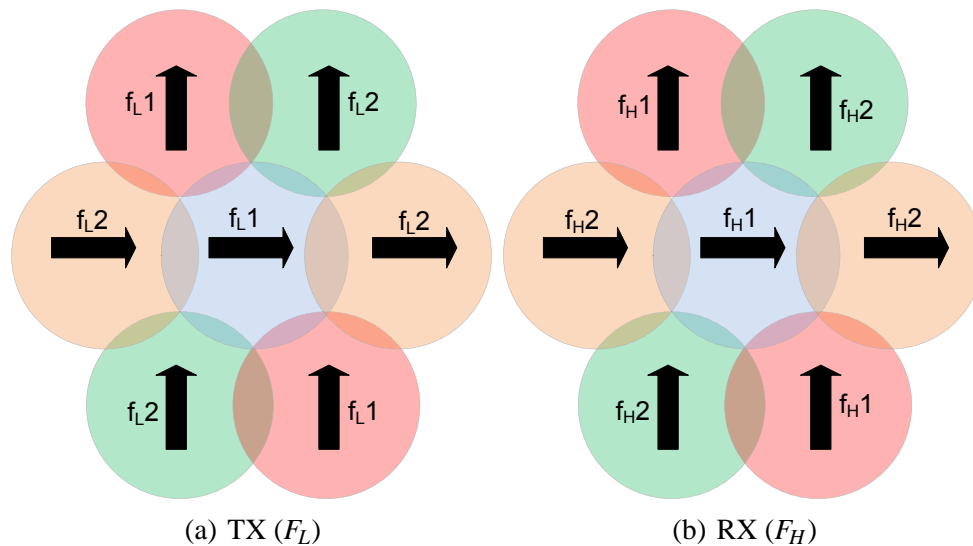


FIGURE IV.2 : Motifs de réutilisation de fréquences et de polarisations (les flèches sont alignées avec la polarisation électrique des accès)

Dans le cadre de notre étude, nous nous sommes donc intéressés à la conception d'une structure focale BIE-M bibande multisources pour les deux voies montantes et descendantes.

II.3 Caractéristiques du système multifaisceaux

L'étude d'une antenne à réflecteur multifaisceaux nécessite la définition d'un certain nombre de paramètres qui permettent de caractériser le système. Ces paramètres sont représentés sur la Figure IV.3(a) où les diagrammes de rayonnement défocalisés d'une antenne à réflecteur sont illustrés.

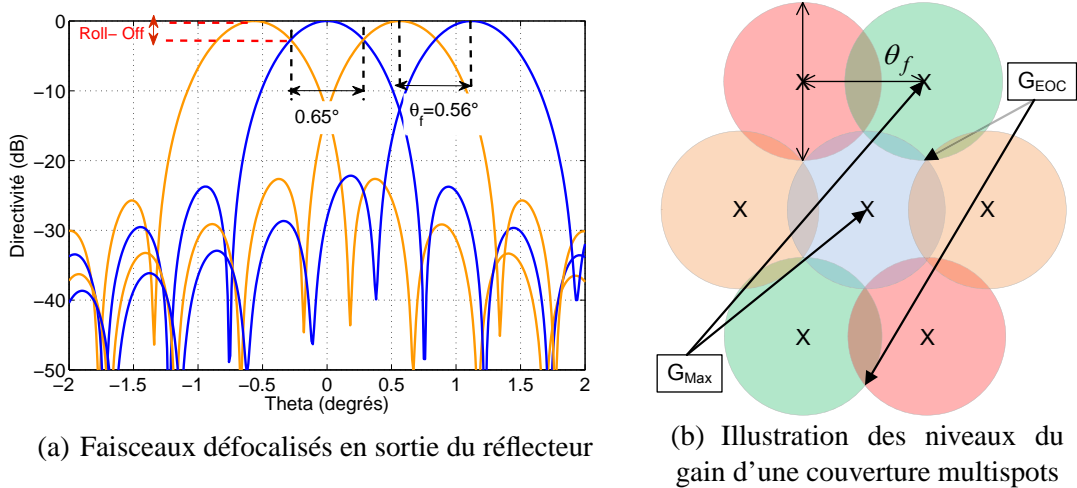


FIGURE IV.3 :

II.3.1 Gain EOC

Le Gain EOC (Edge of coverage) correspond au gain en bord de couverture, là où se recoupent deux spots adjacents, comme le montre la Figure IV.3(b). il est à distinguer du niveau de recoupement de deux faisceaux adjacents en sortie du focaliseur. Cette position de recoupement correspond au plus faible niveau de puissance sur la couverture.

Pour déterminer ce gain en bord de couverture, il y a deux possibilités. Soit la largeur angulaire θ_b des spots est connue et le gain EOC s'obtient en relevant le niveau correspondant à cette ouverture angulaire. Soit ce gain EOC peut être obtenu à partir du niveau de recoupement entre deux faisceaux adjacents.

II.3.2 Roll-Off

Le roll-off, pour un spot donné, correspond à la différence de niveau entre le gain au centre de ce spot et le niveau de recoupement avec ses spots adjacents (Gain EOC). Il peut être calculé par la formule suivante :

$$Roll - off(dB) = G_{Max}(dB) - G_{EOC}(dB) \tag{IV.1}$$

Une faible valeur de *Roll – Off* implique un haut niveau de recouvrement entre les spots adjacents et donc, un fort gain en bord de couverture. 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 et diminue fortement le gain en bord de la couverture. Il est donc nécessaire de trouver un bon compromis. Une valeur du *Roll – Off* inférieure à 6dB en prenant en compte les erreurs de pointage (de l'ordre de 0.05°) pourra être un bon compromis.

II.3.3 Isolation entre les faisceaux ou C/I

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. Elle correspond à toutes les interférences entre les cellules co-fréquences. L'isolation entre un spot désiré *d* et l'ensemble des spots interféreurs *i* est alors donnée par la relation suivante :

$$\left[\frac{C}{I}(d) \right]_{d=1, Nd} = 10 * \log_{10} \left[\frac{Min(g_d^{co}(x_k^d))}{\sqrt{\sum_{i=1}^{Ni} \left(Max_{k'=1, Nk'} \left\{ \begin{matrix} co \\ cross \\ g_d \end{matrix} (x_{k'}^i) \right\} \right)^2}} \right] \quad (IV.2)$$

Avec :

- x_k^d est une direction à l'intérieur de la couverture désirée *d*.
- $x_{k'}^i$ est une direction à l'intérieur de la couverture interférente *i*.
- $g_d^{co}(x_d)$: c'est le gain en polarisation normale obtenu dans une direction x_d du spot désiré *d*, et réalisé par l'antenne Réception dédiée au spot désiré *d*.

- $g_d^{cross}(x_i)$: c'est le gain en polarisation croisée obtenu dans une direction x_i du spot interférent i , et réalisé par l'antenne Réception dédiée au spot désiré d .

II.4 Cahier des charges

Le cahier de charge pour remplir la mission *AGORA* est défini dans le tableau IV.1. Pour des raisons de réalisation, et dans le cadre de cette étude nous avons volontairement appliqué un facteur d'échelle au système afin de s'affranchir des contraintes de fabrication liées à la bande *Ka*. Ainsi nous proposons de travailler sur un nouveau cahier des charges qui est l'homothétique de celui de la mission *AGORA – V2* dont les caractéristiques sont détaillés dans le tableau IV.2.

Bande de Fréquence TX	4.95GHz-5.05GHz (Deux canaux de fréquence de 50MHZ)
Bande de Fréquence RX	7.42GHz-7.58GHz (Deux canaux de fréquence de 75MHZ)

TABLE IV.2 : Spécifications des bandes de fréquence en émission et réception pour notre étude

Les bandes de fréquence de la mission qui sont entre $4.95GHz - 5.05GHz$ et $7.42GHz - 7.58GHz$ sont divisées en deux canaux associés à une simple polarisation linéaire. Chaque canal à une bande de garde de 5% de la bande utile ($B_g = B_u * 0.05$) afin d'éviter les problèmes d'interférences lors du traitement des différents signaux. Cependant, ce système nécessite l'utilisation des filtres bibandes réfléchissants hors de leur bande de fonctionnement de façon à isoler les différents accès de l'antenne BIE entre eux pour ne pas dégrader les performances du système multisources. Le tableau IV.1 fait apparaître les spécifications demandées sur le G_{EOC} et sur le rapport C/I . Un gain EOC minimum de l'ordre de $42dB$ et un rapport C/I minimum de l'ordre de $13dB$ sont demandés sur la couverture. Pour satisfaire ces besoins, nous allons utiliser une antenne à réflecteur illuminée par une source focale BIE bibande. La conception de la source focale BIE doit prendre en compte les contraintes du système multifaisceaux qui doit disposer d'un réflecteur possédant un rapport F/D suffisant grand pour obtenir de bonnes performances en défocalisation.

II.4.1 Présentation du réflecteur

Un système focalisant permettant de forts dépointages est nécessaire pour atteindre les performances demandées par le cahier des charges. Pour cela, notre choix s'est porté vers un simple réflecteur en offset de façon à réduire la masse de la structure étudiée. Les dimensions de ce réflecteur ont été faites par rapport à une solution existante pour la mission AGORA [83]. Une mise à l'échelle par rapport à un réflecteur à 30GHz utilisé pour assurer la mission AGORA a été appliquée pour obtenir les mêmes performances en terme d'entrelacement entre les spots à 5GHz et 7.5GHz . Les caractéristiques de la structure étudiée sont représentées sur la Figure IV.4.

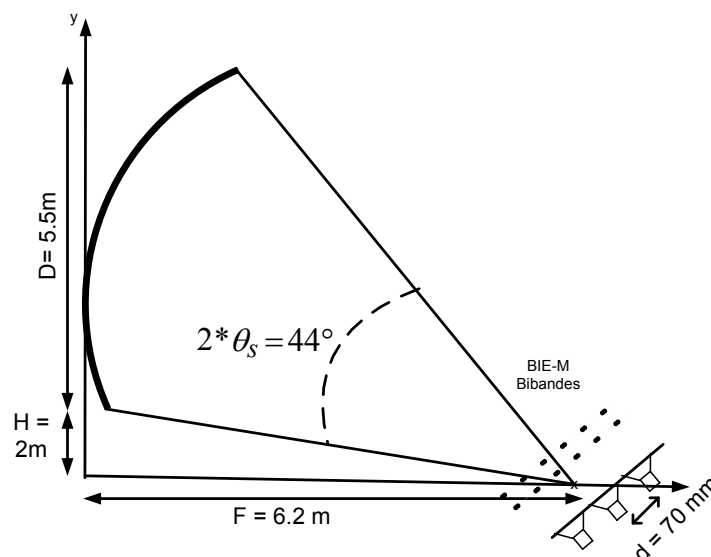


FIGURE IV.4 : Géométrie de l'antenne à réflecteur étudiée

Le diamètre D du réflecteur est de l'ordre de 5.5 m et l'offset H est de l'ordre de 2 m . Le choix du diamètre a été fait en fonction du gain désiré en bord de couverture G_{EOC} tandis que l'offset a été choisi de façon à minimiser la diffraction de la source focale sur la partie basse du réflecteur et de façon à éviter les zones d'ombres due à la présence de la source primaire sur l'axe du réflecteur.

Les études menées sur les rapports focal sur diamètre F/D dans le chapitre précédent ont permis de déterminer le F/D nécessaire pour obtenir des résultats optimaux. Les meilleures performances de l'antenne à réflecteur associée à une source focale monobande ont été obtenues pour un $F/D = 1.1$.

L'écartement entre les sources focales d nécessaire pour obtenir le bon espacement entre les spots dépendra des caractéristiques du réflecteur utilisé. D'après les caractéristiques géométriques d'un réflecteur parabolique données dans le **Chapitre I** l'écart d peut être déterminé à partir de l'équation suivante :

$$d = \left(\frac{2 \times F \times \tan(\theta_b \times BDF)}{1 + \cos(\varphi_0)} \right) \quad (\text{IV.3})$$

Avec, θ_b est l'écart angulaire entre les faisceaux incidents, θ_f est l'écart angulaire entre les faisceaux émergents. Ce dernier est fixé à 0.56° par le cahier des charges.

À partir de l'éq.IV.3 et en considérant que l'écart entre les faisceaux émergents θ_f imposé par le cahier des charges est de 0.56° , nous pouvons déterminer l'écart entre les sources primaires pour des rapports F/D variant de 1 à 2, Fig.IV.5.

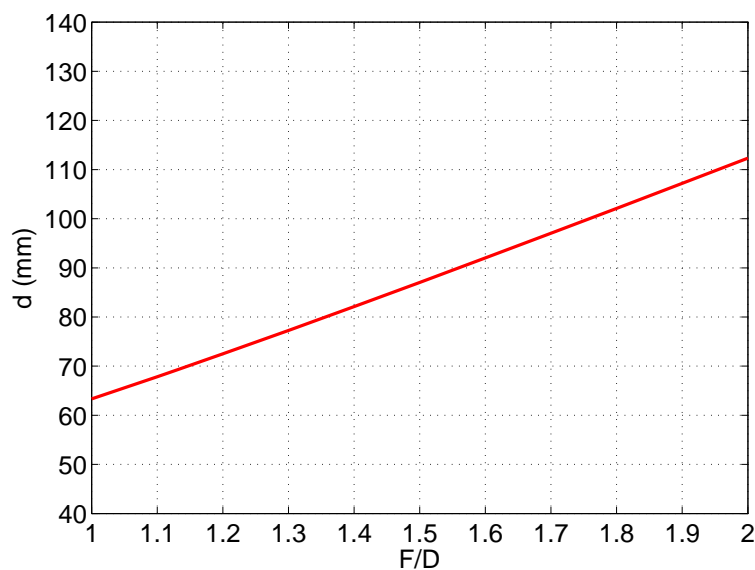


FIGURE IV.5 : distance entre les sources pour différents F/D

Cette Figure montre que plus le rapport F/D est grand plus l'écart entre les sources est grand. Pour un rapport F/D égale à 1.13 l'écart entre les sources est de l'ordre de 70mm .

Après avoir déterminé les caractéristiques de l'antenne à réflecteur, nous allons présenter la géométrie de la source focale BIE bibande multifaisceaux.

III Conception de la source focale multifaisceaux

Cette partie sera consacrée à la présentation de la source focale BIE métallique bibande multisources. Cette source focale doit être associée à un réflecteur parabolique afin de réaliser une couverture spatiale multifaisceaux sur les deux voies TX et RX ($5GHz$ et $7.5GHz$). Dans un premier temps, nous allons présenter les caractéristiques de la source focale excitée par sept cornets. Ensuite, nous étudierons l'influence de la présence de ces sondes sur les performances de la source focale. Dans la deuxième partie nous associerons un filtre bibande à chaque sonde d'excitation afin d'éviter les pertes par couplage qui limitent également les performances de l'antenne et altèrent la couverture.

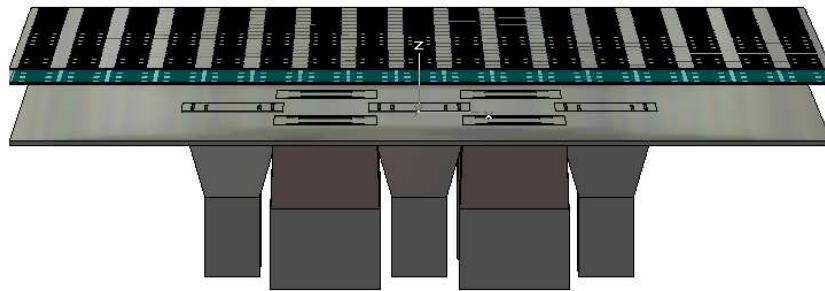


FIGURE IV.6 : Représentation de l'antenne BIE à sept accès

III.1 Présentation de l'antenne multisources

L'antenne BIE monosource présentée dans le chapitre précédent a été utilisée pour réaliser un fonctionnement multifaisceaux. Par conséquent, nous avons utilisé le même matériau BIE-M et nous avons remplacé la sonde cornet par 7 sondes cornets identiques pour définir l'antenne BIE multisources, comme illustré sur la Fig IV.6. Cette antenne est donc composée de deux FSS de type passe-bande pour assurer le fonctionnement sur les deux bandes de fréquences de manière indépendante. Chaque FSS est imprimée sur un substrat diélectrique de type *duroid6002* et de dimensions transverses $300mm$. Les sept cornets sont espacés de $70mm$ conformément au cahier des charges pour obtenir des faisceaux émergents du réflecteur distants angulairement de 0.56° . Le système d'excitation de chacune des sources se compose d'un cornet adapté à un guide d'onde standard et fermé par deux réseaux de deux fentes. Les dimensions des fentes pré-

sentent quelques différences par rapport au système monosource afin d'adapter au maximum l'antenne sur les deux bandes de fréquences, comme illustré sur la Fig IV.7.

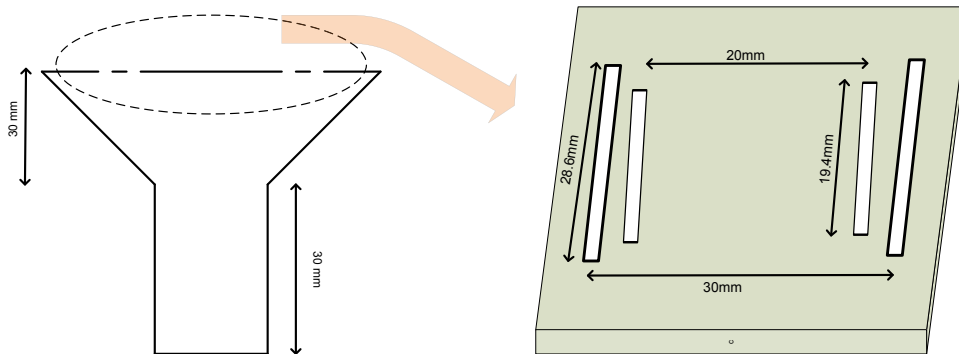


FIGURE IV.7 : Géométrie de la source d'excitation (guide d'onde fermé par des fentes)

Pour limiter l'interférence entre deux spots adjacents au sol, les spots contigus sont découplés soit par la polarisation soit par la fréquence. La Figure IV.8 montre que seul l'accès 3 et 5 fonctionnent sur le canal 2 tandis que les autres accès fonctionnent sur le canal 1. Dans le cas de notre étude, il a été choisi d'exciter l'élément central, car c'est la seule sonde d'excitation qui est complètement entouré sur un canal donné. Les autres sondes fonctionnent sur les autres canaux de la bande de travail et elles ont été chargées sur des courts circuits électriques.

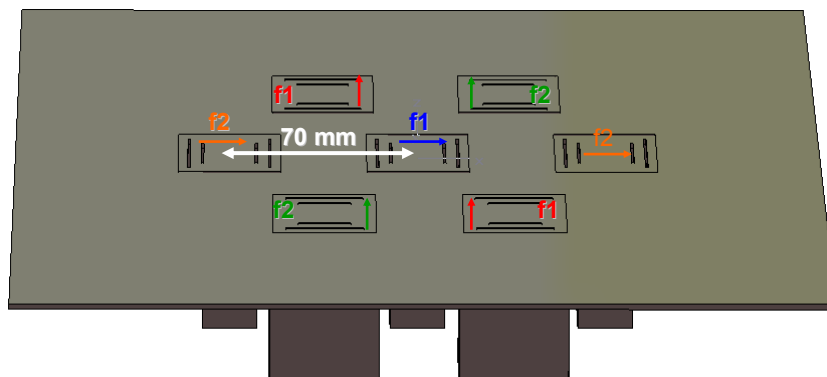


FIGURE IV.8 : Représentation des différentes canaux de fréquence dans l'antenne BIE

III.2 Performances de l'antenne

Nous présentons les nouvelles performances de l'antenne BIE-M bibande monosource afin de les comparer avec les performances de l'antenne BIE-M à 7 accès. Il est important de noter que les dimensions de l'antenne monoaccès ont été modifiées afin d'obtenir la même directivité sur les deux bandes de fréquence.

III.2.1 Antenne Monosource

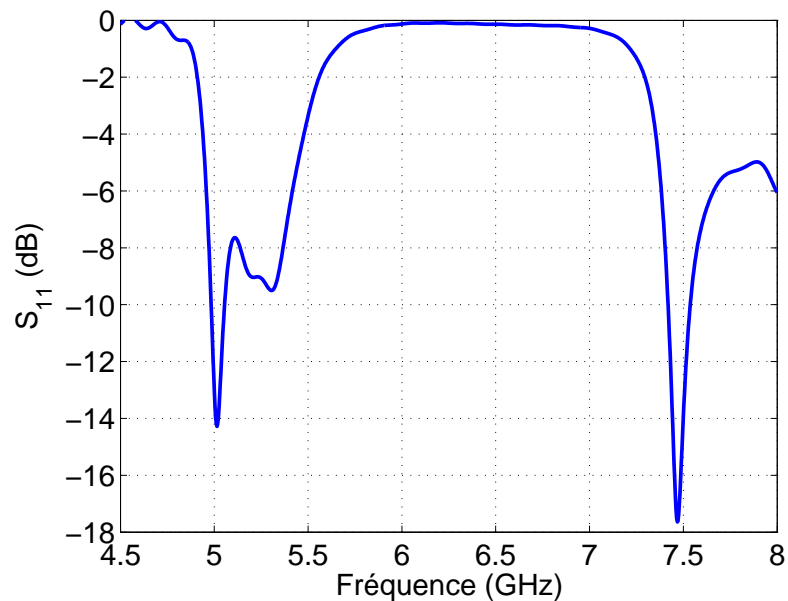


FIGURE IV.9 : adaptation de l'antenne monosource

La Figure IV.9 représente le module du S_{11} simulé de l'antenne BIE-M monosource. Le coefficient de réflexion de l'antenne est inférieur à -5dB sur la première bande de fréquence et à -8dB sur la deuxième bande de fréquence. Cette dégradation de l'adaptation de l'antenne sur la première bande est due à l'augmentation de la directivité de l'antenne par rapport à celle présentée dans le chapitre précédant, comme le montre la Figure IV.10.

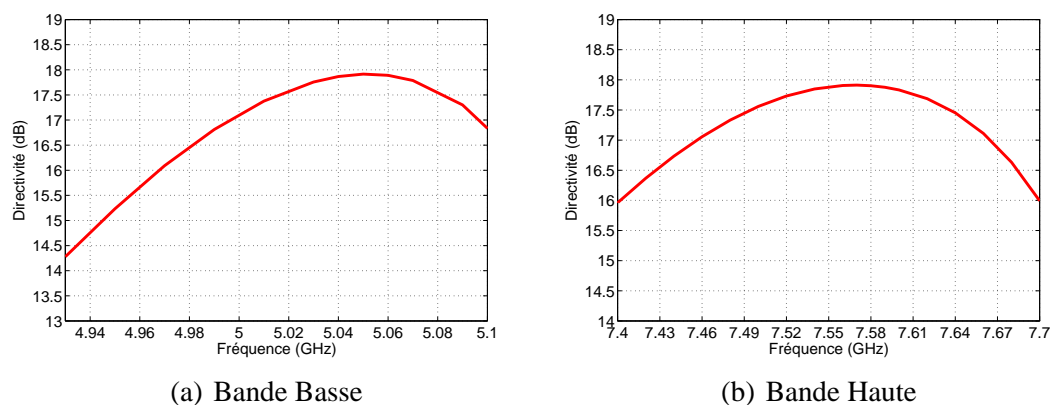


FIGURE IV.10 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence de l'antenne BIE mono-accès

La Figure IV.10 représente la directivité de l'antenne BIE-M bibande excitée par un seul cornet. Une directivité de l'ordre de 18dB est obtenue sur les deux bandes de fréquences. Cette

augmentation de la directivité sur la première bande de fréquence explique la dégradation de l'adaptation de l'antenne sur cette bande. En effet, l'adaptation est difficile d'autant plus que l'antenne est directive. De plus, cette augmentation entraîne une diminution de la bande passante de l'antenne. La bande passante de cette antenne en terme de directivité à $-3dB$ est de l'ordre de 3.6% et de 5.2% sur les deux bandes de fréquence respectivement.

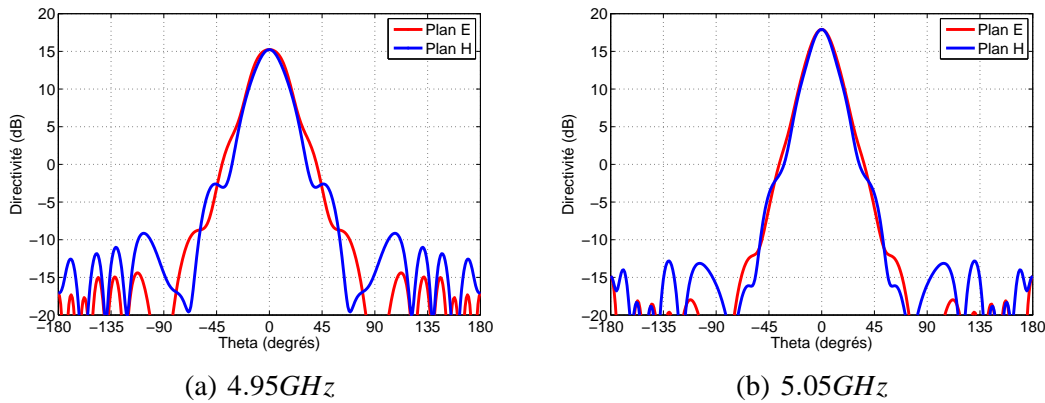


FIGURE IV.11 : Rayonnement de l'antenne BIE monoaccès sur la première bande de fréquence

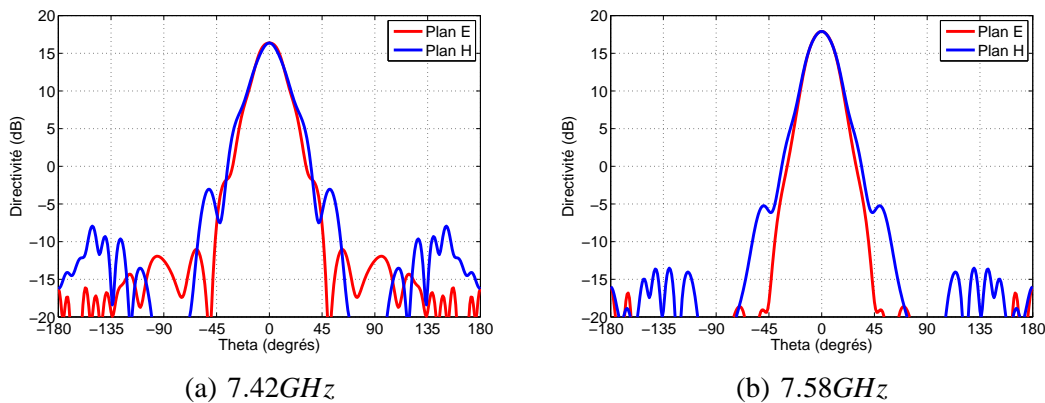


FIGURE IV.12 : Rayonnement de l'antenne BIE monoaccès sur la deuxième bande de fréquence

Les Figures IV.11 et IV.12 représentent les diagrammes de rayonnement de l'antenne dans les plans E et H sur les deux bandes de fréquence. Dans le plan H , les diagrammes de rayonnement de l'antenne ont une forme idéale avec des faibles lobes secondaires sur les deux bandes de fréquence. Dans le plan E , un épaulement est observé à $\pm 25^\circ$ sur la première bande de fréquence à 4.95GHz. Cet épaulement est dû aux effets de bord de l'antenne BIE. Ces épaulement existent aussi dans le plan H mais le rayonnement est toujours plus perturbé dans le plan E .

III.2.2 Antenne à sept accès

Dans cette partie nous présentons les performances de l'antenne BIE-M bibande à sept accès.

III.2.2.1 Adaptation et couplage

Le modules et la phase des coefficients de réflexion et de transmission (S_{11}, S_{21}) de l'antenne BIE multiaccès sont présentés sur la Figure IV.13.

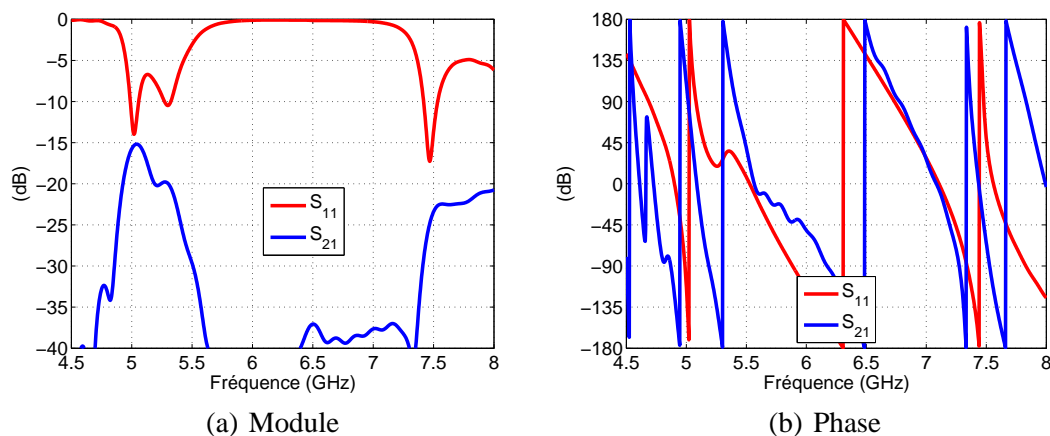


FIGURE IV.13 : Coefficient de réflexion et de transmission

La Figure IV.13(a) montre bien que le coefficient de réflexion de l'antenne BIE-M multiaccès est identique à celui de l'antenne BIE monoaccès (Fig.IV.9). Elle montre aussi que le couplage entre les accès est inférieur à $-14dB$ sur la première bande et à $-22dB$ sur la deuxième bande de fréquence. On peut noter que le couplage est maximum à la fréquence où l'antenne est adaptée. En effet, les accès non excités acceptent un niveau de puissance relativement élevé dès qu'ils représentent une impédance proche de 50Ω . Ce couplage correspond au couplage entre deux accès contigus, alignés dans le plan E .

III.2.2.2 Directivité et diagrammes de rayonnement

La Figure IV.14 compare la directivité de l'antenne monoaccès et de l'antenne multiaccès sur les deux bandes de fréquence.

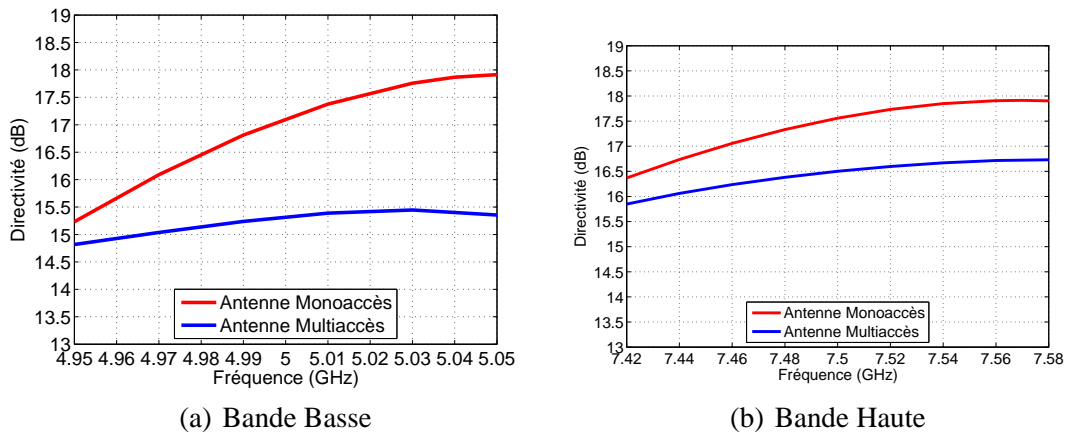


FIGURE IV.14 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence

Cette Figure montre une chute de l'ordre de 2.5dB de la directivité sur la fréquence haute de la première bande de fréquence (5.05GHz) et une diminution maximum de l'ordre de 1.2dB sur la deuxième bande de fréquence. Cette diminution de directivité peut être expliquée par la présence des six accès non excités. En effet, la présence des fentes dans le plan de masse de l'antenne BIE-M empêche l'étalement de la tâche dans le résonateur. Par conséquent, il n'est pas possible d'atteindre la directivité obtenue par une antenne monoaccès.

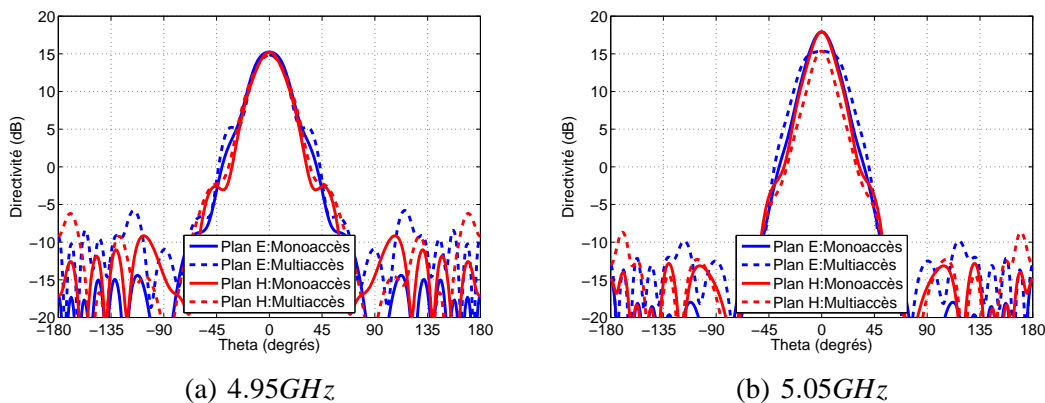


FIGURE IV.15 : Rayonnement de l'antenne BIE multiaccès sur la première bande de fréquence

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE-M bibande à sept accès sur la première bande de fréquence, dans les deux plans E et H , sont présentés sur la Figure IV.15 et ils sont comparés à ceux de l'antenne BIE-M bibande monoaccès. A 4.95GHz , les diagrammes de rayonnement sont quasiment identiques à ceux obtenus avec une antenne BIE-M monosource et ceci dans les deux plans E et H , Fig.IV.15(a). Cependant, à 5.05GHz les diagrammes de rayonnement sont perturbés avec une diminution de directivité de l'ordre de 2.5dB et une ouverture angulaire plus large, spécifiquement dans le plan E , Fig.IV.15(b).

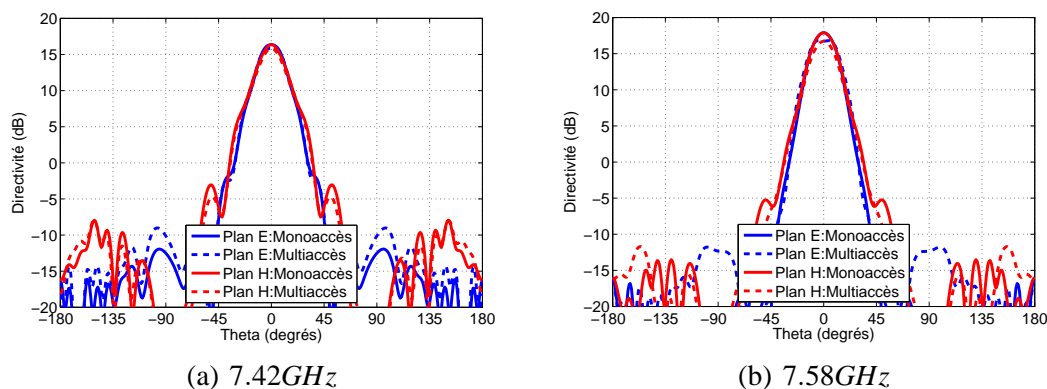


FIGURE IV.16 : Rayonnement de l'antenne BIE multiaccès sur la deuxième bande de fréquence

La Figure IV.16 montre que les diagrammes de rayonnement sur la deuxième bande de fréquence présentent quasiment la même allure que ceux obtenus avec une antenne monoaccès. Cependant, une diminution de directivité qui varie entre 0.5dB et 1.2dB est observable sur toute la bande de fonctionnement .

Nous allons regarder la distribution du champ au milieu de l'antenne BIE-M pour identifier l'origine de cette diminution de directivité.

III.2.2.3 distribution du champ

La Figure IV.17 compare la distribution du champ E_x au milieu de la cavité pour les antennes BIE-M monoaccès multiaccès à 5.05GHz .

Cette Figure montre que la présence des accès non excités autour de l'accès central excité perturbe l'étalement transversal du champ dans la cavité. Elle montre aussi qu'il y a une fuite d'énergie dans les cornets. Pour cela, la diminution de la directivité n'est pas dûe seulement à la perturbation géométrique des fentes, mais aussi au couplage entre accès. La comparaison des tâches de rayonnement au-dessus des deux antennes (monoaccès et multiaccès) confirme cette conclusion. En effet, la présence des accès non excités engendre des trous de champs sur la tâche de rayonnement, comme illustré sur la Figure IV.18. Cette absence de champ électrique peut expliquer la diminution de la directivité sur la première bande de fréquence.

Sur la deuxième bande la diminution de la directivité peut être expliquée de la même façon que sur la première bande, comme le montre la Figure IV.19.

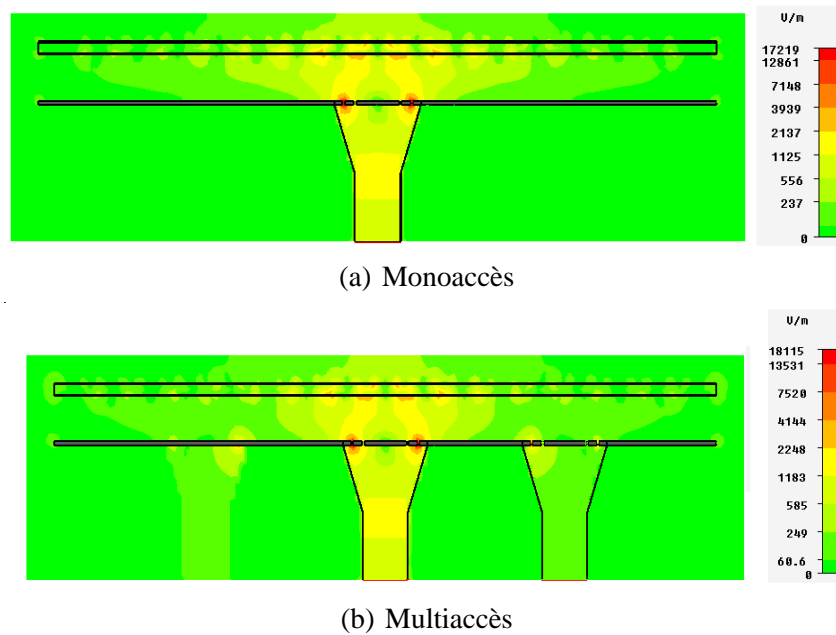


FIGURE IV.17 : distribution du champ E à l'intérieur du résonateur BIE

III.2.2.4 Bilan

Dans cette partie, nous avons comparé les performances d'une antenne BIE-M bibande monoaccès à celles d'une antenne multiaccès. Cette étude nous a permis d'analyser l'influence de couplage entre accès sur les performances de l'antenne. La présence de six accès non excités autour de l'accès central empêchent l'étalement des champs dans la cavité et engendrent une diminution de la directivité sur la bande de fonctionnement de l'antenne. Les puissances couplées dans les accès contigus à l'accès excité seront rejetées et donc réfléchies par des dispositifs de

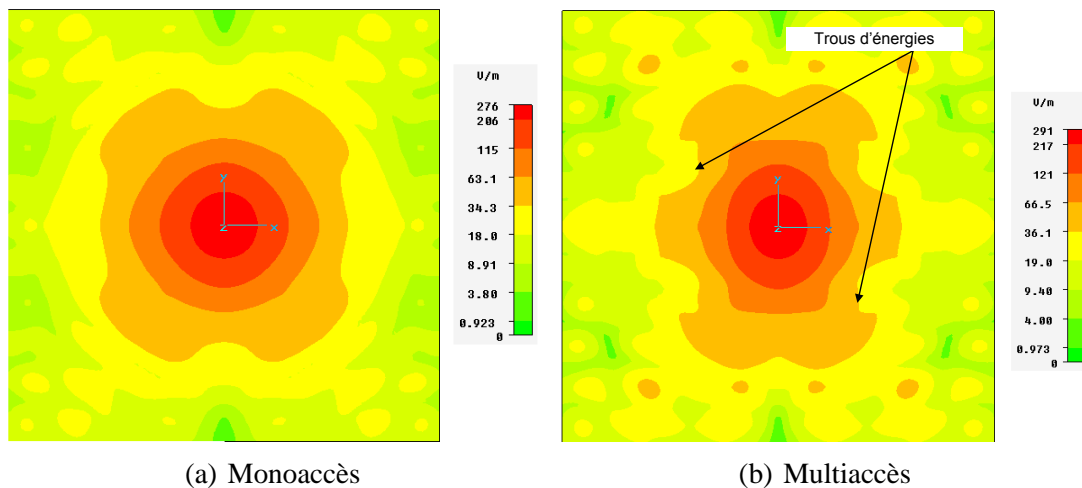


FIGURE IV.18 : tâches de rayonnement au dessus de l'antenne BIE à 5.05GHz

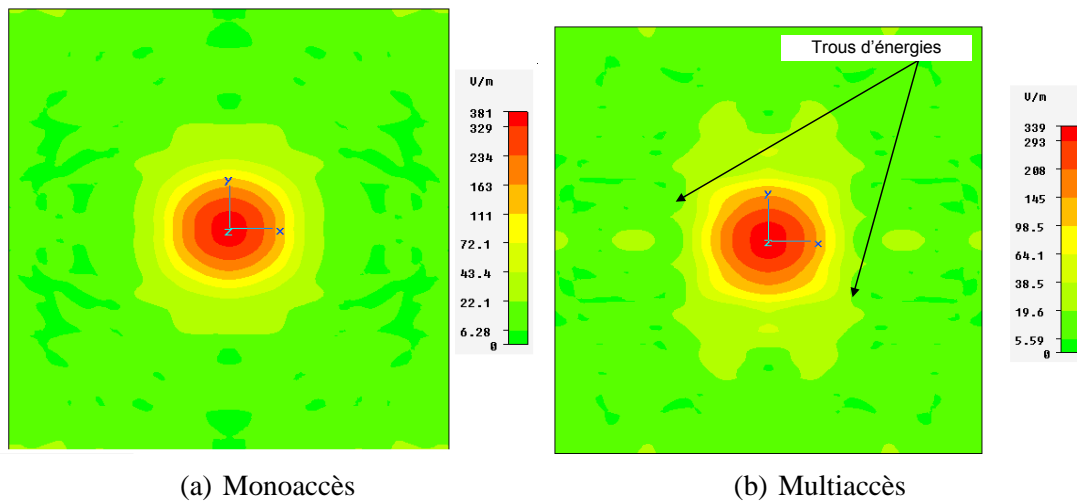


FIGURE IV.19 : tâches de rayonnement au dessus de l'antenne BIE à 7.5GHz

filtrage car ces accès ne fonctionnent pas sur le même canal que l'accès excité. Le diagramme de rayonnement dépendra donc de la manière avec laquelle seront réfléchi ces puissances couplées.

III.3 Antenne BIE-M bibande multiaccès associées aux filtres idéaux

Cette partie est consacrée à présenter les études effectuées sur l'antenne BIE multiaccès associée à des filtres bibandes dont le but est d'éviter les pertes par couplage. Tout d'abord, nous allons définir le profil de phase idéal de chaque filtre qui permet à l'antenne BIE multiaccès d'éviter les problèmes dus à la présence des accès non excités dans la cavité. Ensuite, nous allons étudier les performances de l'antenne associée à des filtres avec un profil de phase idéal.

III.3.1 Description des filtres

III.3.1.1 Principe de fonctionnement du filtre-antenne

Le principe de fonctionnement de l'antenne BIE multiaccès chargée sur des filtres est présenté sur la Figure IV.20.

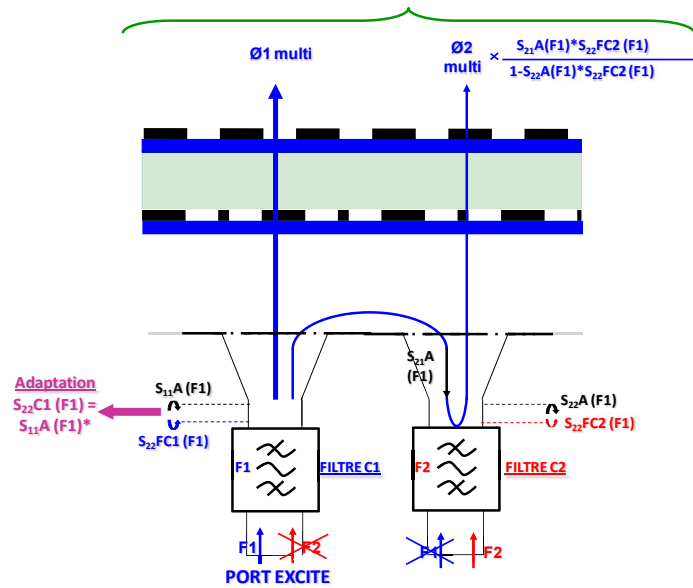


FIGURE IV.20 : Principe de l'antenne BIE multiaccès

Cette Figure montre que le champ total rayonné par l'antenne multiaccès résulte de l'interférence entre le champ émis par l'accès central et les champs couplés dans les accès non excités et réfléchis sur les filtres connectés, éq.IV.4 [96].

$$\phi_{1_TOT} = \phi_{1_multi} + \phi_{2_multi} \times \frac{S_{22_FILTRE_C2}(F1) \times S_{21_ANTENNE}(F1)}{1 - S_{22_FILTRE_C2}(F1) \times S_{22_ANTENNE}(F1)} \quad (IV.4)$$

Grâce aux filtres, les couplages entre les accès vont être utilisés pour reconstituer le diagramme de rayonnement total de l'antenne multiaccès.

Dans l'hypothèse où l'antenne est adaptée, c.à.d dans le cas où $S_{11} = S_{22} = 0$ la relation IV.4 devient :

$$\phi_{1_TOT} \approx \phi_{1_multi} + \phi_{2_multi} \times S_{22_FILTRE_C2}(F1) \times S_{21_ANTENNE}(F1) \quad (IV.5)$$

Pour reconstruire le diagramme de rayonnement, le coefficient de réflexion du filtre S_{22} doit être égale au conjugué du couplage entre les deux accès S_{21} , éq.IV.6 :

$$S_{22}F_{C2}(F1) = S_{21}Ant(F1)^* \quad (IV.6)$$

Si l'antenne est fortement désadaptée, dans ce cas $S_{21} = 0$ et la formule IV.4 devient :

$$\phi_{1_TOT} = \phi_{1_multi} \quad (IV.7)$$

Cette égalité est vérifiée lorsque :

$$S_{22}F_{C1}(F1) = S_{11}Ant(F1)^* \quad (IV.8)$$

Pour améliorer les performances de l'antenne BIE multiaccès avec réutilisation de deux canaux sur les deux bandes de fréquence, chaque accès sera fermé par un filtre bibande. Pour découpler fréquemment les accès, chaque filtre doit être réfléchissant hors de sa bande de fonctionnement. En effet, les filtres hors de leur bande de transmission doivent agir comme des court circuits électriques *CCE* avec une phase quasi constante proche de π .

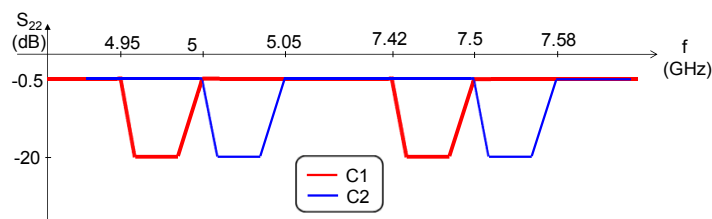


FIGURE IV.21 : Représentation des filtres étudiés en module

La Figure IV.21 représente la distribution en module de deux filtres recherchés.

III.3.1.2 Définition des profils de phase de filtres idéaux

Vu que l'antenne BIE-M est désadaptée sur les deux bandes, nous allons utiliser l'éq.IV.8 pour déterminer les profils de phase idéaux pour le S_{22} de chaque filtre et qui sont nécessaire pour améliorer les performances de l'antenne BIE multiaccès, Fig.IV.22. Ces profils de phase doivent présenter sur le premier canal une variation de l'ordre de 90° sur la première bande de fréquence et une variation de l'ordre de 70° sur la deuxième bande. De même, ils doivent

présenter sur le deuxième canal des variations de l'ordre de 80° et 52° sur les deux bandes respectivement.

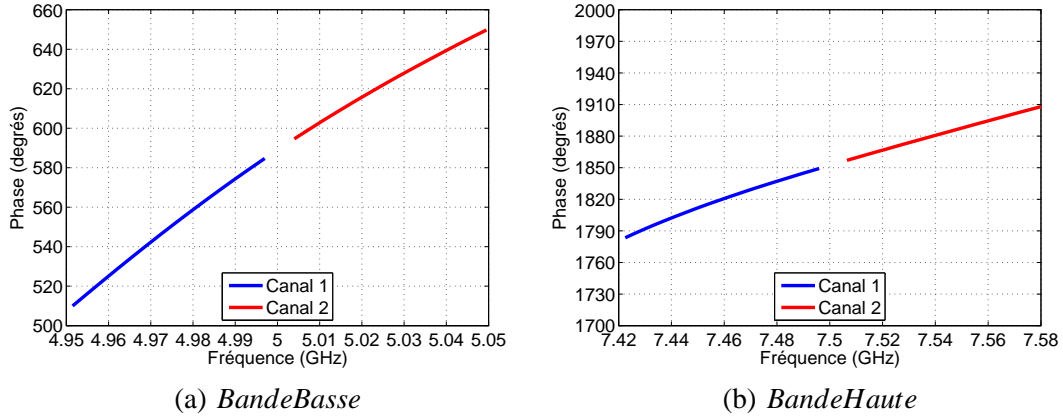


FIGURE IV.22 : Profil de phase idéal

III.3.2 Performances antenne-filtre idéal

Après avoir déterminé le profil de phase idéal du S_{22} pour chaque filtre qui permet d'améliorer les performances de l'antenne BIE multiaccès, nous allons charger l'antenne avec ces filtres idéaux, afin de vérifier le bon fonctionnement du système Filtre-antenne.

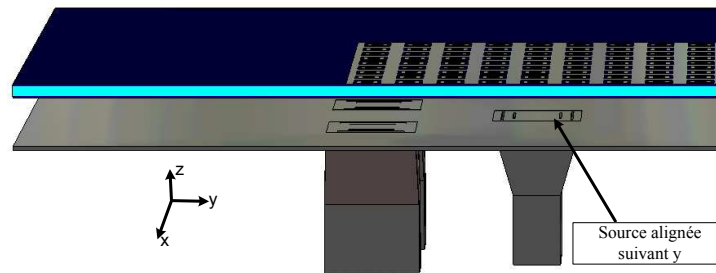


FIGURE IV.23 : Antenne BIE multiaccès étudiée

La Figure IV.23 représente la structure BIE à sept accès étudiée. La structure comporte trois accès, car une condition de symétrie a été utilisée suivant les deux axes (x et y). De plus, il faut aussi préciser que dans le but de diminuer le temps de calcul, toutes les études données dans la suite ne tiennent pas compte que les champs rayonnés par les accès alignés suivant x, car ces accès sont découplés de l'accès central par la polarisation. Ainsi, seuls les accès fonctionnant sur la même polarisation ont été pris en compte dans le post traitement (deux accès en tenant compte de la condition de symétrie).

L'analyse du système antenne-filtre s'effectue avec *CST*. Les caractéristiques des filtres sont utilisées sous la forme de fichiers au format *touchstone*, Fig.IV.24.

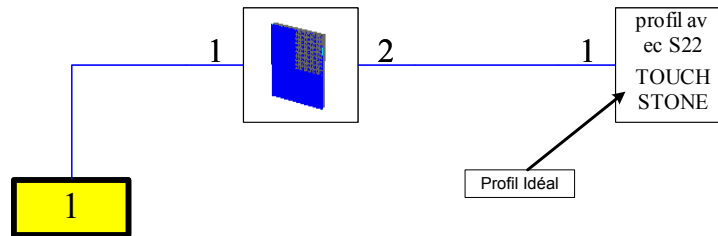


FIGURE IV.24 : Antenne BIE multiaccès chargée sur un filtre idéal

Afin de faciliter l'étude et d'éliminer les effets de bords, l'analyse sur les deux canaux s'effectue uniquement sur l'accès central. Dans ce cas, le deuxième accès sera chargé sur le filtre idéal, c.à.d sur un module de coefficient de réflexion égal à 1 avec un profil de phase égal au conjugué S_{21} , Fig.IV.22.

III.3.2.1 Directivité et diagrammes de rayonnement

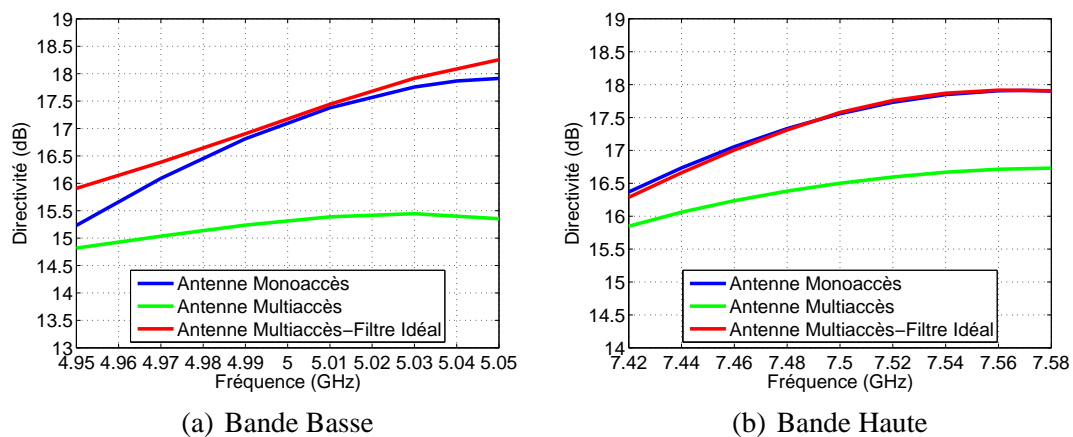


FIGURE IV.25 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence

La directivité de l'antenne BIE multiaccès bibande chargée sur des filtres idéaux est représentée sur la Figure IV.25. L'utilisation d'un filtre avec un profil de phase idéal a permis d'améliorer la directivité de l'antenne multiaccès sur les deux bandes de fréquence. Cette antenne présente, conformément à nos attentes, une directivité proche de la directivité obtenue avec une antenne monoaccès et une bande passante en rayonnement plus grande. Par conséquent, la directivité du *filtre – antenne* présente une augmentation de l'ordre de $3dB$ et $1dB$

par rapport à l'antenne multiaccès sans filtre sur les deux bandes respectivement. En effet, l'utilisation des filtres avec un S_{22} égal au conjugué du couplage entre accès ont permis d'éliminer les pertes dues aux couplages. Ainsi, l'intérêt de charger l'antenne sur des filtres est démontré.

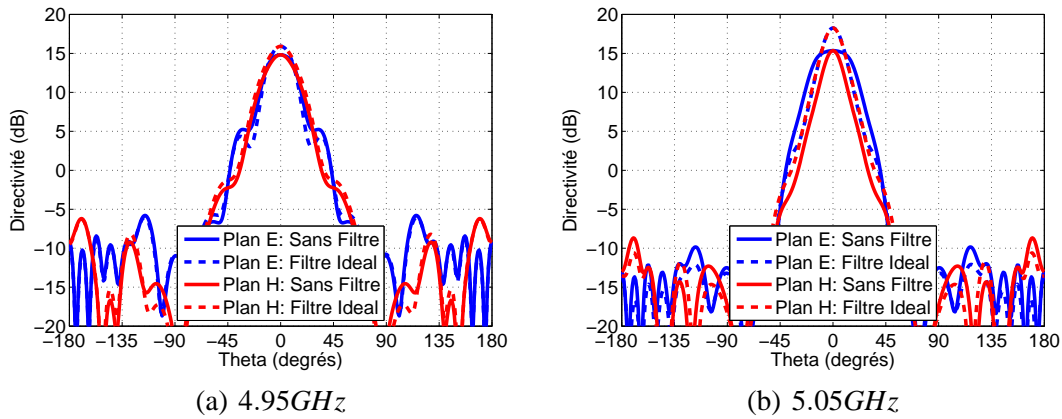


FIGURE IV.26 : Rayonnement de l'antenne BIE multiaccès sur la première bande de fréquence

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE multiaccès avec et sans filtre idéal sont comparés sur les Figures IV.26 et IV.27. Cette comparaison montre bien que les diagrammes de rayonnement de l'antenne multiaccès sont nettement améliorés lorsque cette antenne est chargée sur des filtres avec une phase idéale du S_{22} . De plus, ces diagrammes coïncident avec ceux obtenus dans le cas d'une antenne monoaccès, celui-ci dans les deux plans E et H et sur les deux bandes de fréquence.

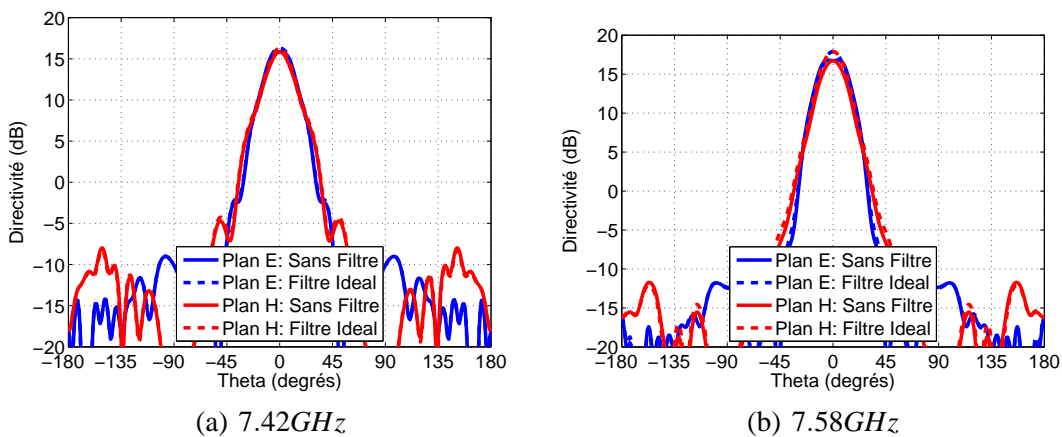


FIGURE IV.27 : Rayonnement de l'antenne BIE multiaccès sur la deuxième bande de fréquence

Les études présentées précédemment ont montré qu'il est important de charger les accès non excités par des filtres qui présentent hors de leurs bandes de fonctionnement une phase du S_{22} égale à la conjuguée de la phase de S_{21} . En effet, pour éliminer les pertes dues aux couplages,

les S_{22} des filtres devraient présenter un profil de phase avec une pente positive. Ces profils de phase pour les S_{22} des filtres sont impossibles à réaliser, Fig.IV.22.

Pour cela, nous avons orienté notre étude vers des filtres qui présentent un S_{22} avec un profil de phase à une pente négative hors bande passante, Fig.IV.28.

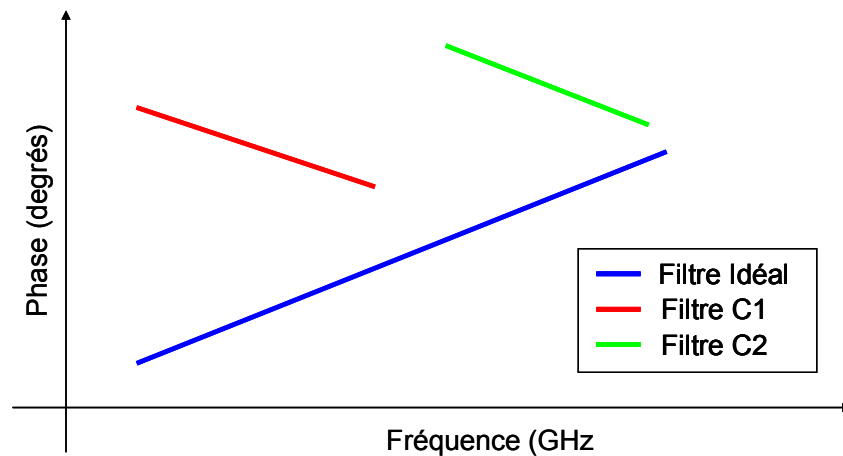


FIGURE IV.28 : Profil de phase du filtre classique

III.4 Etude avec des filtres bibande à deux canaux de fréquence

Après avoir déterminé le filtre idéal susceptible de répondre à nos besoins, nous allons présenter les comportements des filtres classiques bibande à deux canaux de fréquence utilisés en amont de l'antenne BIE bibande multiaccès. Ensuite, nous allons étudier les performances de l'ensemble Filtre-antenne. Ces filtres sont développés par l'équipe *MINACOM – XLIM* [97].

III.4.1 Comportement du filtre

Comme cela a été expliqué précédemment, deux filtres bibandes sont utilisés pour assurer l'isolation entre les canaux. Comme cela a été montré sur la Fig.IV.21, ces filtres doivent être complètement réfléchissant sur un canal de fréquence et transparent sur l'autre. De même, ces filtres doivent présenter hors de leurs bandes de fonctionnement, un profil de phase du S_{22} particulier afin que les champs entrant dans les accès non excités subissent une réflexion pour venir interférer avec les champs rayonnés par l'accès central de manière la plus constructive possible sur toute la bande du canal étudié.

Vu que la réalisation des filtres qui présentent un profil de phase du S_{22} avec une pente positive est impossible, l'utilisation des filtres classiques (profil de phase avec une pente négative) doivent permettre à l'antenne de fonctionner de manière optimale. Pour cela, ces filtres doivent être optimisés de façon à présenter un profil de phase du S_{22} qui ne varie pas trop en fonction de la fréquence.

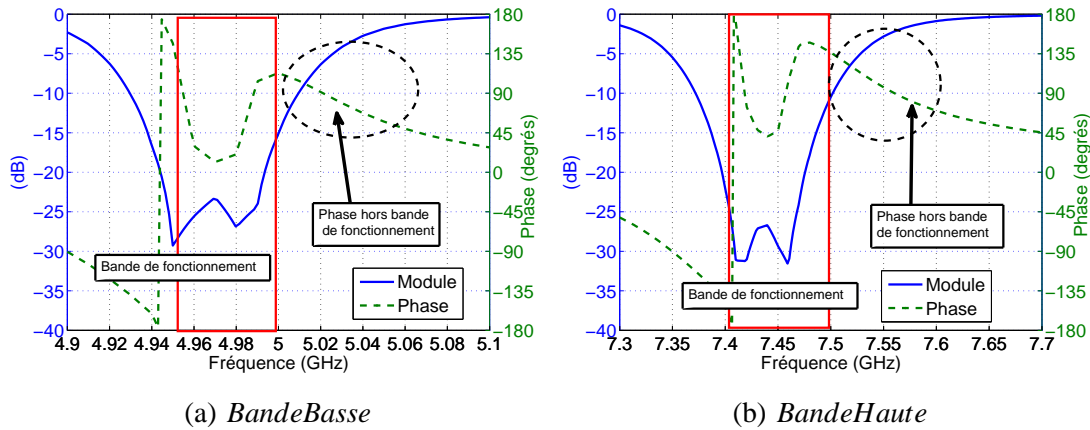


FIGURE IV.29 : Module et phase du S_{22} du filtre FC1

Les paramètres S des deux filtres bibande fournis par l'équipe MINACOM sont présentés en module et en phase sur la Fig.IV.29 et la Fig.IV.30. Ces Figures montrent que le filtre FC1 qui est destiné pour adapter l'antenne sur le premier canal de chaque bande de fréquence, présente une variation de phase du S_{22} de l'ordre de 50° et 60° respectivement hors des deux bandes de fonctionnement. De même, le filtre FC2 qui est destiné pour adapter l'antenne sur le deuxième

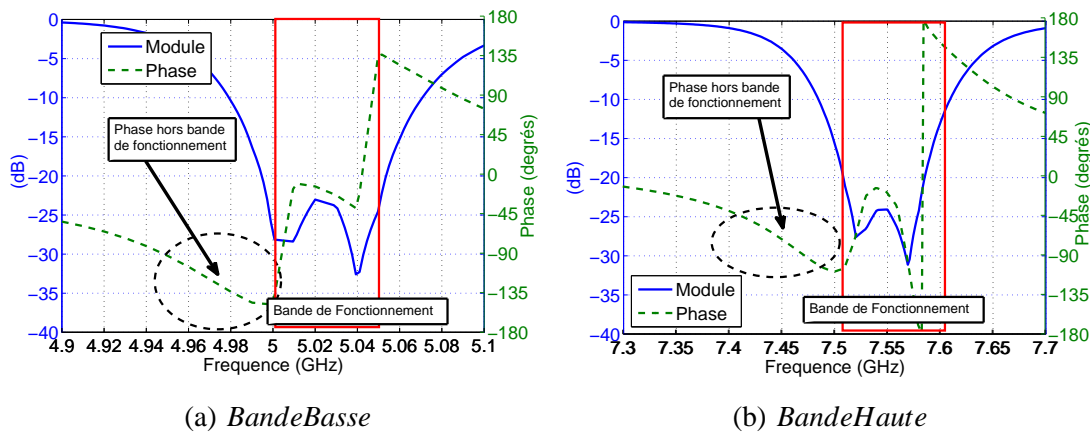


FIGURE IV.30 : Module et phase du S_{22} du filtre FC2

canal, présente une variation de phase du S_{22} de l'ordre de 55° hors des deux bandes de fonctionnement. Cependant, le module du S_{22} de chaque filtre ne correspond pas à nos attentes. En

effet, les deux filtres ne sont pas réfléchissants en dehors de leurs bandes de fonctionnement. Dans ce cas, les directivités obtenues ne sont jamais optimales. Pour l'instant, nous n'avons pas

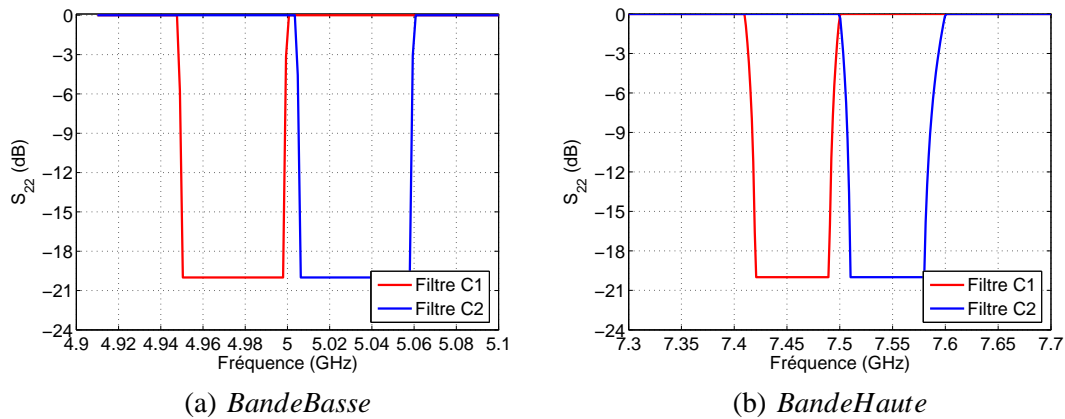


FIGURE IV.31 : Module du S_{22} modifié des deux filtres

pu concevoir les fonctions de filtrages (réalistes) qui correspondent à nos besoins. Cependant, dans la suite de ce chapitre, nous considérons que le problème du filtrage est résolu en fixant à 1 le module du S_{22} hors bandes de fonctionnement, tout en conservant la phase du S_{22} fournis par MINACOM, comme illustré sur la Figure IV.31.

III.4.2 Performances filtre-antenne : première étude

Comme cela a été expliqué précédemment, nous allons étudier la structure BIE qui comporte trois accès avec une excitation séparée sur les deux canaux de l'accès central. Pour étudier les performances du filtre-antenne sur le premier canal, nous allons placer le filtre $FC1$ à l'accès central de l'antenne et le filtre $FC2$ sera placé sur le deuxième accès de l'antenne et inversement pour le deuxième canal, comme illustré sur la Figure IV.32.

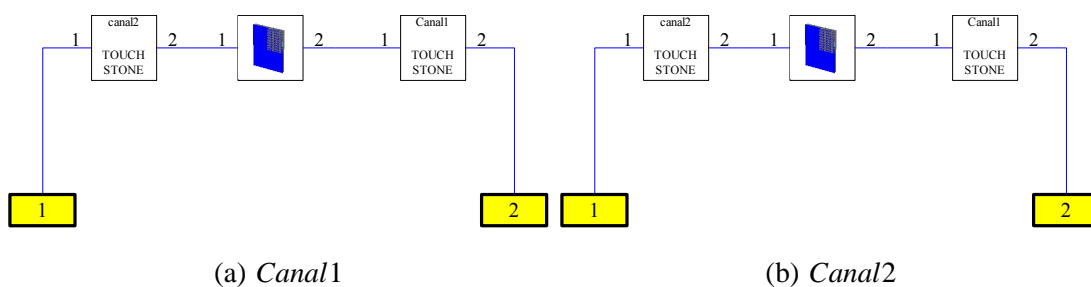


FIGURE IV.32 : Etude en post-traitement sur les deux canaux

Le coefficient de réflexion de l'antenne BIE connectée à chacun des deux filtres est présenté sur la Fig.IV.33. Cette Figure montre que l'adaptation du filtre-antenne correspond à celui de l'antenne seule. L'antenne est adaptée à $-5dB$ sur la première bande et à $-7dB$ sur la deuxième bande du premier canal. De même, elle est adaptée à $-8dB$ et $-9dB$ sur les deux bandes du deuxième canal.

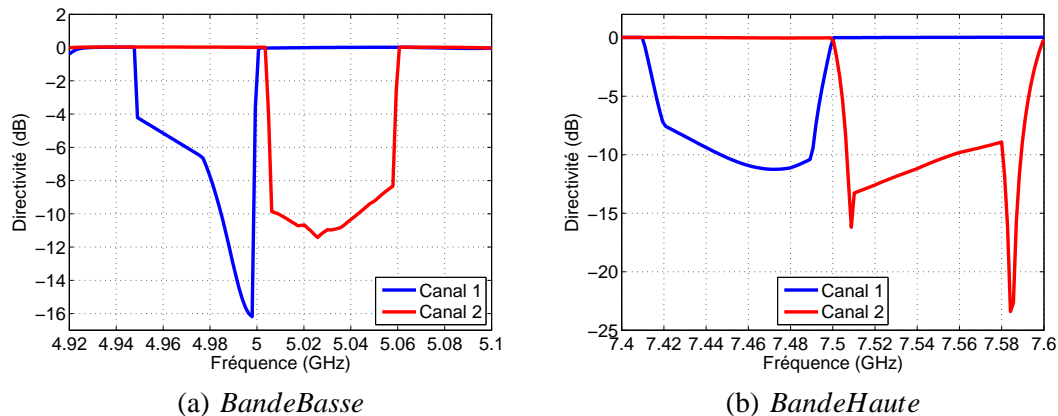


FIGURE IV.33 : Adaptation antenne-filtre

Les performances de la structure filtre-antenne en terme de directivité sont présentées sur la Figure IV.34. Bien que l'accès non excité est chargé par un filtre complètement réfléchissant hors de sa bande de fonctionnement, la comparaison de la directivité du filtre-antenne avec la directivité de l'antenne chargée sur un filtre idéal, montre que les résultats obtenus ne correspondent pas à nos attentes. Nous pouvons remarquer sur le deuxième canal de la première bande de fréquence, une différence qui peut aller jusqu'à $-8dB$ entre la directivité du filtre-antenne et la directivité du filtre idéal-antenne. De même, une différence de l'ordre de $-1.5dB$ est observée sur la bande haute du premier canal ($7.48GHz$). Ces mauvais résultats ne sont pas dus à la pente de phase du S_{22} (pente négative tandis que le filtre idéal nécessite une pente positive de phase du S_{22}) mais à la position du filtre par rapport aux accès de l'antenne BIE, comme nous verrons dans le paragraphe suivant.

Pour vérifier l'origine de la diminution de directivité de la structure filtre-antenne, nous allons comparer la phase du S_{22} de chaque filtre avec la phase du filtre idéal, Fig.IV.35. Cette figure montre que la position des filtres par rapport aux accès de l'antenne BIE ne correspond pas à la position du filtre idéal. Par exemple, la différence de phase entre les deux filtres à $4.99GHz$, c.à.d sur la bande basse du premier canal, est de l'ordre de 360° .

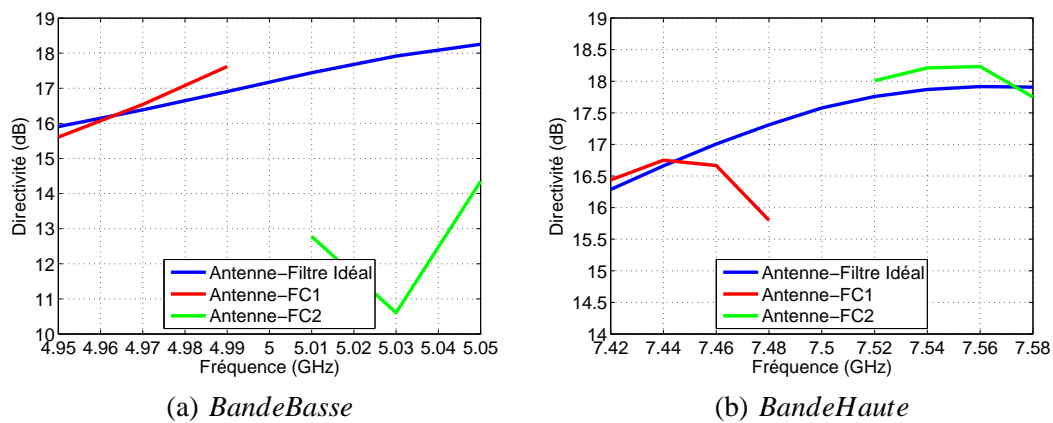


FIGURE IV.34 : Directivité antenne-filtre

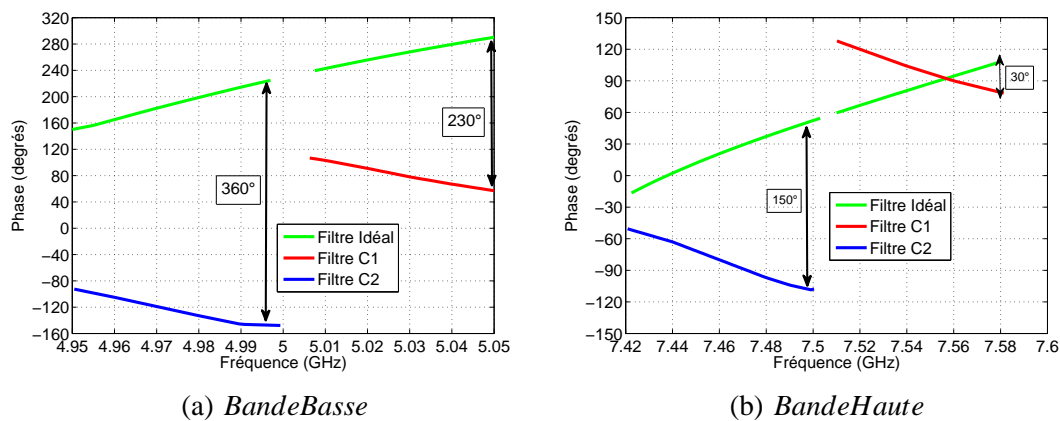


FIGURE IV.35 : Comparaison de phase du S_{22}

III.4.3 Performances filtre-antenne : Insertion des déphaseurs

Après avoir déterminé l'origine de dégradation de la directivité de l'antenne, nous allons insérer des déphaseurs entre les filtres et les accès de l'antenne afin de faire coïncider la phase du filtre idéal avec la phase du filtre étudié. Pour cela, la position des filtres doivent être optimisées et maîtrisées afin d'améliorer les performances de la structure filtre-antenne.

Les expériences rapportées par notre équipe sur les antennes BIE multisources monobande ont montré que la position de filtre doit être optimisée sur la fréquence haute de chaque canal [83] [96]. Pour cela, les déphaseurs doivent être insérés entre les accès de l'antenne et les filtres afin de faire coïncider les phases sur la fréquence haute de chaque canal, Fig.IV.36.

D'après la Figure IV.35, nous pouvons voir que pour faire coïncider les phases sur le canal 2, il faut utiliser un déphaseur qui assure un déphasage de l'ordre de $230^\circ/2$ sur la première

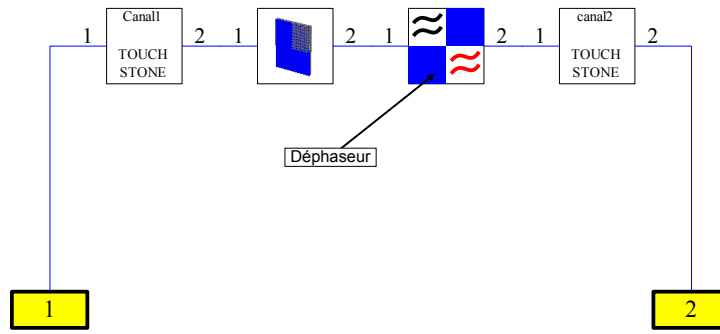


FIGURE IV.36 : Insertion des déphaseurs en post-traitement

bande de fréquence (dans ce cas le signal subit un déphasage de l'ordre de 230° pour chaque aller-retour entre l'accès et le filtre) et de l'ordre de $30^\circ/2$ sur la deuxième bande de fréquence, ce qui est impossible à réaliser en même temps sur les deux canaux. Pour cela, nous allons étudier tout d'abord chaque bande de fréquence séparément. Ensuite, dans la partie suivante, nous remplacerons les déphaseurs par des guides d'ondes afin de faire correspondre les phases sur les deux bandes de chaque canal avec le même guide.

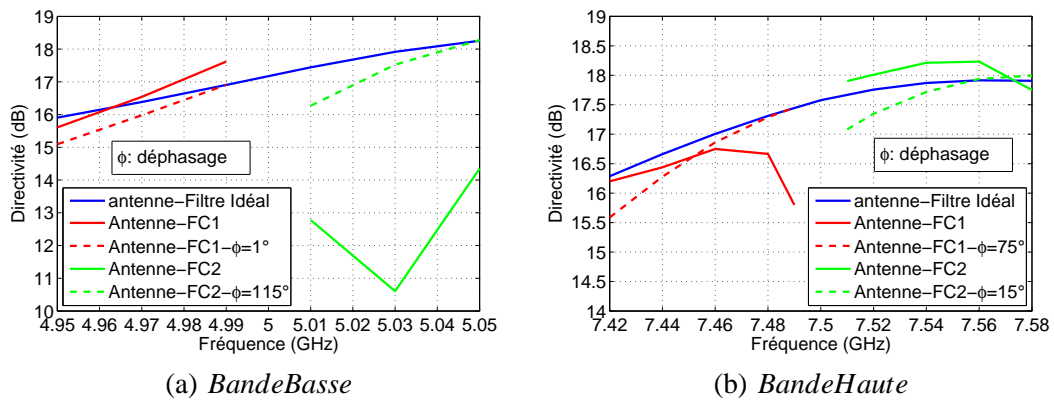


FIGURE IV.37 : Directivité antenne-déphaseurs-filtre

La Fig.IV.37 représente les performances fréquentielles en terme de directivité sur chaque canal lorsque les déphaseurs sont insérés entre les accès et les filtres. Cette figure montre que l'insertion des déphaseurs ont permis d'améliorer les performances de l'antenne. Conformément à nos attentes, la directivité obtenue correspond bien à celle de l'antenne chargée par un filtre idéal, spécifiquement sur la fréquence haute de chaque canal c.à.d. à la fréquence où les phases se correspondent. Cependant, une légère différence est observée sur la fréquence basse de chaque canal. Celle-là est dûe au fait que les déphaseurs sont insérés pour faire coïncider les phases sur la fréquence haute de chaque canal.

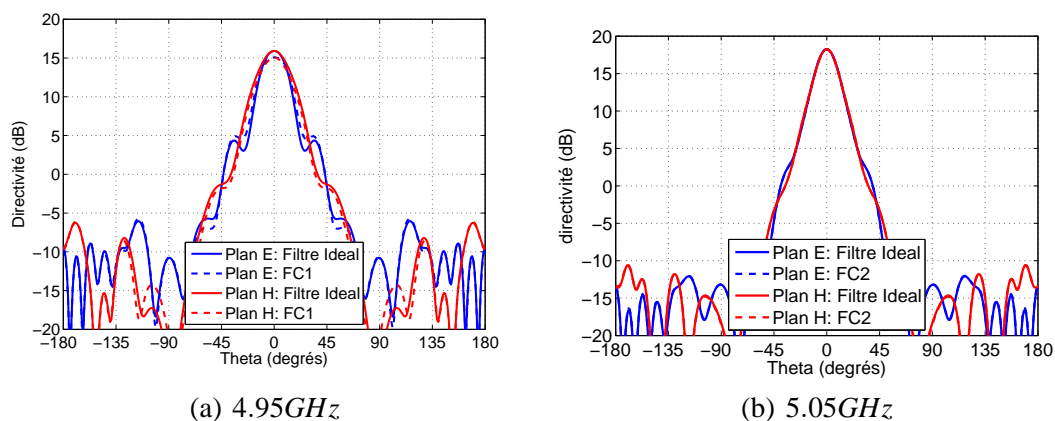


FIGURE IV.38 : Rayonnement sur la première bande de fréquence

Les diagrammes de rayonnement sur les deux bandes de fréquence sont présentés dans les deux plans *E* et *H* sur les Figures IV.38 et IV.39. Ces figures montrent que les diagrammes de rayonnement de l’antenne multiaccès chargée sur des filtres bicanaux sont pratiquement confondus avec ceux obtenus par l’antenne multiaccès chargée sur un filtre idéal.

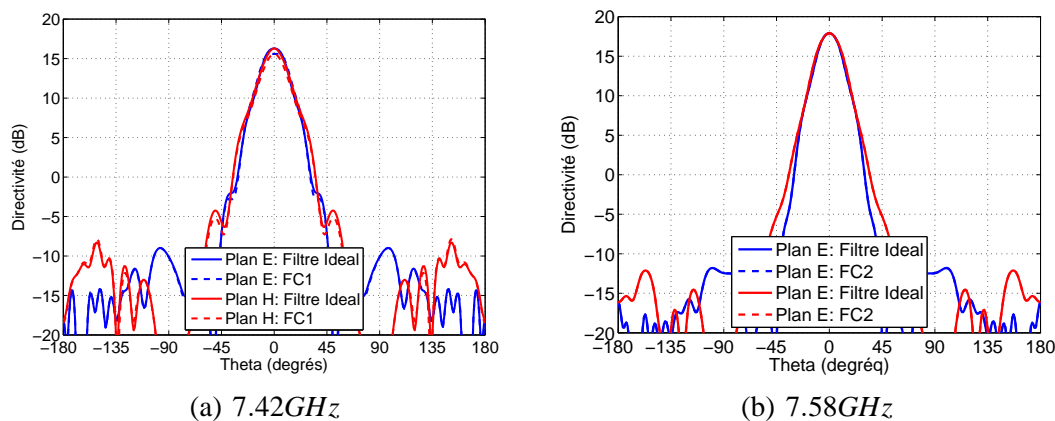


FIGURE IV.39 : Rayonnement sur la deuxième bande de fréquence

Après avoir déterminé le déphasage indispensable pour accorder la phase du filtre idéal avec la phase du filtre réel sur la fréquence haute de chaque canal, nous allons déterminer, dans la partie suivante, les guides d’ondes nécessaires pour l’obtention du déphasage désiré sur chaque canal.

III.4.4 Performances de l'antenne BIE multiaccès associée au filtre par guide d'onde

III.4.4.1 Optimisation du filtre antenne par canal

L'objectif de cette étude est de déterminer la longueur nécessaire de chaque guide d'onde pour faire correspondre les phases sur la fréquence haute de chaque canal. La longueur de chaque guide peut être calculée à l'aide de la relation suivante :

$$L = \frac{\Delta\phi \cdot \lambda_g}{360} \quad (\text{IV.9})$$

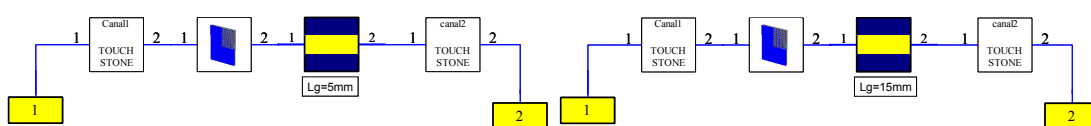
avec $\Delta\phi$ est le déphasage obtenu dans la partie précédente et λ_g est la longueur d'onde guidée.

	Bande Basse	Bande Haute
Canal 1	5mm	15mm
Canal 2	18mm	45mm

TABLE IV.3 : Longueur de guide d'onde à insérer entre les filtres et les accès pour chaque sous bande de fréquence

Cependant, il est important de préciser que la longueur de chaque guide n'est pas figée. Il sera optimisé en fonction des performances de l'antenne sur chaque canal. Le tableau IV.3 résume les différentes longueurs du guide nécessaire pour obtenir des performances satisfaisantes en terme de directivité sur chaque canal. De plus, il est nécessaire d'insérer un guide d'onde avec une longueur de l'ordre de 5mm entre l'accès non excité et le filtre FC2 pour obtenir de bonnes performances sur la bande basse du premier canal C1, Fig.IV.40-(a). De même, pour obtenir des bonnes performances sur la bande haute du même canal il est nécessaire d'utiliser un guide d'onde de longueur égale à 15mm, Fig.IV.40-(b).

Rappelons que l'analyse sur les deux canaux est effectuée uniquement sur l'accès central.



(a) BandeBasse

(b) BandeHaute

FIGURE IV.40 : Étude en post-traitement sur le premier canal

III.4.4.1.1 Directivité

Les performances du filtre-antenne en terme de directivité sont présentés sur la Figure IV.41. Elle montre que l'insertion d'une portion de guide entre l'accès et les filtres, a permis d'améliorer les performances de l'antenne mutliaccès. Vu que les guides ont été dimensionnés pour faire correspondre les phases à la fréquence haute de chaque canal, les performances de l'antenne sur ces fréquences sont pratiquement confondues avec celles obtenues par l'antenne chargée sur un filtre idéal. Par conséquent, la directivité de l'antenne sur chaque canal diminue lorsqu'on se rapproche de la fréquence basse de chaque canal. Une diminution de la directivité d'environ $1dB$ est observée par rapport à la directivité de l'antenne chargée sur un filtre idéal sur la fréquence basse de chaque canal. Pour remédier à ce problème, il faut concevoir un filtre avec une phase du S_{22} qui ne varie pas trop en fonction de la fréquence.

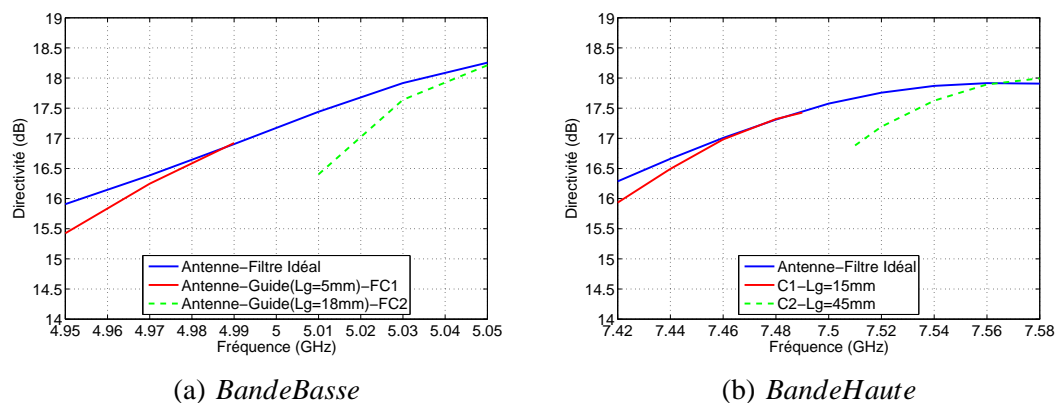


FIGURE IV.41 : Directivité du système antenne-filtre lorsque les guides d'ondes sont optimisés pour chaque sous bandes de fréquence

Malgré cette différence de directivité sur la fréquence basse de chaque canal, les performances obtenues restent satisfaisantes en ce qui concerne la directivité. Cependant, les analyses montrent que pour obtenir de bonnes performances sur chaque canal il est nécessaire d'utiliser deux guides d'onde, un pour la bande basse et l'autre pour la bande haute, ce qui est pratiquement impossible (car les deux bandes sont excités par le même accès).

III.4.4.2 Optimisation globale du filtre antenne

Pour faire fonctionner les deux bandes sur le même canal, il est indispensable d'utiliser un guide d'onde par canal. Ce guide doit permettre d'obtenir des performances optimales et des

diagrammes de rayonnement propres sur les deux bandes de fréquence de chaque canal. Pour cela, la longueur des deux guides (un guide par canal) et donc, la position de chaque filtre doit être optimisée afin d'obtenir des performances satisfaisantes.

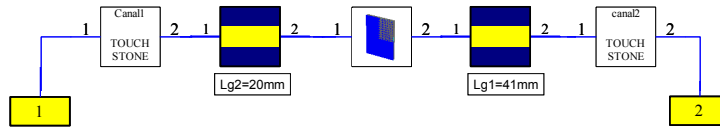
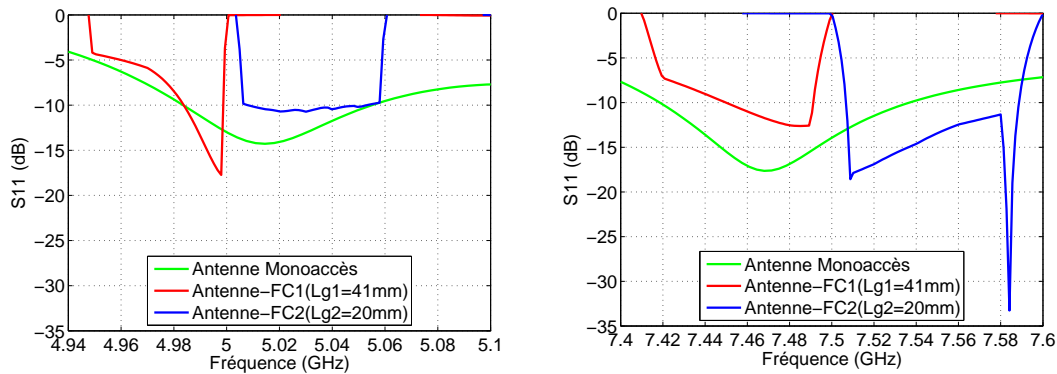


FIGURE IV.42 : Représentation d'étude en post-traitement avec des guides d'ondes

Les études ont montré qu'il est primordial de positionner le filtre $FC1$ à une distance ($Lg1 = 41mm$) pour obtenir des performances satisfaisantes en terme de directivité et des diagrammes de rayonnement sur le premier canal. Pour cela, un guide d'onde de longueur $Lg1 = 41mm$ doit être inséré entre l'accès de l'antenne et le filtre $FC2$. De même, un guide d'onde avec une longueur ($Lg2 = 20mm$) doit être inséré entre l'accès de l'antenne et le filtre $FC1$ pour obtenir des bonnes performances sur le deuxième canal, comme illustré sur la Figure IV.42.

III.4.4.2.1 Adaptation

Le coefficient de réflexion du système filtre-antenne est illustré sur la Figure IV.43. nous pouvons remarquer que l'antenne est adaptée sur la première bande de fréquence canal à $-5dB$ et à $-8dB$ sur la deuxième bande de fréquence. Ce résultat est quasiment identique à celui obtenu avec une antenne monoaccès.



(a) BandeBasse

(b) BandeHaute

FIGURE IV.43 : Adaptation du système antenne-filtre-guide

III.4.4.2.2 Directivité et diagrammes de rayonnement

Les nouvelles performances du filtre antenne en terme de directivité sont présentées sur la figure IV.44. La directivité obtenue subit une diminution de l'ordre de $1dB$ sur la bande basse du premier canal $C1$ (à $4.95GHz$) et de l'ordre de $0.5dB$ sur la bande haute du deuxième canal $C2$ (à $7.51GHz$), par rapport à la directivité du filtre-antenne lorsque les guides d'ondes sont optimisés pour chaque bande de fréquence.

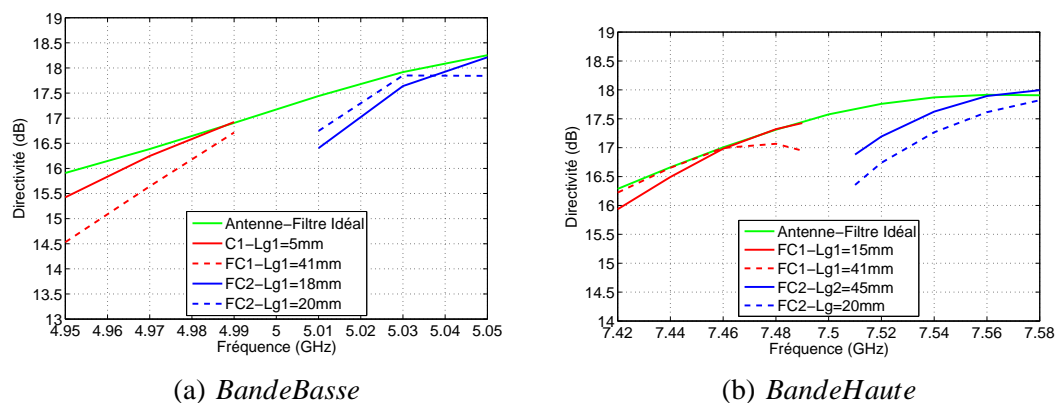


FIGURE IV.44 : Directivité du système antenne-filtre lorsque les guides d'ondes sont optimisés sur les deux bandes de fréquences

Malgré cette diminution de directivité de l'antenne-filtre, les résultats obtenus sont tout à fait conformes à nos attentes. En effet, il est quasiment impossible de faire coïncider les phases sur les deux bandes d'un même canal avec le même guide d'onde. Pour contourner ce problème, la phase du S_{22} du filtre bandede doit présenter hors des deux bandes de fonctionnement un déphasage $\Delta\phi$ particulier par rapport au filtre idéal afin de compenser l'écart fréquentiel entre les deux bandes, ce qui est difficile voire impossible à réaliser.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne quand l'accès central est excité sur le canal 1 sont présentés sur la Figures IV.45 et IV.46 quand l'accès central est excité sur le canal 2. Malgré la diminution de la directivité, les diagrammes obtenus ont la même forme que ceux obtenus avec une antenne chargée sur un filtre idéal.

III.4.4.2.3 Centre de phase

Afin d'utiliser l'antenne BIE multiaccès comme source focale d'une antenne à réflecteur, il est nécessaire de connaître la position du centre de phase de cette antenne par rapport au foyer

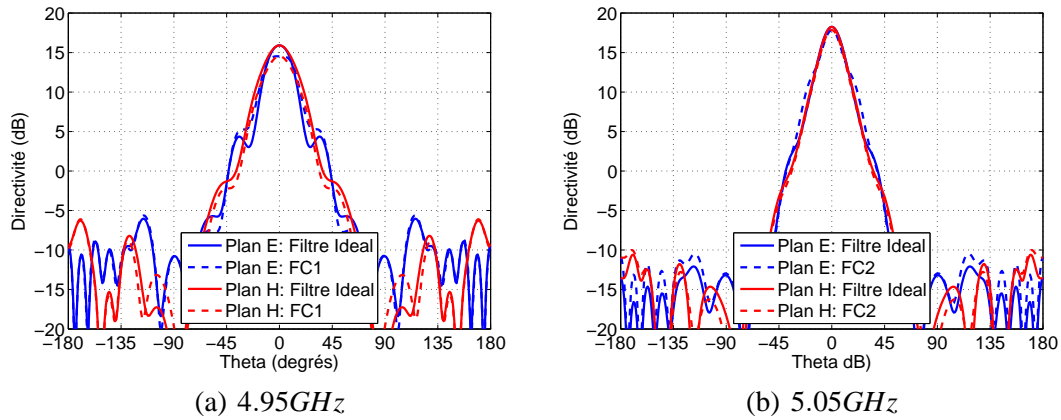


FIGURE IV.45 : Rayonnement sur la première bande de fréquence

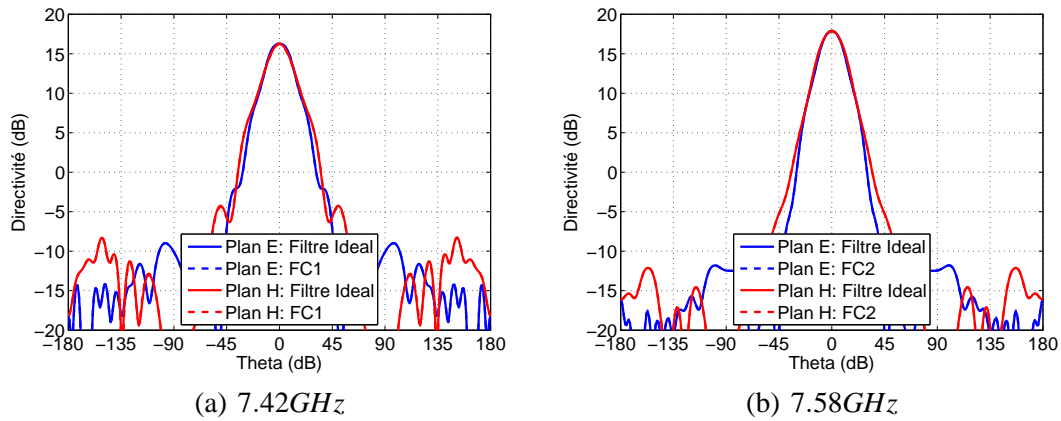


FIGURE IV.46 : Rayonnement sur la deuxième bande de fréquence

du réflecteur. Une comparaison de l'évolution de la position du centre de phase en fonction de la fréquence est donnée sur la Figure IV.47 dans les cas où l'antenne multiaccès est chargée sur un filtre idéal ou sur deux filtres bicanaux et pour une origine située au niveau de plan de masse.

Nous constatons une faible variation du centre de phase sur les deux bandes de fréquence pour une antenne chargée sur un filtre idéal. Par contre, nous pouvons remarquer une forte variation du centre de phase lorsque l'antenne BIE est chargée sur deux filtres bicanaux et ceci sur les deux bandes de fréquence. Une variation d'environ 4λ et d'environ 3.5λ est observée respectivement sur les bandes de fréquence.

Cette forte variation de la position du centre de phase sur les deux bandes de fréquence se traduit par une diminution du rendement une détérioration des performances du réflecteur. Pour cela, il est nécessaire de trouver la meilleure position de l'antenne BIE par rapport au foyer

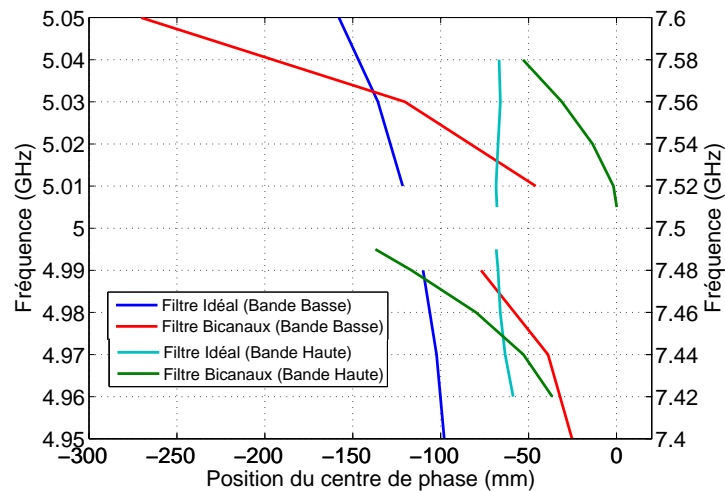


FIGURE IV.47 : Evolution du centre de phase en fonction de la fréquence pour les deux filtres et sur les deux bandes de fréquences

du réflecteur afin de minimiser l'effet de variation du centre de phase sur les deux bandes de fréquence et par conséquent, améliorer les performances du réflecteur.

IV Antenne à réflecteur associée à une source focale BIE bi-bande multiaccès

IV.1 Présentation

Cette partie est consacrée à la caractérisation des performances de l'antenne à réflecteur associée à une source focale bibande mutliaccès. Cette étude consiste à déterminer le meilleur compromis entre les différentes grandeurs caractéristiques de l'antenne à réflecteur afin d'obtenir des diagrammes du rayonnement en sortie du réflecteur possédant des lobes secondaires suffisamment bas pour minimiser les interférences entre faisceaux.

Etant donné que les dimensions du réflecteur ($F, D, F/D$) ont été fixés lors de l'étude sur les performances de l'antenne monoaccès, la position du centre de phase de l'antenne multiaccès doit être optimisée afin d'obtenir des performances satisfaisantes en termes de G_{EOC} et C/I sur les deux canaux.

Pour effectuer cette étude, nous avons considéré que chacun des sept accès de l'antenne BIE multiaccès possède les mêmes caractéristiques en rayonnement. Ainsi, pour déterminer les performances lors des différentes défocalisations, seuls les diagrammes de rayonnement correspondants à l'accès central ont été utilisés et ce dernier a été placé dans le plan focal de l'antenne à réflecteur.

IV.2 Détermination de la position du centre de phase

L'objectif de cette partie est d'étudier les performances de l'antenne à réflecteur de diamètre $D = 5.5m$ et $F/D = 1.13$ en fonction des différentes positions du centre de phase. L'analyse a été effectuée sur le gain maximum de chaque faisceau, le G_{EOC} en bord de chaque faisceaux, le *Roll – Off* et enfin sur le rapport C/I. Cette étude a été effectuée sur tous les spots de la couverture AGORA. Les différentes analyses sont effectuées grâce à des codes *Matlab* développés dans notre équipe par *M.Thevenot*.

IV.2.1 Rendement du réflecteur

L'évolution du rendement du réflecteur pour différentes positions de l'antenne BIE par rapport au foyer du réflecteur est illustré sur la Figure IV.48 (ces caractéristiques tiennent compte

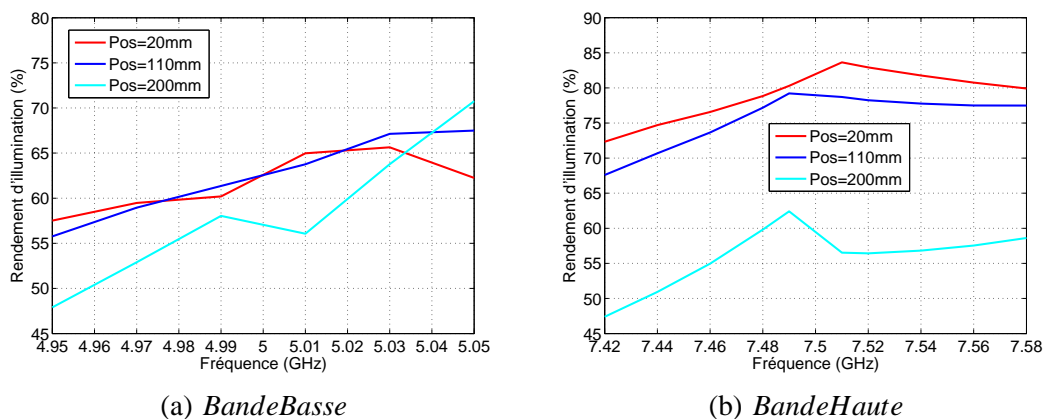


FIGURE IV.48 : Rendement du réflecteur illuminé par la structure BIE multiaccès

de l'apodisation, du spillover, des aberrations des phases etc. Elles sont déduites de la formule approchée donnée au Chapitre I). Cette Figure montre bien l'influence de variation du centre de phase sur le rendement du réflecteur. Conformément à ce qui a été dit précédemment, le

rendement du réflecteur sur les fréquences basses de la première bande est maximum pour une position de l'antenne qui varie entre 20mm et 110mm devant le foyer du réflecteur. Cependant, sur les fréquences hautes le rendement est maximum pour une antenne positionnée au moins 200mm devant le foyer du réflecteur

Le rendement sur la deuxième bande de fréquence est maximum pour une antenne positionnée au maximum à 110mm devant le foyer du réflecteur. Cependant, le rendement diminue pour une position de l'antenne autour de 200mm en raison de l'excursion du centre de phase qui est 2λ approximativement par rapport à la position choisie.

IV.2.2 Diagrammes de rayonnements

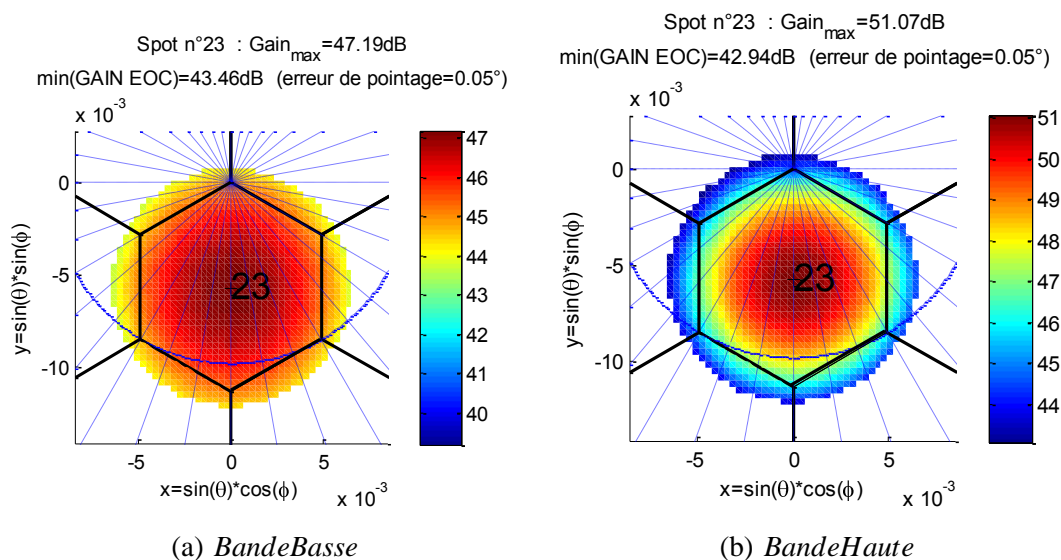


FIGURE IV.49 : Distribution du gain sur le spot numéro 23

Cette étude a pour but de déterminer l'influence de la position de la source focale sur le rayonnement du réflecteur. La distribution du gain sur le spot au sol pour les deux bandes de fréquence est représentée sur la Figure IV.49. Nous pouvons remarquer que le gain varie trop vite entre le centre et le bord du spot sur la bande haute. Ceci est due aux dimensions du réflecteur qui sont plus grandes en terme de longueur d'onde sur la deuxième bande de fréquence. Cette forte variation se traduit par un *Roll – Off* très fort et par un rayonnement trop directif sur la deuxième bande de fréquence. Les diagrammes de l'antenne à réflecteur sur la première bande de fréquence pour différentes positions de la source focale sont donnés sur la Figure IV.50. Nous pouvons remarquer qu'à 4.95GHz que le diagramme de rayonnement du réflecteur dans

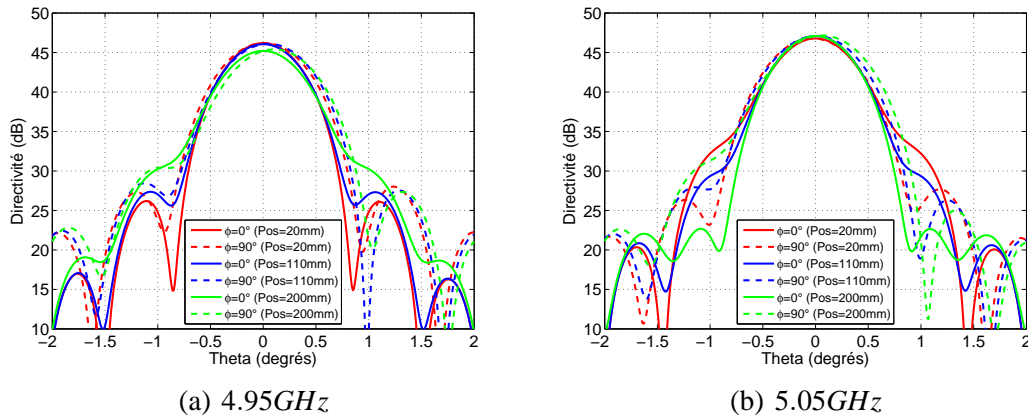


FIGURE IV.50 : Rayonnement du réflecteur sur la première bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

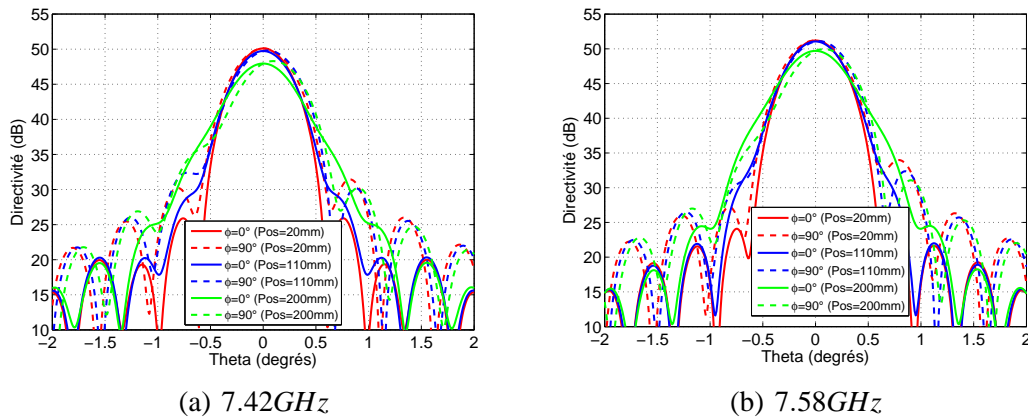


FIGURE IV.51 : Rayonnement du réflecteur sur la deuxième bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

le plan $\phi = 0$ possède des lobes secondaires inférieurs à -22dB pour une source focale située à 30mm devant le foyer du réflecteur. Cependant à 5.05GHz , les meilleurs résultats sont obtenus pour une source focale située à 200mm devant le foyer.

Comme cela a été expliqué précédemment, les rayonnements du réflecteur sur la deuxième bande de fréquence sont trop directifs, Figure IV.51. Les résultats montrent que les niveaux des lobes secondaires sont d'autant plus importants que la position de la source focale est éloignée du foyer.

La polarisation croisée de l'antenne à réflecteur reste inférieure à -25dB pour les deux bandes de fréquence et ceci quelle que soit la position de la source focale, Fig.IV.52.

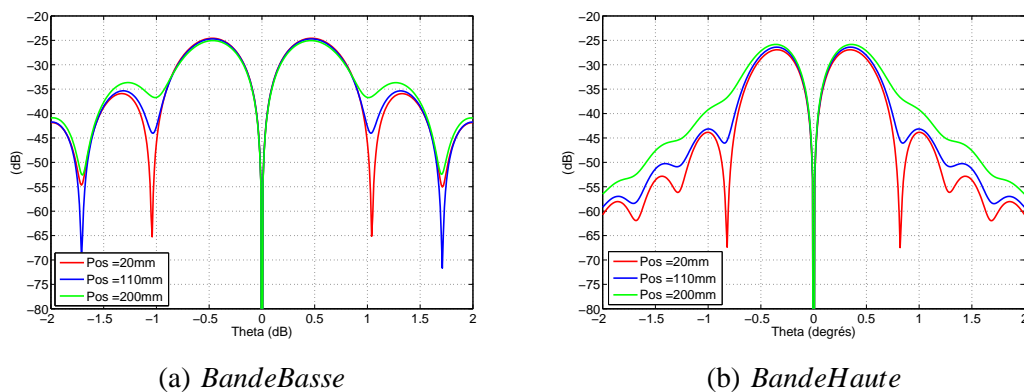


FIGURE IV.52 : Rayonnement du réflecteur sur la deuxième bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

IV.2.3 Etude sur le G_{max}

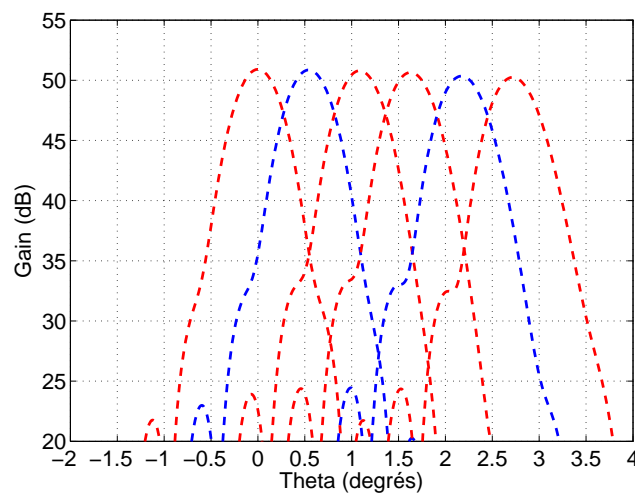


FIGURE IV.53 : Illustration de 5 défocalisations

La Figure IV.54 représente les gains maximums au centre de chaque spot sur la première bande de fréquence pour différentes positions du centre de phase. La Figure IV.53 représente un exemple des diagrammes de rayonnement d'une antenne à réflecteur pour plusieurs faisceaux défocalisés. Nous pouvons voir que plus la défocalisation est importante plus le gain maximum diminue et les faisceaux tendent à se déformer.

Sur le premier canal, les meilleures performances de l'antenne ont été obtenues pour une position de l'antenne proche du foyer du réflecteur ($Pos = 20mm$) tandis que sur le deuxième canal et à $5.05GHz$ les meilleures performances ont été obtenues pour une position de l'antenne multiaccès éloignée du foyer du réflecteur ($Pos = 200mm$).

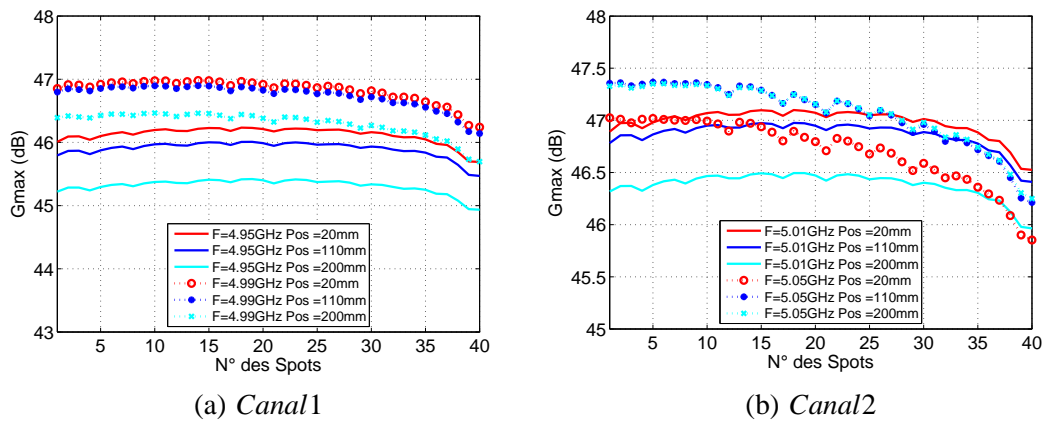


FIGURE IV.54 : Evolution du G_{max} au centre de chaque spot sur la première bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

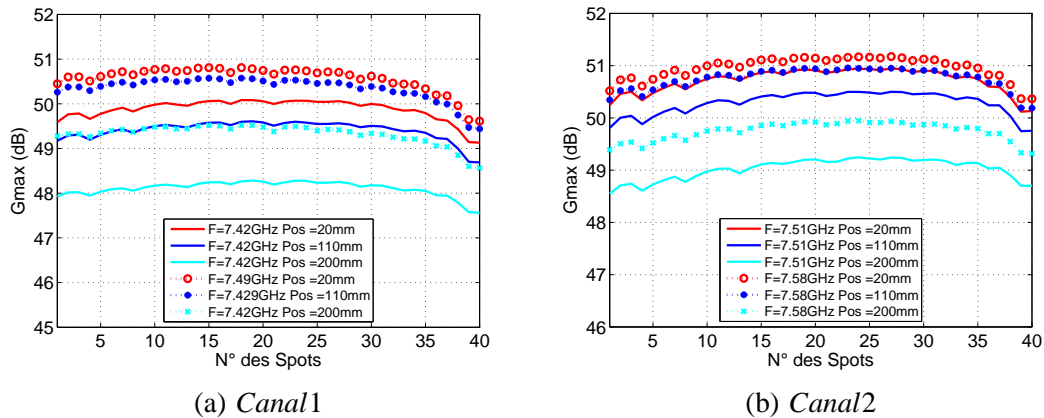


FIGURE IV.55 : Evolution du G_{max} au centre de chaque spot sur la deuxième bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

Les gains maximums G_{max} sur la deuxième bande de fréquence sont illustrés sur la Figure IV.55. Cette figure montre que les meilleures performances de l'antenne ont été obtenues pour une position de l'antenne proche du foyer du réflecteur ($Pos = 20mm$) et ceci sur les deux canaux.

Ces résultats sont tout à fait en accord avec ceux obtenus lors de l'étude du centre de phase sur les deux bandes de fréquences dans la partie précédente, Fig. IV.47. En effet, à $4.95GHz$ le centre de phase de l'antenne se situe à $25mm$ derrière le plan de masse tandis qu'à $5.05GHz$ le centre de phase se situe à 270 derrière le plan de masse. De même, sur la deuxième bande de fréquence le centre de phase varie entre $1mm$ (à $7.52GHz$) et $137mm$ (à $7.49GHz$). Pour cela, les performances de l'antenne à réflecteur en terme de G_{max} varient en fonction de la position de la source focale.

Conformément à ce qui a été dit précédemment, le G_{max} diminue lorsque la défocalisation est importante (Spot numéro 40) et ceci quelle que soit la position de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur.

IV.2.4 Etude sur le G_{EOC}

Le G_{EOC} qui correspond au gain minimum sur chaque spot est présenté sur la Figure IV.56 pour la première bande de fréquence. Nous pouvons remarquer que ce gain EOC est maximum au centre de la couverture (supérieur à $42dB$) et il diminue lorsque la défocalisation est importante et ceci pour les deux canaux. De plus, nous pouvons remarquer sur le premier canal, que plus la position de l'antenne BIE se rapproche du foyer de réflecteur plus les G_{EOC} augmentent. Au contraire, le G_{EOC} est maximal sur le deuxième canal lorsque la position de l'antenne BIE est éloignée du foyer du réflecteur.

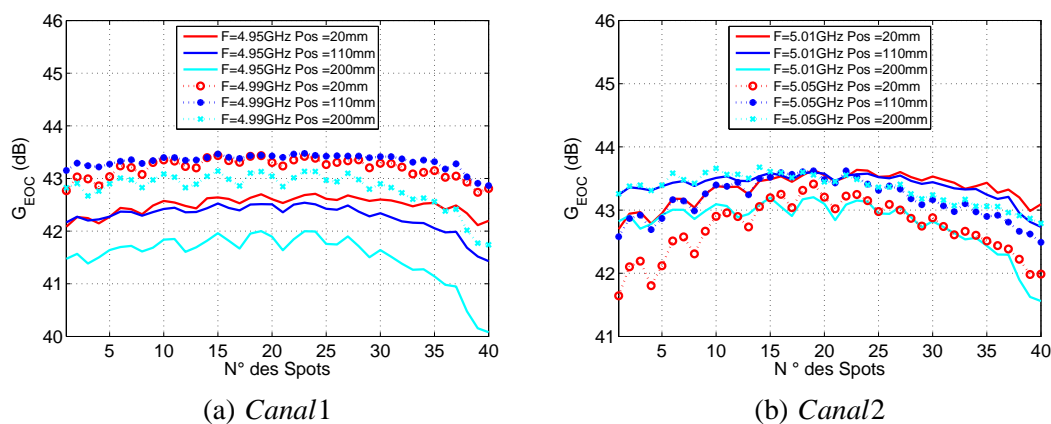


FIGURE IV.56 : Evolution du G_{EOC} au bord de chaque spot sur la première bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

Les G_{EOC} sur la deuxième bande de fréquence est illustré sur la Figure IV.57. Les G_{EOC} maximums sont obtenus pour une position de l'antenne BIE proche du foyer de réflecteur ($Pos = 20mm$) sur le premier canal et pour une position de l'antenne égale à ($Pos = 110mm$) sur le deuxième canal. Cependant, les G_{EOC} obtenus à $7.42GHz$ c.à.d sur la fréquence basse du premier canal sont inférieurs à $42dB$ (valeur imposée par le cahier des charges) et ceci quelle que soit la position de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur.

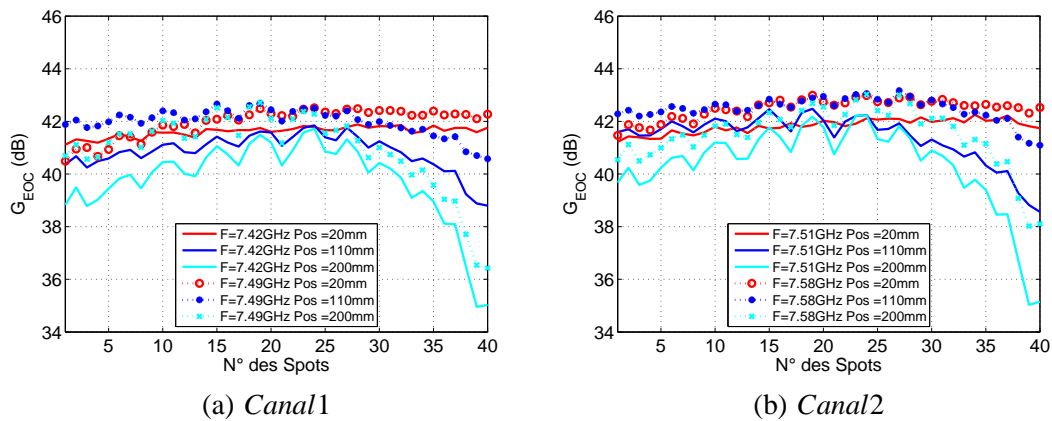


FIGURE IV.57 : Evolution du G_{EOC} au bord de chaque spot sur la deuxième bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

IV.2.5 Etude sur le Roll – Off

Le *RollOff* détermine la variation du gain sur chaque spot. Il détermine l'écart entre le G_{max} au centre du faisceau et le G_{EOC} . Le *Roll – Off* sur les deux bandes de fréquence est illustré sur les Figures IV.58 et IV.59.

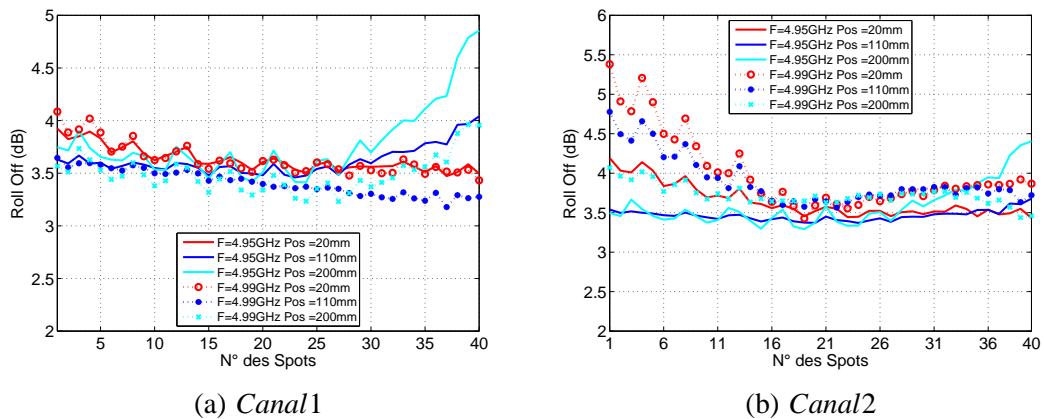


FIGURE IV.58 : Evolution du Roll – Off sur la première bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

Nous pouvons remarquer, d'après ces deux figures, que le *RollOff* sur la fréquence basse est inférieur à celui de la fréquence haute. Cela veut dire que l'ouverture angulaire du faisceau sur la bande basse est plus grande que celle de la bande haute. Pour cela, le G_{EOC} sur la première bande est supérieur à celui obtenu sur la deuxième bande. Cependant, l'élargissement du faisceau entraîne une diminution du rapport C/I , car les faisceaux adjacents fonctionnant à la même fréquence interfèrent d'une façon importante quand l'angle d'ouverture est plus large.

Par contre, un faisceau trop directif (comme c'est le cas sur la deuxième bande) se traduit par un *Roll – Off* trop élevé. Par conséquent, le G_{EOC} obtenu sera plus petit que celui obtenu avec un faisceau possédant une ouverture angulaire plus large.

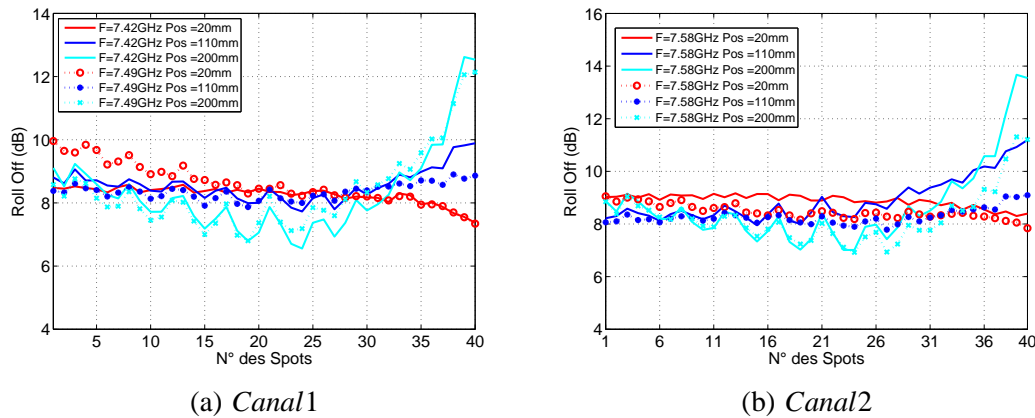


FIGURE IV.59 : Evolution du Roll – Off sur la première bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

IV.2.6 Etude sur le rapport C/I

Pour terminer cette étude de performances de l'antenne à réflecteur associée à une BIE multiaccès, il est nécessaire de déterminer le paramètre C/I qui caractérise l'isolation entre les faisceaux. Pour calculer le C/I sur un spot, il faut diviser le gain du spot considéré par la somme des contributions des spots interférents fonctionnant à la même fréquence, comme illustré sur la Fig.IV.60.

Le rapport C/I sur la première bande est présenté sur la Figure IV.61. Nous pouvons voir que les niveaux de C/I sur le premier canal sont supérieurs à $8dB$ pour une position de l'antenne BIE proche du foyer de réflecteur (inférieure à $110mm$). Par contre, sur la fréquence haute du deuxième canal ($5.05GHz$) le meilleur rapport C/I est obtenu pour une position de l'antenne BIE éloignée du foyer du réflecteur ($Pos = 200mm$). Malgré le nombre de défocalisations, nous pouvons voir que les niveaux de C/I sont maximales pour le spot numéro 40 car ce spot possède seulement un seul interféreur sur la première couronne (spot numéro 36).

La Figure IV.62 représente le rapport C/I sur la deuxième bande de fréquence. Le meilleur rapport C/I est obtenu sur les deux canaux au centre de la couverture et pour une position de l'antenne BIE qui varie entre $20mm$ et $110mm$ (autour de $12dB$). Cependant, le pire rapport C/I

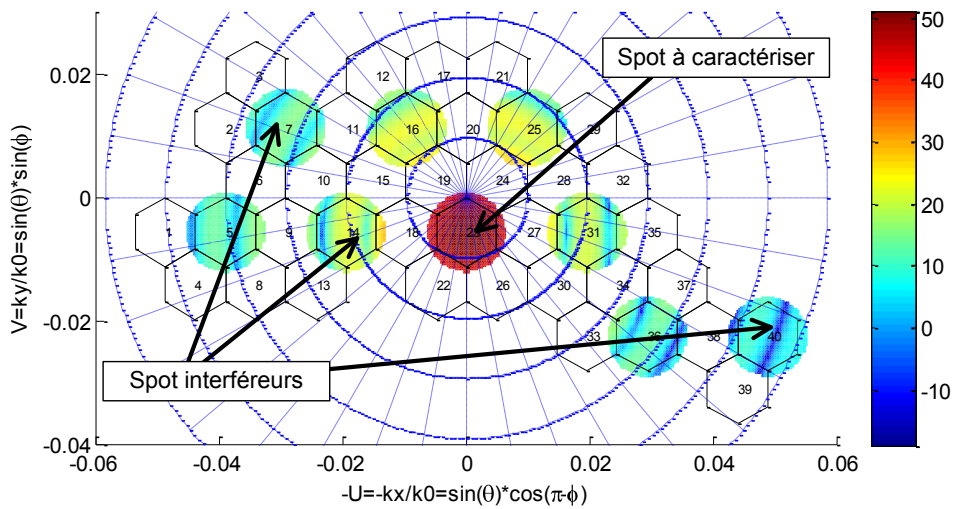


FIGURE IV.60 : Illustration des interférences provenant de huit spots interféreurs fonctionnant à la même fréquence que le spot à caractériser

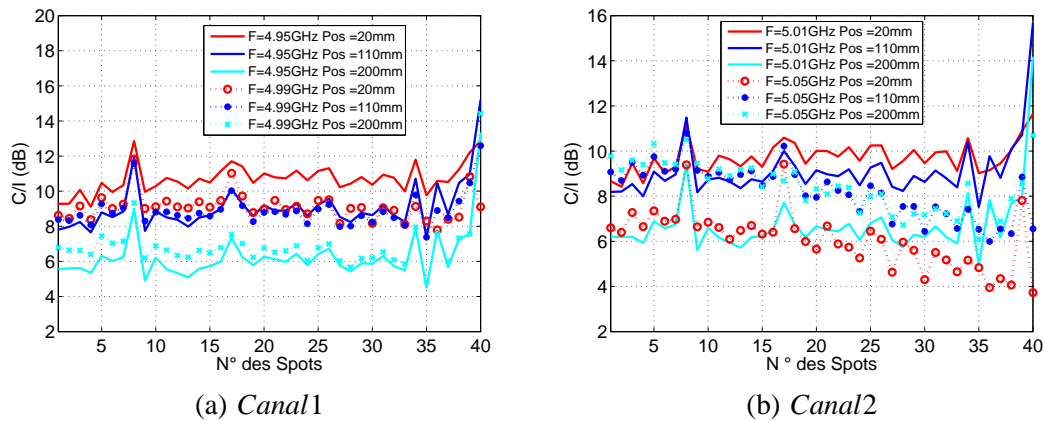


FIGURE IV.61 : Evolution du rapport C/I pour tous les spots sur la première bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

est obtenu pour les spots qui subissent une défocalisation importante (spots de 1 à 10). En effet, sur ces spots le rapport C/I est inférieur à 6dB et ceci quelle que soit la position de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur.

A partir de cette étude, nous pouvons voir que les valeurs obtenues pour le paramètre C/I restent inférieure à 13dB (valeur imposée par le cahier des charges) sur les deux bandes de fréquence et ceci quelle que soit la position de l'antenne par rapport au foyer du réflecteur.

Le cas le plus favorable sur les deux bandes de fréquence correspond à une localisation des spots près du centre de la couverture. Ils subissent peu les effets de la défocalisation. De plus, ce cas peut être expliqué par la position des lobes secondaires des faisceaux interférents

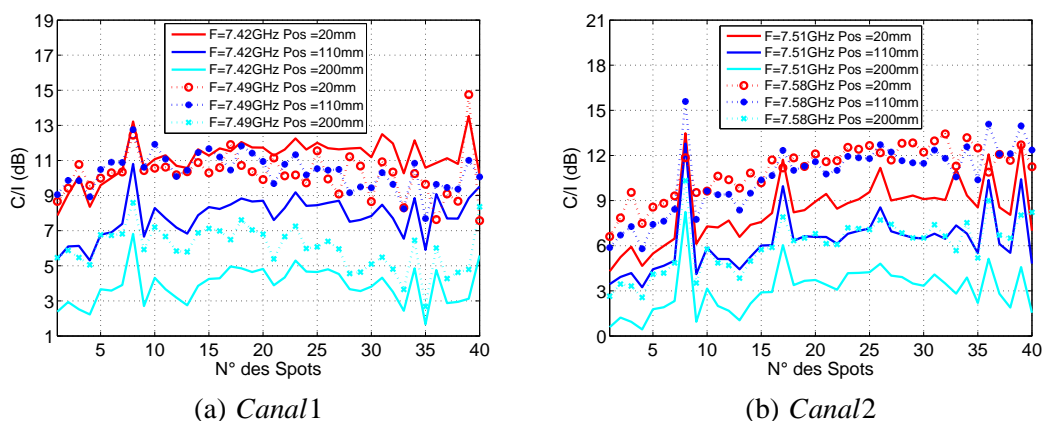


FIGURE IV.62 : Evolution du rapport C/I pour tous les spots sur la deuxième bande de fréquence paramétré par la position de l'antenne devant le foyer du réflecteur

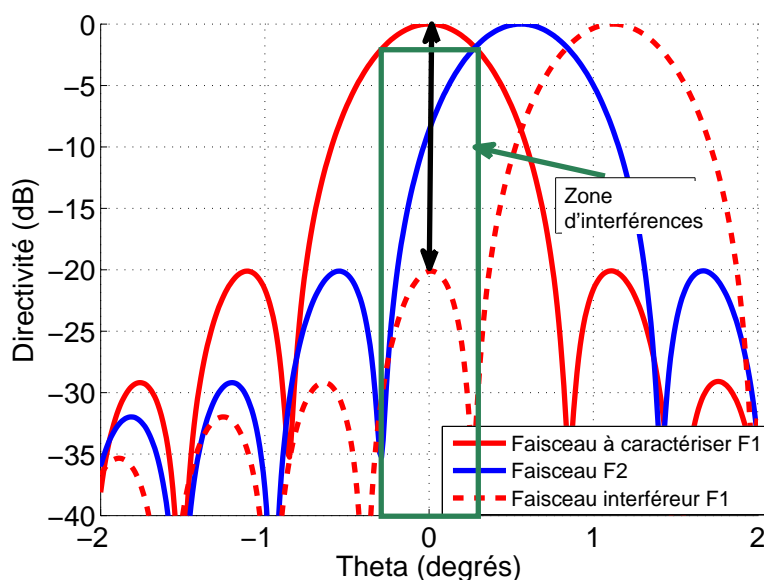


FIGURE IV.63 : Illustration de calcul de C/I dans le cas le plus favorable

qui coïncident angulairement avec le gain maximum G_{max} du faisceau à caractériser en C/I , comme illustré sur la Figure IV.63.

Le cas le plus défavorable sur la première bande correspond à une position des spots en bord de couverture, là où la défocalisation est la plus forte et les lobes secondaires sont plus importants. Dans ce cas, les lobes secondaires des faisceaux interférents coïncident angulairement avec le gain minimum G_{EOC} du faisceau à caractériser en C/I , comme illustré sur la Figure IV.64-(a).

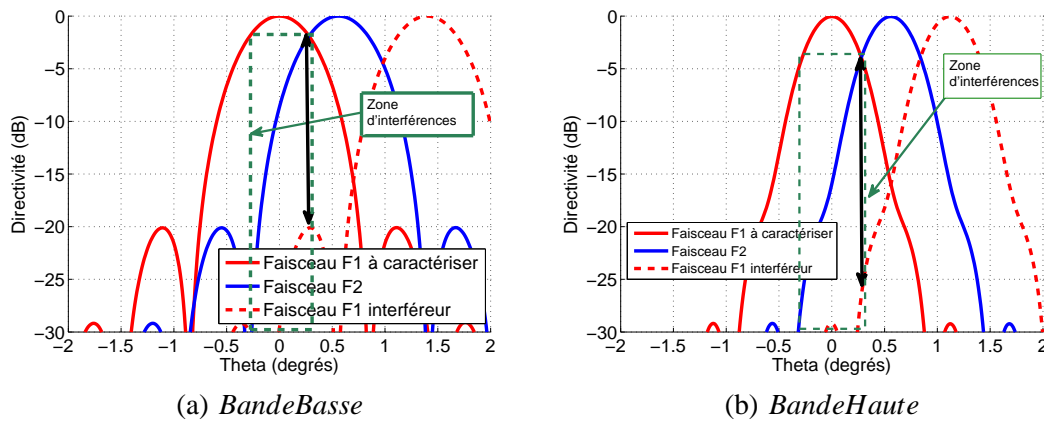


FIGURE IV.64 : Illustration de calcul de C/I dans le cas le plus défavorable

Vu que le diamètre du réflecteur est plus grand en terme de longueur d'onde sur la deuxième bande de fréquence, les diagrammes de rayonnement sur cette bande vont être plus directifs. Dans ce cas, le cas défavorable sur cette bande correspond au cas où les lobes principales des faisceaux interférents coïncident angulairement avec le gain minimum G_{EOC} du faisceau à caractériser en C/I , comme illustré sur la Figure IV.64-(b).

A partir de cette étude, les résultats obtenus en terme de rendement, G_{EOC} et G_{max} permettent d'indiquer qu'une position de l'antenne BIE égale à 110mm devant le foyer du réflecteur sera le meilleur compromis pour obtenir les spécifications demandées par le cahier des charges sur la couverture. Cependant, les résultats obtenus en terme du rapport C/I restent inférieur à la valeur limite imposée par le cahier des charges. Pour obtenir des résultats optimaux en terme du rapport C/I , les études ont montré qu'il est nécessaire d'utiliser une antenne BIE avec une directivité importante (entre 20dB et 23dB) afin de satisfaire au mieux les spécifications demandées par le cahier des charges. En effet, les différentes études menées dans le passé par notre équipe sur les sources focales BIE, ont montrées qu'il est nécessaire d'utiliser une antenne à réflecteur avec un rapport F/D qui varie entre 1.7 et 2 afin d'obtenir des résultats satisfaisants. L'utilisation d'un rapport F/D supérieur à 1.7 nécessite l'utilisation d'une antenne BIE dont la directivité est supérieure à 21dB [49] [82].

V Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les études menées sur la conception d'un système multiaccès utilisant une source focale BIE bibande de façon à réaliser une couverture multifaisceaux sur l'Europe élargi. Après avoir présenté les caractéristiques essentielles des systèmes multifaisceaux et le cahier des charges de l'application, nous avons présenté l'antenne BIE multiaccès utilisée pour réaliser cette couverture. Ensuite, nous avons détaillé les problèmes qui affectent la répartition de champ dans la cavité. Nous avons montré également qu'il est nécessaire d'utiliser des filtres complètement réfléchissant hors de leur bande de fonctionnement afin d'éviter les baisses de la directivité dues aux couplages. Pour cela, nous avons présenté, tout d'abord le profil de phase idéal à donner au filtre afin d'éviter les pertes. Ensuite, nous avons étudié les performances de l'antenne BIE lorsqu'elle est chargée sur des filtres bicanaux. De plus, nous avons déterminé et optimisé la position de chaque filtre afin d'obtenir des performances satisfaisantes. La position des filtres par rapport aux accès de l'antenne représente le principal problème rencontré au cours de cette étude vu que le même guide est utilisé pour faire coïncider les phases sur les deux canaux.

Dans une seconde partie de ce chapitre, nous avons étudié les performances de cette antenne lorsqu'elle est utilisée comme source focale d'une antenne à réflecteur en offset. Les études sur la position de l'antenne BIE par rapport au foyer du réflecteur, ont montré qu'il est nécessaire de positionner l'antenne à une distance égale à 110mm devant le foyer du réflecteur afin d'obtenir des performances satisfaisantes en termes de G_{EOC} et G_{max} . Cependant, les performances du réflecteur en terme du rapport C/I n'atteignent pas la valeur imposée par le cahier des charges (13dB). Pour satisfaire ce point du cahier des charges, des études menées par notre équipe sur les antennes BIE ont montré qu'il est nécessaire d'utiliser une source focale avec une directivité importante (supérieure à 21dB) et avec un rapport F/D qui varie entre 1.7 et 2.

L'étude présentée dans ce chapitre nous a donc ouvert de nouvelles orientations. Malgré que les performances obtenues ne satisfassent pas le cahier des charges, les résultats obtenus sont très intéressants. Dans l'avenir, beaucoup d'études seront probablement sur cette nouvelle

structure. En effet, la réalisation des fonctions de filtrages réalistes est essentielle afin de rendre l'antenne plus opérationnelle pour une application spatiale. L'optimisation de la directivité de l'antenne est primordiale pour une éventuelle étude sur l'antenne.

Ces travaux menés jusqu'ici peuvent être qualifiés de "préparatoires" dans le sens qu'ils doivent déboucher sur l'amélioration des performances de l'antenne et son association à des filtres réalistes. Enfin ce chapitre est susceptible de constituer une base de travail utile pour notre équipe dans le laboratoire.

**CONCLUSION GÉNÉRALE ET
PERSPECTIVES**

Les travaux présentés dans ce mémoire portent sur la conception d'antennes BIE bibandes dédiées à illuminer une antenne à réflecteur pour des missions de télécommunication spatiales multifaisceaux en voie montante et en voie descendante.

Dans le premier chapitre, le contexte de l'étude a été présenté en commençant par un état de l'art des différentes antennes spatiales existantes. Nous avons détaillé la structure la plus appropriée aux applications spatiales qui est l'antenne à réflecteur multifaisceaux. Puis, les différents systèmes incorporant cette dernière qui permettent d'aboutir à une couverture multispots performante ont été détaillés. En effet, le système simple composé d'un réflecteur parabolique avec un réseau focal souffre de pertes par débordement trop importantes et donc d'un gain trop faible. La faible distance entre les sources qui est nécessaire pour obtenir des spots au sol faiblement espacés angulairement se recouvrant ainsi à un niveau suffisant, induit des sources de faible encombrement et donc insuffisamment directives. Par conséquent, un premier système incorpore plusieurs antennes à réflecteurs pour s'affranchir de ce problème et assurer une couverture multifaisceaux performante. En effet, il est possible avec cette technique où deux spots adjacents sont générés par deux focaliseurs différents d'utiliser des sources sur chacun des réseaux focaux plus espacées et donc plus directives. Un autre système consiste à utiliser une seule antenne à réflecteur avec un circuit compliqué de formations de faisceaux. Une solution très intéressante qui réduit le coût et la masse est d'utiliser une antenne BIE comme structure focale grâce à ses propriétés d'entrelacement passif des ouvertures rayonnantes. Outre l'aspect multifaisceaux, une mission spatiale requiert un fonctionnement bibande pour assurer conjointement les voies montantes et descendantes. Différents procédés bibande à base d'antennes à réflecteurs ont été détaillés dans ce chapitre tel que deux systèmes disjoints, l'utilisation d'un sub à surface dichroïque, l'utilisation d'une source bibande. La combinaison des différents procédés bibandes avec les différents systèmes multifaisceaux a conduit à plusieurs dispositifs multifaisceaux bibandes. Le plus attrayant en terme de coût, de masse et le plus innovant qui a fait l'objet de nos travaux est d'utiliser une antenne BIE bibande multisources comme source focale pour réaliser une couverture multispots d'une mission spatiale.

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié dans le cadre de la mission spatiale une antenne bibande monosource à base de matériau BIE diélectrique. En effet, l'application nécessite le même centre de phase et des performances similaires sur les deux bandes de fréquence. De plus, elle nécessite l'utilisation d'un guide d'onde comme source d'alimentation de l'antenne. Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté un historique sur les matériaux BIE. Puis nous avons décrit la méthode analytique basée sur le principe de Fabry-Pérot qui est utilisée pour concevoir ce type d'antenne. A l'issue de cette phase, nous avons déterminé les conditions nécessaires pour assurer un fonctionnement multifréquences. De plus, cette méthode a permis de définir les conditions spécifiques liées aux applications spatiales. Dans la seconde partie, nous avons montré que l'insertion d'une lame perturbatrice diélectrique au sein de la cavité permettait de réaliser un filtre BIE bibande qui satisfait les conditions nécessaires de l'application telles qu'un centre de phase et une directivité identique sur les deux bandes. Ensuite, nous avons conçu une source d'excitation particulière à base de guide d'onde et fermée par deux réseaux de deux fentes pour alimenter l'antenne BIE sur les deux bandes avec deux polarisations différentes. Ce concept d'antenne BIE bibande diélectrique a été validé par les mesures. Malgré la différence observée entre gains mesurés et simulés qui est de l'ordre de $1.4dB$ les résultats obtenus restent acceptable. Enfin, le même centre de phase a été obtenu sur les deux bandes de fréquence et les performances avec une antenne à réflecteur ont été présentées. Les résultats ont montré que cette dernière présente un gain maximal de l'ordre de $47dB$ sur la première bande et de l'ordre de $51dB$ sur la deuxième bande.

Les principaux inconvénients de l'antenne BIE diélectrique bibande résident au niveau des pertes diélectriques engendrées par le matériau BIE et surtout au niveau du réglage pour obtenir les spécifications requises sur les deux bandes. Pour tenter de remédier à ce problème, nous avons présenté dans le troisième chapitre des antennes BIE bibandes métalliques à base de FSS. En effet, ces dernières qui conduisent à une antenne correspondant à l'imbrication de deux antennes monobandes permettent un réglage sur chacune des bandes de manière quasi indépendante. Seul un problème de couplage entre FSS a été observé. Ce procédé était impossible à obtenir avec l'antenne BIE diélectrique où le miroir BIE définissait conjointement les caractéristiques sur les deux bandes. Après avoir présenté les différents types de FSS et de plan de masse, nous avons utilisé ces dernières pour réaliser plusieurs antennes bibande afin d'assurer les voies d'émission et de réception d'une mission spatiale de télécommunication. Parmi, les

différents procédés étudiés dans ce chapitre (plan de masse à phase variable avec des HIS, utilisation de FSS découplés par la polarisation, utilisation de FSS stop bande), la structure BIE-M à base de FSS passe-bande apparaît comme la meilleure solution pour réaliser notre objectif car son fonctionnement est bipolarisation et plus large bande passante. En effet, la structure avec un plan de masse HIS et la structure avec des FSS stop bande souffrent d'une variation rapide de la phase autour des points de fonctionnement. Quant à la structure avec des FSS à tiges métalliques orthogonales, une seule polarisation par bande est possible. Après le choix du concept à FSS passe bande, nous avons étudié un système d'alimentation de l'antenne BIE basé sur le cornet qui permet l'excitation de la structure sur les 2 bandes avec une seule entrée. Cette source d'excitation permet à l'antenne de fonctionner sur les deux bandes avec la même polarisation. Ce concept d'antenne BIE-M bibande a été validé par les mesures. Des gains maximaux de l'ordre de $15dB$ et de $15.7dB$ ont été respectivement obtenus sur la bande basse et sur la bande haute. Un écart de l'ordre de $1dB$ est observé entre mesures et simulation et ceci sur les deux bandes de fréquence. Cette antenne a été ensuite utilisée pour illuminer une antenne à réflecteur. Une étude préliminaire a été effectuée sur le rapport F/D afin de déterminer les performances de l'antenne à réflecteur en termes de G_{max} et du rendement d'illumination. Cette étude a montré qu'un rapport F/D égale à 1.1 pourrait être le meilleur compromis pour obtenir des performances satisfaisantes sur les deux bandes de fréquences. Cependant, ce faible rapport F/D se traduit par la dégradation du rayonnement du réflecteur pour les sources défocalisés dans le cas d'un système multifaisceaux.

Dans le quatrième chapitre nous avons étudié une source focale BIE-M bibande multi-sources afin d'assurer une couverture spatiale multispots sur les deux voies montante et descendante. Tout d'abord, nous avons présenté le cahier des charges et la mission *AGORA*. Puis nous avons analysé une antenne BIE bibande à sept accès et les perturbations liées à la présence de différents accès au niveau du plan de masse. En effet, la présence de six accès non excités dans le plan de masse de l'antenne empêche l'étalement de la tâche de champ dans la cavité. Cette perturbation se traduit par une baisse de la directivité de l'antenne multisources par rapport à l'antenne monosource. Pour remédier à ce problème, nous avons chargé chaque accès de l'antenne sur un filtre bibande qui est réfléchissant hors de sa bande de fonctionnement. En effet, la mise en place de filtres est possible car deux accès adjacents fonctionnent chacun sur un canal différent et ceci sur chacune des deux bandes Rx et Tx. Puis, nous avons déterminé le

profil de phase idéal du S_{22} de chaque filtre et la position de ces derniers par rapport aux accès non excités afin d'obtenir de bonnes performances en termes de directivité et de diagrammes de rayonnement et ceci pour chaque canal. A la fin de cette partie nous avons comparé les performances de l'antenne lorsqu'elle est chargée sur un filtre idéal avec les performances obtenues lorsque l'antenne est chargée sur des filtres bande bicanaux. Les résultats obtenus ont montré que l'utilisation de filtres bicanaux réfléchissant hors de leur bande de fonctionnement permet de diminuer les pertes par couplage et de limiter la diminution de la directivité liée à la présence des accès non excités. Enfin, une étude préliminaire a été effectuée sur la position de la source focale par rapport au foyer du réflecteur afin de déterminer les performances du réflecteur en termes de G_{EOC} , G_{max} et du rapport C/I . Cette étude a montré qu'une position de la structure focale à 110mm devant le foyer du réflecteur sera le meilleur compromis pour obtenir des performances satisfaisantes en gain. Cependant, les performances obtenues en terme du C/I n'atteignent pas la valeur imposée par le cahier des charges. Il est néanmoins possible de résoudre ce problème en utilisant une antenne un peu plus directive ($>21\text{dB}$) avec un rapport F/D compris entre 1.7 et 2.

Les différents travaux présentés dans ce mémoire ont permis de répondre à la problématique développée dans le premier chapitre. Cependant, de nombreuses perspectives peuvent être envisagées pour la poursuite de ce travail :

- La première perspective concerne la directivité de l'antenne BIE bande multisources. En effet, pour que la structure focale BIE illumine le réflecteur de façon optimale sur les deux bandes de fréquence, il est envisageable d'augmenter la directivité tout en conservant une bande passante satisfaisante. Il faut également améliorer la forme des diagrammes de rayonnement, de façon à augmenter les performances du réflecteur en termes de C/I , G_{EOC} et G_{max} .
- La deuxième perspective est la possibilité d'améliorer l'adaptation de l'antenne sur les deux bandes. Pour cela, il sera nécessaire de concevoir une nouvelle source d'excitation qui permettra d'adapter l'antenne à -10dB sur les deux bandes. De plus, il est envisageable d'améliorer la source d'excitation pour que cette dernière permette de transmettre la polarisation circulaire.

-
- Il serait également envisageable de concevoir des filtres bibande bicanaux, qui sont réfléchissants hors de leur bande de fonctionnement avec une phase du S_{22} peu variante fréquemment.

LISTE DES TRAVAUX

REVUES SCIENTIFIQUES INTERNATIONALES :

- A. Kanso, R. Chantalat, M. Thevenot, E. Arnaud and T. Monediere
"Offset Parabolic Reflector Antenna Fed by EBG Dual Band Focal Feed for Space Application", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol 9, accepted August 14,2010.
- A. Kanso, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monediere, E. Arnaud and B. Jecko
"Dual Band Electromagnetic Band Gap Resonator Antenna To Feed A Reflector Antenna", Microwave and Optical Technology Letters - August 2010 Vol 52-No.8 - pp 1750-1756.

COMMUNICATIONS NATIONALES ET INTERNATIONALES :

- A. Kanso, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monediere and B. Jecko
"EBG Dual Band Antenna Using Two Layer FSS to Feed a Reflector Antenna", IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Toronto, Canada, 11-17 July 2010.
- A. Kanso, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monediere and B. Jecko
"Antenne à matériaux BIE multifréquences", 16èmes Journées Nationales Microondes, Grenoble, France, 27-29 Mai 2009.

- A. Kanso, R. Chantalat, M. Thevenot, T. Monediere and B. Jecko
"Dual Band Dielectric EBG Resonator Antenna", The 3rd European Conference on Antennas and Propagation EuCAP 2009, Berlin, Allemagne, 23-27 March 2009.

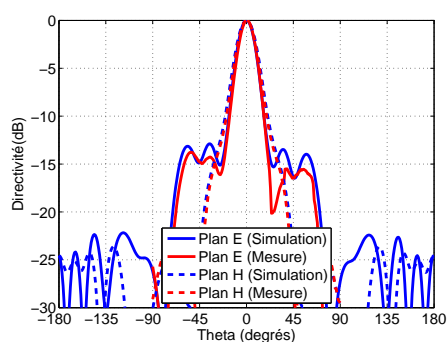
Annexes

Annexe A

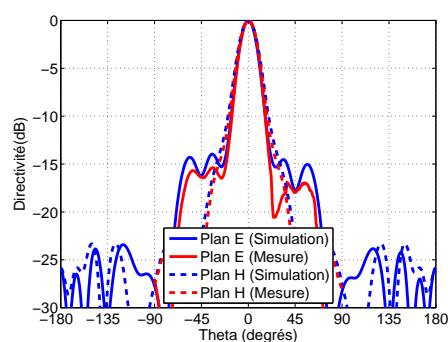
Annexe A

DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE BIE DIÉLECTRIQUE BIBANDE

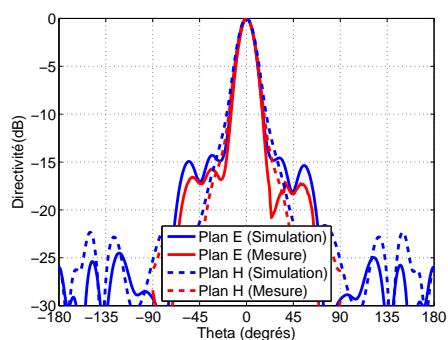
Cette annexe présente les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE diélectrique bi-bande monosource. Ces diagrammes de rayonnement, obtenus en simulation et en mesures, sont d'abord présentés dans les plans E et H. Enfin, les performances simulées de cette antenne lorsqu'elle est utilisée en tant que source focale de l'antenne à réflecteur seront étudiées.



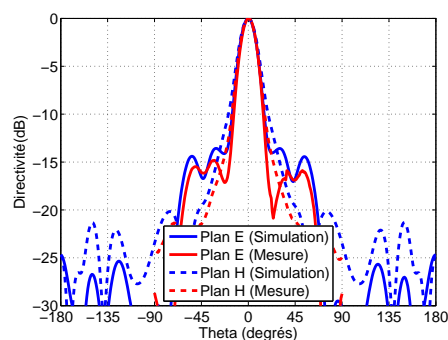
(a) 4.9GHz



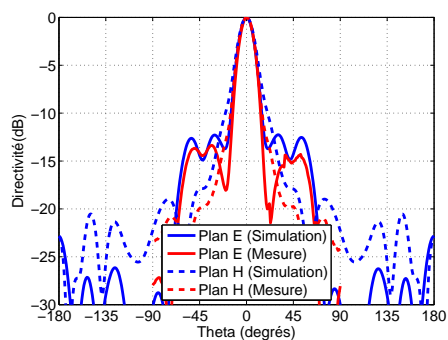
(b) 4.93GHz



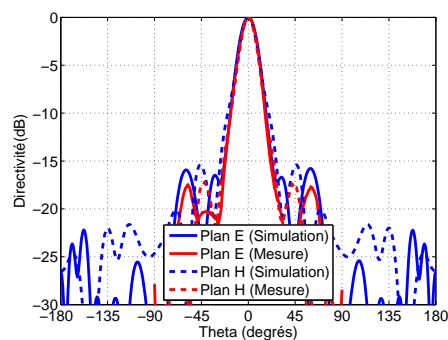
(c) 4.96GHz



(d) 4.99GHz

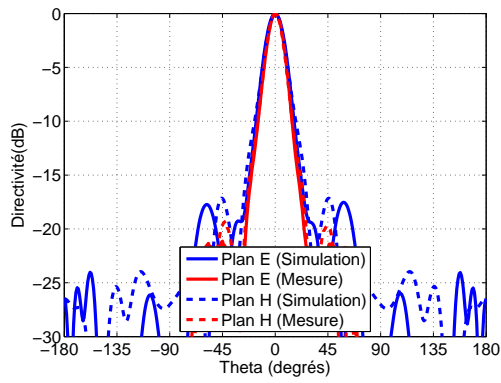


(e) 5.02GHz

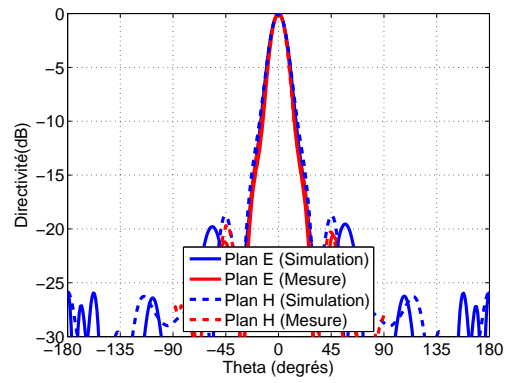


(f) 7.21GHz

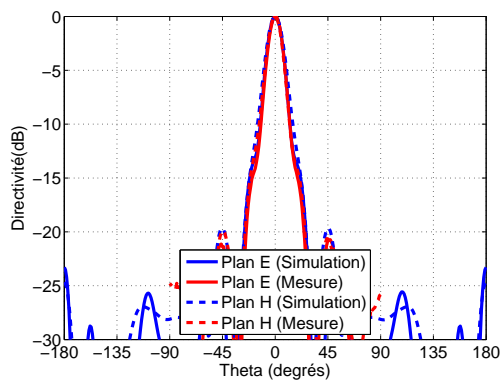
DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DU RÉFLECTEUR



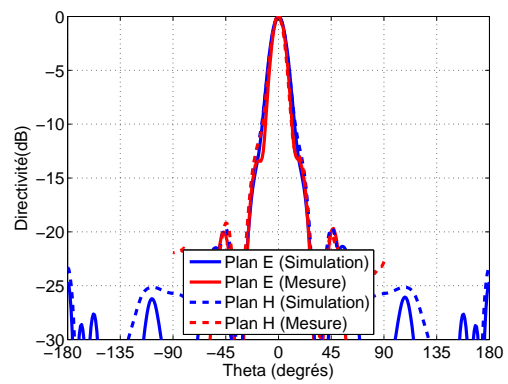
(g) 7.24GHz



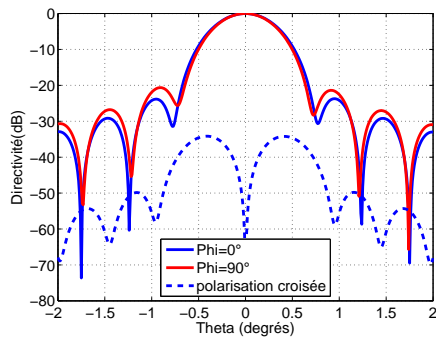
(h) 7.27GHz



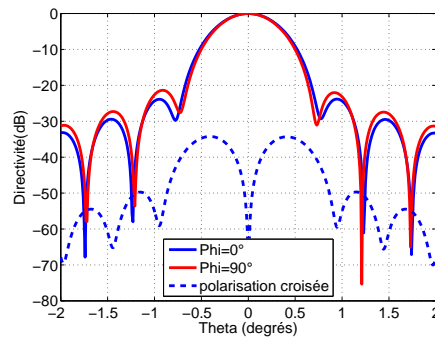
(i) 7.3GHz



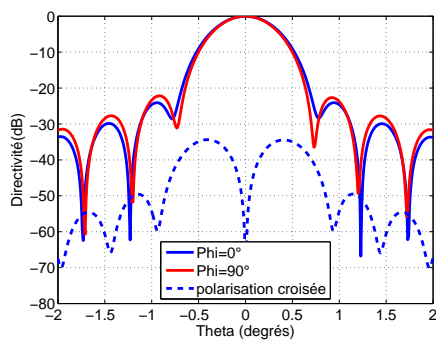
(j) 7.33GHz



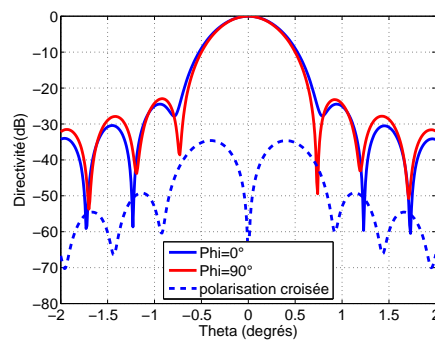
(k) 4.9GHz



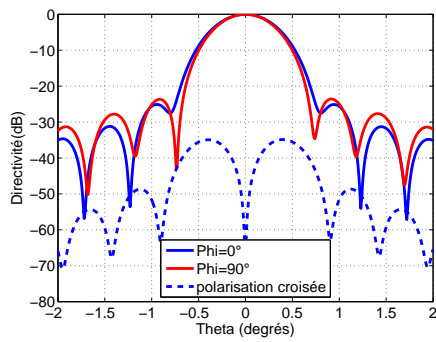
(l) 4.93GHz



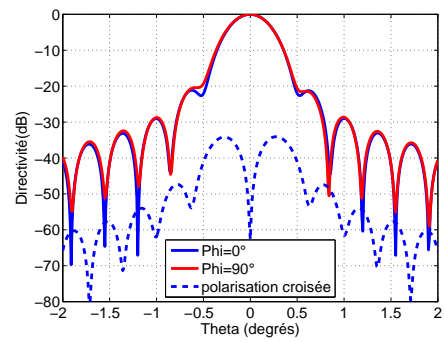
(m) 4.96GHz



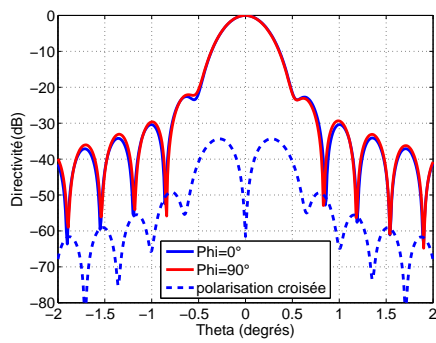
(n) 4.99GHz



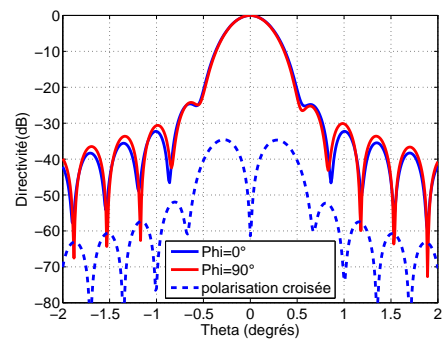
(o) 5.02GHz



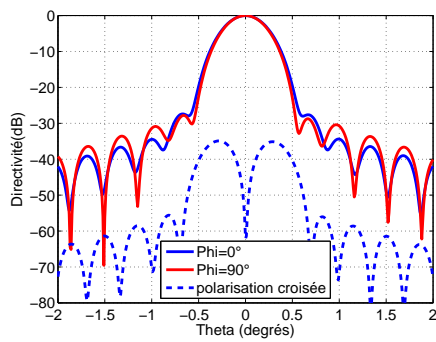
(p) 7.21GHz



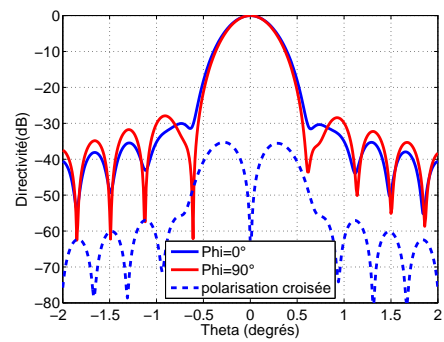
(q) 7.24GHz



(r) 7.27GHz



(s) 7.3GHz



(t) 7.33GHz

Annexe B

Annexe B

PRINCIPE GÉNÉRAL D'UNE ANTENNE BIE MÉTALLIQUE

Configuration

la plus simple structures BIE-M est un alignement de tiges métalliques sur une seule couche avec une faible épaisseur [88]. Les structures métalliques seront agencées en fonction de leur polarisation. Pour une polarisation TM le champ E est parallèle aux tiges métalliques, tandis que pour une polarisation TE le champ E est perpendiculaire aux tiges métalliques, Fig.B.1.

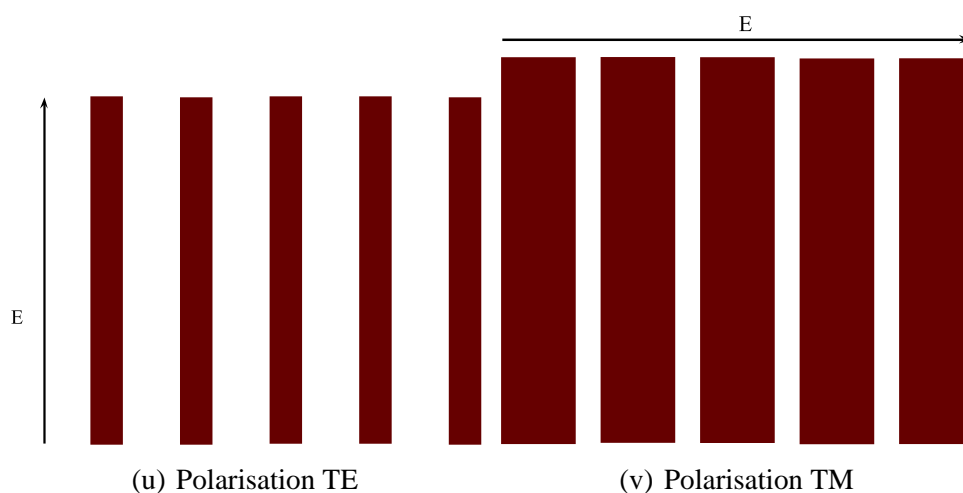


FIGURE B.1 : *Matériaux BIE métalliques*

Les modules des coefficients de réflexion montrent que les grilles métalliques n'ont pas le même comportement suivant la polarisation TE ou TM, Fig.B.2. En effet, pour une polarisation TM, les grilles possèdent une bande interdite basse fréquence dans laquelle elles se comportent comme un miroir parfait, tandis que pour une polarisation TE les grilles métalliques possèdent une bande permise.

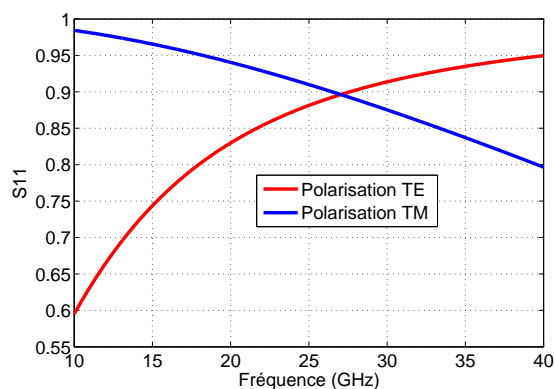


FIGURE B.2 : *Module du coefficient de réflexion des matériaux BIE pour les deux polarisations TE et TM*

Le principal inconvénient des structure en lames métalliques est leur limitation en terme de polarisation. Pour réaliser des structures métalliques insensibles à la polarisation nous pouvons envisager de passer d'une grille 2D à une grille 3D. La grille 3D est en faite la superposition de deux grilles 2D perpendiculaires [98].

Les modules des coefficients de réflexion obtenues pour une structure 3D sont tout à fait comparables à ceux obtenus avec une structure 2D, ainsi, une bipolarisation est possible au moyen d'une structure 3D.

Etudes sur la réflectivité du matériau BIE-M

Afin de concevoir une antenne BIE-M, il est nécessaire d'étudier les propriétés du matériau BIE-M qui fixent celles de l'antenne. Pour cela, nous allons étudier une structure composée de tiges métalliques parallèles d'une épaisseur e , d'une largeur l et avec un pas de réseau p , Fig.B.3.

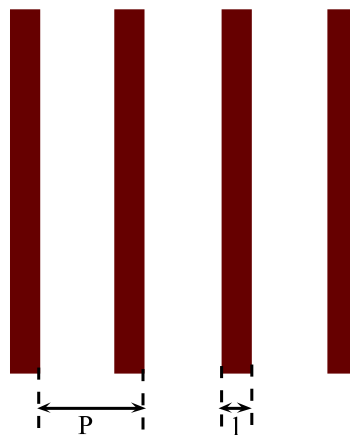


FIGURE B.3 : Description géométrique d'une structure BIE métallique

Pour réaliser une étude paramétrique sur ce type du matériau, il est nécessaire de définir un nouveau paramètre, appelé taux de remplissage τ , qui est défini comme le rapport entre la largeur de métal et le pas du réseau $\tau = l/p$. Avec ce nouveau paramètre, il est possible de définir la géométrie de la structure étudiée puis de concevoir une antenne BIE-M.

Pour déterminer les coefficients de réflexion de la structure étudiée, il suffit d'utiliser un motif élémentaire de cette structure et l'illuminer par une onde plane.

La Fig. B.4 représente l'influence du taux de remplissage sur le coefficient de réflexion. A partir de l'étude des courbes des coefficients de réflexion, il apparaît clairement que plus le taux

de remplissage augmente, plus le coefficient de réflexion tend vers 1 et plus le matériau va se comporter comme un plan métallique parfait. De même, aux basses fréquences les coefficients de réflexion sont proches de 1, les grilles se comportent alors comme un miroir parfait.

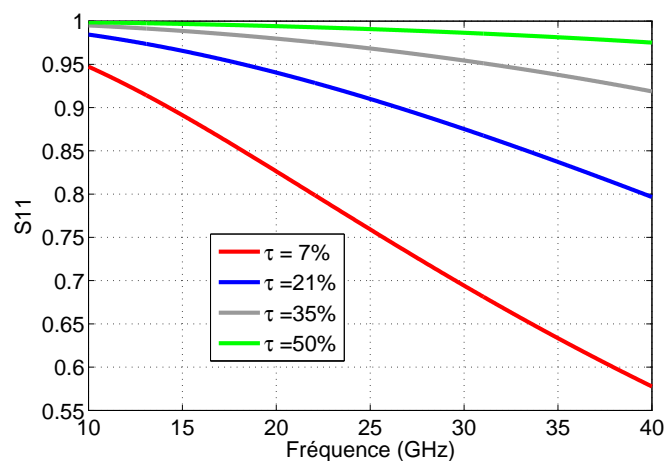


FIGURE B.4 : Réflectivité de structure BIE-M composée de tiges métalliques selon le taux de remplissage

Comme dans le cas d'une antenne diélectrique, le gain de l'antenne est fixé par le module du coefficient de réflexion de la structure BIE. Plus ce dernier est fort, plus la cavité va être résonante, plus le facteur de qualité va augmenter et le gain de l'antenne deviennent important. Donc, c'est la réflectivité du matériau qui va fixer le gain de l'antenne.

Une fois le module du coefficient de réflexion obtenu, il faut déterminer sa phase afin de calculer la fréquence de fonctionnement de l'antenne.

La figure B.5 présente la phase du coefficient de réflexion de la structure étudiée. Dans le cas où le module du coefficient de réflexion tend vers 1, c.à.d. dans le cas où le taux de remplissage est fort, la phase du coefficient de réflexion des tiges métalliques tend vers 180. De même, c'est avec un taux de remplissage fort que la pente de la phase est la plus faible.

La détermination de la phase du coefficient de réflexion du matériau étudiée sert à calculer la hauteur à donner au résonateur BIE en utilisant l'équation suivante :

$$h = \frac{\lambda}{2} \left[\frac{1}{2} + \frac{\varphi}{2\pi} \right] \quad (\text{B.1})$$

Avec φ est la phase du coefficient de réflexion du matériau étudiée.

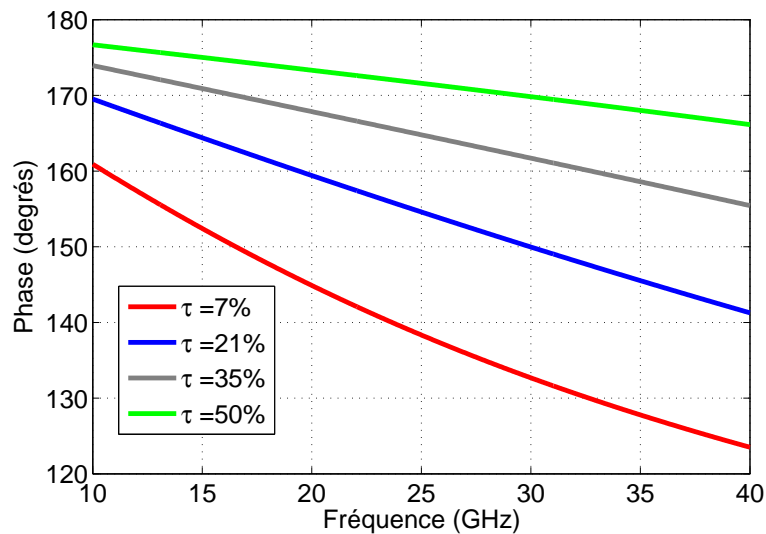


FIGURE B.5 : Phase du coefficient de réflexion selon le taux de remplissage

Plus la variation de la phase va être rapide, plus la hauteur à donner à l'antenne va varier rapidement et donc plus la bande de fonctionnement va être étroite. Donc, pour obtenir une antenne avec un gain trop élevé et une bande passante très large il suffit d'utiliser un matériau BIE-M avec un taux de remplissage élevé où la pente de phase varie trop peu.

Design de l'antenne

L'antenne conçue est ainsi composée du matériau BIE-M avec un taux de remplissage de l'ordre de 35%. D'après la Figure B.4 ce taux de remplissage permet d'obtenir un coefficient de réflexion de l'ordre de 0.95 et par conséquent une antenne à fort gain à 30GHz.

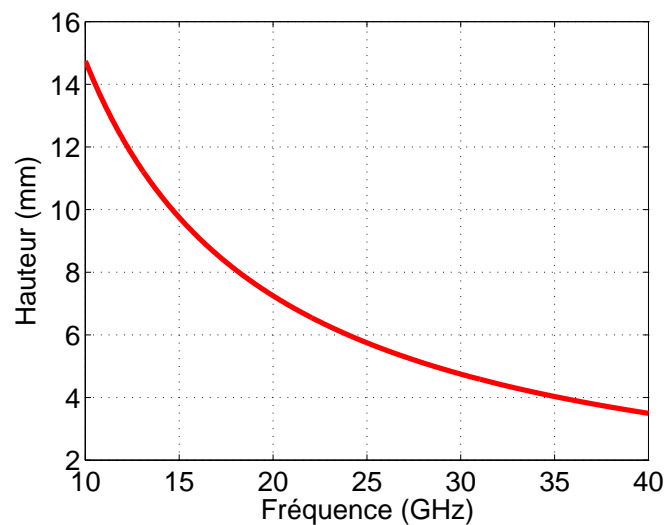


FIGURE B.6 : Hauteur de la cavité

A partir de l'éq.B.1 la hauteur h de la cavité de l'antenne est calculée en fonction de la phase ϕ et de la longueur d'onde et elle est donnée sur la Figure B.6. Le calcul de la hauteur selon la condition de résonance de la cavité permet alors d'obtenir une hauteur de l'ordre de 4.8mm à 30GHz.

Une fois la hauteur de cavité calculée, il ne reste qu'à utiliser une source excitatrice afin d'exciter le mode fondamental de la cavité. Comme dans le cas d'une antenne diélectrique, en ajoutant une source d'excitation de type patch à la structure, les performances de l'antenne peuvent être déterminées.

La Figure B.7 montre bien que la fréquence de fonctionnement de l'antenne est autour de 30 GHz. avec cette structure, une directivité de l'ordre de 21.5 dB est obtenue.

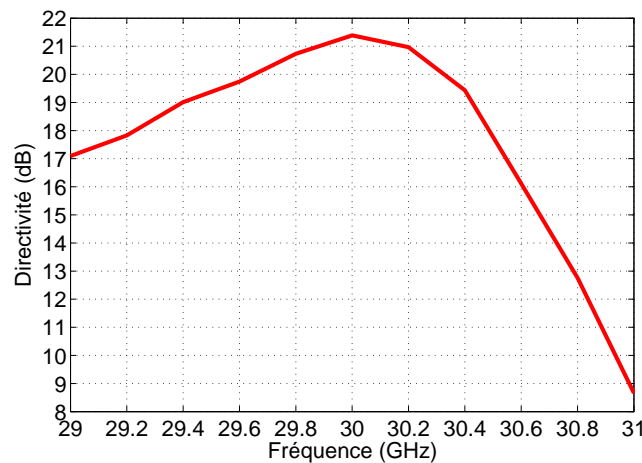


FIGURE B.7 : *Directivité de l'antenne simulée*

A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure que l'utilisation d'une structure métallique permet d'obtenir les mêmes performances qu'une structure diélectrique. De même, l'utilisation d'une structure BIE-M présente un avantage en terme d'encombrement par rapport à une structure BIE diélectrique.

Annexe C

Annexe C

ANTENNE BIE MÉTALLIQUE BIBANDE RÉALISÉE : PREMIÈRE MESURE

Dans cette partie nous allons présenter les performances de l'antenne en termes d'adaptation de du gain fréquentiel obtenues lors de la première mesure.

Adaptation

Le module du coefficient de réflexion mesuré est comparé à celui obtenu en simulation sur la Figure C.1. Cette Figure montre une bonne concordance entre la simulation et la mesure sur la bande basse. Un décalage fréquentiel de l'ordre de 100MHz est remarquable sur bande haute. Comme cela a été expliqué dans le chapitre III, ce décalage fréquentiel provient d'une erreur de réalisation sur la hauteur de cavité de l'ordre de 0.5mm .

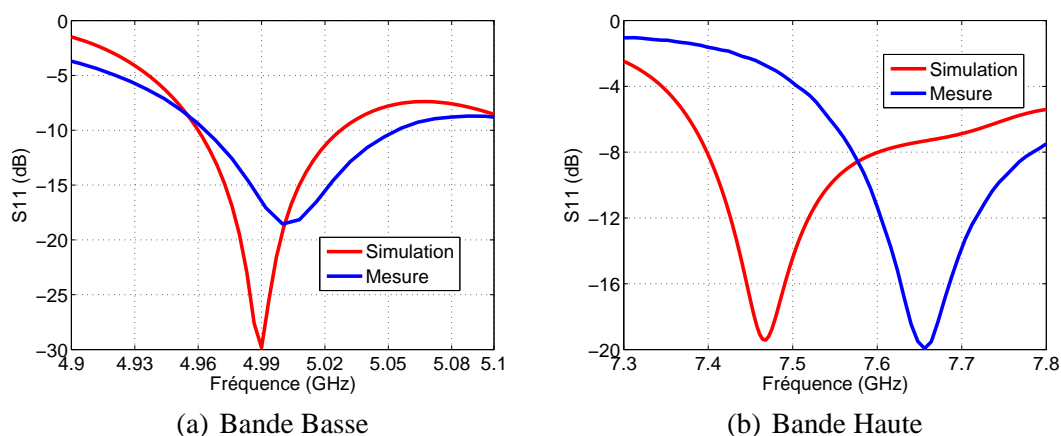


FIGURE C.1 : Adaptation de l'antenne

Gain

La Figure C.2 représente le gain réalisé de l'antenne BIE-M sur les deux bandes de fréquence.

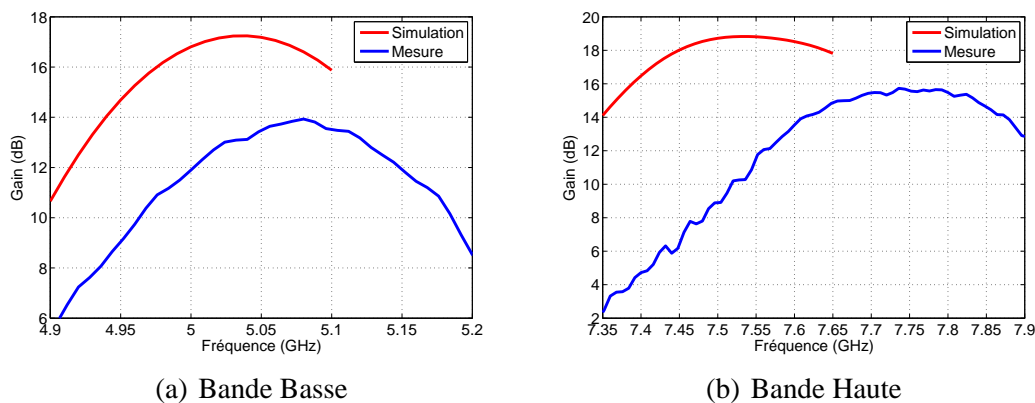
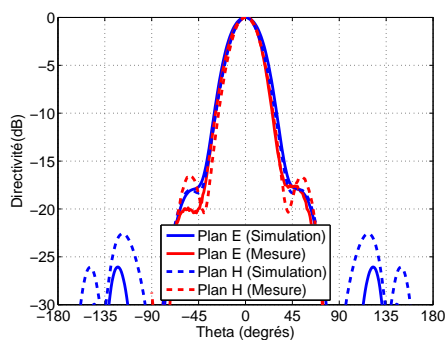


FIGURE C.2 : Gain fréquentiel de l'antenne

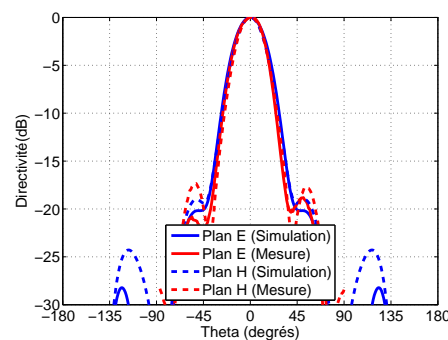
Le résultat obtenu confirme ce qui a été présenté précédemment. En effet, si le décalage fréquentiel obtenu lors des mesures reste limité sur la bande basse, puisqu'il vaut environ 30 MHz, ce décalage est très remarquable sur la bande haute, puisqu'il vaut environ 300MHz. De plus, le gain obtenu sur les deux bandes de fréquence n'est pas du tout satisfaisant. Un gain de l'ordre de 14dB est obtenu sur la première bande, une valeur de l'ordre de 15.5dB est obtenue sur la deuxième bande.

DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DE L'ANTENNE BIE

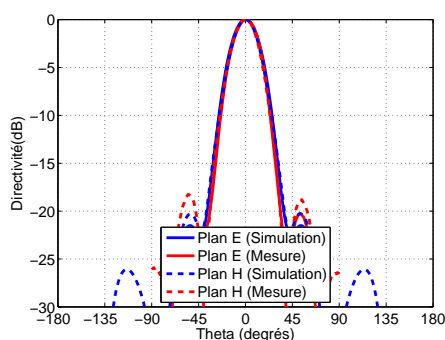
Un certain nombre de simulations ont alors été effectuées dans le but de vérifier l'origine de cette dégradation observée entre la simulation et les mesures. Dans cette partie, nous allons présenter les diagrammes de rayonnement de l'antenne BIE. Ces diagrammes de rayonnement, obtenus en rétro-simulation et en mesures, sont d'abord présentés dans les plans E et H. Enfin, les performances simulées de cette antenne lorsqu'elle est utilisée en tant que source focale de l'antenne à réflecteur seront étudiées.



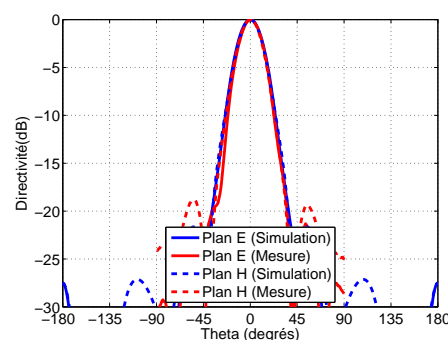
(a) 4.9GHz



(b) 4.94GHz

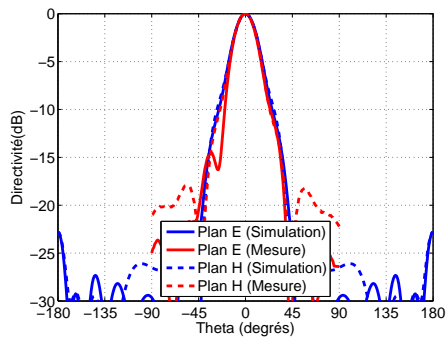


(c) 4.98GHz

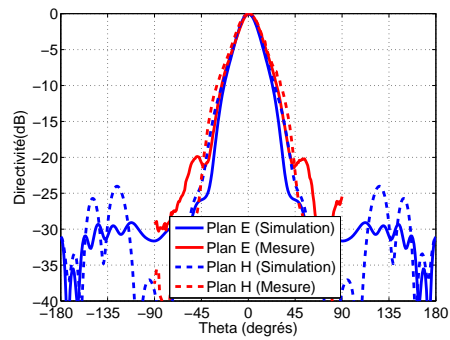


(d) 5.02GHz

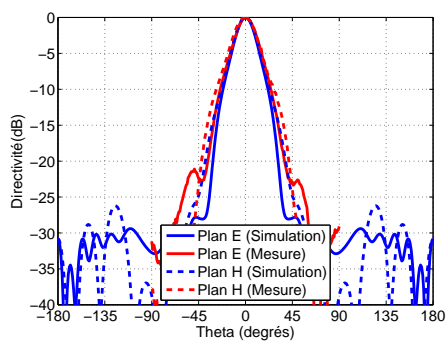
DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT DU RÉFLECTEUR



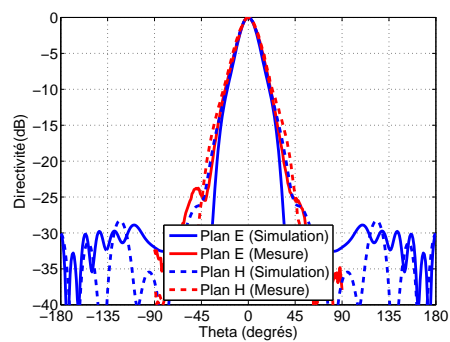
(e) 5.06GHz



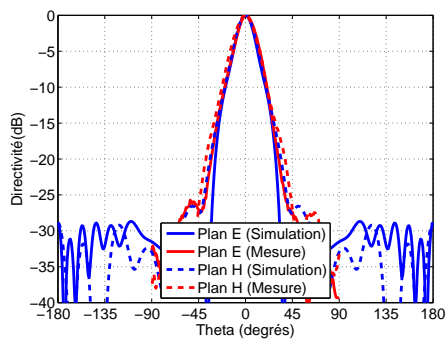
(f) 7.4GHz



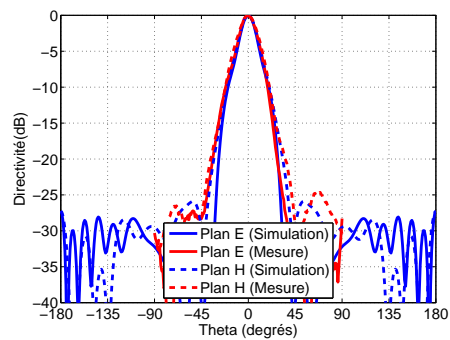
(g) 7.45GHz



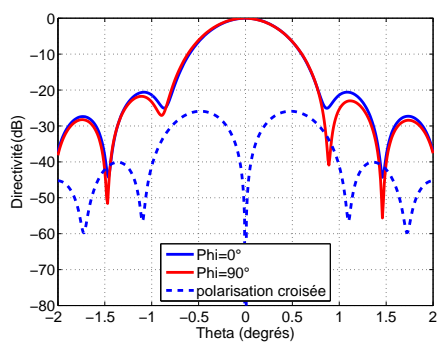
(h) 7.5GHz



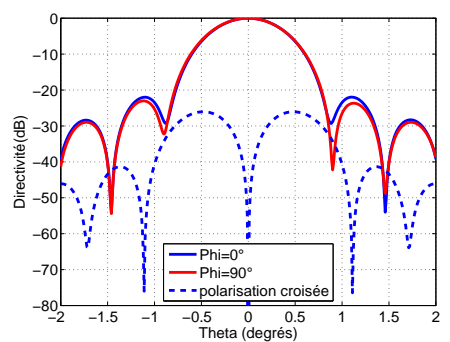
(i) 7.55GHz



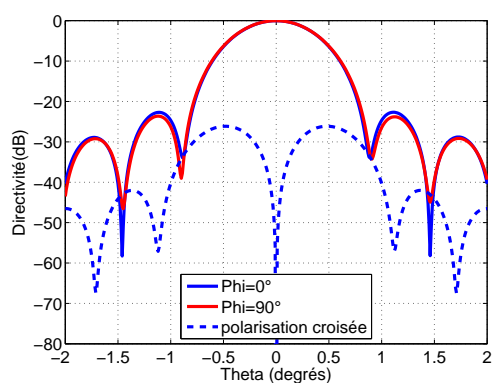
(j) 7.6GHz



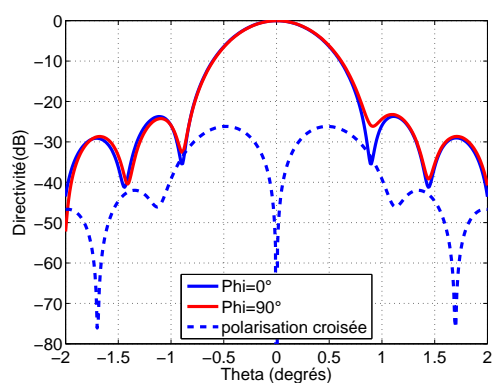
(k) 4.95GHz



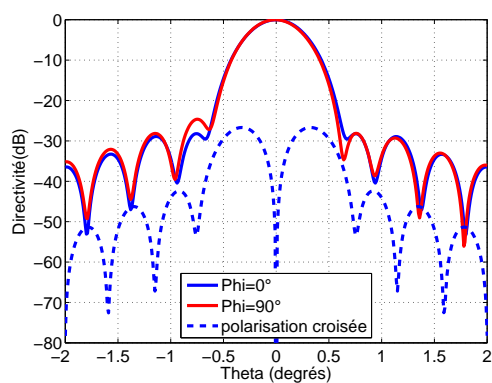
(l) 4.99GHz



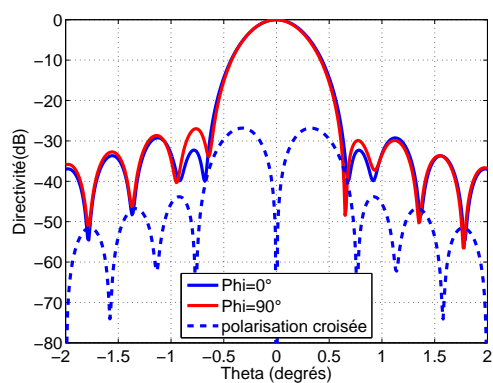
(m) 5.01GHz



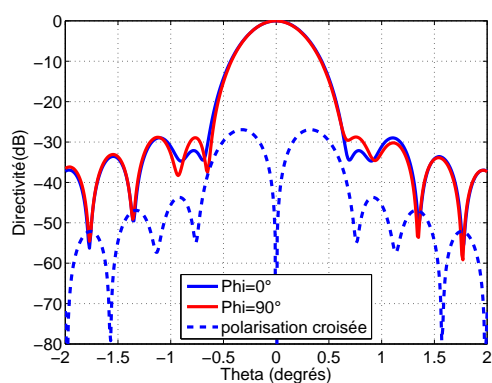
(n) 5.05GHz



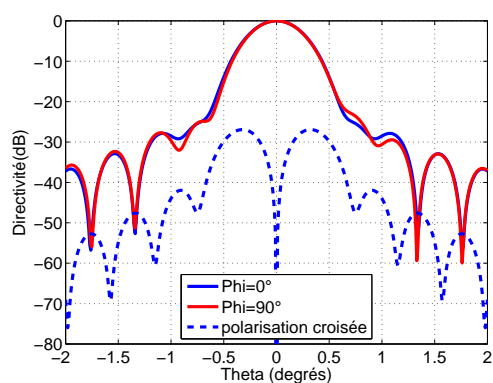
(o) 7.45GHz



(p) 7.5GHz



(q) 7.55GHz



(r) 7.6GHz

Bibliographie

- [1] A. Clarke, "Extra-terrestrial relays," *Wireless World*, pp. 305–308, octobre 1945.
- [2] C. Bruyninx, "Le principe du gps, les stations permanentes et euref," *Observatoire Royal de Belgique*, pp. 1–8, Mai 2005.
- [3] E. Kaplan, *Understanding GPS : principles and applications, second edition*. 2005.
- [4] P. A. O. Colaïtis, J. P. Provenzano, "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, 2001.
- [5] G. TAVERNIER, "Doris : orbite et localisation précises," *Centre National d'Etudes Spaciales*.
- [6] J. A. N. de Ledinghen, "Egnos : le système européen de navigation par satellites," *Revue des télécommunications d'Alcatel*, pp. 279–284, 2001.
- [7] R. S. stephanie Bourgon, "Introduction au système de positionnement russe. glonass," *Géomatique*, vol. 25, pp. 6–9, octobre 1998.
- [8] E. S. J. Belmont, "Le satellite dans les systèmes de télécommunications : nouvelles opportunités," *Revue des Télécommunications d'Alcatel*, pp. 1–10, 2003.
- [9] S. K. Rao, "Design and analysis of multiple beam reflector antennas," *IEEE antennas and propagation magazine*, vol. 41, Août 1999.

- [10] M. Q. T. S. R. K. K. C. S. K. Rao, G. A. Morin, "Development of a 45 ghz multiple beam antenna for military satellite telecommunications," *IEEE transactions on antennas and propagation*, vol. 41, pp. 1036–1046, October 1995.
- [11] E. J. M. L. F. G. T. Jacob Dijk, Christiaan T. W. van Diepenbeek, "The polarization losses of offset paraboloid antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-22, January 1974.
- [12] S. I. Ghobrial, "Cross polarization in satellite and earth station antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 65, Mars 1977.
- [13] L. THOUREL, *Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques : Les antennes*. Tome 2 - Cepadues Editions - TOULOUSE, 1990.
- [14] J. J. P. HALL, ed., *Handbook of Microstrip Antennas*. I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28-Peter Peregrinus LTD, 1989.
- [15] Y. L. S. LEE, *Antenna Handbook - Theory Applications and Design*. Van Nostrand Reinhold Company - NEW-YORK -, 1988.
- [16] J. L. Butler and R. Lowe, "Beam forming matrix simplifies design of electronically scanned antennas," *Electronic Design*, vol. 9, pp. 170–173, April 1961.
- [17] P. COMBES, *Micro-ondes tome 2 : Circuits passifs, Propagation, Antennes*. Dunod, 1997.
- [18] C. BALANIS, *Antenna Theory, Analysis & Design*. John Willey & Sons, inc - NEW-YORK.
- [19] N. A. A. Alan W. Rudge, "Offset-parabolic-reflector antennas : A review," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, December 1978.
- [20] Y. R. S. Dah-Weih Duan, "Beam squint determination in conic section reflector antennas with circularly polarized feeds," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 39, pp. 612–619, 1991.
- [21] P. S. Kildal, "Factorisation of the feed efficiency of paraboloids and cassegrain antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-33, august 1985.
- [22] R. E. Collin, "Aperture efficiency for paraboloidal reflectors," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-32, September 1965.
- [23] G. C.L, "Estimating the effects of feed support member blocking on antenna gain and sidelobe level," March 1964.

- [24] O. S. W. V. T. Rush, "A comparison of geometrical and integral fields from high-frequency reflectors," *Proceedings of the IEEE*, november 1974.
- [25] J. Ruze, "Lateral-feed displacement in a paraboloid," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, September 1965.
- [26] P. S. Kildal, "Combined e- and h-plane phase centers of antenna feeds," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. AP-31, January 1983.
- [27] Y.Y.Hu, "A method of determining phase centers and its application to electromagnetic horns," *J. Franklin Inst*, 1961.
- [28] I. A. J. M. L. A. Lasserre, P. Bosshard, "multisource émission/réception avec écartométrie pour antenne multi-faisceaux en bande ka," in *15ème Journées Nationales des Micro-ondes*, mai 2007.
- [29] Y. T. Lo, "On the beam deviation factor of a parabolic reflector," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, May 1960.
- [30] J. Lee, "Dielectric lens shaping and coma correction zoning," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 31, pp. 211–216, January 1983.
- [31] G. A. M. S. R. Q. M. Tang, K. K. Chan, "Ehf multiple beam dielectric lens antenna," *IEEE antennas and propagation society symposium*, vol. 45, pp. 674–677, juin 1995.
- [32] N. M. I. NAITO, S. MAKINO, "A septet beam forming network for reflector multiple beam antennas," *IEEE Antennas propagation society international symposium*, July 1997.
- [33] R. CHANTALAT, *Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources*. PhD thesis, Université de Limoges, novembre 2003.
- [34] K. D. K. R. M. Y. L. Young Ju Lee, Junho Yeo and W. S. Park, "A novel design technique for control of defect frequencies of an electromagnetic bandgap (ebg) superstrate for dual-band directivity enhancement," *Microwave and Optical Technology Letters*, 2003.
- [35] G. G. M. B. N. Llombart¹, A. Neto¹ and P. D. Maagt, "Overlapped feeds to increase the edge of coverage gain in multi-beam reflector antennas," *Ant. and Propagation International Symposium*, 2007.

- [36] C. M. S. I. K. Castiglioni, G. Toso, "Multibeam antenna based on a single aperture using overlapped feeds," in *Actes des 13èmes journées internationales de Nice sur les antennes*, 2004.
- [37] E. A. M. T. T. M. P. D. C. Menudier, R. Chantalat, "Ebg focal feed improvements for ka band multibeam space applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 611–615, Nov. 2009.
- [38] E. YABLONOVITCH, "Photonic band-gap structure," *J. Opt. Society*, vol. 10, 1993.
- [39] A. M. M. PLIHAL, "Photonic band structure of two dimensional systems : the triangular lattice," *Physical Review*, vol. 44, 1991.
- [40] J. M. G. S. SMITH, M. P. KESLER, "Dipole antennas used with all dielectric photonic band gap reflector : gain, field, patterns and input impedance crystals," *M.O.T.L.*, vol. 21, May 1999.
- [41] H. Boutayeb, *Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles*. PhD thesis, IETR-Université de Rennes, Décembre 2003.
- [42] J. Drouet, *Méthodes d'analyse électromagnétique spécifiques à la conception des antennes à résonateur BIE multisources*. PhD thesis, Université de Limoges, Octobre 2007.
- [43] D. Jackson and A. Oliner., "A leaky-wave analysis of the high gain printed antenna configuration," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 36, 1988.
- [44] B. J. M. Thevenot, A. Reineix, "F.d.t.d. to analyse complex pbg structures in the reciprocal space," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 21, pp. 25–28, April 1999.
- [45] D. W. J. O. A. Tianxia Zhao, Jackson, "General formulas for 2-d leaky-wave antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, 2005.
- [46] A. R. M. Thevenot, C. Cheype and B. Jecko., "Directive photonic bandgap antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, vol. 47, 1999.
- [47] M. T. T. M. A. R. B. C. CHEYPE, C. SERIER, "An electromagnetic bandgap resonator antenna," *IEEE Trans on Antennas and propagation*, , Vol. 50, N°9, pp -1285, vol. 50, p. 1285, Sept 2002.

- [48] M. T. B. J. P. D. R. Chantalat, T. Monediere, "Multibeam reflector antenna with interlaced focal feeds by using a 1d ebg resonator antenna," in *Actes des 13èmes journées internationales de Nice sur les antennes*, 2004.
- [49] M. T. T. M. E. A. P. D. B. J. R. Chantalat, C. Menudier, "Enhanced ebg resonator antenna to feed a reflector antenna in ka band," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 7, pp. 349–353, 2008.
- [50] C. M. M. D. A. Lasserre, P. Lepeltier, "Antenne bord pour application multimédia en band ka," in *Proc. JINA Int. Symp. Antennas*, 2004.
- [51] I. Sudhakar K. Rao, Fellow and M. Q. Tang, "Stepped-reflector antenna for dual-band multiple beam satellite communications payloads," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2005.
- [52] Y. Patenaude and al., "Dual-band hybrid solid/dichroic antenna reflector," *U.S. Patent*, 2000.
- [53] M. N. D. Lang, K. Eick, "A 6/4 and 30/20 (or 14/12) ghz dual foci offset paraboloidal reflector antenna," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 13, pp. 391 – 395, 1975.
- [54] J. L. C. C. F. N. G. D. J. Lepeltier, P. Maurel, "Thales alenia space france antennas : Recent achievements and future trends for telecommunications," in *Antennas and Propagation, EuCAP 2007*.
- [55] A. Lang, K. Cha, "Design of multifrequency feeds for communication satellite reflector antennas," *Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 13, pp. 203–208, 1975.
- [56] L. LEGER, *Nouveaux développements autour des potentialités de l'antenne BIE planaire*. PhD thesis, Université de Limoges, Novembre 2004.
- [57] E. Rodes, *Nouveaux concepts d'antenne à base de matériaux BIE métalliques. Application aux réseaux de télécommunications*. PhD thesis, Université de Limoges, novembre 2006.
- [58] M. T. T. M. L. Leger, R. Granger and B. Jecko, "Multifrequency dielectric ebg antenna," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 40, pp. 420–423, 2004.
- [59] E. T. M. E. Rodes, M. Diblanc and B. Jecko, "Dual-band ebg resonator antenna using a single-layer fss," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2007.

- [60] M. P.R VILLENEUVE, "Photonic band gap in two dimensional square lattice : Square and circular rods," *Physical Review*, vol. 46, 1992.
- [61] A. D. L. P. J. L. F.GADOT, A. CHELNOKOV, "Experimental demonstration of a complete photonic band gap in graphite structure," *Applied Physics Letters*, vol. 71, 1997.
- [62] D. D.CASSAGNE, C.JOUANIN, "Hexagonal photonic band gap structures," *Physical Review*, vol. 53, 1996.
- [63] M. Thevenot, *Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne*. PhD thesis, Université de Limoges, Novembre 1999.
- [64] L. Brillouin, *Wave Propagation in Periodic Structures : Electric Filters and Crystal Lattices*. McGraw-Hill, 1946.
- [65] E. Yablonovitch, "Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics," *Physical Review*, vol. 58, 1987.
- [66] K. M. L. E. Yablonivitch, T. J. Gmitter, "Photonic band structure : The face-centred-cubic case employing nonspherical atoms," *Physical Review*, vol. 67, 1991.
- [67] S. John, "Strong localization of photons in certain disordered dielectric superlattices," *Physical Review*, vol. 58, 1987.
- [68] R. S. M. D. L. BULLOCK, C-C SHIH, "Photonic band structure investigation of two dimensional bragg reflector mirrors for semiconductor laser mode control," *Optical Society of America*, vol. 10, 1993.
- [69] C. W. M. BENISTY, D. LABILLOY, "Radiation losses of waveguide based two dimensional photonic crystals positive role of the substrate," *Applied Physics Letters*, vol. 76, 2000.
- [70] D. B. P. G. B. LENOIR, S. VERDEYME, "Finite element method for rigorous design of microwaves devices using pbg structures," in *IEEE MTT International microwaves symposium*, 1998.
- [71] Y. T. M. Koshiba and S. Sasaki., "High-performance absorbing boundary conditions for photonic crystal waveguide simulations," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 11, 2001.

- [72] G. Trentini., “Partially reflecting sheet arrays,” *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 4, 1956.
- [73] A. O. D.R. Jackson and I. Antonio, “Leaky-wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple-layer dielectric structure,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation (Communications)*, vol. 41, 1993.
- [74] B. J. M. THEVENOT, A. REINEX, “F.d.t.d. approach for modelling p.b.g. structure,” *IOP Publishing Ltd*, 1999.
- [75] C. Cheype, *Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d’antennes imprimées*. PhD thesis, UNIVERSITE DE LIMOGES, 2001.
- [76] O. R. 2007., *Antennes à bande interdite électromagnétique et à cavité Fabry-Pérot reconfigurables*. PhD thesis, IETR-Université de Rennes, Juillet 2007.
- [77] A. T. H. Boutayeb, K. Mahdjoubi and T. A. Denidni, “Directivity of an antenna embedded inside a fabry perot cavity : Analysis and design,” *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 48, pp. 12–17, January 2006.
- [78] T. M. B. J. J. Drouet, M. Thevenot, “Analytical method for ebg resonator antennas design, fdtd validation,” in *In Proceeding EUCAP Nice-France*, 6-10 November 2006.
- [79] M. T. T. M. P. D. C. Menudier, R. Chantalat and B. Jecko, “Phase center study of the electromagnetic band gap antenna : Application to reflector antennas,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 6, 2007.
- [80] J. H. D. J. R. Cogdell, “Astigmatism in reflector antennas,” *IEEE antennas and propagation*, pp. 565–567, juillet 1973.
- [81] P. S. Kildal, “Foundations of antennas, a unified approach,” *Editions Student Litteratur Edition*, 2000.
- [82] C. MENUDIÉ, *Caractérisation des performances d’antennes à réflecteurs paraboliques illuminées par une source focale BIE : Application à l’optimisation d’une couverture multimédia multi-faisceaux*. PhD thesis, Université de Limoges, Octobre 2007.
- [83] H. Chreim and al., “Design of a multi-feed ebg antenna as a focal array for ka-band space applications,” in *In Proceeding EUCAP-Barcelone*, 2010.
- [84] E. B. J. Chuprin, A.D. Parker, “Resonant frequencies of open and closed loop frequency selective surface arrays,” *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 1601 – 1603, 14 September 2000.

-
- [85] R. C. M. T. T. M. B. J. L. Leger, C. Serier, "1d dielectric ebg resonator antenna design," *Anales des Télécommunications*, vol. 59, Mars Avril 2004.
- [86] D. H. Werner and D. Lee, "A design approach for dual-polarized multiband frequency selective surfaces using fractal elements," *IEEE Antennas and Propagation Symposium*, vol. 3, 2000.
- [87] B. A. Munk, *Frequency Selective Surfaces : Theory and design*. John Wiley & sons, 2000.
- [88] D. M. R. C. McPhedran, "On the theory and solar application of inductive grids," *Applied Physics Letters*, vol. 14, 24 March 1977.
- [89] T.-K. Wu, "Four-band frequency selective surface with double-square-loop patch elements," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, 2002.
- [90] R. F. J. B. N. G. A. D. Sievenpiper, L. Zhang and E. Yablonovitch, "High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, 1999.
- [91] S. W. Alexandros P. Feresidis, George Goussetis and J. Y. C. Vardaxoglou, "Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas," *IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION*, vol. 53, 2005.
- [92] E. R. J.C. Vardaxoglou, G.K.Palikaras and P. deMaagt, "Applications of amc, ebg and lhm structures in planar and cylindrical antennas," in *In Proceeding EUCAP Nice-France*, 6-10 November 2006.
- [93] T. M. R. P. D. B. J. C. Menudier, M. Thevenot, "Phase center study of the electromagnetic band gap antenna," in *Antennas and Propagation*, Eucap 2006.
- [94] G. G. M. A. NETO, M. ETTORRE and P. D. MAAGT, "Ebg enhanced reflector feeds for wide angle scanning applications," in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, 2008.
- [95] G. G. M. B. N. Llombart, A. Neto and P. D. Maagt, "Leaky waves enhanced feed arrays for the improvement of the edge of coverage gain in multibeam reflector antennas," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 5, pp. 1280–129, May. 2008.
- [96] H. Chreim and al., "Analysis of capabilities to achieve overlapped radiating apertures by using a multi-feed ebg structure loaded by passive filtering functions," *In Proceeding EUCAP-Barcelone*, 2010.

-
- [97] U. NAEEM, *Contributions au Développement de Sous systèmes Filtre Antennes Avancés*. PhD thesis, Université de Limoges, Octobre 2010.
- [98] G. Z. S. W. Lee and C. L. Law, "Simple formulas for transmission through periodic metal grids or plates," *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 30, September 1982.

Résumé :

Ce mémoire est consacré à la conception de sources focales BIE bibande pour assurer une couverture spatiale multifaisceaux sur les deux voies montante et descendante. L'utilisation de ce type permet de réduire considérablement le nombre total d'antennes à réflecteurs, l'encombrement et le coût du satellite. Tout d'abord, les différentes techniques de réalisation d'une couverture spatiale bibande multispots à base d'antennes à réflecteur ont été présentées. Ensuite, deux sources focales BIE bibande monosource à base du matériau diélectrique et métallique (FSS) ont été détaillées. Les structures métalliques permettent, contrairement aux antennes diélectriques, de régler séparément chacune des deux bandes. La validation de ces deux concepts a été faite à l'aide de deux prototypes. Enfin, une structure BIE-M bibande multisources associée à des filtres bibande à deux canaux de fréquence a été étudiée. Des performances acceptables ont été obtenues lorsque ce dispositif a été utilisé en tant que source focale d'une antenne à réflecteur.

**STUDY, DESIGN AND REALIZATION OF DUAL BAND EBG ANTENNAS –
APPLICATION TO THE DEVELOPMENT OF A FOCAL ARRAY FOR
MULTIMEDIA AND MULTIBEAM SPATIAL APPLICATIONS.**

Abstract :

This report is dedicated to the design of dual band EBG focal arrays in order to ensure a multibeam uplink and downlink spatial coverage. The use of this type of antennas allows reducing considerably the total number of reflector antennas, the jam and the cost of the satellite. Firstly, the different techniques of achieving dual band and multispots spatial coverage, using reflector antennas are presented. Later, two dual band EBG focal antennas in mono-source configuration, using dielectric and metallic materials (FSS) are detailed. Metallic structures allow, contrarily to dielectric ones, optimizing separately each frequency band. Two prototypes were fabricated and characterized in order to validate both metallic and dielectric concepts. Finally, a BIE-M dual band antenna in multi-sources configuration, which is associated to dual band with two channels per band filters, is studied. Quite good performances are obtained when this architecture is used as a reflector focal array.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Mots clés:

Bande interdite électromagnétique
Surfaces sélectives en fréquence
Antennes à réflecteurs
Antenne bibande

Télécommunication par satellite
Filtre bibande bicanaux
Couverture multispots
Centre de phase

Adresse du laboratoire : XLIM, UMR CNRS n°6172, Département OSA, Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex