

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

Année : 2004

Thèse N°27-2004

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Ludovic LEGER

le 16 Novembre 2004

**Nouveaux développements autour des potentialités de
l'antenne BIE planaire**

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE

JURY :

Monsieur G. ALQUIE	Président
Monsieur J.M. LAHEURTE	Rapporteur
Monsieur K. MAHDJOUBI	Rapporteur
Monsieur P. DUMON	Examineur
Monsieur B. JECKO	Examineur
Monsieur A. MADELAINE	Examineur
Monsieur T. MONEDIERE	Examineur
Monsieur M. THEVENOT	Examineur

Remerciements

Ce travail a été effectué à la faculté des Sciences de l'Université de Limoges, au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes (I.R.C.O.M.), dirigé par Monsieur Pierre-Yves GUILLON puis par son successeur Monsieur Alain BARTHELEMY.

Je remercie Monsieur le Professeur Bernard JECKO, responsable de l'équipe CREAPE, pour m'avoir accueilli (et gardé malgré les événements) dans son équipe de recherche.

Merci à Thierry MONEDIERE qui a dirigé cette thèse, et qui m'a fait l'honneur de me suivre depuis la maîtrise. Je suis heureux d'avoir pu travailler à ses côtés.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur Georges ALQUIE, Professeur à l'Université Pierre et Marie Curie de PARIS 6, de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur Kouroch MAHDJOUBI, Professeur à l'Université de Rennes I, et Monsieur Jean-Marc LAHEURTE, Professeur à l'université de Marnes La Vallée, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, Alain MADELAINE, docteur ingénieur au sein de la société RADIALL, et Monsieur Patrick DUMON, ingénieur au sein du CNES, ainsi que Marc THEVENOT ingénieur de recherche au CNRS qui participent au jury de cette thèse.

Merci à Vincent LARRAY et Bernard CONSTANTIN pour la journée de mesure à RADIALL. Merci à Eric ARNAUD pour les mesures au CREAPE, à Messieurs FRUGIER et CASTEIGNAU pour les nombreuses réalisations et les délais (trop courts) imposés.

Merci à Patricia LEROY et Nadine AYMARD pour leur bonne humeur et leurs efforts.

Je remercie mon collègue de bureau Régis CHANTALAT, je conserverai de très bons souvenirs (finalement peu de séquelles ! ;-)) de ces trois années. Merci d'avoir accepté de te priver de musique le temps de ma rédaction. C'est la fin du bureau des « *miami bips devices* ». Je souhaite bonne chance à Julien ou « jojo ».

Bon courage à tous ceux qui suivent, Elisa, Tanguy, Mickaël, Emmanuel et Philippe.

Viennent mes amis de la fac que je n'oublierai pas Ben, Gueno, Winnie et les autres. Merci pour ces nombreux repas et moments de détente, ça continue ! Merci à Basile, son amitié m'a beaucoup enrichi.

J'embrasse Laure qui m'a supporté pendant les bons et les mauvais moments, nous avons pu soutenir deux thèses.

Enfin, je remercie particulièrement mon père, je suis profondément reconnaissant de la confiance qu'il m'accorde depuis toujours et de la générosité dont il a fait preuve. Merci également à ma sœur pour son soutien. Que mes dernières pensées soient dédiées à ma mère.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION	7

CHAPITRE I:

CONTEXTE ET PRESENTATION DE L'ETUDE

I. CONTEXTE DE L'ETUDE	11
II. ANTENNES DISPONIBLES.	12
II.1. L'antenne à réflecteur parabolique	12
II.1.1. Principes de fonctionnement.....	12
II.1.2. Performances.....	14
II.1.3. Avantages.....	14
II.1.4. Inconvénients	14
II.2. Les antennes lentilles.....	15
II.2.1. Principe de fonctionnement	15
II.2.2. Performances.....	15
II.2.3. Avantages.....	16
II.2.4. Inconvénients	16
II.3. Les réseaux	17
II.3.1. Principes de fonctionnement.....	17
II.3.2. Performances.....	17
II.3.3. Avantages.....	18
II.3.4. Inconvénients.....	18
III. L'ANTENNE BIE A DEFAUT.	19
III.1. Définition & historique.....	19
III.2. Propriétés des structures BIE.....	22
III.3. Les matériaux BIE dans le domaine des antennes.....	25
III.4. Cas particulier de l'antenne planaire BIE grand gain	26
III.4.1. Création d'une bande permise.....	27
III.4.2. Répartition des champs.....	28
III.4.3. Création de l'antenne.	29
III.4.4. Structures à épaisseurs multiples.	30
III.4.5. Bilan de l'antenne BIE à défaut.....	31
a) Performances	31
b) Avantages	31
c) Inconvénients.....	31
IV. BILAN DES ANTENNES GRAND GAIN.....	31
IV.1. Comparaison de performances	31
IV.2. Avantages et inconvénients	32
V. DEVELOPPEMENTS REALISES.....	34
V.1. Etat de l'art il y a trois ans.....	34
V.2. Avancées réalisées	34
VI. CONCLUSION.....	35
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I	37

CHAPITRE II: ELABORATION D'UNE TECHNIQUE DE CONCEPTION POUR UNE ANTENNE PLANAIRE BIE A DEFAUT

I.	INTRODUCTION.....	45
II.	METHODE DE CONCEPTION DE L'ANTENNE PLANAIRE.....	46
II.1.	Choix du matériau.....	46
II.1.1.	Types d'assemblages.....	46
II.1.2.	Coefficient de qualité des structures.....	47
a)	Structure BIE « à air ».....	48
b)	Structure BIE du type sandwich.....	49
II.1.3.	Performances potentielles de l'antenne (directivité et bande en rayonnement) en fonction du facteur de qualité.....	50
a)	Directivité.....	50
b)	Bande en rayonnement.....	52
II.1.4.	Sensibilité du coefficient de qualité.....	54
II.2.	Dimensionnement.....	57
II.2.1.	Théorie des ouvertures rayonnantes.....	57
a)	Relation entre loi d'illumination et gain.....	57
b)	Loi d'illumination correspondant au gain maximal.....	58
c)	Rendement d'une loi d'illumination.....	59
d)	Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.....	59
II.2.2.	Lien avec l'antenne planaire.....	60
a)	Répartition des champs pour l'antenne BIE.....	60
b)	Dimensionnement latéral.....	62
II.2.3.	Dimensionnement de la cavité.....	63
II.3.	Choix de la source excitatrice.....	63
II.3.1.	Répartition des champs au sein de la structure.....	64
II.3.2.	Rayonnement de la source élémentaire et polarisation.....	65
II.3.3.	Présentation des sources disponibles.....	65
a)	Les antennes plaquées.....	65
b)	Les fentes.....	66
II.4.	Impédance d'entrée et adaptation.....	68
II.4.1.	Impédance d'entrée.....	68
II.4.2.	Adaptation.....	69
III.	VALIDATION.....	69
III.1.	Conception.....	70
III.1.1.	Choix du matériau et dimensionnement.....	70
III.1.2.	Source d'excitation.....	71
III.2.	Résultats.....	72
III.2.1.	Coefficient de réflexion.....	72
III.2.2.	Diagrammes de rayonnement.....	73
III.2.3.	Evolution du gain en fonction de la fréquence.....	74
IV.	INTERPRETATION.....	75
IV.1.	Diagrammes de rayonnement et fréquence de fonctionnement.....	75
IV.1.1.	Impédance.....	75
IV.1.2.	Evolution fréquentielle du rayonnement.....	76
IV.2.	Antenne circulaire.....	79
IV.2.1.	Impédance d'entrée.....	79
IV.2.2.	Directivité en fonction de la fréquence.....	80
IV.2.3.	Diagrammes de rayonnement.....	81
V.	CONCLUSION.....	84
	BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II.....	85

CHAPITRE III:

ANTENNE BIE MULTIFREQUENCES

I. INTRODUCTION.....	89
II. DEFINITION.....	90
III. FONCTIONNEMENT MULTIMODAL DE L'ANTENNE BIE A DEFAUT.....	90
III.1. Deux types de fonctionnement multimodal.....	91
III.2. Périodicité des bandes interdites.....	91
III.2.1. <i>Création des bandes</i>	91
a) Bandes interdites.....	91
b) Bandes permises.....	92
III.2.2. <i>Distribution des champs</i>	93
III.2.3. <i>Dimensionnement de l'antenne</i>	94
III.2.4. <i>Résultats de simulation</i>	96
a) Diagrammes de rayonnement.....	96
b) Cartographies de champ.....	96
III.2.5. <i>Conclusion sur le premier type de fonctionnement</i>	97
III.3. Multiples bandes permises dans la même bande interdite.....	98
III.3.1. <i>Création des bandes</i>	98
III.3.2. <i>Répartition des champs dans la structure</i>	100
III.4. Perturbation et ajustement des fréquences de fonctionnement. Application à une antenne GSM/DCS.....	101
III.4.1. <i>Structure BIE</i>	101
III.4.2. <i>Ajustement des fréquences de fonctionnement par perturbation diélectrique</i>	102
a) Variation de la position de la lame.....	103
b) Variation de la permittivité.....	105
c) Variation de l'épaisseur.....	106
d) Bilan.....	107
III.4.3. <i>Sélection des bandes GSM/DCS</i>	107
III.4.4. <i>Simulation de l'antenne GSM/DCS</i>	108
a) Dimensions générales.....	108
b) Adaptation.....	109
c) Rayonnement.....	110
III.5. Conclusion sur le fonctionnement avec de multiples bandes permises dans la même bande interdite.....	111
IV. CONCEPTION DU PROTOTYPE ET MESURES.....	111
IV.1. Dimensionnement.....	112
IV.2. Résultats, comparaison simulation/mesure.....	113
V. CONCLUSION.....	114
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III.....	115

CHAPITRE IV :**AUGMENTATION DE LA BANDE DE RAYONNEMENT ET DU GAIN DE L'ANTENNE BIE PLANAIRE A DEFAUT PAR EXCITATION MULTISOURCES**

I.	INTRODUCTION.....	119
II.	PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	119
II.1.	Principe.....	119
II.2.	Disposition des sources et ouverture rayonnante.....	120
II.2.1.	<i>Cas monosource.</i>	121
II.2.2.	<i>Cas bisources.</i>	122
a)	Sources espacées de λ_0	123
b)	Sources espacées de $5 \lambda_0$	123
II.2.3.	<i>Cas 36-sources espacées de λ_0.</i>	124
II.3.	Diagramme de rayonnement et directivité.....	125
III.	DIRECTIVITE FREQUENTIELLE.....	126
III.1.	Cas de référence.....	126
III.2.	Excitation de la structure avec de multiples sources.....	127
III.2.1.	<i>Augmentation du nombre de sources en conservant un espacement constant.</i>	127
a)	Configurations simulées.....	127
b)	Directivité fréquentielle.....	128
c)	Cartographies du champ électrique.....	129
d)	Comparaison avec un cas monosource ayant une directivité maximale identique.....	130
III.2.2.	<i>Variation de l'espacement d'un nombre constant de sources d'excitation.</i>	131
a)	Directivité fréquentielle.....	132
b)	Cartographies du champ électrique $ E_x $	133
III.2.3.	<i>Evolution des diagrammes de rayonnement en fonction de l'espacement des sources.</i>	134
a)	Diagrammes de rayonnement à la fréquence du maximum de directivité.....	134
b)	Diagrammes de rayonnement pour la fréquence d'apparition du second mode.....	135
IV.	INTERPRETATION PAR LA THEORIE DES RESEAUX.....	136
IV.1.	Théorie.....	136
IV.1.1.	<i>Facteur de réseau</i>	136
IV.1.2.	<i>Diagrammes de rayonnement</i>	139
IV.1.3.	<i>Calcul de la directivité.</i>	141
a)	Pour un réseau linéaire.....	142
b)	Pour un réseau bidimensionnel.....	143
c)	Comparaison des résultats théorie/simulation FDTD.....	144
IV.2.	Filtrage des lobes secondaires d'un réseau.....	146
IV.3.	Pondération en amplitude des différents éléments.....	148
V.	CONCLUSION.....	151
	BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE IV.....	153

CHAPITRE V :**ANTENNE BIE POUR DEPOINTAGE**

I.	INTRODUCTION	157
II.	LES ANTENNES A DEPOINTAGE	157
II.1.	Définition.....	157
II.2.	Domaines d'utilisation.....	158
II.3.	Principes	159
II.4.	Dépointage et structure BIE	161
III.	DEPOINTAGE AVEC UNE STRUCTURE BIE PLANAIRE CLASSIQUE	162
III.1.	Expérience avec un réseau de quatre sources	162
III.1.1.	<i>Comportement du réseau seul</i>	163
III.1.2.	<i>Réseau comme source d'un matériau BIE</i>	164
III.2.	Interprétation	165
IV.	PRESENTATION DE L'ANTENNE A ONDES DE FUITE	168
IV.1.	Définition des ondes de fuite	168
IV.2.	Principe des antennes planaires à ondes de fuite	169
IV.3.	Dimensionnement des lames diélectriques	170
V.	APPLICATION A NOTRE ETUDE : L'ANTENNE BIE A DEPOINTAGE	172
V.1.	Antenne aux dimensions infinies.....	172
V.1.1.	<i>Validation de la méthode par une expérience à 12,3 GHz</i>	172
V.1.2.	<i>Sélection d'une direction de propagation privilégiée</i>	174
a)	Création du facteur de réseau souhaité	175
b)	Application au rayonnement monosource.....	176
c)	Cartographies du champ électrique.....	178
V.2.	Antenne aux dimensions finies.....	179
V.2.1.	<i>Dimensionnement</i>	179
V.2.2.	<i>Analyse du réseau seul sur plan de masse fini</i>	180
a)	Dimensions générales et disposition de sources	180
b)	Rayonnement.....	181
V.2.3.	<i>Réseau comme excitation de la structure</i>	181
a)	Dimensions générales.....	181
b)	Rayonnement.....	182
V.2.4.	<i>Tolérances des épaisseurs de la structure vis-à-vis du dépointage</i>	184
a)	Dépointage en fonction de la permittivité relative de la cavité	184
b)	Dépointage en fonction de l'épaisseur de la cavité	186
VI.	DEPOINTAGE MULTIPLE AVEC UNE ANTENNE BIE MULTIFAISCEAUX	188
VI.1.	Principe.....	188
VI.2.	Validation du fonctionnement en simulation.....	190
VI.2.1.	<i>Dimensionnement</i>	191
VI.2.2.	<i>Rayonnement</i>	192
VI.2.3.	<i>Cartographies du champ électrique</i>	194
VII.	CONCLUSION	195
	BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE V	197

CHAPITRE VI : REALISATIONS DANS LE CADRE DE PROJETS

I. INTRODUCTION.....	201
II. LE PROJET EUROPEEN LOTTO	202
II.1. Présentation du projet.....	202
II.2. Cahier des charges.....	203
II.3. Etude réalisée.....	203
II.3.1. <i>Conception de l'antenne</i>	204
a) Choix du matériau BIE.....	204
b) Dimensions de l'antenne.....	204
c) Excitation.....	205
II.3.2. <i>Mesures</i>	206
a) La base compacte du CREAPE.....	206
b) Les résultats.....	207
II.3.3. <i>Commentaires</i>	209
a) Difficultés en simulation.....	209
b) Difficultés en réalisation.....	209
c) Difficultés en mesure.....	210
II.3.4. <i>Configuration multisources</i>	211
II.4. Conclusion.....	211
III. LE PARTENARIAT AVEC RADIALL.....	212
III.1. Présentation de l'entreprise RADIALL.....	212
III.2. Le Projet.....	213
III.2.1. <i>Contexte</i>	213
III.2.2. <i>Cahier des charges</i>	213
III.3. Elaboration de l'antenne.....	214
III.3.1. <i>Choix de la structure diélectrique</i>	214
a) Facteur de qualité.....	215
b) Assemblages potentiels.....	216
III.3.2. <i>Géométrie et nombre de sources</i>	217
a) Schémas des configurations.....	217
b) Directivités comparées.....	218
c) Bandes en rayonnement comparées.....	219
III.4. Simulation FDTD de l'antenne.....	220
III.4.1. <i>Dimensions générales</i>	220
III.4.2. <i>Résultats</i>	221
a) Directivité fréquentielle.....	221
b) Diagrammes de rayonnement.....	222
III.5. Réalisation.....	223
III.5.1. <i>Réalisation du réseau d'excitation</i>	224
a) Adaptation.....	224
b) réalisation.....	225
c) Mesure.....	226
III.5.2. <i>Réalisation de l'antenne complète</i>	226
a) Plaques de diélectrique.....	226
b) Montage de l'antenne complète.....	227
III.5.3. <i>Mesures</i>	228
a) Coefficient de réflexion.....	229
b) Gain fréquentiel.....	229
c) Diagrammes de rayonnement.....	231
III.6. Améliorations possibles.....	235
III.6.1. <i>Présentation de l'antenne simulée</i>	235
III.6.2. <i>Résultats</i>	236
a) Directivité fréquentielle.....	236
b) Diagrammes de rayonnement.....	237
IV. CONCLUSION.....	238
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE VI.....	239

CONCLUSION GENERALE	243
<u>ANNEXE 1: DIELECTRIQUES STANDARDS ET FOURNISSEURS.....</u>	249
<u>ANNEXE 2: COMMENT CREER UNE BANDE INTERDITE TRES LARGE ?</u>	261
<u>ANNEXE 3: PARAMETRAGE BIBANDE EN FONCTION DE LA LAME PERTURBATRICE</u>	263
<u>ANNEXE 4: PRESENTATION DE LA BASE DE L'IRCOM.....</u>	271
<u>ANNEXE 5: CALCUL DE LA SURFACE D'ENTRELAACEMENT DE DEUX TACHES CIRCULAIRES DE RAYONNEMENT</u>	275
<u>ANNEXE 6: COMPARAISON DES PERFORMANCES DE L'ANTENNE BIE MULTISOURCES AVEC CELLES DES RESEAUX IMPRIMES.....</u>	279
<u>ANNEXE 7: ALUMINE DU PROTOTYPE A 42 GHZ.....</u>	281
<u>ANNEXE 8: PRESENTATION DE LA BASE COMPACTE MILLIMETRIQUE DU CREAPE</u>	283
<u>ANNEXE 9: CARACTERISATION DES MATERIAUX RADIAL.....</u>	287
<u>ANNEXE 10: ETUDE DU COUPLAGE INTERPATCH DANS LA REALISATION DE LA BIPOLARISATION POU L'ANTENNE BIE DE RADIAL.....</u>	289
LISTE DES TRAVAUX	293

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le système d'équation du champ électromagnétique énoncé en **1868** par le physicien Ecossais MAXWELL a inspiré les travaux de HERTZ qui ne laisse plus aucun doute sur la nature ondulatoire des ondes. Il confirme en **1887** l'intuition de FARADAY selon laquelle un courant électrique peut en produire un autre, par induction, dans un circuit récepteur non relié par un fil à l'éclateur de RUHMKORFF. La détection des ondes devient possible mais HERTZ ne semble pas avoir prévu l'application de sa découverte à la réception des signaux transmis sans fil.

Il faudra attendre **1896** pour observer les travaux de Guglielmo MARCONI qui réalise sur la base des travaux de RIGHI des essais de transmission et de réception de ce que ce dernier appelle des « ondes ». Cette année sera marquée par le dépôt d'un brevet par MARCONI : « *Progrès dans la transmission des signaux électriques au moyen d'appareils appropriés* ».

La même année, le Russe Alexandre POPOV met au point **la première antenne** qui lui permet de capter les parasites atmosphériques et de prévoir ainsi l'arrivée des orages. Son invention fut utilisée comme récepteur dans les expériences de MARCONI.

Ces deux inventions marquèrent les débuts de la TSF (Transmission sans fil) à distance aux moyens de signaux électromagnétiques [**intro1**]. Ces derniers remplaçaient enfin les signaux de fumée et les tam-tams, les télécommunications sans fil de l'antiquité...

Depuis le développement de ces technologies ont donné naissance successivement à la radio, permettant à ses débuts de guider les navires en mer puis à la radiotéléphonie (**1912** : le SOS du Titanic est capté par le navire Carpathia qui se détourne et sauve 800 personnes. Cet événement frappe le public et démontre la sécurité apportée par la radio en mer).

En **1945**, après la guerre, tout est à reconstruire et les radiocommunications sur ondes courtes connaissent alors une suprématie temporaire. Elles offrent en effet des capacités de transmission plus de 10 fois supérieures à celles des anciens câbles sous-marins télégraphiques, et permettent enfin de développer les autres services intercontinentaux : téléphone, télex, liaisons spécialisées. Cependant, les radiocommunications directes à grande

distance ne peuvent faire face à la concurrence des câbles sous-marins téléphoniques, des faisceaux hertziens, ou des satellites. Au début des années **1970**, chaque pays est en mesure de s'équiper de stations terriennes de télécommunications par satellites et les radiocommunications sur ondes courtes cessent très vite d'être utilisées [**intro2**].

Aujourd'hui les technologies sans fil se multiplient au gré des normes et des besoins. L'augmentation des abonnés alliée à l'augmentation des débits repousse toujours plus loin les limites des réseaux. Le futur réserve encore une croissance phénoménale puisque les terminaux mobiles comme les téléphones ou les ordinateurs portables seront reliés à des essaims de satellites sur des orbites basses ou moyennes.

Ce développement intensif entraîne dans son sillage toute la technologie en amont de ces systèmes, et en particulier les antennes. En effet, ces systèmes communiquent par ondes électromagnétiques et nécessitent un système de transformation de l'énergie guidée en énergie rayonnée. Si, dans un premier temps, les antennes classiques pouvaient répondre aux cahiers des charges, aujourd'hui de nouvelles technologies sont attendues pour étendre les couvertures des réseaux. Ces antennes doivent être large bande, fort gain, faible coût et à encombrement réduit. Ces critères sont bien souvent incompatibles.

Un nouveau type d'antenne semble prometteur et suscite de plus en plus d'intérêt de la part des industriels : l'antenne à bande interdite électromagnétique.

Les structures à bande interdite photonique connaissent un développement qui croît exponentiellement depuis 20 ans avec aujourd'hui plus de **4000** documents et publications sur le sujet, un nombre qui double tous les deux ans comme le montre l'incroyable bibliographie réalisée par Jonathan P. Dowling [**intro3**]. Les applications sont très nombreuses dans le domaine de l'optique et des microondes, mais une application particulière consiste à utiliser les propriétés filtrantes de ces structures pour réaliser une antenne directive.

L'antenne BIE à défaut [**intro4**] permet d'obtenir à partir d'une source élémentaire une focalisation forte de l'énergie dans une direction. Ce type d'antenne présente l'avantage d'être plane et d'obtenir un gain variant en fonction des caractéristiques de la structure BIE utilisée. De conception relativement simple, elle peut rayonner une polarisation linéaire aussi bien qu'une polarisation circulaire.

Au début de nos travaux, les performances étaient **limitées** par l'absence de technique de dimensionnement, d'optimisation du gain, de la bande de rayonnement ou encore du rendement de surface.

Mise au point il y a une dizaine d'année, les études récentes laissent entrevoir de nombreux développements autour des potentialités de cette antenne.

C'est sur ces bases qu'a débuté le travail de thèse présenté dans ce manuscrit et qui est entièrement consacré au développement de l'antenne BIE. On pourra dégager trois objectifs principaux :

Le premier objectif consistera à instaurer une technique de conception qui pourra être réutilisée afin de concevoir de façon certaine une antenne dont on maîtrisera le gain, la fréquence et pour laquelle le rendement de surface sera optimal.

Le second objectif sera d'accroître les performances de l'antenne en termes de gain mais surtout de **bande de rayonnement**. Pour cela nous présenterons une technique inédite d'élargissement de la bande de l'antenne.

Le troisième objectif sera de parvenir à une grande polyvalence de l'antenne. Cette polyvalence est obtenue grâce au comportement **multifréquences et multifaisceaux** de l'antenne.

Ces théories seront accompagnées de résultats de simulations et le cas échéant de réalisations.

Plan du manuscrit :

Le premier chapitre proposera un état de l'art des antennes grand gain qui équipent les systèmes de télécommunications sans fil. Ces antennes seront comparées à un nouveau type d'antenne appelée « Antenne planaire pourvue de matériaux à bande interdite électromagnétique à défaut ». Cette comparaison sera l'occasion de mettre en évidence les avantages et les inconvénients de cette antenne et de justifier l'ensemble de l'étude qui sera menée par la suite pour développer ses performances.

Le second chapitre consiste en une technique de dimensionnement qui permet de concevoir de façon certaine une antenne dont les performances sont maîtrisées. Cette

technique constitue un guide qui peut être utilisé systématiquement et qui comprend entre autre, le choix des matériaux, la géométrie de la structure, le dimensionnement et l'excitation.

Le troisième chapitre met en évidence le comportement multifréquences de l'antenne qui peut ainsi rayonner des lobes directifs pour de multiples fréquences. Nous verrons que le choix des fréquences de fonctionnement peut être réalisé avec une grande latitude.

Le quatrième chapitre palie au principal défaut de cette antenne : l'étroitesse de la bande de rayonnement. Grâce à un faible nombre de sources d'excitation, le gain et la bande peuvent être augmentés. Cette technique s'accompagnera d'une étude théorique permettant d'optimiser les performances sans avoir recours aux simulations FDTD.

Le cinquième chapitre proposera un nouveau dimensionnement de l'antenne qui permettra d'obtenir un faisceau conique dépointé. Par une excitation judicieuse, il sera possible de sélectionner les directions de pointage, réalisant ainsi une antenne grand gain dépointable.

Pour finir, le sixième chapitre rassemblera deux réalisations qui permettent d'illustrer de façon pratique les divers enseignements énoncés dans les chapitres précédents. Ces applications ont été développées dans le cadre d'un projet européen ayant pour leader THALES et dans le cadre d'une collaboration avec l'entreprise RADIALL.

BIBLIOGRAPHIE INTRODUCTION

[intro1] Jean-Jacques LEDOS

« L'invention des ondes : Du Dao à la mécanique quantique »

<http://histv2.free.fr/19/LEDOS2001.pdf>

[intro2] « Les radiocommunications : de la TSF aux faisceaux Hertiens »

http://www.telecom-museum.com/mt_150ans/hdocs/mtp01.htm

[intro1] J.P. DOWLING

« Photonic & sonic band gap bibliography »

<http://phys.lsu.edu/~jdowling/pbgbib.html>

[intro4] Marc THEVENOT

*"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique.
Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne"*

Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 18 novembre 1999

Chapitre I

CONTEXTE ET PRESENTATION DE L'ETUDE

- ★ Contexte de l'étude
- ★ Les antennes actuellement disponibles
- ★ L'antenne planaire BIE à défaut
- ★ Développements réalisés

I. CONTEXTE DE L'ETUDE

Les études menées dans ce manuscrit s'inscrivent dans un contexte de fort développement des réseaux de télécommunications sans fils. Ceux-ci permettent de relier très facilement des équipements distants d'une dizaine de mètres à quelques kilomètres avec pour support de transmission les ondes électromagnétiques en lieu et place des câbles habituels.

En effet l'installation de ceux-ci nécessitant de lourds aménagements (pour creuser les tranchées et câbler les bâtiments), ils sont progressivement remplacés par des solutions sans fil.

Il existe plusieurs technologies se distinguant par la fréquence d'émission utilisée, le débit des données ou la portée des transmissions.

Mais le bon fonctionnement de ces réseaux est indissociable des performances des antennes qui le composent. En effet, les antennes, qui réalisent la transformation de l'énergie guidée en une énergie rayonnée se propageant dans l'espace libre, doivent s'adapter aux particularités de chaque réseau.

L'augmentation des débits de transmission engendre un élargissement de la bande de fonctionnement des systèmes, et par conséquent une augmentation de la bande de fonctionnement des antennes. De plus, le désir croissant d'augmenter la taille des cellules de couverture pour limiter le nombre de stations de base pousse les spécialistes à concevoir des antennes avec des gains élevés.

Par conséquent, les industriels recherchent bien souvent des antennes **grand gain** à **faible encombrement** et présentant une **large bande de fonctionnement**, critères souvent **incompatibles**.

Dans une première phase nous présenterons les antennes qui prédominent sur le marché des télécommunications sans fil : les réflecteurs paraboliques, les antennes lentilles et les réseaux imprimés. Dans une seconde phase, un nouveau type d'antenne appelé «antenne résonnante à bande interdite électromagnétique» sera décrite en détails. Elle présente des performances intéressantes pour ce type d'application. Ses caractéristiques seront comparées à celles des antennes existantes et nous envisagerons les développements qui sont apparus utiles et qui ont été réalisés durant ces trois années de thèse.

II. ANTENNES DISPONIBLES.

Les antennes présentant des gains importants se divisent en deux catégories :

- Les antennes 3D comme les antennes lentilles et les réflecteurs paraboliques qui sont des systèmes focalisants. Les gains peuvent atteindre 40 dB mais leur encombrement est important.
- Les antennes 2D comme les réseaux. L'encombrement est très faible, mais le gain est limité (30 dB maximum).

Voici de façon concise le fonctionnement ainsi que les avantages et inconvénients de chacune de ces solutions.

II.1. L'antenne à réflecteur parabolique

Cette antenne inventée le 7 juin 1887 par Granville T. WOODS n'a cessé de se développer et est actuellement à maturité et donc très employée. Avec des ouvertures de faisceau très réduites et des gains élevés, elle est privilégiée pour les **transmissions longue distance** et notamment les communications satellites.

II.1.1. Principes de fonctionnement

Les antennes à réflecteur parabolique sont composées d'une source disposée à la focale d'un réflecteur [I.1].

La source est l'élément chargé de transformer l'énergie guidée en énergie rayonnée. Sa fonction est également d'illuminer le réflecteur de façon homogène.

Par réflexion des ondes électromagnétiques sur la surface, les ondes sphériques sont transformées en ondes planes (**Figure I.1**). Ainsi un front d'onde plan est créé avec une surface S équiphasé, qui représente l'ouverture rayonnante équivalente de l'antenne.

Le réflecteur est souvent métallique mais peut également être diélectrique [I.2]. La source placée à la focale peut être également disposée en offset [I.3] de façon à éviter la zone d'ombre qu'elle provoque. D'autres configurations telles que l'offset Cassegrain ou Gregory sont également disponibles [I.4].

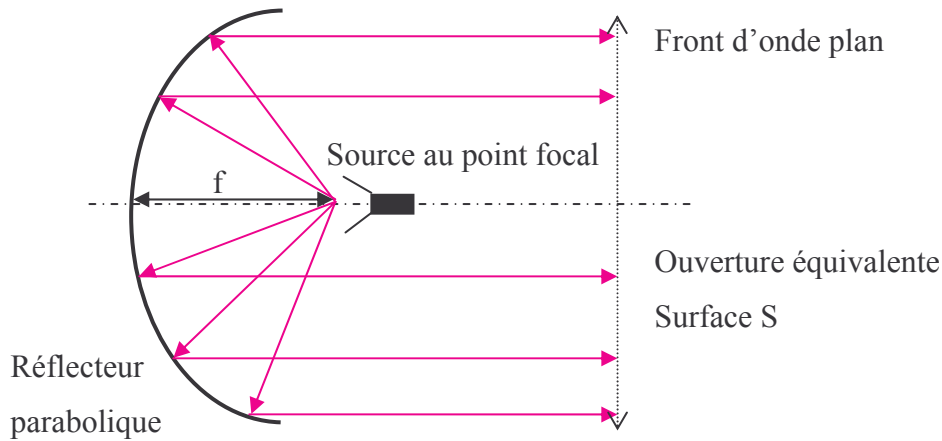


Figure I.1 : Schéma de l'antenne parabolique

Généralement un cornet assure la fonction de source mais des excitations en réseau peuvent être employées comme par exemple une batterie de cornets [I.5] ou encore une antenne résonante à bande interdite photonique [I.6] dans le but d'améliorer les performances de l'antenne ou de créer de multiple faisceaux.

En effet, il est difficile de parler de performances d'un réflecteur sans prendre en compte les caractéristiques de la source. L'efficacité du réflecteur est liée non seulement à sa géométrie propre, mais également au rendement d'illumination c'est-à-dire à la répartition du champ en amplitude et en phase sur le réflecteur [I.6]. Celle-ci dépend des caractéristiques de la source. Lorsque l'amplitude du champ varie sur la surface du réflecteur, le calcul du gain maximum est affecté d'un coefficient k_1 (facteur de gain) inférieur à 1, on parle alors de **pertes par apodisation**. Un second paramètre entre en compte dans l'efficacité du réflecteur. Toute l'énergie rayonnée par la source n'est pas captée par le réflecteur, cette énergie perdue constitue des pertes que l'on appelle **pertes par débordement** (coefficient k_2).

L'antenne est assimilable à une ouverture rayonnante avec une répartition des champs homogène en amplitude et en phase. Le gain du réflecteur de surface S peut être calculé par la formule suivante [I.6] :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \times k_1 \times k_2 \quad (\text{I.1})$$

Avec λ la longueur d'onde dans le vide et k_1 et k_2 facteurs qui sont respectivement dépendants :

- Des pertes par apodisation.
- Des pertes par débordement (ou spillover).

D'autres types de pertes liées à la fabrication entrent également en jeu comme par exemple l'erreur sur la position de la source à la focale ou l'irrégularité de la surface du réflecteur.

II.1.2. Performances

Malgré la présence de ces pertes, les réflecteurs paraboliques peuvent atteindre des gains de l'ordre de 50 dB. La bande de fonctionnement est dépendante de celle de la source élémentaire, classiquement donc celle d'un cornet. Le diagramme de rayonnement de ce type d'antenne présente un lobe très directif (faible ouverture) avec des niveaux de lobes secondaires très faibles (-20 dB).

II.1.3. Avantages

La conception de l'antenne est aujourd'hui maîtrisée, le coût de fabrication est très réduit. Pour preuve, l'antenne parabolique est devenue l'antenne de réception par satellite d'excellence avec aujourd'hui plusieurs millions de foyers équipés.

II.1.4. Inconvénients

Son encombrement est notable puisque l'épaisseur de l'antenne dépend d'une part de la focale du réflecteur mais également des dimensions de l'antenne source. Le diamètre du réflecteur est important puisque le rendement de surface est de l'ordre de 50%. Celui-ci est réduit notamment par la zone d'ombre créée par la source lorsqu'elle n'est pas en offset. Enfin, l'importante surface les rend sensibles à la prise au vent.

En conclusion les réflecteurs paraboliques présentent des performances très importantes en termes de **gain et de bande**, avec **un faible coût**, mais un **encombrement notable**.

Un deuxième système focalisant grand gain va être présenté : les antennes lentilles.

II.2. Les antennes lentilles

Il existe plusieurs types de lentilles : diélectriques, utilisant des guides d'onde, multifocales, matrices, etc. [I.7] [I.4], la plus répandue étant cependant la lentille diélectrique **figure I.2**.

II.2.1. Principe de fonctionnement

Le principe de la lentille est similaire à celui du réflecteur parabolique. Elle permet de transformer une onde sphérique en onde plane (à l'émission) et inversement (à la réception). La source est disposée à la focale de la lentille. De cette façon, la loi d'illumination sur l'ouverture de la lentille (face de sortie) est équiphase.

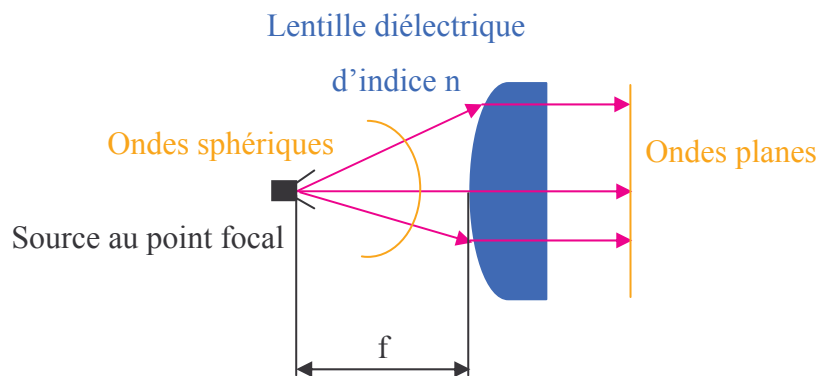


Figure I.2 : Schéma de l'antenne lentille.

Les pertes par débordement interviennent dans le calcul de l'efficacité de l'antenne, de la même façon que pour le réflecteur parabolique.

Le passage de l'air à un milieu d'indice n entraîne une réflexion (ou désadaptation) qui cause une perte de rendement. La solution à ce problème peut être l'insertion d'une couche antiréfléchissante constituée par un milieu intermédiaire d'indice \sqrt{n} et d'épaisseur $\lambda_g/4$. Globalement, les trajets dans le diélectrique de la lentille sont sujets aux pertes liées au matériau [I.8].

II.2.2. Performances

Les antennes lentilles peuvent atteindre des gains de l'ordre de 40 dB avec des lobes secondaires faibles (-20 dB) [I.7]. La lentille seule présente une bande virtuelle très grande aux fréquences microondes puisque c'est un composant quasi-optique.

La bande de l'antenne lentille est par conséquent relative à la bande de la source d'excitation. Classiquement, elle est d'une dizaine de pourcents.

II.2.3. Avantages

Contrairement au réflecteur, les lentilles **travaillent en transmission**. Cette propriété élimine la zone d'ombre engendrée par la source dans le cas du réflecteur. L'efficacité est donc améliorée, les lentilles peuvent ainsi utiliser des sources plus encombrantes sans perturber le rayonnement.

Les lentilles diélectriques procurent de grandes libertés de conception avec deux faces usinables et un vaste choix de diélectriques. Le diélectrique améliore la furtivité de l'antenne face à un réflecteur qui présente une signature radar importante. Ceci peut être intéressant pour les navires militaires par exemple.

La rigidité inhérente au matériau utilisé est également un atout. La lentille, pouvant servir en même temps de radome, est moins sensible aux chocs que le réflecteur. La prise au vent est également réduite.

D'un point de vue conception, les lentilles diélectriques à faible permittivité relative sont moins sensibles aux imprécisions de réalisation que les réflecteurs métalliques. Certaines formes de lentilles autorisent un déplacement de la source par rapport au foyer idéal sans dégradation excessive du rayonnement.

II.2.4. Inconvénients

Le poids de l'antenne lentille est important en raison de la quantité de diélectrique utilisée, ceci est pénalisant surtout pour les basses fréquences. Une solution pour palier au poids de la lentille peut être le zonage, qui consiste à creuser la lentille en retirant des multiples de la longueur d'onde guidée [I.5]. Les chemins optiques sont égaux à une ou plusieurs longueurs d'onde près. Si cette technique diminue le poids, elle réduit aussi la bande de fonctionnement de l'antenne et crée de la diffraction par les arêtes ce qui introduit de nouvelles pertes et dégrade les diagrammes de rayonnement.

Les pertes (qui sont liées au diélectrique et au passage des interfaces) sont supérieures à celles du réflecteur.

En conclusion, même si les antennes lentilles présentent des pertes importantes, elles peuvent tout de même atteindre des gains supérieurs à 40 dB avec des niveaux de lobes secondaires faibles de l'ordre de -20 dB. Elles ne présentent pas de zone d'ombre comme les réflecteurs, sont moins sensibles aux imperfections de réalisation (si l'indice est faible) et tolèrent plus d'erreurs sur la position de la source à la focale. Leur structure diélectrique leur procure une grande rigidité et constitue un radome protecteur, l'usinage de tels matériaux autorise également une grande diversité de géométries.

II.3. Les réseaux

II.3.1. Principes de fonctionnement

Les réseaux sont constitués d'antennes élémentaires disposées périodiquement et fonctionnant à la même fréquence (**figure I.3**). Les antennes sont alimentées par un réseau de distribution qui répartit l'énergie en amplitude et en phase sur les différents éléments.



Figure I.3 : Réseau d'antennes schématisé avec son alimentation parallèle

L'intérêt de la mise en réseau réside dans le fait que le lobe de rayonnement peut être conformé. De cette façon, la directivité peut être augmentée. Elle est fonction du nombre d'éléments et de la période (ou « pas ») du réseau.

L'antenne élémentaire peut être un dipôle, une hélice, une antenne imprimée, un fil, une fente, un cornet...

Nous allons considérer ici les réseaux imprimés, qui sont les plus courants.

II.3.2. Performances

Le gain maximal des réseaux imprimés est de l'ordre de 28 dB mais peut atteindre 30 dB [I.10]. Les lobes secondaires peuvent être réduits avec une pondération en amplitude et en phase du courant sur les différents éléments par le biais du réseau d'alimentation [I.11]. La bande de fonctionnement est réduite, elle est de l'ordre de 5 %.

II.3.3. Avantages

Les réseaux imprimés sont les moins encombrants puisqu'ils ont une épaisseur négligeable très inférieure à la longueur d'onde (de l'ordre de $\lambda_0/20$ à $\lambda_0/100$). De plus, les technologies des circuits imprimés sont aujourd'hui performantes et fiables (gravure mécanique ou chimique) et les techniques de conception se sont largement développées, y compris aux longueurs d'ondes millimétriques [I.9] [I.10].

Les réseaux d'antennes imprimées sont également faible coût, d'un poids réduit, et peuvent être conformés ce qui facilite grandement leur intégration contrairement aux réflecteurs ou aux lentilles.

L'adaptation est également plus aisée grâce aux lignes de transmission qui alimentent le circuit.

II.3.4. Inconvénients

On distingue trois principaux défauts.

- D'une part les pertes dues aux lignes d'alimentation et aux couplages intersources réduisent l'efficacité de l'antenne, surtout pour des gains importants conduisant à un grand nombre d'éléments (plus de cent) et donc de grandes longueurs de lignes. Ces problèmes limitent le gain maximum réalisable à 30 dB.
- D'autre part la bande de fonctionnement est relativement réduite c'est-à-dire de l'ordre de 5% mais peut être portée à un maximum de 10% [I.12].
- Enfin ces antennes n'ont pas une bonne tenue en puissance, en raison de l'échauffement du substrat.

Pour finir, la conception de réseaux imprimés pour des fréquences au delà de 40 GHz se complique en raison des tolérances de réalisation qui deviennent critiques, ainsi que des problèmes liés à la connectique. De nouveaux paramètres qui pouvaient être négligés à basse fréquence doivent être pris en compte comme le rayonnement parasite des lignes, les pertes dans les coudes ou les coupleurs. Les résultats théoriques sont alors difficilement comparables aux mesures. La conception aussi bien que la réalisation deviennent coûteuses à la fois en temps et en argent.

En conclusion, les réseaux imprimés sont peu encombrants mais ne permettent pas de dépasser 30 dB de gain en raison des pertes importantes dans le réseau d'alimentation lorsque le nombre de sources est grand.

Enfin, une jeune candidate vient compléter la liste des antennes grand gain.

Depuis peu, l'antenne résonante à bande interdite photonique (BIP) ou plutôt à bande interdite électromagnétique (BIE) [I.20], permet d'obtenir un gain fort avec un faible encombrement (structure planaire).

Cette antenne fait l'objet de nombreuses avancées dans cette thèse, c'est pourquoi elle va être présentée plus en détails.

Son fonctionnement sera décrit dans la partie suivante, qui débute par un rappel de quelques notions importantes pour la compréhension des structures à bande interdite électromagnétique, suivi de quelques utilisations pratiques.

III. L'ANTENNE BIE A DEFAULT.

III.1. Définition & historique

Les matériaux à bande interdite électromagnétique, plus simplement appelés **BIE**, sont des structures diélectriques ou métalliques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux. Cette périodicité peut exister dans une, deux ou bien dans les trois dimensions de l'espace. Les motifs élémentaires composant cette structure, peuvent quant à eux avoir la forme de plaques (1 D) ou de tiges (2 D) réparties sur un réseau dont la maille élémentaire est carrée [I.13], hexagonale [I.14] ou triangulaire [I.15]. Les structures périodiques 3D sont obtenues par enchevêtrement de tiges (structure "tas de bois" [I.16]) ou par l'agencement de sphères ou de cubes (**Figure I.4**) répartis périodiquement comme les mailles d'un réseau cristallin (cubique, cubique centré, cubique face centrée [I.17]...).

De nouvelles structures 3D sont également à l'étude depuis peu afin de présenter des bandes interdites 3D plus larges [I.18].

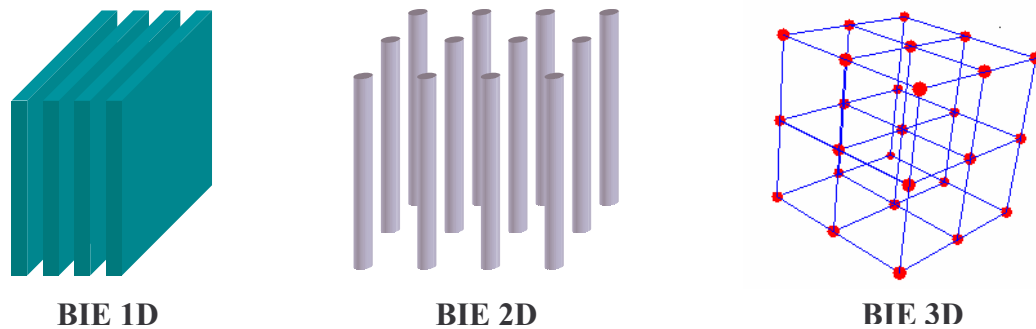


Figure I.4 : Exemple de structures périodiques.

Cette périodicité leur confère la propriété de contrôler la propagation des ondes électromagnétiques. Ces structures peuvent en effet jouer le rôle de **filtre fréquentiel** ou de **filtre spatial**.

Ces matériaux paraissent artificiels mais existent pourtant bel et bien dans la nature. On les retrouve par exemple sur les ailes de papillons, les pierres d'opale ou encore la souris de mer. Ainsi ils réalisent des couleurs très variées **sans le moindre pigment [I.19]**.

Si les structures précédentes sont à l'échelle optique et permettent le contrôle des ondes pour des fréquences très élevées, on les appelle alors des structures « à bande interdite photonique » (BIP) ou encore cristaux photoniques. Leurs propriétés sont **transposables** pour d'autres longueurs d'ondes. Dans le domaine des microondes on les nomme « à bande interdite électromagnétique » (BIE). Car ces propriétés sont surtout dues à la périodicité des éléments et ne dépendent pas fondamentalement du matériau considéré.

Leur fonctionnement découle de l'analogie formelle entre l'équation de Schrödinger qui régit la fonction d'onde des électrons et les équations de Maxwell qui gouvernent la propagation des ondes électromagnétiques [I.20].

Un exemple d'application de ce principe est le miroir de Bragg dans le domaine de l'optique mis au point en 1915. Contrairement aux miroirs classiques constitués d'une simple couche de métal (argent, aluminium) déposée sur un support, les miroirs de Bragg se composent d'un ensemble de couches transparentes distinctes et superposées de manière périodique. Ils réfléchissent les ondes grâce à un phénomène d'interférence constructive entre les différentes couches : l'onde incidente est partiellement réfléchi à chaque interface entre deux couches. Du fait de la stratification périodique, les ondes ainsi réfléchies présentent un

déphasage bien défini les unes par rapport aux autres. Elles interfèrent donc, de manière constructive ou destructive selon la valeur du déphasage, qui elle-même dépend de la longueur d'onde et de l'angle d'incidence du rayon lumineux. Pour des conditions optimales, la structure multicouche se comporte alors comme un miroir dont le coefficient de réflexion est de l'ordre de **99,99%** (**figure I.5**).

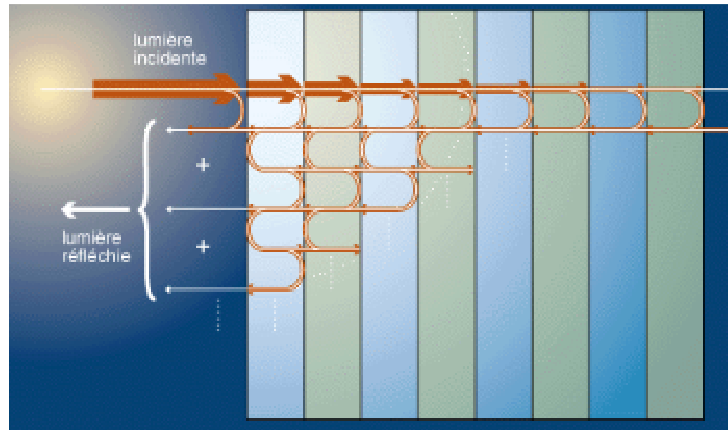


Figure I.5 : Principe du miroir de Bragg.

C'est en 1987 qu'**Eli Yablonovitch** [I.21] étend la théorie du miroir 1D à des structures 2D et 3D. De cette façon le pouvoir réfléchissant des structures n'est plus dépendant de l'angle d'incidence des faisceaux, et la bande interdite est obtenue pour toutes les directions de l'espace. Une structure 3D particulière réalisée par Yablonovitch en 1991 a été baptisée « Yablonovite » et rassemble toutes les conditions nécessaires pour proposer une bande interdite 3D.

Les chercheurs du monde entier ont alors trouvé des applications multiples à ces structures et sont naturellement arrivés à développer des prototypes fonctionnant à des longueurs d'onde millimétriques. En effet pour ce domaine de fréquence, les réalisations posent beaucoup moins de problèmes qu'aux fréquences optiques car les dimensions sont plus grandes. Ainsi les techniques de dépôt pour la réalisation des structures optiques laissent la place aux techniques d'usinages pour les microondes.

Nous allons maintenant décrire plus en détail les propriétés électromagnétiques des matériaux BIE, pour aboutir à leur utilité dans le domaine des antennes.

III.2. Propriétés des structures BIE

Considérons dans un premier temps un matériau 1D pour l'application antenne, c'est-à-dire un matériau dont la périodicité est réalisée sur une seule dimension. La période est calculée en fonction de la longueur d'onde guidée (λ_g) et chaque interface doit être positionnée à $\lambda_g/4$ de la précédente.

L'illumination d'un cristal photonique par une onde plane en incidence normale ou oblique permet de déduire les coefficients de réflexion et de transmission. Ces coefficients théoriques peuvent être calculés par simulation FDTD [I.22] ou plus simplement par la méthode des impédances ramenées pour les structures 1D [I.23].

Par exemple la **figure I.6** présente le coefficient de transmission d'une structure 1D en incidence normale au plan des plaques.

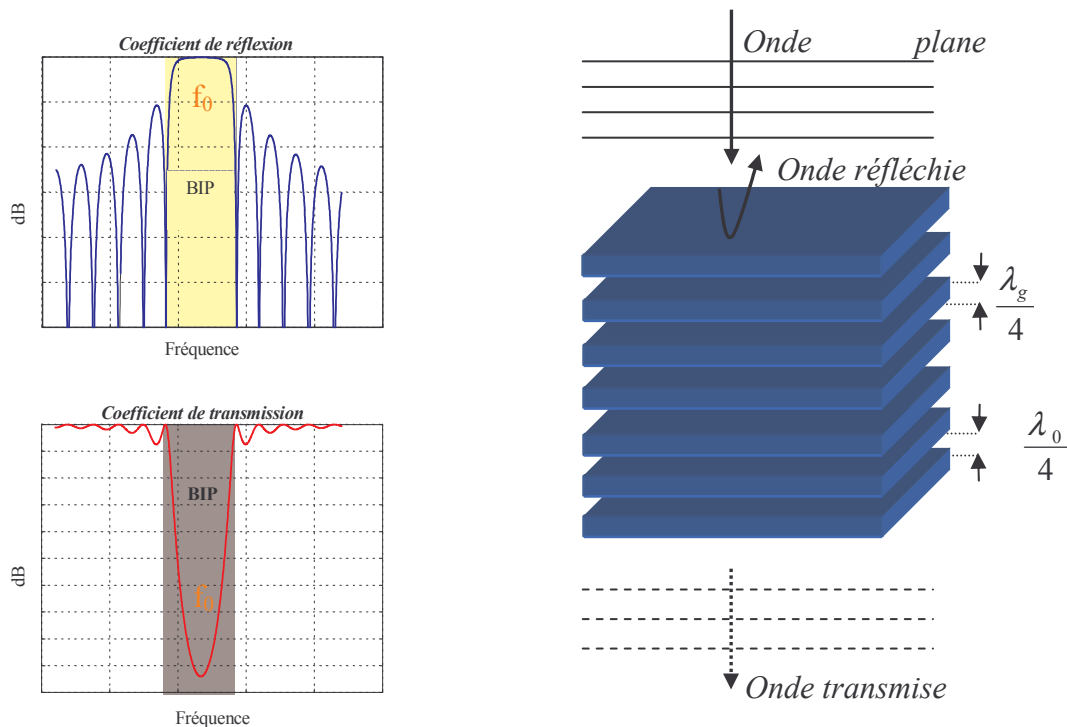


Figure I.6 : Analyse en transmission ou en réflexion d'une structure périodique 1D.

On observe sur la courbe du coefficient de transmission, une bande interdite centrée à la fréquence f_0 . Cette fréquence f_0 est fonction de la périodicité des interfaces (épaisseurs des plaques dans le cas 1D), et est donnée par :

$$f_0 = \frac{c}{4e\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{I.2})$$

Avec : c la célérité de la lumière dans le vide, e l'épaisseur d'une lame, ϵ_r la permittivité relative du diélectrique utilisé.

La largeur et la profondeur du puits dépendent du nombre de périodes de la structure ainsi que du contraste des permittivités relatives des matériaux la constituant [I.24]. En effet plus le nombre de périodes est important, plus la bande interdite est profonde (c'est-à-dire plus le miroir est parfait) et plus le contraste des permittivités est grand, plus la bande interdite est étendue (et profonde également) (figure I.7a et I.7b).

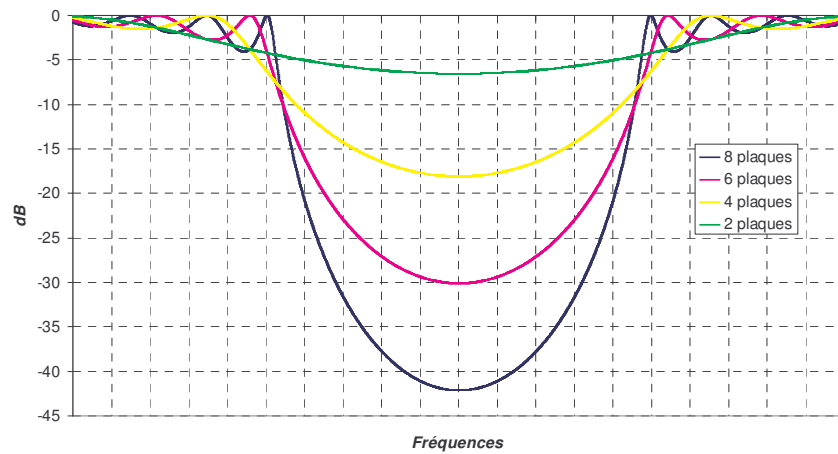


Figure I.7a : Coefficient de transmission en fonction du nombre de plaques avec $\epsilon_r=4$.

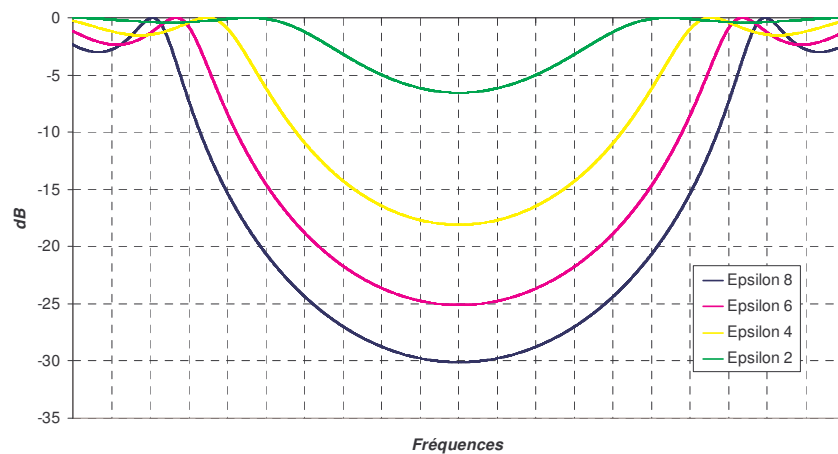


Figure I.7b : Coefficient de transmission en fonction la permittivité relative de 4 plaques.

Cependant la bande interdite dans le cas d'une structure 1D n'est valable qu'en incidence normale.

C'est pour cette raison que les structures 2D et 3D ont été imaginées [I.21] afin de se prémunir de ce phénomène et de conserver la fréquence centrale de la bande interdite quel que soit l'angle d'incidence de l'onde dans un plan pour les structure 2D et dans tout l'espace pour les structure 3D (**Figure I.8**).

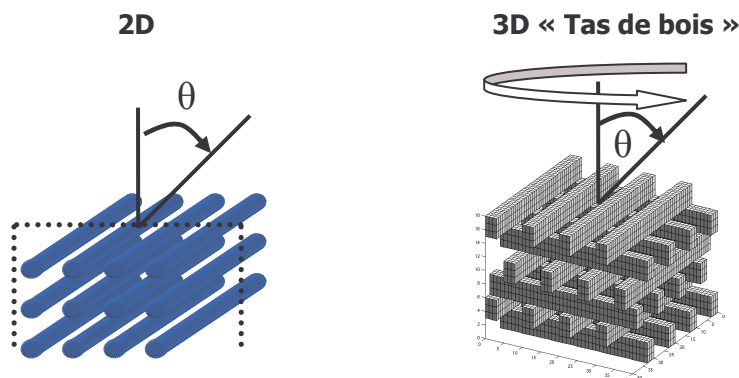


Figure I.8 : Incidences pour lesquelles la structure présente une bande interdite

Lorsqu'un matériau interdit la propagation d'une onde quelque soit sa direction de propagation et pour une même bande de fréquence on parle alors de « **bande interdite totale** ». Ces structures présentent également des avantages en terme de poids en comparaison avec le 1D, ce qui peut être non négligeable pour les basses fréquences. La réduction du volume de matière nécessaire est également intéressante pour le coût du dispositif.

A l'origine, les structures BIP ont été utilisées dans le domaine optique pour réaliser des lasers, des diodes ou des fibres optiques. Mais les applications dans le domaine microonde se sont également développées de façon importante ces quinze dernières années [I.26].

Plus particulièrement, leurs aptitudes à propager certaines fréquences et pas d'autres, à permettre le choix des directions ou encore le type de polarisation de l'onde ont permis aux structures BIE de constituer une mine de solutions pour bon nombre de problèmes auxquels peuvent être confrontés les antennistes. Aussi trouve-t-on aujourd'hui de nombreuses applications des matériaux BIE dans le domaine des antennes.

III.3. Les matériaux BIE dans le domaine des antennes

Les structures employées dans les exemples qui vont suivre peuvent être à une, deux ou trois dimensions, métalliques, diélectriques ou métalo-diélectriques.

Parmi les sujets traités dans la littérature, on retrouve notamment :

- Les problèmes de pertes dans les substrats diélectriques, liés notamment aux problèmes de fuites et de guidage latéral, ainsi que les problèmes de couplage pour les antennes imprimées.

La décroissance de l'énergie dans un cristal photonique se fait exponentiellement [I.27], c'est pourquoi ces cristaux sont utilisés comme substrats d'antenne, afin de réduire les ondes de surface. Ceci à pour effet de réduire les pertes voire d'améliorer la directivité de l'antenne, comme par exemple pour un patch [I.28] [I.29], ou un dipôle [I.30]. Ce type de structure peut également servir de filtre afin d'éliminer les modes supérieurs de l'antenne [I.31].

- Les problèmes de contrôle des directions de propagation, et des lobes secondaires, inhérents à tout dispositif rayonnant.

Les propriétés en réflexion de ces matériaux sont utilisées pour contrôler les directions de propagation [I.32] [I.33], réduire les lobes secondaires et les lobes de réseau [I.34]. Ils permettent également la réalisation de réflecteurs plans [I.35] [I.36], ou paraboliques diélectriques [I.37]. Le diélectrique réduit de surcroît la signature radar de l'antenne. Une équipe de chercheurs a utilisé les propriétés de guidage des matériaux BIE pour réaliser un cornet [I.38].

- La formation des lobes de rayonnement, en réalisant des ouvertures faibles pour obtenir des gains importants.

L'application la plus intéressante pour ce qui nous concerne est l'utilisation de structures BIE pour accroître la directivité des antennes.

Pour citer un exemple, un dipôle excitant une cavité réalisée par deux structures BIE, permet d'obtenir une directivité importante dans deux directions de propagation opposées [I.39] [I.40] si les deux structures sont équivalentes. Si les deux structures sont différentes en

termes de coefficient de réflexion, on peut alors obtenir une seule direction de propagation [I.41].

Une autre approche consiste à créer un matériau à bande interdite avec un défaut, et de n'autoriser plus qu'une seule direction de propagation grâce à un miroir métallique. Nous allons détailler dans la partie suivante le fonctionnement particulier de ce type d'antenne.

III.4. Cas particulier de l'antenne planaire BIE grand gain

Le principe de l'antenne planaire a été proposé en 1985 [I.42] (voir aussi [I.43]) par une équipe Américaine qui met en évidence l'augmentation de directivité obtenue avec un radome diélectrique périodique sur une antenne imprimée. L'analyse est réalisée par équivalence avec les lignes de transmission, ce qui permet de définir différentes conditions de résonance. Le phénomène d'augmentation du gain avec cette structure est expliqué par l'excitation d'ondes de fuites (leaky waves). Ce type d'antenne est baptisé « antenne à ondes de fuites » ou « leaky waves antenna »

Plus tard, le principe d'utilisation d'une structure BIE pour réaliser une antenne planaire grand gain est étudiée dans le laboratoire de l'IRCOM à Limoges [I.44], [I.20], [I.24], [I.23] en analysant le phénomène par la théorie des matériaux à bande interdite. L'augmentation du gain est attribuée aux propriétés focalisantes des structures résonantes BIE à défaut. Cette analyse a aboutit à la mise au point d'une antenne directive pourvue de matériaux BIE appelée « **antenne planaire BIE à défaut** ».

Depuis, le même principe est utilisé par de nombreux chercheurs pour réaliser des antennes directives [I.45] [I.46] [I.47] [I.48]. Des travaux récents réalisés à Rennes proposent une étude approfondie des phénomènes [I.49] [I.50].

Pour bien comprendre le principe de fonctionnement de cette antenne, nous allons reprendre les différentes étapes de sa conception, en commençant par l'étude d'un défaut dans la structure BIE classique.

En effet, la première étape dans la conception est la création d'une bande permise au sein de la bande interdite.

III.4.1. Création d'une bande permise.

En comparant les coefficients de transmission, étudions l'influence d'un défaut dans la structure périodique. Par « défaut » nous entendons toute rupture de la périodicité du réseau 1D, cela peut être en créant localement une épaisseur ou une permittivité différente du reste de la structure. Un défaut particulier consiste à insérer au milieu du matériau BIE un espacement d'une dimension λ_0 (soit une rupture de la périodicité).

Dans le cas de la **figure I.9** qui est une structure « à air », un espace d'air est réalisé avec une épaisseur de λ_0 .

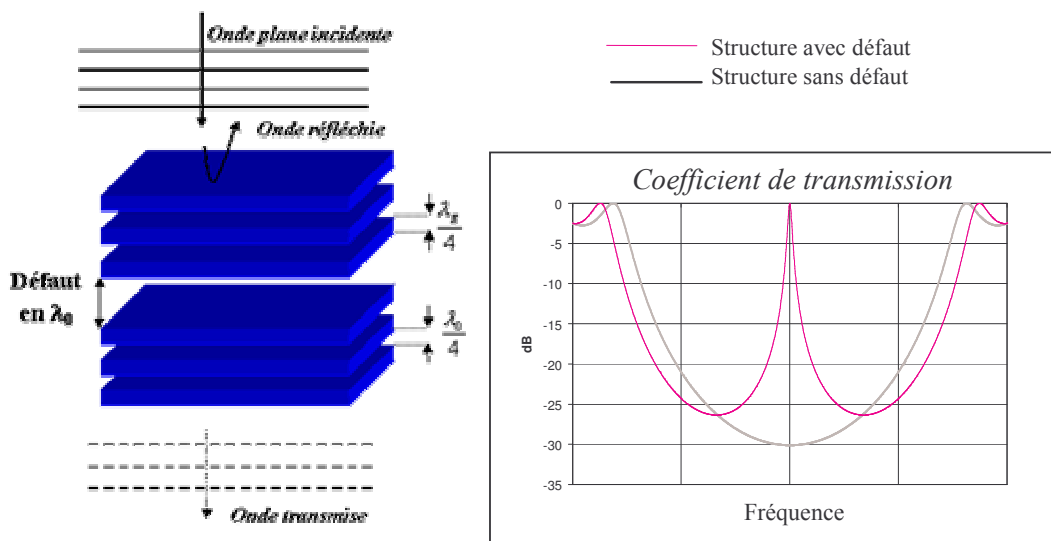


Figure I.9 : Influence d'un défaut sur le coefficient de transmission.

Un « défaut réalise un « pic » de transmission, c'est-à-dire une bande passante (ou permise) à l'intérieur de la bande interdite. Cette remontée est maximale en milieu de puits. La fréquence de ce pic de transmission est directement liée aux dimensions du défaut, c'est pour cette raison qu'il est nécessaire de créer un espace de λ_0 dans une structure de période $\lambda_g/4$, afin de **centrer** la bande permise au sein de la bande interdite.

Nous venons de réaliser comme pour les lasers (à cavité Fabry-Perrot) une cavité résonante entre deux miroirs semi-réfléchissants. Ainsi seules les ondes électromagnétiques en incidence normale comprises dans une faible bande de fréquence seront transmises par la structure. C'est dans cette bande que fonctionnera notre antenne.

Une structure de ce type autorise deux directions de propagation. Dotée d'une excitation appropriée, elle constitue d'ores et déjà une antenne bidirectionnelle (exemple **figure I.10**).

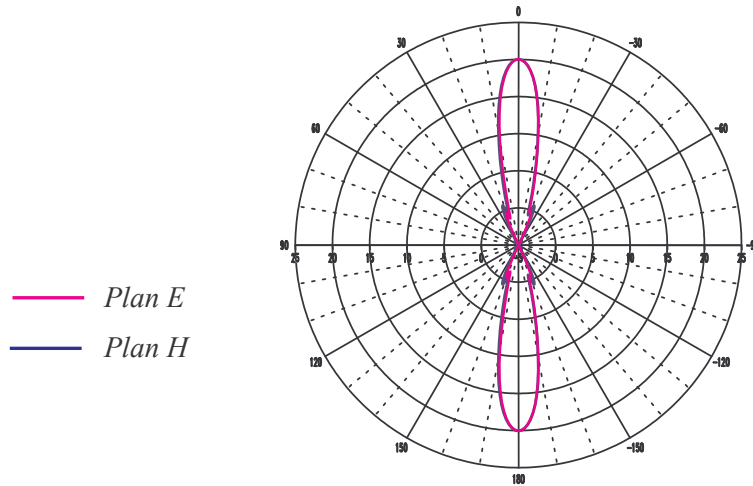


Figure I.10 : Exemple de rayonnement d'une antenne BIE bidirectionnelle.

Dans notre cas, nous souhaitons obtenir une antenne directionnelle avec un seul lobe de rayonnement. Nous allons voir comment réaliser ceci à partir de la structure à défaut. Pour cela étudions la répartition des champs au sein de la structure.

III.4.2. Répartition des champs.

La **figure I.11** représente la structure 1D infinie à défaut, éclairée par une onde plane en incidence normale. Nous pouvons observer la répartition du champ électrique tangential aux plaques à la fréquence f_0 du pic de transmission.

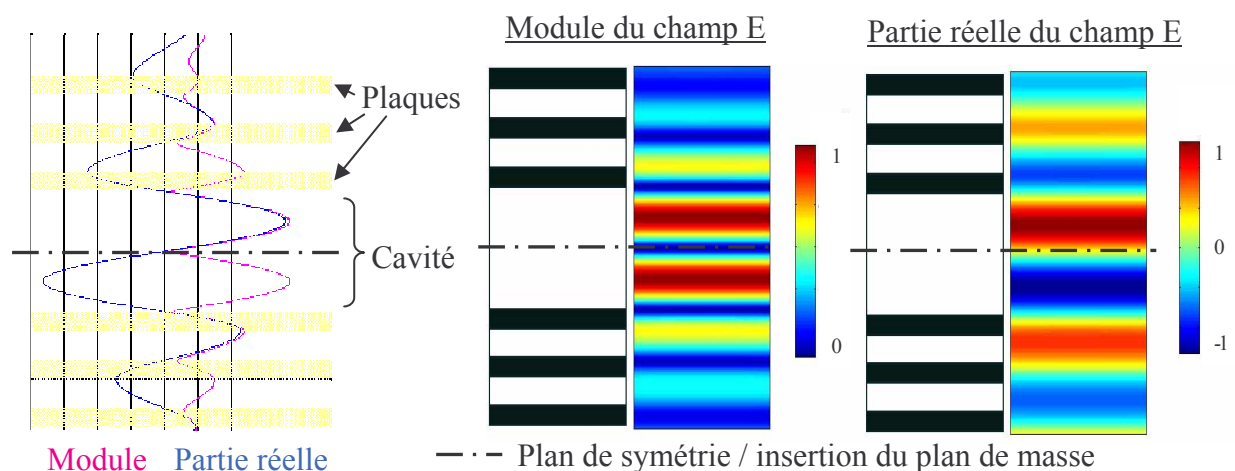


Figure I.11 : Répartition du champ électrique tangential aux plaques.

Le champ électrique présente un zéro dans le plan de symétrie avec une répartition antisymétrique de la partie réelle. L'insertion d'un plan de masse à cette position permet de ne pas modifier la distribution du champ (théorie des images). En outre, les dimensions du système sont divisées par deux et le rayonnement de l'antenne devient unidirectionnel.

Le plan métallique va présenter l'avantage de supporter la sonde excitatrice de l'antenne (patch, fente...) et d'isoler l'antenne de toute la partie RF en amont.

III.4.3. Création de l'antenne.

L'antenne se compose à présent d'un demi matériau à défaut et d'un plan de masse. La cavité séparant le plan de masse de la première plaque de diélectrique possède une hauteur proche de $\lambda_0/2$. La structure précédemment infinie possède maintenant des **dimensions finies**, nous verrons dans le second chapitre comment procéder à cette étape. La **figure I.12** représente l'antenne BIE planaire à défaut.

L'antenne est pourvue dans cet exemple d'une excitation par patch imprimé sur un substrat diélectrique. Nous verrons par la suite (Chapitre II) quelles sont les conditions requises au bon fonctionnement de ce système.

Les différentes épaisseurs de la **figure I.12** sont données par :

$$A = \frac{\lambda_0}{4} ; B = \frac{\lambda_g}{4} ; C \approx \frac{\lambda_0}{2} \quad (\text{I.3})$$

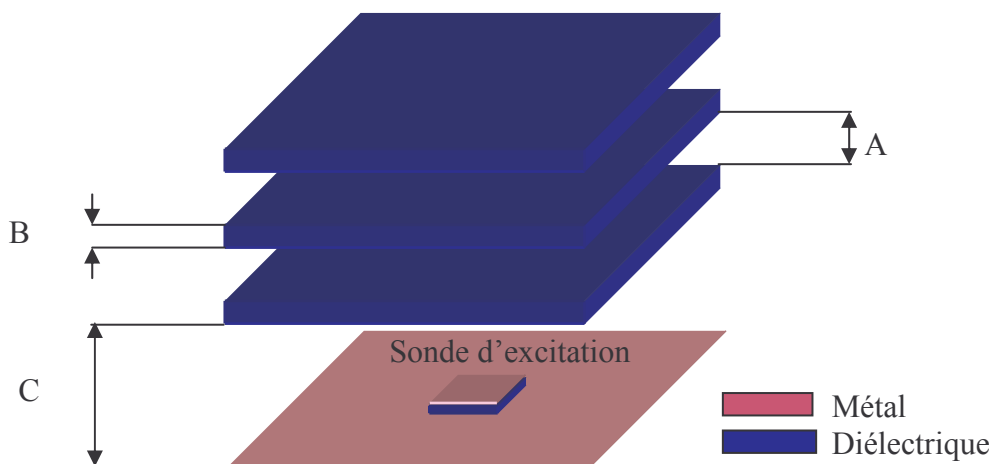


Figure I.12 : Schéma de l'antenne BIE planaire.

Le rayonnement de cette antenne présente un lobe principal perpendiculaire au plan des plaques (**figure I.13**).

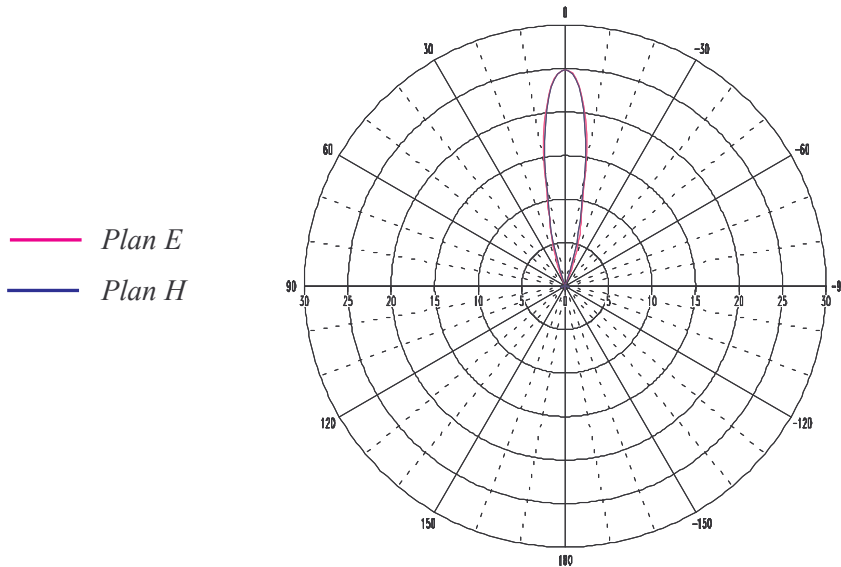


Figure I.13 : Exemple de rayonnement de l'antenne BIE planeaire.

Un fonctionnement similaire peut également être obtenu avec des épaisseurs de plaques plus importantes.

III.4.4. Structures à épaisseurs multiples.

Dans la même logique de conception, une extension est possible, permettant lors de la réalisation de se donner une certaine latitude sur les épaisseurs des plaques utilisées.

Nous avons vu jusqu'à présent que le fonctionnement optimal de l'antenne était obtenu pour des épaisseurs de plaques de $\lambda_g/4$ et $\lambda_0/4$, et $\lambda_0/2$ pour la cavité. Un fonctionnement similaire peut être obtenu avec des multiples de ces valeurs, celles-ci étant obtenues après étude des conditions de résonance de la structure [I.50] [I.51].

Ainsi les différentes épaisseurs de l'antenne deviennent :

$$A = (2p - 1) \frac{\lambda_0}{4} ; B = (2m - 1) \frac{\lambda_g}{4} ; C = n \frac{\lambda_0}{2} \text{ Avec } n, m, \text{ et } p \text{ entiers.} \quad (\text{I.4})$$

En résumé, le dimensionnement des différentes strates peut être ajusté suivant les relations (I.4) permettant notamment pour les hautes fréquences de conserver des épaisseurs adéquates afin d'assurer la rigidité de l'antenne finale.

Le fonctionnement de l'antenne ayant été présenté, voici un bilan relatif à l'antenne BIE à défaut.

III.4.5. Bilan de l'antenne BIE à défaut

a) Performances

Ce type d'antenne peut présenter un gain de l'ordre de 30 dB avec une structure planaire [I.23]. Son principal défaut est la bande de fonctionnement qui est très faible (<1%).

b) Avantages

Cette antenne réalise des performances intéressantes en gain en conservant un encombrement réduit en épaisseur en comparaison avec des réflecteurs par exemple. Elle est un concurrent direct des réseaux imprimés qui peuvent également fournir des gains importants, mais le rendement de surface reste meilleur et la conception plus aisée.

Les niveaux de polarisation croisée sont de l'ordre de -30 dB (voir réalisation RADIALL chapitre VI) et il est possible d'obtenir une double polarisation ou une polarisation circulaire avec des gain importants en 1D [I.52].

c) Inconvénients

La faible largeur de bande pour les gains élevés demeure le principal défaut. Cette antenne est également difficile à adapter et nous verrons dans les différents chapitres que les tolérances sur les épaisseurs sont faibles.

Nous avons pu voir comment a été imaginée cette structure qui permet d'obtenir des rayonnements directifs. Nous allons à présent faire un bilan comparatif des différentes antennes présentées.

IV. BILAN DES ANTENNES GRAND GAIN

Comparons à présent les quatre familles d'antennes présentées dans ce chapitre.

IV.1. Comparaison de performances

Trois critères sont pris en compte : le gain, la bande en rayonnement et l'encombrement et classés dans le sens croissant (**Figure II.14**).

Les antennes focalisantes (réflecteur et lentille) possèdent des performances intéressantes avec des gains forts et des bandes de fonctionnement larges. C'est pour cette raison que ces antennes sont actuellement les plus utilisées sur le marché.

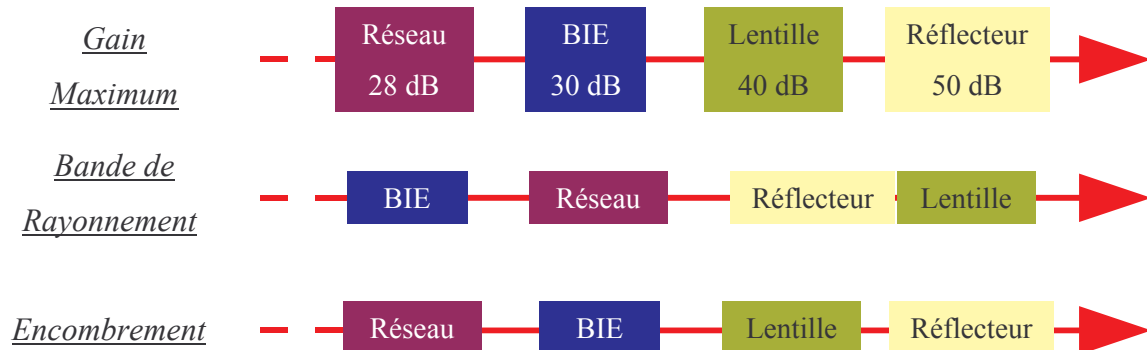


Figure I.14 : Classement des performances des antennes présentées

C'est en considérant l'encombrement que les réseaux et les antennes BIE à défaut tirent leur épingle du jeu.

Remarque : Parmi les antennes grand gain, on peut également considérer *l'antenne à réseau réflecteur repliée* [I.53, I.54]. Cette antenne est composée d'une source (un cornet) illuminant un réflecteur replié constitué de patchs en réseaux et d'une grille polarisante. Son encombrement est inférieur à celui d'un réflecteur parabolique, l'épaisseur de cette antenne est de l'ordre de $5\lambda_0$ (pouvant atteindre $3\lambda_0$ dans le cas d'une antenne repliée triple [I.55]), elle reste supérieure à celle de l'antenne BIE. Les performances sont très intéressantes avec des gains de l'ordre de 35 dB, une bande large (de l'ordre de 7%) et des lobes secondaires très faibles (-20 dB) [I.53]. Sa conception est complexe mais la réalisation reste peu coûteuse. Ce type d'antenne peut également présenter un fonctionnement multifaisceaux [I.56] ou multifréquences [I.57, I.58].

Comparons à présent les avantages et inconvénients des différentes antennes présentées.

IV.2. Avantages et inconvénients

Les avantages et inconvénients sont rassemblés dans le **tableau I.1**.

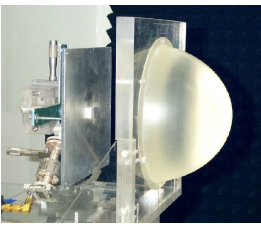
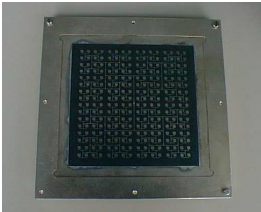
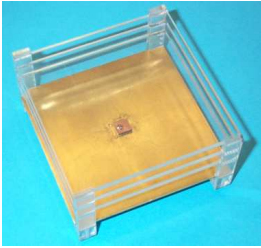
Type d'antenne	Avantages	Inconvénients
<p>Réflecteur parabolique</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - Gain fort - Coût réduit - Lobes secondaires faibles 	<ul style="list-style-type: none"> - Encombrement, prise au vent - Pertes, efficacité - Zone d'ombre
<p>Lentille diélectrique</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - Gain fort - Choix de la géométrie - Tolérances de réalisation et rigidité mécanique 	<ul style="list-style-type: none"> - Encombrement en hauteur - Pertes diélectriques - Poids
<p>Réseau imprimé</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - Encombrement réduit, conformable, léger - Formation du faisceau - Adaptation 	<ul style="list-style-type: none"> - Couplage et pertes dans les lignes - Réalisation compliquée au delà de 40 GHz
<p>Antenne BIE à défaut</p> 	<ul style="list-style-type: none"> - Encombrement réduit (structure planeaire) - Simplicité en 1D - Gain fort - Bi-polarisation, polarisation circulaire 	<ul style="list-style-type: none"> - Tolérances des épaisseurs - Adaptation difficile - Bande passante faible

Tableau I.1 : Récapitulatif sur les antennes grand gain.

A ces résultats il faut aussi ajouter la maturité du concept. En effet, si les réflecteurs, les lentilles et les réseaux sont aujourd'hui à maturité et ont fait l'objet de nombreuses études pour optimiser leur fonctionnement, l'antenne BIE à défaut en est à ses débuts et de nombreux avancements peuvent être réalisés pour obtenir des performances optimales. Il reste à augmenter la bande voire le gain et améliorer les techniques de conception. Ces avancées ont fait l'objet de toute mon attention durant ces trois années de thèse.

Nous allons voir brièvement quels développements ont pu être apportés à cette antenne et quelles sont les nouveautés qui ont été imaginées à partir des propriétés qu'offrent les matériaux à bande interdite électromagnétique.

V. DEVELOPPEMENTS REALISES

V.1. Etat de l'art il y a trois ans

Au commencement de cette thèse, il n'existait pas de technique de dimensionnement associée à l'antenne BIE planaire. Le choix des matériaux n'était pas précisément relié au gain ou à la bande de fonctionnement. Les dimensions latérales n'étaient pas optimales et le rendement de surface était donc faible. A cette époque, seule la simulation de l'antenne permettait de connaître les performances associées à une structure BIE en gain et en bande de rayonnement. Il était également difficile de maîtriser la fréquence centrale de fonctionnement en fonction des épaisseurs des différentes couches.

Le gain maximum obtenu était de 20 dB en mesure et 27 dB en théorie [I.20] [I.24], l'excitation était réalisée par un patch ou une fente [I.23]. La bande de fonctionnement très réduite pour des gains forts (<1%) ne permettait pas à l'antenne d'égaliser les performances des antennes existantes.

V.2. Avancées réalisées

De façon à parvenir à une meilleure maîtrise de la conception, nous allons chercher à mieux comprendre son fonctionnement et noter l'influence de tous les paramètres sur les performances de l'antenne. L'importance du choix des matériaux diélectriques, ainsi que du nombre de périodicités de la structure sera mise en évidence. De ces choix découleront directement les performances potentielles de l'antenne en termes de gain et de bande de rayonnement. Nous constaterons également que le dimensionnement latéral aura une grande importance dans l'optimisation de l'antenne finale.

Ainsi nous allons chercher à établir des règles de conception et de dimensionnement basées sur des abaques qui permettront de réaliser un choix judicieux des matériaux diélectriques et des dimensions globales de l'antenne en fonction des performances souhaitées.

Outre cette méthode de conception fiable, nous étudierons un certain nombre de techniques permettant de rendre l'antenne plus polyvalente. Ainsi un comportement multifréquences de l'antenne sera étudié en mettant en évidence les solutions multiples des modes de résonance. De cette façon des lobes directifs pourront être réalisés simultanément pour des fréquences distinctes. Plusieurs techniques permettront d'aboutir à ce fonctionnement et la maîtrise des fréquences de fonctionnement sera relativement aisée comme nous le verrons dans le chapitre III.

Par la suite, notre objectif sera d'élargir la bande de fonctionnement qui est le principal défaut de ce type d'antenne. En effet, les débits des télécommunications augmentant sans cesse, les cahiers des charges antenne sont de plus en plus gourmands en termes de bande. Il était alors essentiel d'améliorer l'antenne dans ce domaine. Une excitation de la structure BIE avec plusieurs sources dans la cavité est une solution efficace à ce problème. Grâce à cette méthode nous augmenterons de façon importante le produit gain bande de l'antenne.

Enfin, pour s'adapter aux demandes du marché, nous réaliserons un dépointage du faisceau afin de créer une antenne multifaisceaux. Ceci sera possible en redimensionnant totalement la structure et en considérant une nouvelle excitation.

Toutes ces avancées se révéleront très utiles pour répondre aux cahiers des charges des industriels, qui recherchent des antennes grand gain, large bande, peu encombrantes et à faible coût et d'une grande polyvalence.

VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons pu situer les travaux de ce mémoire qui s'inscrivent dans le cadre des antennes grands gains dédiés aux télécommunications sans fil. L'antenne BIE planaire, chargée de rivaliser avec les antennes actuellement disponibles sur le marché a été présentée.

Les matériaux à bande interdite photonique présentent des atouts majeurs dans le domaine des antennes, et leurs propriétés sont utilisées de façon diverses pour rendre toujours plus performants les systèmes classiques.

L'antenne planaire BIE est un cas particulier de leur utilisation. Après une description du principe de fonctionnement, nous avons pu mettre en évidence les limites de cette antenne.

L'ensemble des recherches présentées dans ce manuscrit a donc été motivé par le désir de combler ces lacunes afin de proposer une antenne compétitive pouvant procurer une grande polyvalence et suscitant un intérêt croissant de la part des industriels.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I

[I.1] **Y. RAHMAT-SAMII** "*Reflector Antennas*"

ANTENNA HANDBOOK- Theory, applications, and design. Chap 15.

[I.2] **Marc THEVENOT, Alain REINEIX, Bernard JECKO**

"*A dielectric photonic parabolic reflector*"

Microwaves and optical technology letters –Vol 21- n°6 – 20 june 1999 – pp 411-414

[I.3] **A.W. RUDGE, K. MILNE, A.D. OLVER, P. KNIGHT**

The Handbook of Antenna DESIGN- Vol. 1. IEE Electromagnetic waves Series 15. pp 185.

[I.4] **Joseph ROGER**

Techniques de l'ingénieur, traité d'électronique- « *Antennes : Techniques* » fascicule [E 3 284].

[I.5] **C.C. HANG & Y. HWANG**

« *Satellite antennas* » ANTENNA HANDBOOK- Theory, applications, and design. Chap 21.

[I.6] **Régis CHANTALAT**

"*Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources.*"

Thèse de doctorat- n°36-2003 Université de Limoges- 3 novembre 2003

[I.7] **J.J. LEE**

"*Lens Antennas*" ANTENNA HANDBOOK- Theory, applications, and design. Chap 16.

[I.8] **Christophe CHATENET**

"*Etude de dispositif rayonnants millimétriques à lentilles diélectriques alimentées par des antennes imprimées. Application à la réalisation de systèmes de télécommunication haut débit.*" Thèse de doctorat- n°33-1999- Université de Limoges- 10 novembre 1999

[I.9] **J.R. JAMES & P.S. HALL**

Handbook of MICROSTRIP ANTENNAS- Volume 1. Peter Peregrinus ltd., London UK 1989

[I.10] **KAI FONG LEE & WEI CHEN**

Advances in microstrip and printed ANTENNAS- John WILEY & Sons, Inc. 1997

[I.11] **Paul F. COMBES**

"*Micro-ondes : 2. Circuits passifs, propagation, antennes* DUNOD Paris 1997.

[I.12] **Sophia SOLIGNAC**

"*Etude de l'élargissement de la bande passante de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Conception et réalisation de réseaux en bande C et Ka.*"

Thèse de doctorat- n°69-98 - Université de Limoges- 15 décembre 1998 - page 44

[I.13] **P.R. VILLENEUVE, M. PICHE**

"*Photonic band gaps in two-dimensional square lattices: Square and circular rods*"

Physical Review B, Volume 46, Number 8, 15 August 1992, pp 4973.

[I.14] **D. CASSAGNE, C. JOUANIN, and D. BERTHO**

"*Hexagonal photonic band-gap structures*"

Physical Review B, Volume 53, Number 11, 15 March 1996, pp 7134.

[I.15] M. PLIHAL and A. A. MARADUDIN

"Photonic band structure of two-dimensional systems: The triangular lattice"
Physical Review B, Volume 44, Number 16, 15 October 1991, pp 8565.

[I.16] K.M. HO, C.T. CHAN, C.M. SOUKOULIS, R. BISWAS & M. SIGALAS

"Photonic band gaps in three dimensions: New layer-by-layer periodic structures"
Solid State Communications, Volume 89 (1994), 413-416

[I.17] E. YABLONOVITCH & T.J. GMITTER

"Photonic band structure: The face-centered-cubic case"
J. Opt. Soc. Am. A – Volume 7 – N°9 – September 1990 – pp 1792.

[I.18] O. TOADER, M. BERCIU, S. JOHN

"Photonic band gap based on tetragonal lattices of slanted pores"
Physical Review Letters, Volume 90, Number 23, 13 June 2003, pp 233901-1.

[I.19] G. TAYEB, B. GRALAK, S. ENOCH

"Structural colors in nature" <http://gerard.tayeb.free.fr/fac/StructuralColorsInNature-2003.pdf>

[I.20] Marc THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne"
Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 18 novembre 1999

[I.21] E. YABLONOVITCH

"Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics"
Physical review letters, Volume 58, N°20, 18 May 1987, pp 2059

[I.22] M. THEVENOT, A. REINEX, B. JECKO

"F.D.T.D. approach for modelling P.B.G. structure" 1999 IOP Publishing Ltd

[I.23] Cedric SERIER

"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"
Thèse de doctorat- n°57-2002- Université de Limoges- 28 novembre 2002

[I.24] Cyril CHEYPE

"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes."
Thèse de doctorat- n°34-2001- Université de Limoges- 25 septembre 2001

[I.25] M. THEVENOT - A. REINEIX - B. JECKO

"Using the Reciprocal Space Analysis to Predict the Radiation Pattern formed by a Bounded PBG Crystal. Application to the Antenna Design".
24th ESTEC Antenna Workshop on Innovative Periodic Antennas- NOORDWIJK - THE NETHERLANDS -30 May -1 June 2001 - pp. 151-156.

[I.26] P. De MAAGT

"Photonic Bandgap Antennas and Components for microwave and (Sub)millimetre wave applications"
International Symposium on antennas, JINA 2002, Nice, France, pp 27-36

[I.27] H. AMMARI, N. BEREUX, E. BONNETIER

"Analysis of the radiation properties of a planar antenna on a photonic crystal substrate."
Math. Meth. Appl. Sciences – 2001 – 24 – pp 1021-1042.

- [I.28] **R. GONZALO, B. MARTINEZ, P. DE MAAGT , M. SOROLLA**
"Improved patch antenna performance by using photonic bandgap substrates"
Microwave Opt. Technol. Lett., 24, 2000, pp 213-215
- [I.29] **J.S. COLBURN, Y. RAHMAT-AMII**
"Printed antenna pattern improvement through substrate perforation of high dielectric constant material: An FDTD evaluation"
Microwave Opt. Technol. Lett., Vol. 18, 1998, pp 27-32
- [I.30] **E.R. BROWN and B. MCMAHON**
"High zenithal directivity from a dipole antenna on a photonic crystal"
Applied Physics Letters – Volume 68, N°9, February 1996 – pp 1300-1302
- [I.31] **A. S. ANDRENKO, Y. IKEDA, O. ISHIDA**
"Application of PBG microstrip circuits for enhancing the performance of high density substrate patch antennas" Microwave Opt. Technol. Lett., Vol. 32, March 2002, pp 340-344
- [I.32] **POILASNE (G), POULIGUEN (P), MAHDJOUBI (K), TERRET (C), GELIN (P), DESCLOS (L)** *"Experimental radiation pattern of dipole inside metallic photonic bandgap material"*
Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 22, n°1, July 1999, pp 10-16.
- [I.33] **G. POILASNE, P. POULIGUEN, K. MAHDJOUBI, L. DESCLOS, C. TERRET**
"Active metallic photonic band gap materials (MEBG): experimental results on beam shaper "
IEEE Transactions on antennas and propagation, 48, n°1, January 2000, pp 117-119.
- [I.34] **G. POILASNE, P. POULIGUEN, K. MAHDJOUBI, J. LENORMAND, C. TERRET, and P. GELIN**
"Theoretical study of grating lobes reduction using metallic photonic band gap materials (MPBG) "
Microwave and Opt. Technol. Lett., Vol. 18, n°1, May 1998, pp 32-41.
- [I.35] **G.S. SMITH, M.P. KESLER, J.G. MALONEY**
"Dipole antennas used with all-dielectric, woodpile photonic-bandgap reflectors: Gain, field patterns, and input impedance"
Microwave and optical Technol. Lett., Vol. 21, n°3 May 1999, pp191-196
- [I.36] **M.P. KESLER, J.G MALONEY, B.L. SHIRLEY, G.S. SMITH**
"Antenna design with the use of photonic band-gap materials as all dielectric planar reflectors"
Microwave and optical Technol. Lett. , Volume 11, n°4, March 1996, pp169-174
- [I.37] **M. THEVENOT, A. REINEX, B. JECKO**
"A dielectric photonic parabolic reflector"
Microwave and optical Technol. Lett. , Vol. 21, n°6 June 1999, pp 411-414
- [I.38] **A. R. WEILY, K.P. ESSELLE, B.C. SANDERS**
"Photonic crystal horn and array antennas"
Physical Review E, Vol. 68, 016609, 2003, pp 1-6
- [I.39] **T. AKALIN, J. DANGLLOT, O. VANBESIEN, D. LIPPENS**
"A highly directive dipole antenna embedded in a fabry-perot type cavity"
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Volume 12, N°2, February 2002
- [I.40] **J. DANGLLOT, T. AKALIN, O. VANBESIEN, D. LIPPENS**
"Effet d'auto-collimation pour des sources hyperfréquences à cavité à bande interdite photonique."
12^{èmes} Journées Nationales Microondes, 16-17-18 Mai 2001 POITIERS -6C1

[I.41] R. BISWAS, E. OZBAY, B. TEMELKURAN, M. BAYINDIR, M. M. SIGALAS, K.M. HO
"Exceptionally directional sources with photonic band-gap crystals"
J. Opt. Soc. AM. B – Volume 18, N°11 – November 2001 – pp 1684-1689

[I.42] D.R. JACKSON, N.G. ALEXOPOULOS
"Gain enhancement methods for printed circuit antennas"
IEEE Trans. on antennas and propagation, Volume AP33, n°9, September 1985, pp 976-987.

[I.43] H.Y. YANG, N.G. ALEXOPOULOS
"Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstrates"
IEEE Trans. on antennas and propagation, Volume AP35, n°7, July 1987, pp 860-863.

[I.44] Marie Sandrine DENIS
"Contribution à l'étude des matériaux à bande interdite photonique. Application dans le domaine des antennes imprimées" Thèse de doctorat- n°40-1998- Université de Limoges- 8 octobre 1998

[I.45] A.P. FERESIDIS and J.C. VARDAXOGLU
"High gain planar antenna using optimised partially reflective surfaces"
IEE Proc.-Microw. Antennas Propagation, Volume 148, N°6, December 2001 – pp 345-350

[I.46] MIN QIU, SAILING HE
"High directivity patch antenna with both photonic bandgap substrate and photonic bandgap cover"
Microwave and optical Technol. Lett. , Volume 30, n°1, July 2001, pp41-44

[I.47] R. SAULEAU, P. COQUET, T. MATSUI
"Near-field coupling between a printed antenna and a Fabry-perot resonator: Experimental study of the radiation properties at millimetre wave frequencies"
Microwave and optical Technol. Lett. , Volume 38, n°6, September 2003, pp438-443

[I.48] H. BOUTAYEB, K. MAHDJOUBI, A.C. TAROT
"Directivité d'une structure antenne matériau à BIP/Cavité Fabry-Perot"
13^{èmes} Journées Nationales Microondes, 21-23 Mai 2003 LILLE -3A3

[I.49] Halim BOUTAYEB
"Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes, application aux communications mobiles"
Thèse de Doctorat n°2942, Université de RENNES 1, soutenue le 12 décembre 2003.

[I.50] Loïc BERNARD
"Techniques d'amélioration du gain par empilements diélectriques. Applicabilité à la réduction de la taille des antennes pour station de base UMTS"
Thèse de Doctorat n° D 03-21, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, soutenue le 18 décembre 2003.

[I.51] David R. JACKSON & Arthur A. OLINER
"A Leaky Wave analysis of the High-gain printed antenna configuration" IEEE Trans. On Ant. & Propagation, Vol 36, n°7, July 1988, pp 905-910.

[I.52] Mickaël DIBLANC
"Antenne résonante à BIP en polarisation circulaire pour liaison Hertzienne" Journée Nationales Microondes (JNM) 2003, Lille.

[I.53] Wolfgang MENZEL, Dietmar PILZ & Maysoun AL-TIKRITI

“Millimeter-Wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile” IEEE Antenna’s and propagation magazine, Vol 44, N°3, June 2002.

[I.54] Dietmar PILZ, Wolfgang MENZEL

“Folded reflectarray antenna” Electronic letters, Vol. 34, N°9, April 1998.

[I.55] Wolfgang MENZEL, Dietmar PILZ & Maysoun AL-TIKRITI

“60 GHz triple folded reflector antenna” Electronic letters, Vol. 38, N°19, September 2002.

[I.56] Wolfgang MENZEL, Dietmar PILZ & Ralf LEBERER

“A 77 GHz FM/CW radar front-end with a low-profile low loss printed antenna” IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 47, N°12, December 1999.

[I.57] Wolfgang MENZEL, Maysoun AL-TIKRITI, M.B. ESPADAS LOPEZ

“Common aperture, dual frequency printed antenna (900 MHz and 60 GHz)” Electronic letters, Vol. 37, N°17, August 2001.

[I.58] J.A. ENCINAR

“Design of a dual frequency reflectarray using microstrip stacked patches of variable size” Electronic letters, Vol. 32, N°12, June 1996.

Chapitre II

ELABORATION D'UNE TECHNIQUE DE CONCEPTION POUR UNE ANTENNE PLANAIRE BIE A DEFAULT.

- ★ Introduction
- ★ Méthode de conception de l'antenne planaire
- ★ Validation
- ★ Interprétation
- ★ Conclusion

I. INTRODUCTION

Les différentes collaborations de l'IRCOM avec les entreprises qui distribuent et développent les réseaux de télécommunications sans fil, nous ont amené à travailler de façon récurrente sur des cahiers des charges ambitieux pour un domaine de fréquences qui s'étend de 900 MHz à 42 GHz.

Les industriels souhaitent la conception d'antennes peu encombrantes (planes), avec un gain important et des niveaux de lobes secondaires faibles. Pour ces différentes raisons, l'antenne à bande interdite électromagnétique fait partie des solutions innovantes proposées.

Au commencement de cette thèse, il était difficile de concevoir de façon certaine une antenne BIE. Les dimensions latérales et la hauteur de la cavité étaient ajustées par un nombre important de simulations longues et coûteuses. Il n'existait pas de technique propre à l'antenne pour déterminer les assemblages diélectriques en fonction des performances souhaitées.

Pour pouvoir répondre de façon rapide et efficace aux différents cahiers des charges il était alors **important d'élaborer une technique de conception** associée à l'antenne BIE à défaut. Cette technique fera l'objet de ce chapitre.

Pour cela une première étape consiste à comprendre l'influence des différents éléments qui constituent l'antenne, et plus particulièrement la structure BIE qui est la clé du fonctionnement. Ainsi un ensemble de simulations a permis d'établir des abaques qui permettent aujourd'hui de choisir les matériaux diélectriques et leur agencement en fonction du gain ou de la bande souhaités. Ces abaques renseignent également sur les performances globales de ces antennes.

Une seconde démarche consiste à définir les différentes étapes à suivre dans le dimensionnement latéral et la forme globale à donner à l'antenne. Un dernier point amène à considérer l'excitation et l'adaptation du dispositif.

Cette méthode est finalement validée sur un exemple à 12GHz qui permet d'interpréter le comportement en rayonnement de ce type d'antenne.

II. METHODE DE CONCEPTION DE L'ANTENNE PLANAIRE.

Cette partie est consacrée au développement d'une technique de design appliquée à l'antenne BIE plane. Cet outil se révélera nécessaire à « l'homme de métier » désireux d'atteindre un fonctionnement optimal de ce type d'antenne.

Dans un premier temps l'étude se focalise sur le choix des matériaux.

II.1. Choix du matériau.

Les assemblages possibles pour réaliser une structure à bande interdite ont une grande influence puisqu'ils représentent les performances potentielles en gain et bande passante de l'antenne. Il est donc essentiel de savoir de quelle façon le nombre de périodes ou encore les propriétés électriques des matériaux employés peuvent influencer le gain et la bande de l'antenne.

Les performances potentielles peuvent être déduites de l'observation du coefficient de transmission en incidence normale d'une structure BIE avec défaut.

Cette étude a été réalisée pour des structures diélectriques avec une seule direction de périodicité (1D). Cependant le principe est applicable par extension à des structures 2D, 3D ou métalliques.

II.1.1. Types d'assemblages.

Classiquement, les structures à bande interdite électromagnétique sont constituées d'un empilement périodique de plaques diélectriques d'épaisseur $\lambda_g/4$. Les empilements sont réalisés à partir d'au moins deux diélectriques différents. Le plus simple est d'alterner des plaques de diélectrique avec de l'air, nous appellerons ce type de structure « à air ». La seconde solution consiste à assembler deux diélectriques de permittivité relative différentes, cette structure est appelée « sandwich » (**figure II.1**).

Le sandwich présente un avantage pour l'encombrement puisque des lames de diélectrique seront plus fines que des lames d'air, mais également pour la rigidité et la simplicité de conception.

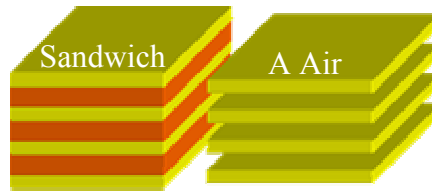


Figure II.1: Configuration « sandwich » ou « à air »

En revanche la structure « à air » devra être privilégiée si le poids total est un critère important. Cette antenne nécessite toutefois la réalisation de plots de soutien pour la fixation des plaques avec un espacement constant.

Finalement, les pertes diélectriques sont un paramètre non négligeable qui pourra orienter le choix vers une structure « à air ».

II.1.2. Coefficient de qualité des structures.

La structure résonante peut être définie à partir de son coefficient de qualité, déduit du coefficient de transmission de la structure à défaut **figure II.2**.

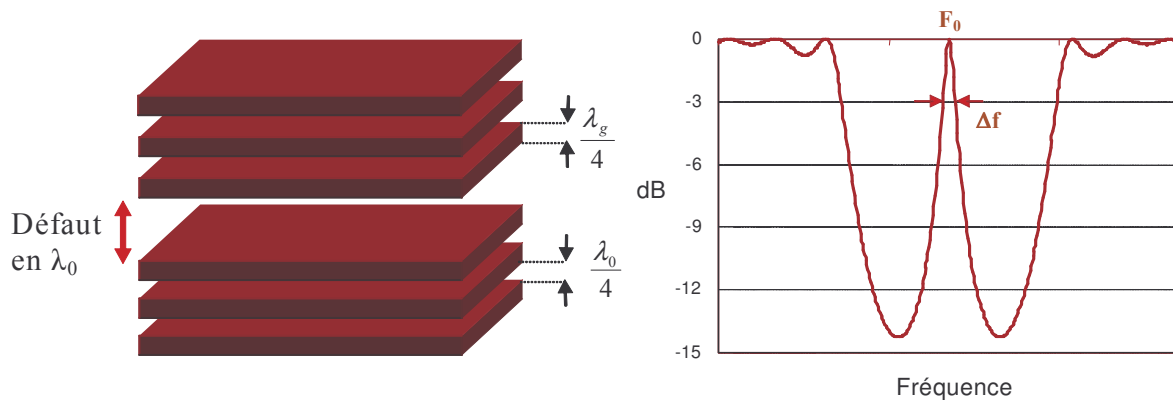


Figure II.2 : Schéma de la structure avec défaut et exemple de coefficient de transmission simulé.

On relève la largeur de la bande passante à mi-puissance puis on réalise :

$$Q = \frac{f}{\Delta f_{-3dB}} \quad (\text{II.1})$$

Avec f fréquence centrale du pic de transmission et Δf_{-3dB} la largeur du pic à mi-puissance.

Ce coefficient se révèle très utile car il représente la référence pour l'estimation du gain et de la bande de l'antenne finale. Les abaques de directivité et de bande en rayonnement seront ainsi établis en fonction du facteur de qualité des structures BIE à défaut.

Sa valeur évolue en fonction du nombre de plaques ainsi que de leur permittivité relative. Elle est calculée pour des structures du type « sandwich » et « à air ».

a) Structure BIE « à air »

La **figure II.3b** présente l'évolution du facteur de qualité pour des assemblages de diélectrique et d'air en fonction de la permittivité relative du matériau diélectrique et pour différents nombres de plaques (**figure II.3a**). Ces coefficients de qualité ont été calculés par la méthode des impédances ramenées [II.1].

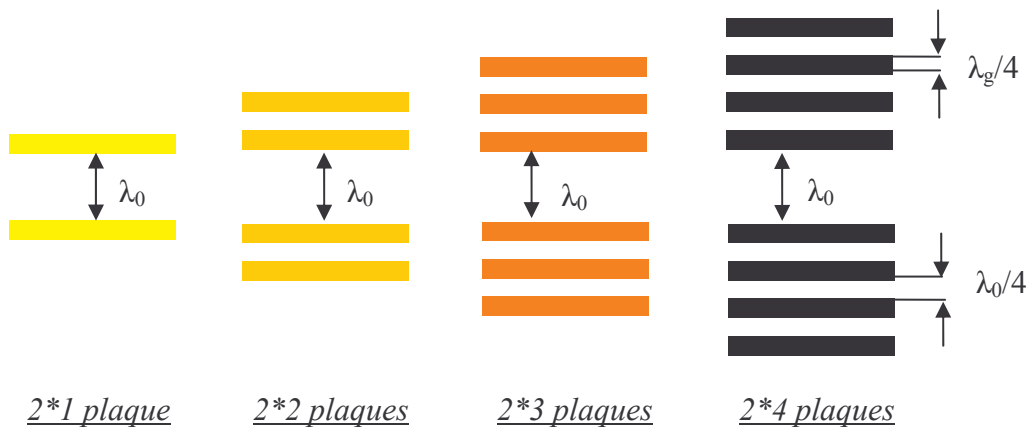


Figure II.3a : Illustration des structures simulées dites « à air ».

Le facteur de qualité augmente à la fois en fonction du nombre de plaques et en fonction de leur permittivité relative.

L'influence de la permittivité devient très importante lorsque le nombre de périodes est important. Donc un fort coefficient de qualité est obtenu plus facilement en multipliant le nombre de périodes, ou plutôt le nombre d'interfaces vues par l'onde qu'en augmentant la permittivité des diélectriques utilisés.

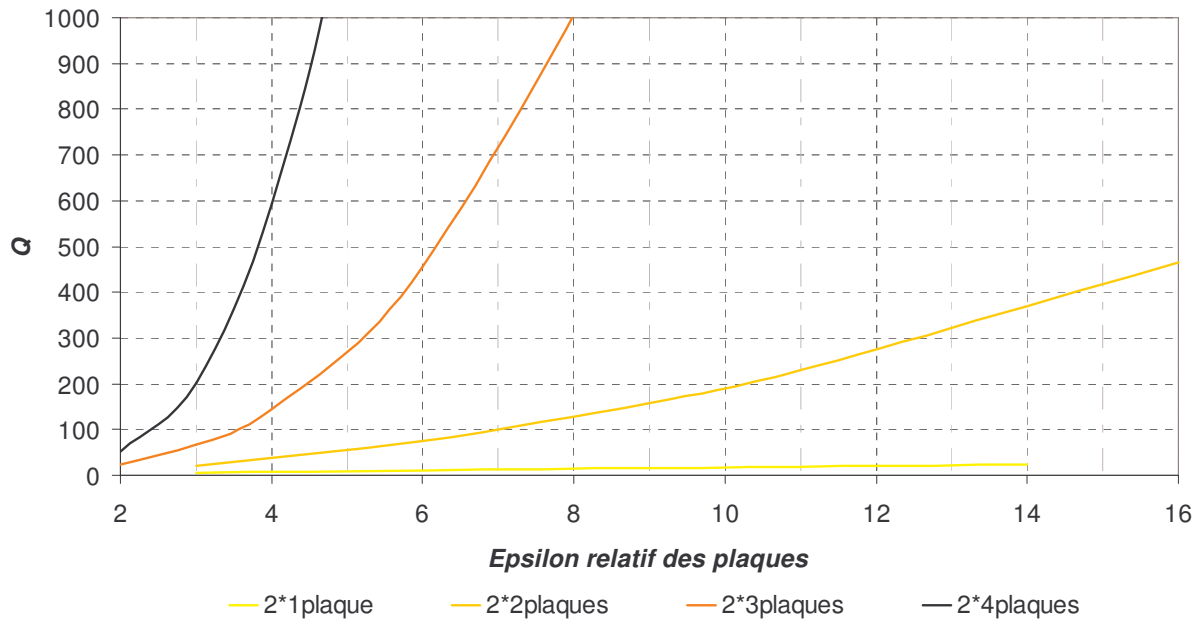


Figure II.3b : Coefficient de qualité de la structure à défaut « à air ».

Le même travail a été effectué pour la structure dite « sandwich ».

b) Structure BIE du type sandwich

La **figure II.4b** correspond à une structure « sandwich » pour laquelle la permittivité du second matériau a été fixée arbitrairement à 2,5 (assemblages **figure II.4a**). Une valeur de faible permittivité a été choisie afin de conserver des coefficients de qualité intéressants avec peu de périodes.

En effet, celui-ci est d'autant plus important que le contraste d'indice entre les différentes couches est fort. C'est pour cette raison que les coefficients de qualité obtenus dans ce cas sont plus faibles que pour la structure « à air ».

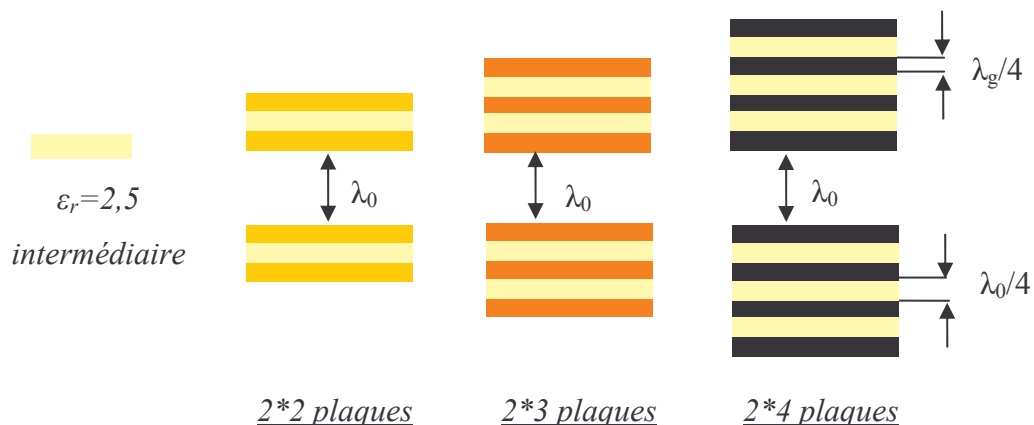


Figure II.4a : Illustration des structures simulées dites « Sandwich ».

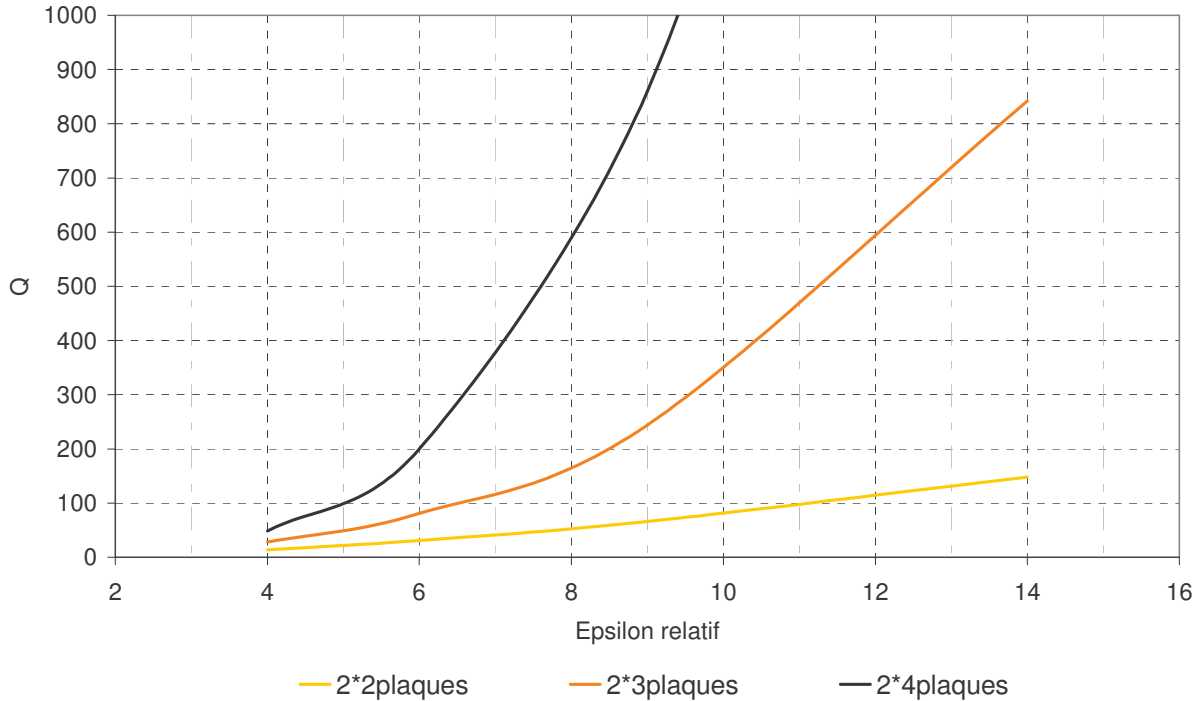


Figure II.4b : Coefficient de qualité calculé de la structure à défaut « sandwich » epsilon intermédiaire de 2,5.

Ces abaques permettent de choisir les assemblages de diélectriques afin d'obtenir le coefficient de qualité souhaité. Voyons à présent quelles sont les performances potentielles de l'antenne en fonction du coefficient de qualité de la structure BIE.

II.1.3. Performances potentielles de l'antenne (directivité et bande en rayonnement) en fonction du facteur de qualité.

a) Directivité

Des abaques, permettant de connaître la directivité et la bande en rayonnement des antennes BIE planaires en fonction du coefficient de qualité de la structure à défaut, ont pu être réalisés (**figure II.5**). Ces abaques sont issus d'un jeu de simulations FDTD et ont été mis à jour tout au long de la thèse.

Les résultats ont été obtenus pour des structures planaires (1D) excitées par un patch sur un plan de masse. Ces résultats ne tiennent pas compte des pertes métalliques ou diélectriques. La directivité proposée est une directivité maximum dans l'axe.

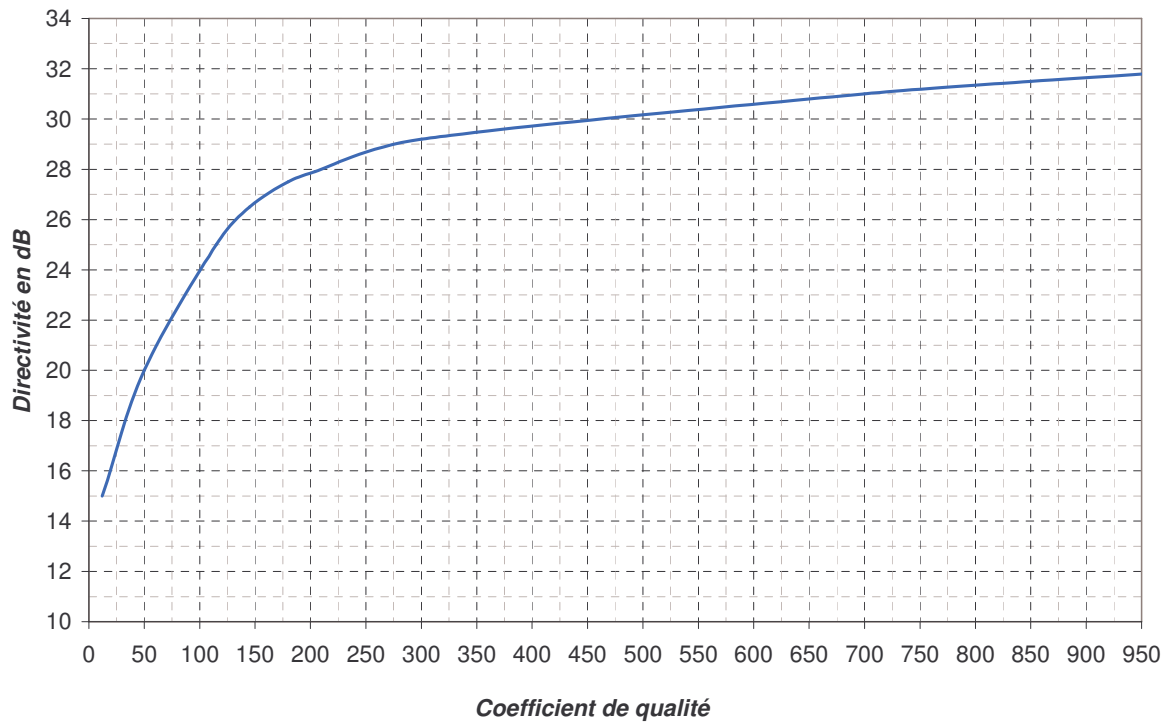


Figure II.5 : Evolution de la directivité en fonction du coefficient de qualité de la structure à défaut.

La **figure II.5** permet ainsi d'évaluer la directivité potentielle de l'antenne en fonction du matériau BIE employé. La directivité augmente pour de forts coefficients de qualité.

L'évolution n'est pas linéaire mais propose plutôt une allure logarithmique, ce qui laisse entrevoir un phénomène de « saturation » de la directivité vers 32 dB.

Le gain réalisé sera fonction des pertes d'insertions ajoutées aux pertes intrinsèques de l'antenne. Pour cette raison, lors de la conception de l'antenne il sera éventuellement nécessaire de choisir un coefficient de qualité plus important afin de compenser la diminution du gain occasionnée par les pertes diélectriques.

En reliant cet abaque avec la **figure II.3b** il est possible de tracer la directivité potentielle en fonction de la permittivité relative des différentes plaques pour une structure à air (**figure II.6**).

Ainsi il est possible de choisir directement la structure BIE qui permettra d'obtenir la directivité voulue. Il est à noter que plus le nombre de plaques ou plus la permittivité des diélectriques augmente et plus la directivité potentielle est importante.

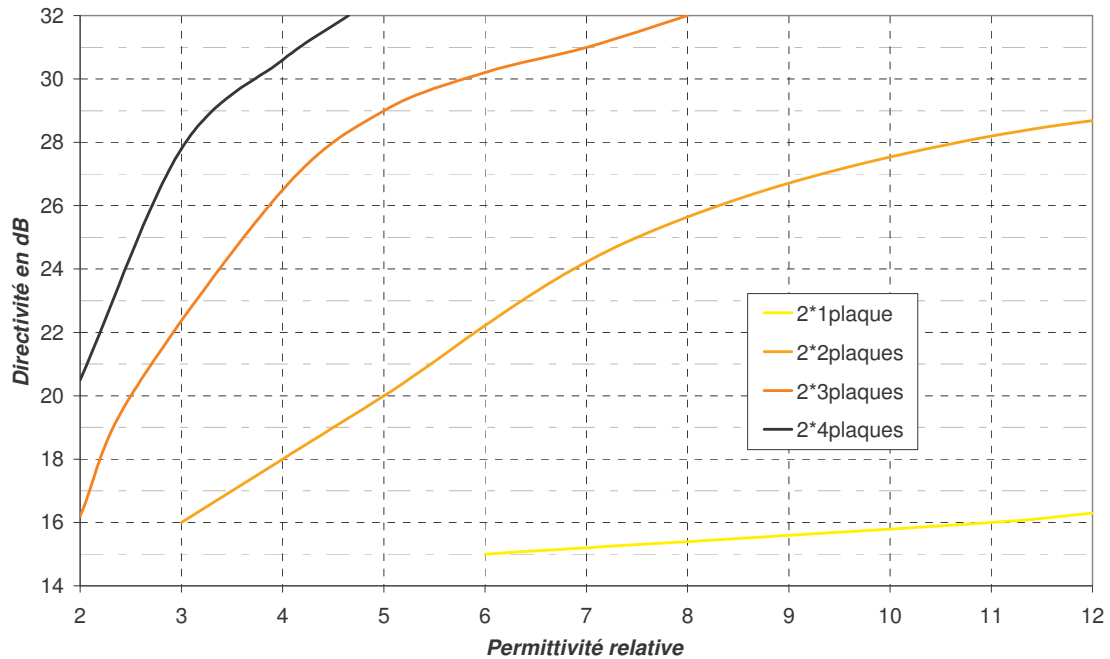


Figure II.6 : Evolution de la directivité en fonction de la permittivité relative du diélectrique (pour une structure dite « à air »).

Observons à présent l'évolution de la bande de rayonnement en fonction des mêmes critères.

b) Bande en rayonnement.

La bande en rayonnement est représentée par le pourcentage de bande pour lequel le gain ne varie pas en deçà de 3 dB par rapport au gain maximum dans l'axe obtenu à la fréquence de fonctionnement.

L'abaque **figure II.7** est déduit des différentes simulations effectuées. Il est donné en fonction du coefficient de qualité du matériau à défaut.

La bande en rayonnement décroît en fonction du facteur de qualité pour atteindre des valeurs très faibles au delà d'un coefficient de 800.

Comme précédemment il est possible de déduire des **figures II.3b et II.7** l'évolution de la bande de rayonnement en fonction de la permittivité relative des plaques (**Figure II.8**).

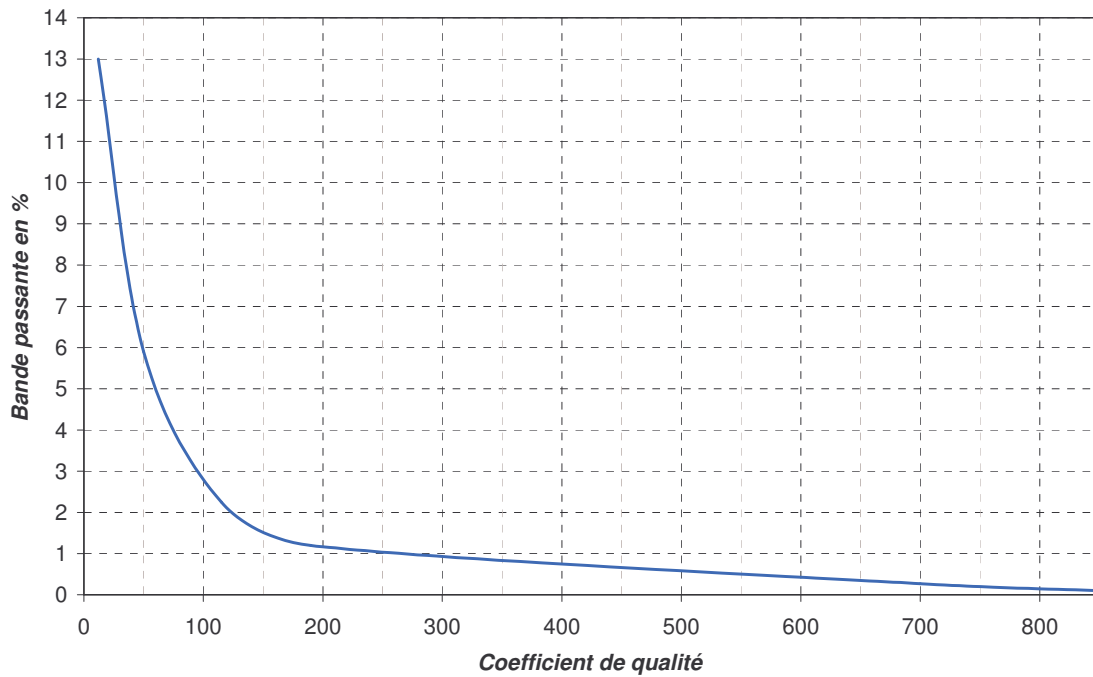


Figure II.7 : Bande en rayonnement en fonction du coefficient de qualité.

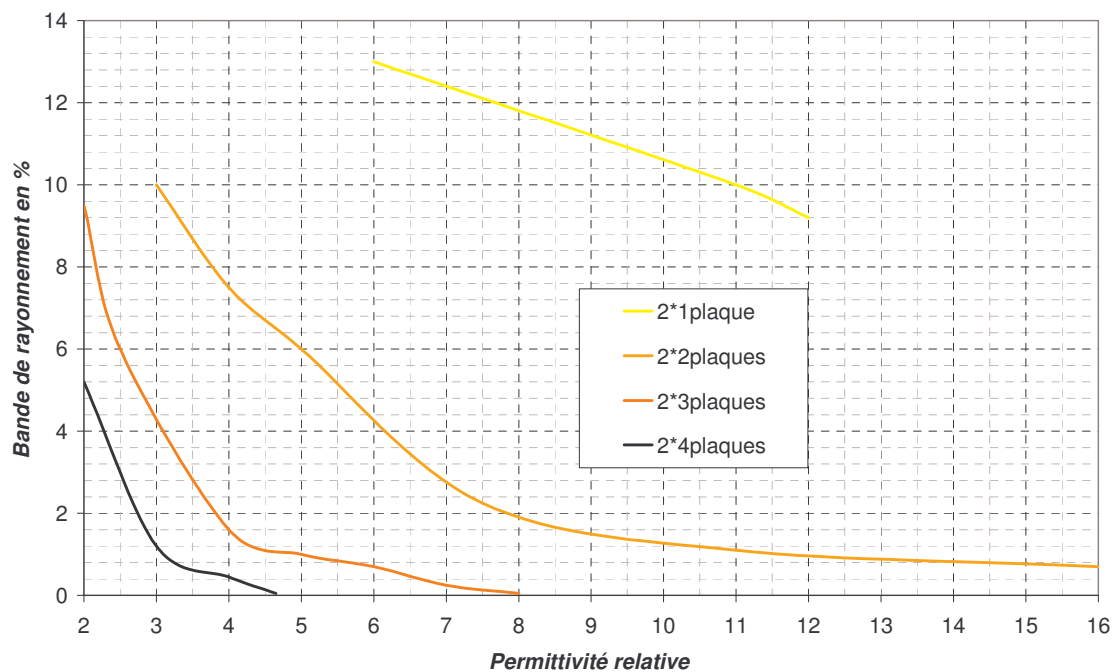


Figure II.8 : Evolution de la bande en rayonnement en fonction de la permittivité relative du diélectrique (pour une structure dite « à air »).

Plus le nombre de plaques est grand et/ou plus la permittivité des plaques est importante, plus la bande en rayonnement devient faible.

Enfin, il est intéressant de déduire la bande de rayonnement en fonction de la directivité ou inversement **figure II.9**.

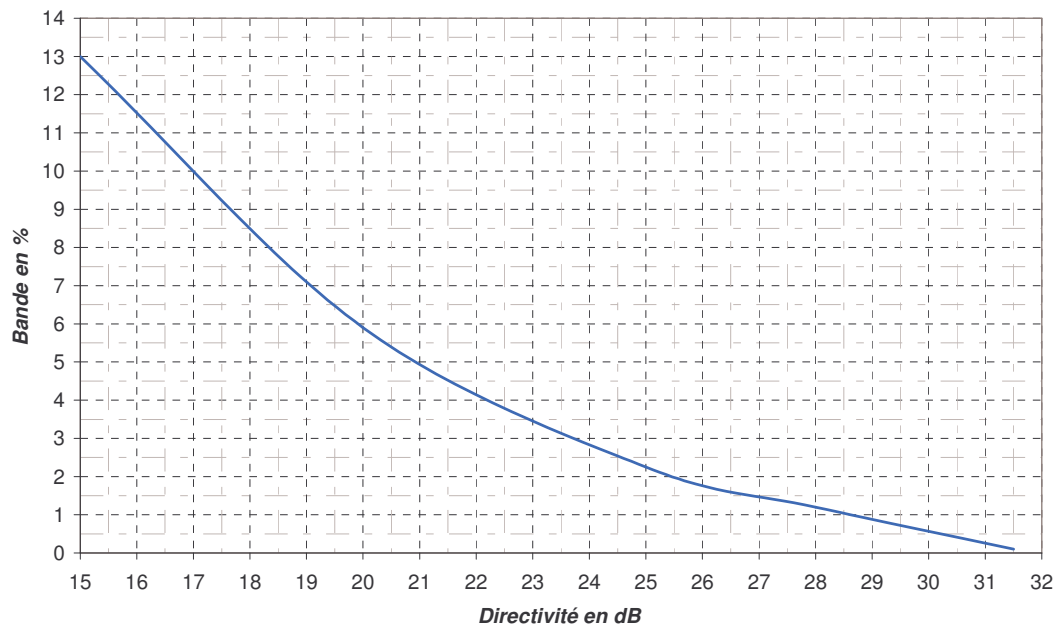


Figure II.9 : Evolution de la bande de rayonnement en fonction de la directivité.

Cette courbe indique de façon générale les performances d'une antenne BIE plane conçue avec les techniques décrites dans ce chapitre. La bande en rayonnement est très faible pour des directivités élevées c'est à dire au delà de 30 dB.

Tous ces résultats ont été obtenus avec des dimensions précises. Cependant nous sommes toujours confrontés à des problèmes de réalisation dus aux imprécisions d'usinage ou aux variations des constantes diélectriques. L'étude suivante définit dans quelles proportions les imprécisions de réalisation peuvent influencer les performances.

II.1.4. Sensibilité du coefficient de qualité.

En raison du nombre important de paramètres qui interviennent dans la conception des antennes BIE, nous avons été amenés à étudier la sensibilité de ces antennes aux imprécisions de réalisation (dans le cas d'une antenne diélectrique 1D).

En effet, la théorie montre qu'une certaine rigueur est de mise lorsque l'on conçoit de telles antennes. L'éventail de matériaux diélectriques disponibles peut laisser espérer une bonne latitude dans la conception. « L'assemblage idéal » avec de faibles pertes semble alors facilement réalisable, mais qu'en est il vraiment ?

Il est vrai qu'aujourd'hui il est possible de se procurer aisément des diélectriques dont la permittivité relative oscille entre 2,2 et 10. De plus les techniques de mélanges ou « compound » à base de céramique (comme l'alumine) et de polymères se développent et permettent de réaliser des matériaux « à la carte » [II.2].

Les diélectriques actuellement disponibles sur le marché et une liste non exhaustive des fournisseurs Français sont présentés en **Annexe 1**.

Mais si les caractéristiques électriques sont essentielles, les dimensions et notamment dans notre cas l'épaisseur des plaques le sont tout autant. Il paraît évident dès lors que les précisions d'usinages (surtout pour les hautes fréquences) et les incertitudes sur la maîtrise de la permittivité (dont la mesure est souvent réalisée à des fréquences inférieures à 10 GHz), auront une influence sur les performances globales de l'antenne.

C'est ce que nous avons voulu mettre en évidence dans ce paragraphe, en étudiant **l'évolution du coefficient de qualité et de la fréquence centrale de la bande permise du coefficient de transmission de la structure à défaut**.

Une étude paramétrique théorique (code FDTD) a été menée concernant deux structures présentant le même coefficient de qualité (donc la même directivité potentielle, ici 25,5 dB) et dont la permittivité relative ou l'épaisseur des plaques change. L'erreur de permittivité est comprise entre 0 et 10 % de sa valeur nominale et l'épaisseur des plaques varie jusqu'à 1% de la longueur d'onde λ_0 .

Le premier cas, **tableau II.1** concerne une structure 2 fois 4 plaques ayant une permittivité relative de 2,7. Le second cas, **tableau II.2** concerne une structure 2 fois 2 plaques ayant une permittivité relative de 8,6.

La fréquence de fonctionnement varie avec l'épaisseur des plaques, alors que le coefficient de qualité est plus sensible aux variations de la permittivité. Les variations sont moins importantes dans le cas 2 que dans le cas 1, le nombre de plaques étant réduit.

$\delta\epsilon/\lambda_0 \backslash \delta\epsilon/\epsilon_{r1}$	0	2%	4%	6%	8%	10%
0	$\delta f_0/f_0=0$ $\delta Q_0/Q_0=0$	$\delta f_0/f_0=0,26\%$ $\delta Q_0/Q_0=8\%$	$\delta f_0/f_0=0,53\%$ $\delta Q_0/Q_0=15\%$	$\delta f_0/f_0=0,76\%$ $\delta Q_0/Q_0=23\%$	$\delta f_0/f_0=1\%$ $\delta Q_0/Q_0=31\%$	$\delta f_0/f_0=1,23\%$ $\delta Q_0/Q_0=39\%$
+0,1%	$\delta f_0/f_0=0,18\%$ $\delta Q_0/Q_0=0$	$\delta f_0/f_0=0,44\%$ $\delta Q_0/Q_0=8\%$	$\delta f_0/f_0=0,69\%$ $\delta Q_0/Q_0=15\%$	$\delta f_0/f_0=0,94\%$ $\delta Q_0/Q_0=23\%$	$\delta f_0/f_0=1,17\%$ $\delta Q_0/Q_0=31\%$	$\delta f_0/f_0=1,41\%$ $\delta Q_0/Q_0=39\%$
+0,5%	$\delta f_0/f_0=0,87\%$ $\delta Q_0/Q_0=0$	$\delta f_0/f_0=1,13\%$ $\delta Q_0/Q_0=8\%$	$\delta f_0/f_0=1,38\%$ $\delta Q_0/Q_0=15\%$	$\delta f_0/f_0=1,63\%$ $\delta Q_0/Q_0=23\%$	$\delta f_0/f_0=1,86\%$ $\delta Q_0/Q_0=31\%$	$\delta f_0/f_0=2,1\%$ $\delta Q_0/Q_0=39\%$
+1%	$\delta f_0/f_0=1,65\%$ $\delta Q_0/Q_0=1\%$	$\delta f_0/f_0=1,91\%$ $\delta Q_0/Q_0=6\%$	$\delta f_0/f_0=2,16\%$ $\delta Q_0/Q_0=13\%$	$\delta f_0/f_0=2,4\%$ $\delta Q_0/Q_0=20\%$	$\delta f_0/f_0=2,63\%$ $\delta Q_0/Q_0=27\%$	$\delta f_0/f_0=2,86\%$ $\delta Q_0/Q_0=35\%$

Tableau II.1: Sensibilité du coefficient de qualité et de la fréquence de fonctionnement en fonction de l'épaisseur et de la permittivité relative des plaques. Cas 1 : 4 plaques d' $\epsilon_r=2,7$ séparées par de l'air

$\delta\epsilon/\lambda_0 \backslash \delta\epsilon/\epsilon_{r2}$	0	2%	4%	6%	8%	10%
0	$\delta f_0/f_0=0$ $\delta Q_0/Q_0=0$	$\delta f_0/f_0=0,15\%$ $\delta Q_0/Q_0=4\%$	$\delta f_0/f_0=0,29\%$ $\delta Q_0/Q_0=7\%$	$\delta f_0/f_0=0,43\%$ $\delta Q_0/Q_0=11\%$	$\delta f_0/f_0=0,57\%$ $\delta Q_0/Q_0=15\%$	$\delta f_0/f_0=0,7\%$ $\delta Q_0/Q_0=19\%$
+0,1%	$\delta f_0/f_0=0,18\%$ $\delta Q_0/Q_0=0$	$\delta f_0/f_0=0,33\%$ $\delta Q_0/Q_0=4\%$	$\delta f_0/f_0=0,47\%$ $\delta Q_0/Q_0=7\%$	$\delta f_0/f_0=0,61\%$ $\delta Q_0/Q_0=11\%$	$\delta f_0/f_0=0,75\%$ $\delta Q_0/Q_0=15\%$	$\delta f_0/f_0=0,88\%$ $\delta Q_0/Q_0=18\%$
+0,5%	$\delta f_0/f_0=0,88\%$ $\delta Q_0/Q_0=-1\%$	$\delta f_0/f_0=1,03\%$ $\delta Q_0/Q_0=2\%$	$\delta f_0/f_0=1,17\%$ $\delta Q_0/Q_0=6\%$	$\delta f_0/f_0=1,31\%$ $\delta Q_0/Q_0=9\%$	$\delta f_0/f_0=1,45\%$ $\delta Q_0/Q_0=12\%$	$\delta f_0/f_0=1,58\%$ $\delta Q_0/Q_0=15\%$
+1%	$\delta f_0/f_0=1,75\%$ $\delta Q_0/Q_0=-4\%$	$\delta f_0/f_0=1,9\%$ $\delta Q_0/Q_0=-1\%$	$\delta f_0/f_0=2,04\%$ $\delta Q_0/Q_0=2\%$	$\delta f_0/f_0=2,19\%$ $\delta Q_0/Q_0=5\%$	$\delta f_0/f_0=2,32\%$ $\delta Q_0/Q_0=8\%$	$\delta f_0/f_0=2,46\%$ $\delta Q_0/Q_0=10\%$

Tableau II.2 : Sensibilité du coefficient de qualité et de la fréquence de fonctionnement en fonction de l'épaisseur et de la permittivité relative des plaques. Cas 2 : 2 plaques d' $\epsilon_r=8.6$ séparées par de l'air

En conclusion, il est préférable, lorsque l'on a le choix, de choisir une structure avec un faible nombre de plaques et une forte permittivité plutôt qu'un grand nombre de plaques avec un epsilon plus faible. Ceci afin de s'affranchir le plus possible des influences néfastes provoquées par les incertitudes de réalisation.

A présent, nous savons choisir les caractéristiques du matériau en fonction des performances désirées. La prochaine étape consiste en la détermination des dimensions de l'antenne.

II.2. Dimensionnement.

Jusqu'à présent les structures considérées étaient infinies dans le plan perpendiculaire à la direction de propagation. Le passage à la finitude de l'antenne doit maintenant justifier d'une technique de dimensionnement.

Nous avons parlé précédemment de directivité « potentielle » en insistant un peu sur ce mot. En effet, ce terme signifie qu'un certain assemblage peut être à l'origine d'une antenne présentant cette directivité. Mais celle-ci ne sera obtenue que pour un dimensionnement optimal de l'antenne.

Pour cela, revenons dans un premier temps à la notion de gain des ouvertures rayonnantes.

II.2.1. Théorie des ouvertures rayonnantes.

Considérons une ouverture rectangulaire de cotés a et b (figure II.10) placée dans un repère cartésien. L'origine du repère correspond au centre de l'ouverture.

Le rayonnement associé à cette ouverture dépend de la loi d'illumination, c'est-à-dire de la répartition des champs en amplitude et en phase.

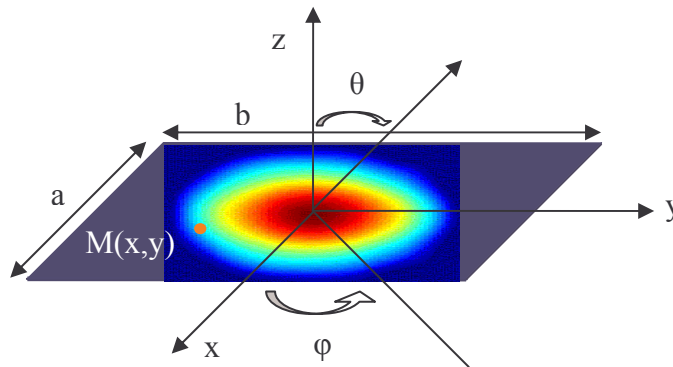


Figure II.10 : représentation de l'ouverture rayonnante

a) Relation entre loi d'illumination et gain.

Par définition, le gain dans la direction (θ, φ) s'écrit [II.3] :

$$G = 4\pi \frac{P(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (\text{II.2})$$

$P(\theta, \varphi)$ est la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, φ) et P_a représente la puissance d'alimentation de l'antenne. On définit trois types de gains en fonction de la puissance d'alimentation P_a .

- Si P_a est la **puissance fournie** à l'antenne on parle de **gain réalisé**
- Si P_a est la **puissance acceptée**, le **gain** est **intrinsèque** (il tient compte des pertes intrinsèque de l'antenne et pas du coefficient de réflexion à l'entrée).
- Si P_a est la **puissance rayonnée**, on calcule la **directivité** (ne tient compte d'aucune perte)

On suppose que le champ électromagnétique est représenté, dans le plan Ox Oy, par la fonction scalaire $f(x,y)$, nulle en dehors de l'ouverture. On désignera cette fonction par « loi d'illumination de l'ouverture ».

La fonction $f(x,y)$ est proportionnelle au champ électrique (amplitude et phase) en $M(x,y)$. On peut alors écrire pour toute antenne dont le gain maximal est dans la direction normale à l'ouverture [II.4]:

$$G(0,0) = \frac{4\pi \left(\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x,y) dx dy \right)^2}{\lambda^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (f(x,y))^2 dx dy} \quad (\text{II.3})$$

b) Loi d'illumination correspondant au gain maximal.

D'après l'inégalité de Schwartz, nous avons :

$$\left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x,y) dx dy \right]^2 \leq \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x,y) dx dy \right] \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} dx dy \right] \quad (\text{II.4})$$

Il en résulte que :

$$G \leq \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (\text{II.5})$$

Le maximum possible est atteint lorsque $f(x,y)$ est constant (en amplitude et en phase) sur l'ouverture. L'éclairement est uniforme, le gain est alors donné par [II.4] :

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

c) Rendement d'une loi d'illumination.

Le rendement d'une loi d'illumination $f(x,y)$ est défini par [II.4] :

$$\eta = \frac{\left(\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x,y) dx dy \right)^2}{S \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (|f(x,y)|)^2 dx dy} \quad (\text{II.7})$$

On a alors pour le gain : $G = \eta \frac{4\pi S}{\lambda^2}$ (II.8)

Le rendement η de la loi d'illumination est inférieur ou égal à 1.

Celui-ci peut également être appelé **facteur de gain**.

d) Caractéristiques des diagrammes de rayonnement.

Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement pour les principales lois d'éclairement d'une ouverture rectangulaire sont données dans le **tableau II.3**.

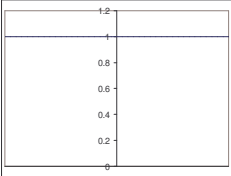
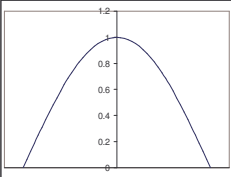
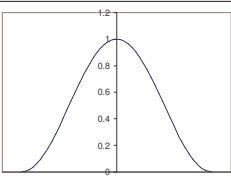
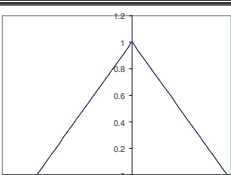
Représentation	Loi d'éclairement l=a ou b	Angle d'ouverture à 3dB (°)	Niveau du premier lobe secondaire (dB)	Facteur de gain
	Uniforme	$50,8 \frac{\lambda}{l}$	-13,2	1
	$\cos(\pi x/l)$	$68,8 \frac{\lambda}{l}$	-23	0,811
	$\cos^2(\pi x/l)$	$83,2 \frac{\lambda}{l}$	-32	0,667
	$1 - \frac{2 x }{l}$	$73 \frac{\lambda}{l}$	-26,5	0,742

Tableau II.3 : Caractéristiques des diagrammes de rayonnement en fonction de la loi d'illumination de l'ouverture rectangulaire.

On y retrouve pour chaque loi, l'angle d'ouverture, le niveau du premier lobe secondaire et le facteur de gain [II.3].

Il est difficile de favoriser à la fois le facteur de gain et le niveau des lobes secondaires. En prenant en compte le fait que la plupart des cahiers des charges imposent généralement un niveau de lobes secondaires maximum à -20 dB, on peut considérer qu'un **facteur de gain d'environ 0,8** est un bon compromis (exemple de la loi en cosinus).

II.2.2. Lien avec l'antenne planaire.

Pour relier cette étude à l'antenne BIE à défaut, il est nécessaire d'étudier les propriétés électromagnétiques de l'antenne.

a) Répartition des champs pour l'antenne BIE.

Observons **figure II.11b** une cartographie du champ électrique tangentiel aux plaques de l'antenne dans le plan au centre de la cavité d'air **figures II.11a**.

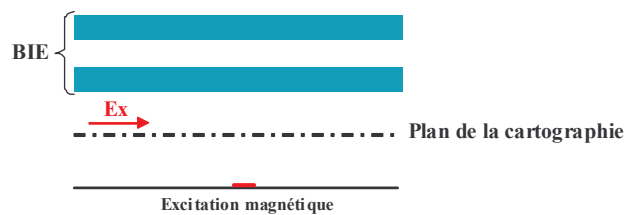


Figure II.11a : Plan de la cartographie au centre de la cavité d'air

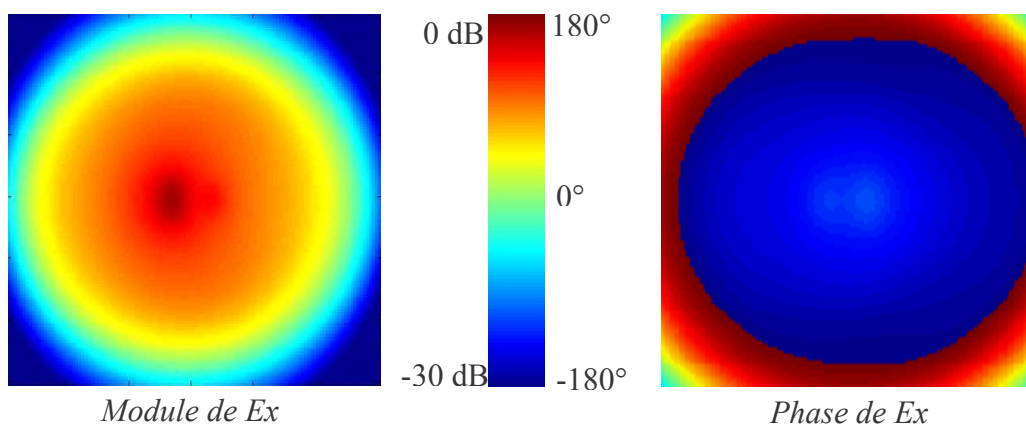


Figure II.11b: Distribution du champ électrique $|E_x|$ au centre de la cavité pour une antenne BIE à défaut.

L'antenne peut être assimilée à une ouverture rayonnante avec une certaine répartition des champs électromagnétiques en amplitude et en phase. L'amplitude décroît

progressivement à partir du centre pour atteindre un niveau très faible au bord de l'antenne. La phase est relativement constante sur l'ouverture et varie fortement au bord.

En ce qui concerne le choix des dimensions latérales de l'antenne, il faut faire un compromis entre le niveau des lobes secondaires et le facteur de gain (rendement de surface) de l'antenne.

Prenons un exemple de répartition du champ électrique pour une antenne BIE dotée d'un matériau présentant une **directivité potentielle** de 22,5 dB. Cette structure est excitée par un patch et simulée (code FDTD) avec différentes dimensions latérales. **Les dimensions de l'antenne sont déduites de la relation II.8 en affectant des facteurs de gains différents** (1, 0.8, 0.5) et une directivité de 22,5 dB. Puis, le module du champ électrique normalisé est relevé sur un axe transversal au centre de la cavité (**figure II.12**), ceci pour la fréquence de fonctionnement.

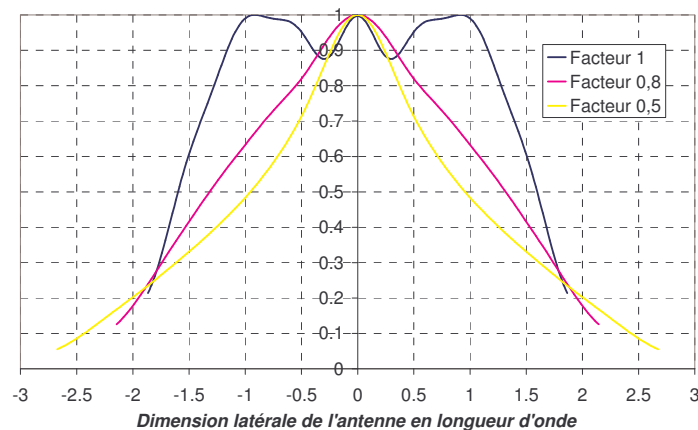


Figure II.12 : Module du champ électrique tangentiel $|E_x|$ dans un plan transversal de l'antenne pour différentes dimensions latérales.

On constate que plus le facteur de gain est proche de 1, et plus le champ tend vers une répartition en forme de créneau. Dans tous les cas, la proximité des arêtes de l'antenne provoque systématiquement la décroissance du champ. Ceci a pour conséquence de limiter la directivité de l'antenne. Ainsi l'antenne dimensionnée avec un facteur de gain égal à un présente une directivité de 21,5 dB soit un dB de moins que la directivité potentielle du matériau. Ce qui explique pourquoi la courbe en bleu sur le diagramme n'est pas tout à fait un créneau. Pour des dimensions encore plus faibles, les lobes secondaires sont importants et le gain diminue.

Il y a donc un compromis à définir entre l'encombrement et les performances souhaitées (gain maximum, rendement de surface et lobes secondaires).

b) Dimensionnement latéral.

Notre expérience a montré qu'un facteur de gain de l'ordre de 0,8 répondait à nos attentes, avec des niveaux de lobes secondaires inférieurs à -20dB et un bon rapport encombrement/performances. De cette façon nous parvenons à obtenir une directivité proche de la directivité potentielle du matériau.

Les dimensions latérales de l'antenne peuvent alors être calculées avec la relation (II.9) tirée de la formule (II.8) affectée d'un facteur de gain de 0,8.

$$A = \sqrt{\frac{10^{\frac{D}{10}} \times \lambda^2}{0,8\pi^2}} \quad (\text{II.9})$$

A est le diamètre de l'antenne en mètres, λ la longueur d'onde dans le vide et D la directivité souhaitée en dB, autrement dit, la directivité potentielle du matériau.

• Remarques :

La formule II.9 ne garantit pas un rendement de surface égal au facteur de gain donné dans la formule puisque l'antenne peut être réalisée ronde ou carrée avec les mêmes dimensions latérales. Cependant elle permet de dimensionner au mieux l'antenne de façon à obtenir un comportement optimal en rayonnement et un gain maximum. Ceci est obtenu par le contrôle des niveaux de champs sur les bords de l'antenne.

Si le niveau des lobes secondaires est un critère important du cahier des charges il faut alors choisir un facteur de gain moins important.

Choisir des dimensions trop petites entraîne des fuites importantes de l'énergie par les faces latérales de l'antenne. Ceci implique un rayonnement « chahuté » avec notamment des lobes secondaires importants et du rayonnement arrière.

Les abaques réalisés dans les paragraphes précédents sont basés sur des antennes présentant des dimensions latérales calculées avec la **relation II.9.**

Passons à présent au dimensionnement en hauteur de la cavité d'air.

II.2.3. Dimensionnement de la cavité.

Nous avons vu précédemment que la cavité devait être dimensionnée en multiples de $\lambda_0/2$. Or lors du passage en structure finie, il est nécessaire de réajuster les dimensions de celle-ci afin de conserver la fréquence de fonctionnement choisie.

Par expérience, la fréquence de travail de l'antenne peut être **approximée** avec la formule de calcul des fréquences de résonance d'une cavité parallélépipédique avec des conditions aux limites parfaites [II.5]. Ce calcul est effectué pour le cas où le champ ne présente qu'une seule variation sur chacune des trois dimensions. Bien sur **cette équation n'est pas valable d'un point de vue scientifique** car les conditions aux limites sont différentes. **Néanmoins le dimensionnement réalisé avec cette formule permet d'obtenir la fréquence de fonctionnement de l'antenne de façon précise.**

$$f = \frac{3 \cdot 10^8}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{l}\right)^2 + \left(\frac{1}{L}\right)^2 + \left(\frac{1}{h}\right)^2} \quad (\text{II.10})$$

L et l sont les dimensions transverses de l'antenne et h la hauteur de la cavité d'air.

Cette relation est donc simplement utilisée comme un outil de conception pour ajuster la fréquence de fonctionnement de l'antenne carrée.

A présent, la structure diélectrique étant dimensionnée, nous allons passer au choix de l'excitation.

II.3. Choix de la source excitatrice.

Le bon fonctionnement de l'antenne BIE impose certaines conditions à la source excitatrice.

1. L'élément d'excitation doit se présenter comme un système rayonnant capable de transformer de l'énergie guidée (alimentation de l'antenne) en énergie rayonnée.
2. La polarisation générée devra être en accord avec la polarisation de fonctionnement de la structure BIE c'est-à-dire dans notre cas un champ électrique et un champ magnétique tangentiel aux plaques.
3. Le fonctionnement optimal est obtenu en favorisant le couplage entre l'excitation et la structure.

4. La source doit présenter un diagramme de rayonnement permettant un rendement optimal de l'antenne avec des lobes secondaires faibles. Pour cela, la source ne doit pas rayonner d'énergie à l'horizon.

Tout d'abord, intéressons nous à la répartition des champs au sein de la structure.

II.3.1. Répartition des champs au sein de la structure.

Prenons l'exemple d'une antenne constituée de trois plaques diélectriques et d'un patch sur le plan de masse métallique, et observons la répartition des champs électromagnétiques majoritaires (**figure II.13**).

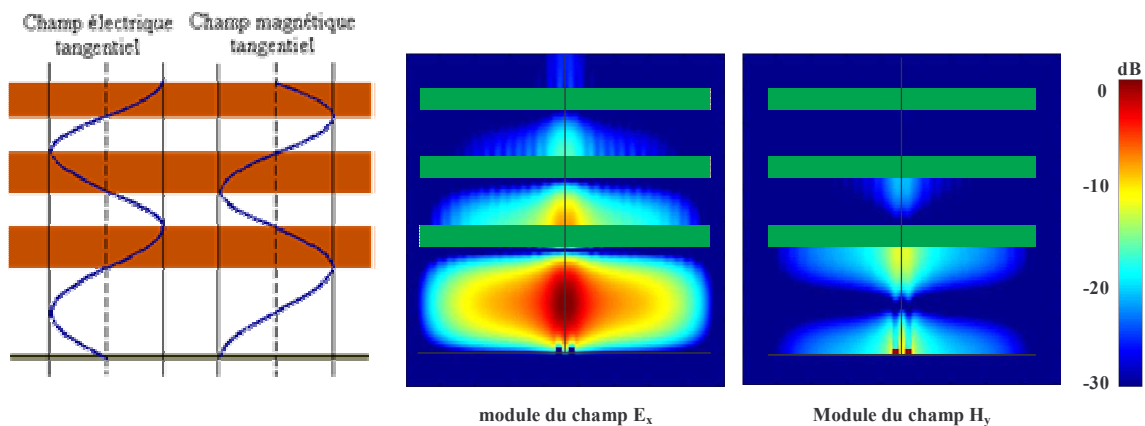


Figure II.13 : Distribution des champs électromagnétiques tangentiels.

Les champs sont concentrés dans la cavité, qui devra donc contenir l'excitation pour un fonctionnement optimal. Le champ électrique tangentiel est maximal au centre de la cavité tandis que le champ magnétique tangentiel est maximal au niveau de la première interface air/diélectrique et sur le plan de masse (**Figure II.13**). Suivant le type de couplage (électrique ou magnétique) la position de la sonde sera différente.

Une excitation électrique (par exemple un dipôle) devra être positionnée au centre de la cavité et exciter un champ électrique tangentiel aux plaques.

Une excitation magnétique devra être positionnée soit à proximité de la première plaque, soit près du plan de masse. C'est cette seconde solution qui sera appliquée à toute la suite de ce manuscrit. Ainsi l'alimentation peut être réalisée par la face arrière du plan de masse et ainsi devenir transparente pour le rayonnement de l'antenne. Néanmoins il est nécessaire d'exciter un champ électromagnétique parallèle aux plaques ce qui restreint le choix des sources disponibles.

II.3.2. Rayonnement de la source élémentaire et polarisation.

Comme nous venons de le voir, la polarisation de l'élément rayonnant d'excitation devra être parallèle au plan de la structure BIE.

Pour un bon fonctionnement, une seconde restriction s'impose concernant cette fois-ci le diagramme de rayonnement de la source élémentaire. En effet la cavité BIE est ouverte et l'énergie peut donc fuir par les bords (**figure II.14**). Afin d'éviter la création de lobes secondaires et de rayonnement arrière, la source d'excitation doit rayonner un minimum d'énergie à l'horizon.

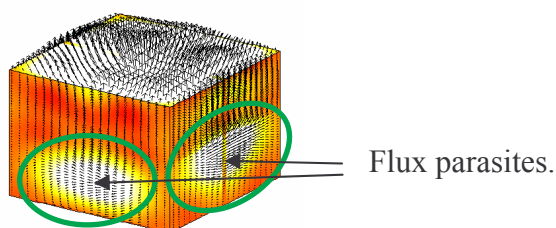


Figure II.14 : Flux du vecteur de Poynting au travers des faces d'une antenne BIE. Mise en évidence des fuites par les bords de la cavité.

Par conséquent, afin d'éviter ce phénomène il est préférable d'orienter son choix vers des sources rayonnantes avec un minimum de champ en azimut. Parmi les bonnes candidates se trouvent les excitations imprimées et les fentes dans le plan de masse.

II.3.3. Présentation des sources disponibles

Cette partie propose deux types de sources qui procurent une excitation adéquate au bon fonctionnement de l'antenne : les antennes plaquées et les fentes.

a) Les antennes plaquées.

Les antennes plaquées sont des éléments rayonnants disposés sur un substrat diélectrique qui peuvent être alimentés soit par contact (sonde coaxiale, ligne micro ruban) soit par proximité (couplage par fente, par ligne...) [II.6].

L'élément rayonnant peut être de forme quelconque, carré, rectangulaire, circulaire, triangulaire, torique... Considérons par exemple un élément carré fonctionnant sur le mode fondamental TM_{10} . L'élément est ici alimenté par une sonde coaxiale. Il est parcouru par un

courant \vec{J}_s représenté en rouge, son image électrique générée par le plan de masse métallique est indiquée par une flèche opposée. Le champ électrique est vertical situé entre le plan de masse et le patch, et le champ magnétique constitue une boucle autour de l'élément.

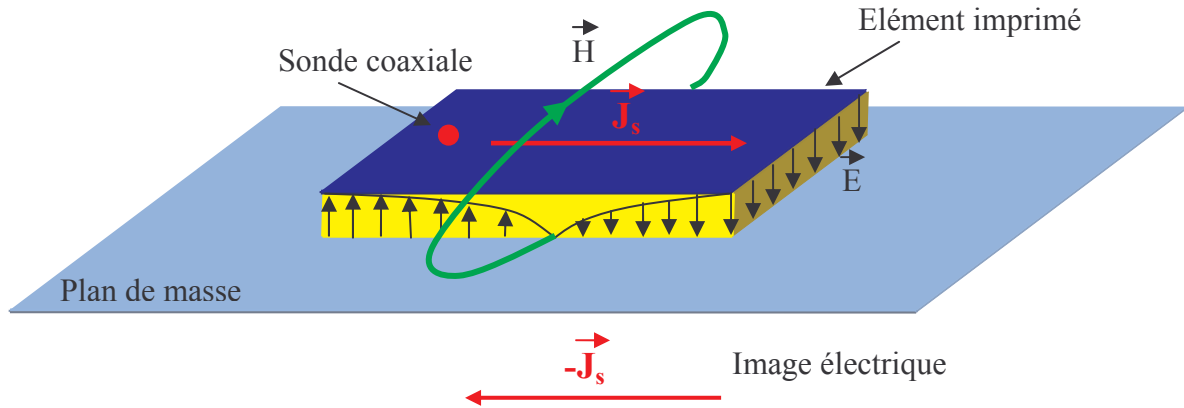


Figure II.15 : Fonctionnement du patch sur son mode fondamental.

La polarisation du champ magnétique excité par le patch est identique à celle relevée dans la cavité de la structure BIE. De plus le patch possède une faible épaisseur et se situe précisément où le champ magnétique est le plus important dans la cavité ce qui permet un bon couplage. On peut ainsi dire que le patch réalise une excitation magnétique de l'antenne BIE.

Ce type d'antenne imprimée peut également générer de la polarisation circulaire, et sera l'excitation utilisée pour la plupart des antennes réalisées dans ce manuscrit. Cependant un deuxième type d'excitation peut être réalisé : les fentes.

b) Les fentes

Une fente dans le plan de masse représente également une excitation magnétique de la cavité, les champs électromagnétiques sont représentés **figure II.16**.

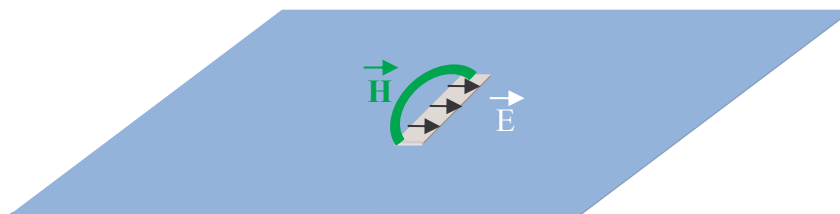


Figure II.16 : Excitation par fente.

Une fente peut être alimentée soit par une ligne [II.8] soit par un guide d'ondes [II.7].

Cependant, le diagramme de rayonnement élémentaire de la fente n'est pas idéal pour exciter l'antenne BIE. En effet nous avons vu (§II.3.2) qu'il était important que la source d'excitation ne présente aucun rayonnement à l'horizon. Or une fente seule présente un diagramme omnidirectionnel dans le plan E [II.7] **figure II.17**, ce diagramme a été obtenu par simulation FDTD d'une fente sur un plan de masse infini.

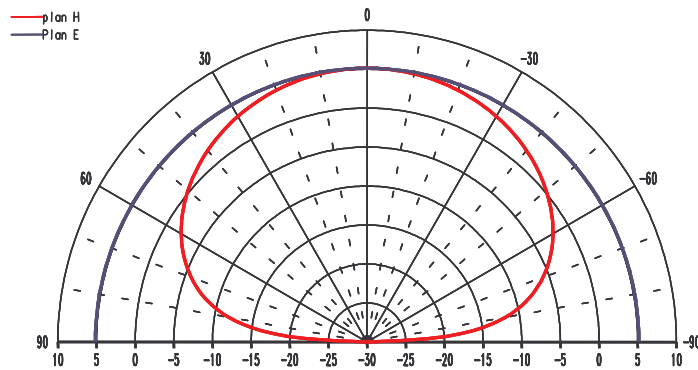


Figure II.17 : Diagramme de rayonnement d'une fente sur un plan de masse infini.

Une solution pour éliminer ce problème consiste à réaliser un « réseau » de deux fentes dans le plan E espacées de $\lambda_0/2$, cette solution a été étudiée dans [II.7]. Ainsi le rayonnement à l'horizon est éliminé. Le diagramme de rayonnement de ce système est donné **figure II.18**.

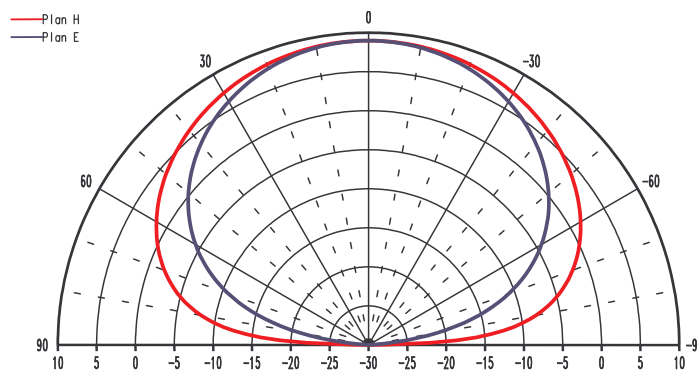


Figure II.18 : Rayonnement d'une double fente.

Les fentes et les patches sont donc les deux principales sources d'excitation que nous avons utilisées pour des antennes BIE à défaut. Cependant, d'autres types de sources répondent aux critères demandés comme les dipôles électriques disposés au centre de la cavité [II.9] ou les boucles magnétiques placées à proximité du plan de masse.

Après avoir vu les conditions à respecter pour un bon couplage de l'excitation avec la cavité, nous allons maintenant étudier les méthodes d'adaptation de l'antenne.

II.4. Impédance d'entrée et adaptation

Pour mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne BIE nous allons étudier son impédance d'entrée.

II.4.1. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée d'une antenne BIE est fonction de la structure utilisée et de la sonde d'excitation. La **figure II.19** présente l'allure généralement obtenue pour les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée d'une antenne BIE planaire excitée par patch. Cette allure varie avec le gain (donc en fonction du matériau BIE), les dimensions latérales de l'antenne et les dimensions de l'excitation.

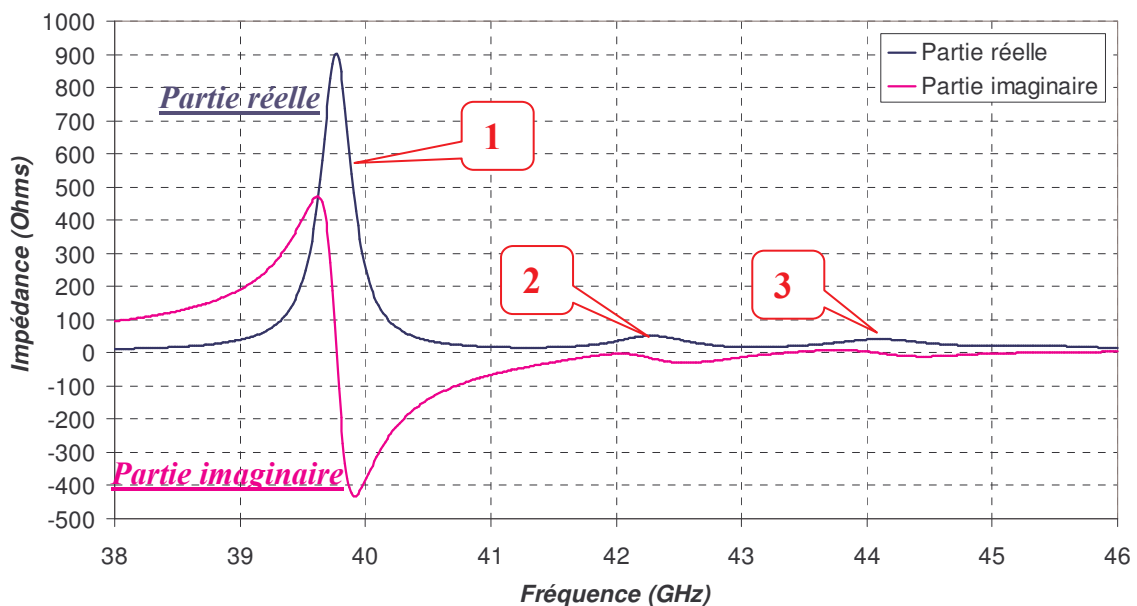


Figure II.19 : Allure classique de l'impédance d'entrée de l'antenne BIE

Nous pouvons observer plusieurs pics de résonance. Le premier pic (numéro 1) correspond à la résonance de l'excitation qui a été modifiée par la structure BIE. En changeant les dimensions de l'excitation, la fréquence de ce pic est modifiée sans déplacement des autres.

Les résonances numéro 2 et 3 sont relatives aux dimensions de l'antenne et notamment aux dimensions de la cavité. De la même façon nous avons pu vérifier que tout changement

des dimensions de la structure entraînant une variation de la fréquence des pics 2 et 3 sans modifier de façon importante le pic numéro 1. Plus particulièrement, en suivant les règles de conception décrites précédemment, la fréquence de fonctionnement de l'antenne (relation **II.10**) correspond à la résonance 2.

De cette façon nous savons quels éléments modifier pour obtenir l'impédance souhaitée, du moins pour s'en approcher au mieux.

II.4.2. Adaptation

Le but est d'obtenir une partie réelle à 50 Ohms avec une partie imaginaire nulle sur la bande de fonctionnement c'est-à-dire autour de la résonance numéro 2. Pour cela il est nécessaire de jouer principalement sur les dimensions de l'excitation de façon à modifier sa fréquence de résonance.

En effet, la proximité des résonances 1 et 2 va influencer la valeur de la partie réelle à la fréquence de fonctionnement. Pour augmenter la partie réelle, le pic de l'excitation (numéro 1) doit être approché de la résonance 2 et inversement.

De façon générale les antennes BIE sont assez complexes à adapter sur la bande de fonctionnement surtout pour les gains importants. Ceci est dû aux variations importantes que subit l'impédance sur la bande. Ces variations expriment le caractère très résonant de l'antenne. C'est pour cette raison que le laboratoire tend à se tourner vers des techniques d'adaptation par des filtres multipôles en amont de l'antenne [**II.10**].

Désormais nous disposons de tous les éléments nécessaires au design de l'antenne. Cette méthode nécessite une phase de validation réalisée par la conception d'une antenne à 12 GHz.

III. VALIDATION

Nous avons choisi d'illustrer la conception d'une antenne BIE par la réalisation d'un exemple. Le cahier des charges a été établi de façon arbitraire, nous avons choisi une fréquence de fonctionnement à 12 GHz et un gain de 20 dB car les dimensions de l'antenne à cette fréquence permettent de la réaliser dans l'atelier du laboratoire.

III.1. Conception

Choisissons dans un premier temps le matériau adéquat.

III.1.1. Choix du matériau et dimensionnement.

Le plus simple est de réaliser l'antenne en configuration « à air ». La **figure II.5** permet de déterminer le coefficient de qualité nécessaire pour obtenir une directivité de 20 dB. L'assemblage doit présenter un **facteur de qualité** d'environ **50**. A présent la **figure II.3b** permet de déterminer la permittivité relative des diélectriques et le nombre de plaques nécessaires pour obtenir un facteur de qualité de 50 (la directivité potentielle et la configuration de la structure sont reliées directement **figure II.6**).

Pour une configuration à air, deux possibilités sont proposées : deux plaques avec $\epsilon_r=5$ ou trois plaques avec $\epsilon_r=2,6$. Un epsilon de 5 n'est pas une permittivité standard pouvant être obtenue chez nos fournisseurs, notre choix s'est donc porté vers la solution trois plaques qui peut être réalisée avec par exemple du plexiglas dont la permittivité relative est autour de 2.5 et qui de plus, est peu coûteux et facilement usinable.

L'épaisseur des plaques calculée en $\lambda_g/4$ donne $e=3,95\text{mm}$ et les espaces d'air interplaques sont donnés en $\lambda_0/4=6,25\text{mm}$.

Concernant les dimensions latérales de l'antenne, le facteur de gain est de 0,73. Les dimensions latérales de la cavité sont alors calculées avec la formule (**II.9**) et l'on obtient une antenne de côté 93 mm. Pour des raisons de simplicité à la fois de réalisation mais également de simulation, l'antenne est carrée.

Calculons à présent la hauteur de la cavité avec la **relation II.10** en appliquant $l=L=93$ mm la hauteur de cavité est $h=12,73\text{mm}$. En réalisation, cette précision ne peut être obtenue, la cavité a alors une hauteur de l'ordre de 12,7mm.

La **figure II.20** présente un schéma où sont reportées les diverses dimensions calculées.

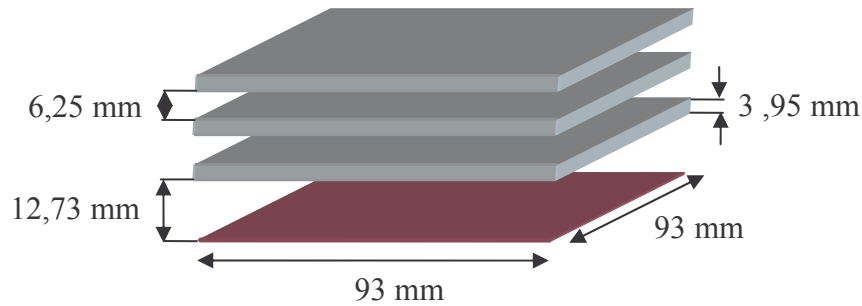


Figure II.20 : Schéma de l'antenne 12GHz dimensionnée.

Passons à présent à la conception de l'excitation.

III.1.2. Source d'excitation

L'excitation choisie est un patch pour sa simplicité de réalisation. Nous disposons d'un substrat Taconic TLY-3 dont les caractéristiques sont les suivantes : hauteur de 1,57 mm, et permittivité relative égale à 2,33.

La hauteur est équivalente à $\lambda_g/10$, ce qui devrait provoquer une dissymétrie du diagramme de rayonnement dans le plan du mode fondamental du patch. En effet un patch trop haut favorise le rayonnement de la sonde coaxiale et dégrade le rayonnement dans le plan E [II.11].

Les dimensions du patch et la position de la sonde ont été optimisées afin de réaliser la meilleure adaptation possible. Le patch est un élément carré dont le substrat est limité à l'élément métallique. Les dimensions calculées sont de 7.7 mm (figure II.21).

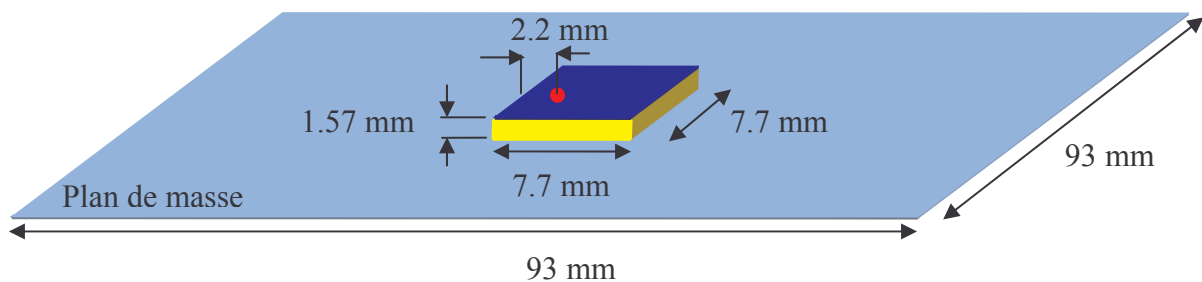


Figure II.21 : dimensions du patch.

La sonde coaxiale utilisé est un connecteur SMA d'un diamètre de 1.27 mm, standard pour cette fréquence de fonctionnement.

Le dimensionnement est maintenant réalisé, nous allons commenter les simulations de cette antenne comparées aux résultats obtenus en mesure.

III.2. Résultats

L'antenne a été simulée par un code FDTD [II.12] développé dans le laboratoire puis réalisée. Elle est présentée **figure II.22**.

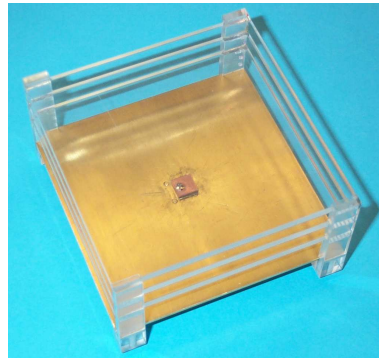


Figure II.22 : photographie de l'antenne test.

Nous allons commenter les résultats obtenus en simulation et en mesure pour l'impédance et les diagrammes de rayonnement.

III.2.1. Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est présenté **figure II.23**

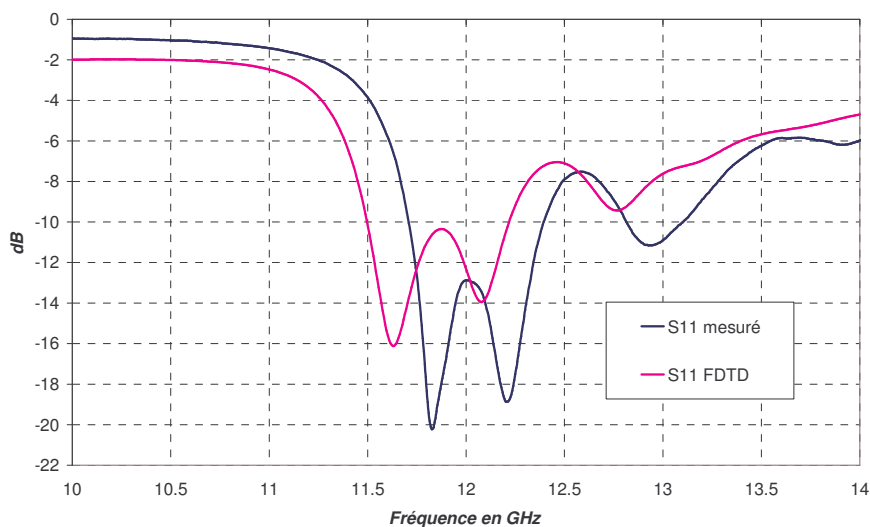


Figure II.23 : Comparaison simulation / mesure pour le coefficient de réflexion (S11 en dB).

Le S11 dans les deux cas est inférieur à -10dB autour de 12 GHz. On peut quand même noter un léger décalage en fréquence entre les deux résultats, qui peut être attribué à deux phénomènes.

D'une part la réalisation peut différer de la simulation notamment :

- Sur l'épaisseur de colle entre le substrat et le plan de masse qui n'a pas été prise en compte.
- Sur la simulation du connecteur qui est réalisé par la méthode des fils minces. La partie imaginaire de l'impédance théorique est obtenue par correction du diamètre de la sonde avec la formule de Bailey [II.13] qui donne un partie selfique à ajouter en fonction de la hauteur du patch et du diamètre de la sonde. Le S11 théorique est ensuite déduit de l'impédance ainsi calculée.

D'autre part les dimensions de la cavité réalisée peuvent différer de la simulation et provoquer un décalage général en fréquence.

Passons à présent aux diagrammes de rayonnement.

III.2.2. Diagrammes de rayonnement.

La **figure II.24** présente les diagrammes de rayonnement normalisés pour deux plans de mesure en simulation et en pratique à 11,95 GHz.

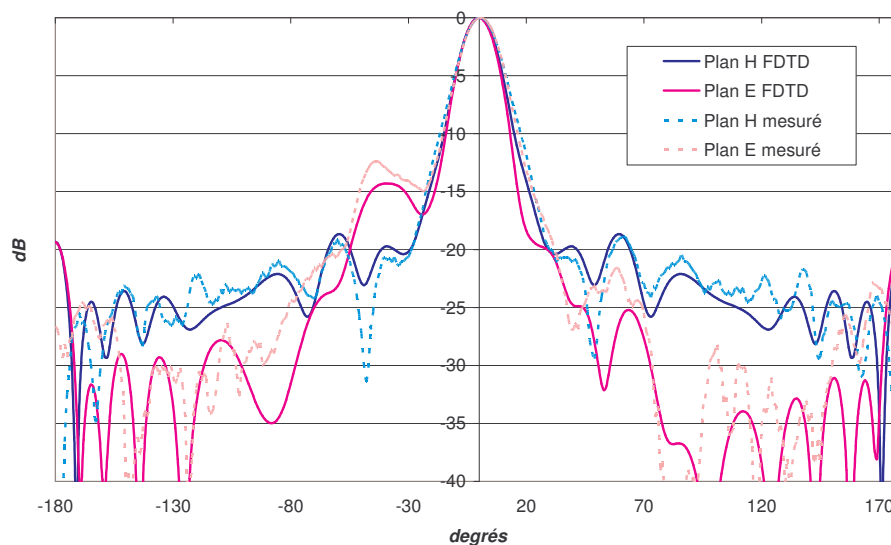


Figure II.24 : Diagrammes de rayonnements comparés (simulation/mesure)

Nous constatons une bonne concordance entre la simulation et la mesure pour les deux plans de mesure. L'influence de la sonde apparaît dans le plan E comme nous l'avions supposé, car le substrat du patch est trop épais. Les lobes secondaires sont à -18 dB du lobe principal pour le plan H et -25 dB (en dehors de l'effet de la sonde) pour le plan E. Le lobe de rayonnement arrière est à -19 dB. Le gain maximum simulé sans pertes est de 19,6 dB et de 19,2 dB en tenant compte des pertes diélectriques tandis que le gain mesuré est de 18,8 dB. Soit une différence de 0,4 dB, qui peut être expliquée par les imprécisions de la réalisation et la précision de la base de mesure ($\pm 0,3$ dB).

III.2.3. Evolution du gain en fonction de la fréquence

Le gain fréquentiel relevé dans l'axe (gain maximum) est présenté **figure II.25**.

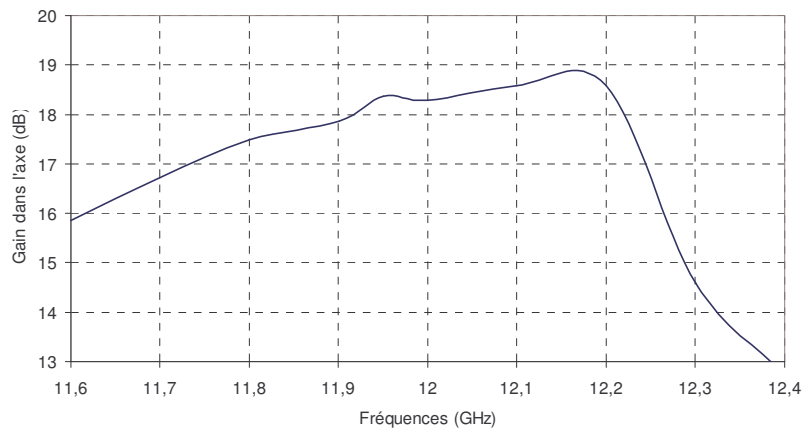


Figure II.25 : Bande de rayonnement de l'antenne simulée

La bande en rayonnement mesurée est de 5,6 % ce qui est assez proche des 6% proposés par l'abaque **figure II.9**. Le gain augmente progressivement jusqu'à 12,17 GHz et chute brusquement au delà de cette fréquence. Ceci en raison de la résonance 3 (**figure II.19**).

On retrouve donc en mesure des résultats très proches de la simulation.

Nous allons à présent étudier le fonctionnement de l'antenne BIE à défaut en rayonnement et interpréter les phénomènes sur un exemple.

IV. INTERPRETATION

Le comportement de l'antenne en rayonnement dépend comme nous l'avons vu des dimensions mais également des caractéristiques du matériau à bande interdite qui la constitue.

Certaines caractéristiques du rayonnement sont communes à toutes les antennes BIE planaire, en particulier l'évolution fréquentielle des diagrammes sur la bande de fonctionnement.

Pour une meilleure compréhension, il est important de regarder les diagrammes de rayonnement ainsi que la répartition des champs en surface, en suivant la fréquence de fonctionnement sur la courbe de l'impédance. Celle-ci n'est pas importante dans sa valeur exacte mais plutôt dans sa position relativement aux différents pics de résonance de la partie réelle de l'impédance. Le **principe sera valable quelle que soit la fréquence de fonctionnement de l'antenne.**

IV.1. Diagrammes de rayonnement et fréquence de fonctionnement

Le **tableau II.4** est une étude réalisée pour mettre en évidence le fonctionnement de l'antenne. Une antenne de test a été dimensionnée en suivant les consignes développées dans ce chapitre, afin d'obtenir une directivité d'environ 21dB. Les diagrammes de rayonnement ainsi que les cartographies de champs pour différentes fréquences autour de la bande de fonctionnement ont été calculés par un logiciel FDTD.

L'impédance d'entrée simulée servira de repère pour les fréquences des diagrammes.

IV.1.1. Impédance

L'impédance simulée (**figure II.26**) met en évidence les fréquences de résonance de l'antenne. Comme nous l'avons vu (§II.4.1) celle-ci présente différents pics.

Le premier correspond à la résonance de la source d'excitation modifiée par la structure périodique.

Le second correspond à la bande de fonctionnement c'est-à-dire la bande où le rayonnement présente un seul lobe directif dans l'axe avec des lobes secondaires faibles et une directivité maximum. Le troisième et les suivants sont les modes supérieurs.

Nous allons étudier l'évolution des diagrammes de rayonnement sur la bande de fréquence désignée en jaune sur la **figure II.26**.

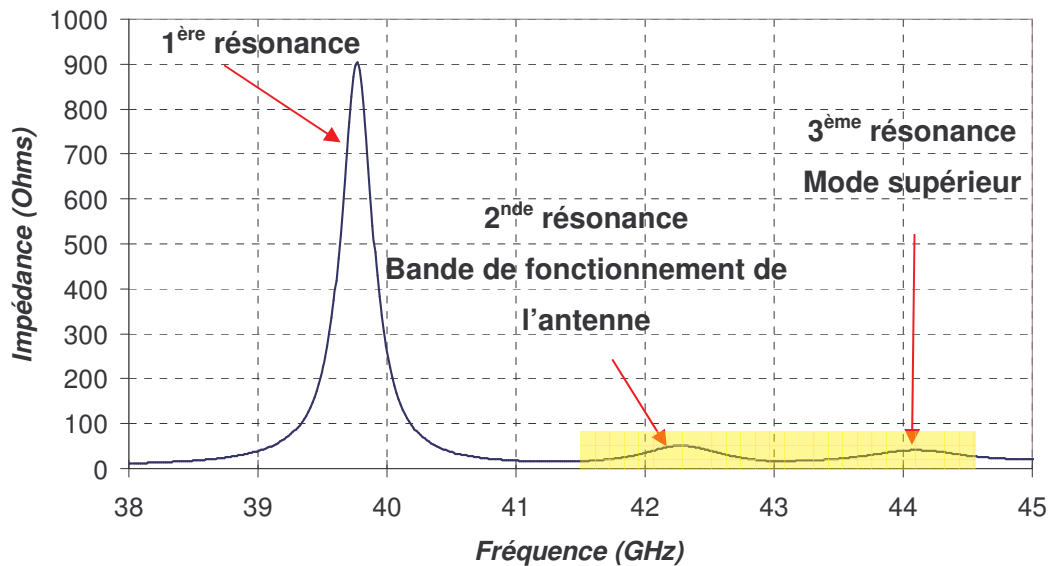


Figure II.26 : Partie réelle de l'impédance simulée de l'antenne.

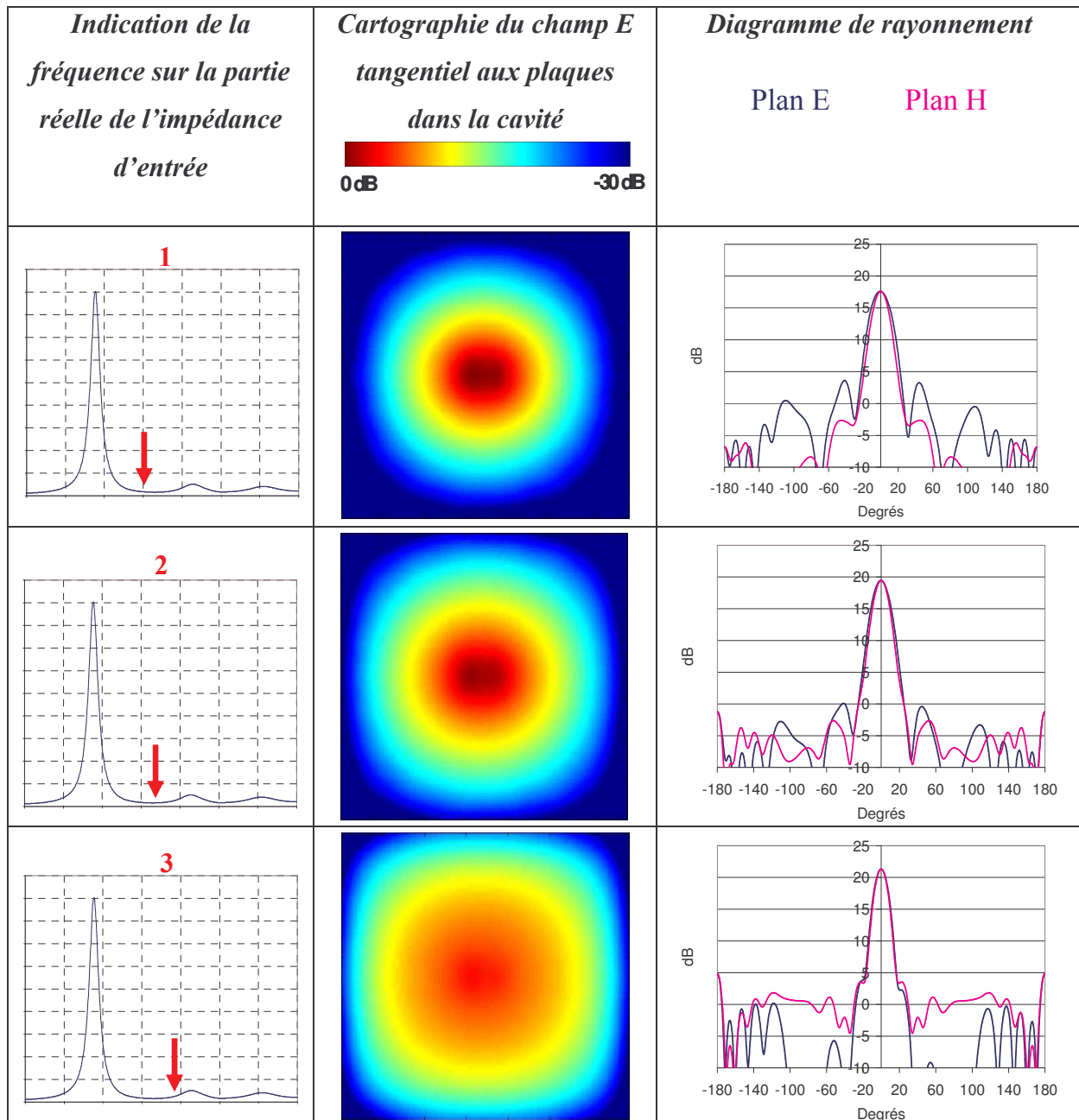
IV.1.2. Evolution fréquentielle du rayonnement

Le **tableau II.4** comporte trois colonnes :

- La première donne la fréquence de la cartographie et du diagramme de rayonnement correspondant en pointant (par une flèche rouge) sur la courbe de l'impédance d'entrée.
- La seconde présente un relevé du champ électrique tangentiel aux plaques au centre de la cavité dans un plan horizontal.
- Enfin la troisième colonne correspond aux diagrammes de rayonnement simulés.

Avant le pic de résonance n°2 (fréquences 1 et 2), la tache de champ grandit (avec une répartition circulaire) ce qui correspond à une augmentation de la directivité dans l'axe. Au niveau du second pic (fréquences 3 et 4) la tache occupe un maximum de surface (d'où sa forme carrée) avec une répartition homogène. Pour ces fréquences la directivité est maximale

et les lobes secondaires sont faibles. Au-delà de la seconde résonance, il apparaît un mode de fonctionnement particulier que nous appellerons « mode supérieur ». Ce mode présente une répartition des champs avec cinq maximums ce qui correspond à un diagramme de rayonnement avec trois lobes de rayonnement.



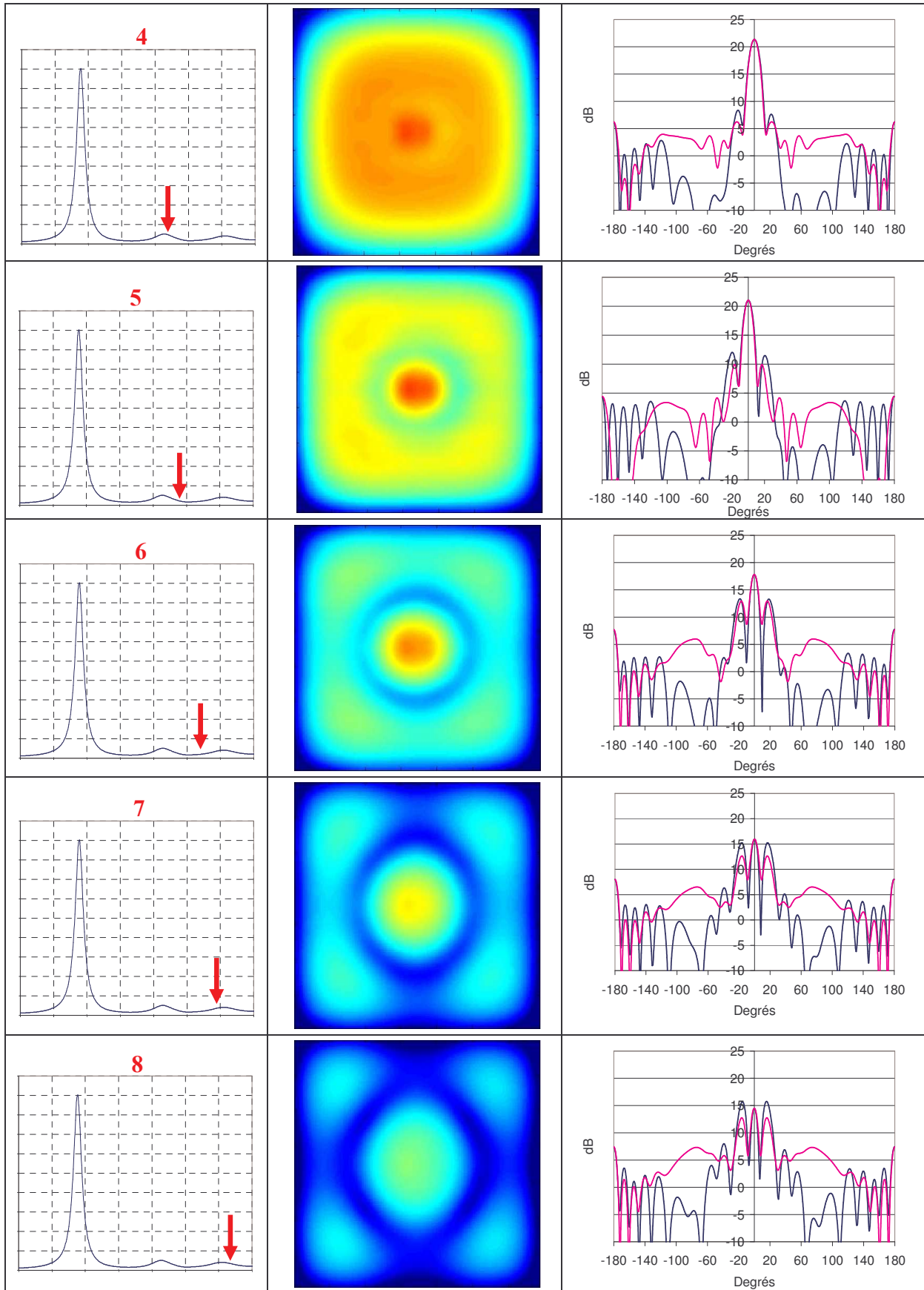


Tableau II.4: Evolution des cartographies et des diagrammes de rayonnements en fréquence.

Ce mode supérieur pose un problème puisqu'il provoque une chute du gain en fin de bande de fonctionnement puisque le lobe principal décroît au profit de trois lobes de même amplitude.

Ce problème devient même un handicap pour les gains forts puisque les dimensions de l'antenne deviennent importantes ce qui rapproche les différents modes et donc diminuent d'autant plus la bande de fonctionnement.

Nous avons voulu savoir si la position de ces modes était liée à la forme de la cavité.

C'est pourquoi nous avons conçu une antenne circulaire en conservant les dimensions. L'antenne circulaire s'inscrit donc dans le carré précédent. Cette géométrie paraît intéressante puisqu'elle va dans le sens de la répartition de l'énergie en début de bande qui est circulaire.

IV.2. Antenne circulaire.

Une antenne similaire composée cette fois-ci de plaques circulaires (même nombre, même épaisseurs, même permittivité) a été simulée. Le diamètre de l'antenne est conservé et est égal au côté de l'antenne carrée. La cavité a été légèrement redimensionnée en hauteur afin d'ajuster la fréquence de fonctionnement des deux antennes. L'excitation est identique.

A présent analysons les résultats obtenus en commençant par l'impédance d'entrée de l'antenne.

IV.2.1. Impédance d'entrée

L'impédance d'entrée simulée est comparée à l'impédance de l'antenne carrée **figure II.27**.

Nous observons (**figure II.27**) sur la courbe relative à l'antenne ronde deux résonances similaires à celle obtenues pour l'antenne carrée. La fréquence du premier pic correspondant à la fréquence de fonctionnement de l'antenne est légèrement décalée. Ceci est dû au dimensionnement de la hauteur de la cavité simulée qui n'a pas pu être optimale en raison de la taille du maillage FDTD. Un maillage FDTD plus fin aurait permis d'ajuster exactement les deux pics à la même fréquence mais au prix d'heures de calcul supplémentaires.

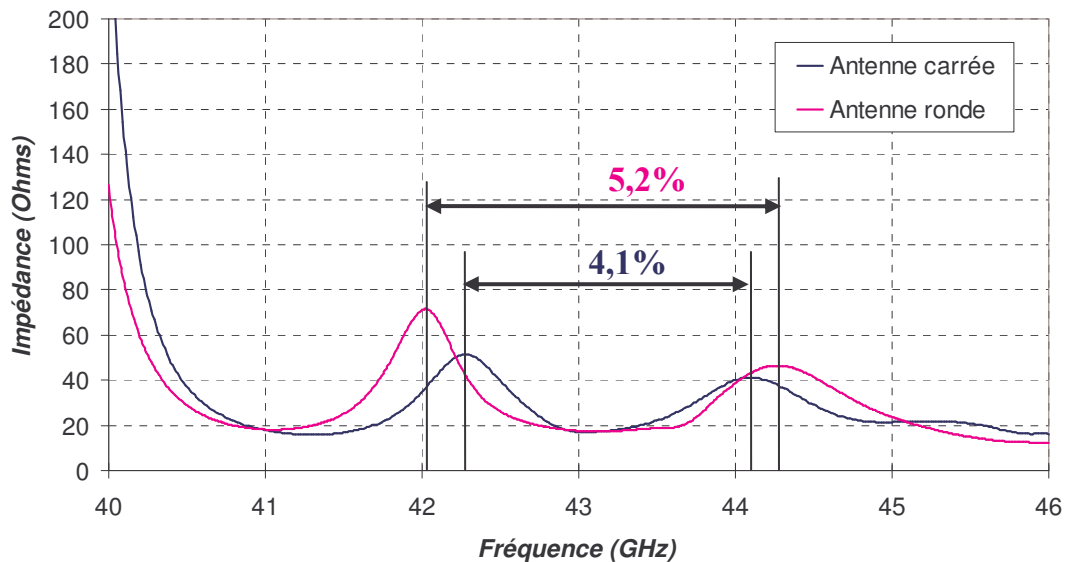


Figure II.27 : Partie réelle de l'impédance d'entrée (FDTD). Comparaison entre une antenne ronde et une antenne carrée.

Cependant une différence apparaît sur l'écart observé entre les deux résonances. En effet l'écart mesuré en fréquence est de 4,1% pour l'antenne carrée et de 5,2 % pour l'antenne ronde, soit environ **25%** de bande supplémentaire si le fonctionnement de l'antenne est similaire. Comparons à présent l'évolution de la directivité maximale dans l'axe des deux antennes en fonction de la fréquence.

IV.2.2. Directivité en fonction de la fréquence

La **figure II.28** présente la directivité simulée dans la direction perpendiculaire à l'antenne en fonction de la fréquence (directivité maximale).

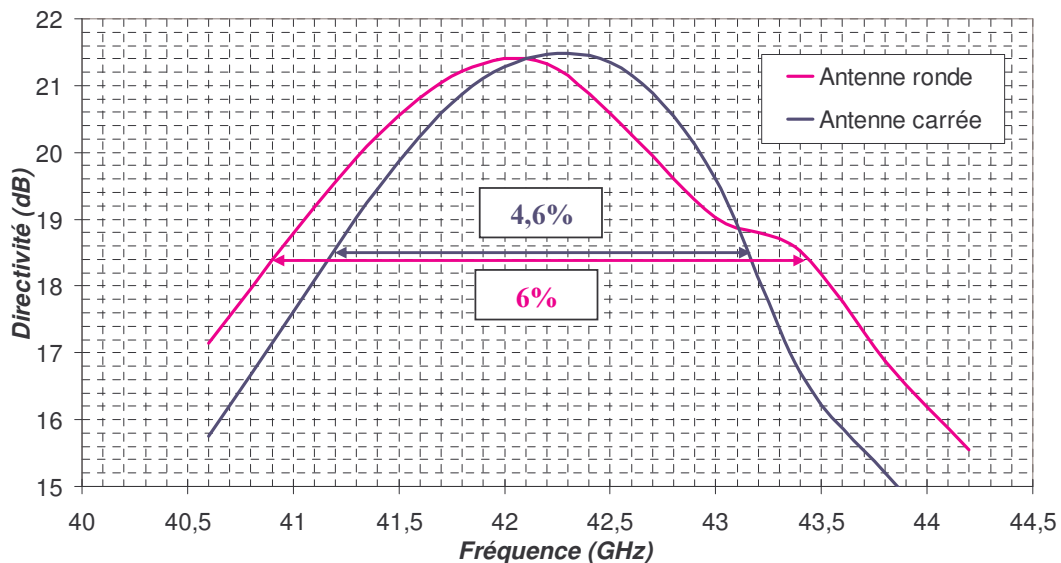


Figure II.28 : Comparaison des directivités simulées pour l'antenne carrée et l'antenne ronde.

La directivité maximale est identique à 0,1 dB près, ce qui sous entend que l'efficacité est plus élevée puisque la surface est inférieure.

La bande relevée à -3 dB du maximum est plus importante pour l'antenne ronde. Les 4.6 % de bande que nous obtenions pour l'antenne carrée deviennent 6% lorsque nous passons à une configuration circulaire soit une augmentation de **30%**.

La directivité est plus importante en début de bande, car le mode de fonctionnement est légèrement décalé vers les fréquences inférieures (**figure II.27**). En revanche en fin de bande, la pente est moins importante pour l'antenne ronde, avec une déformation de la courbe qui correspond au passage vers le second mode de résonance.

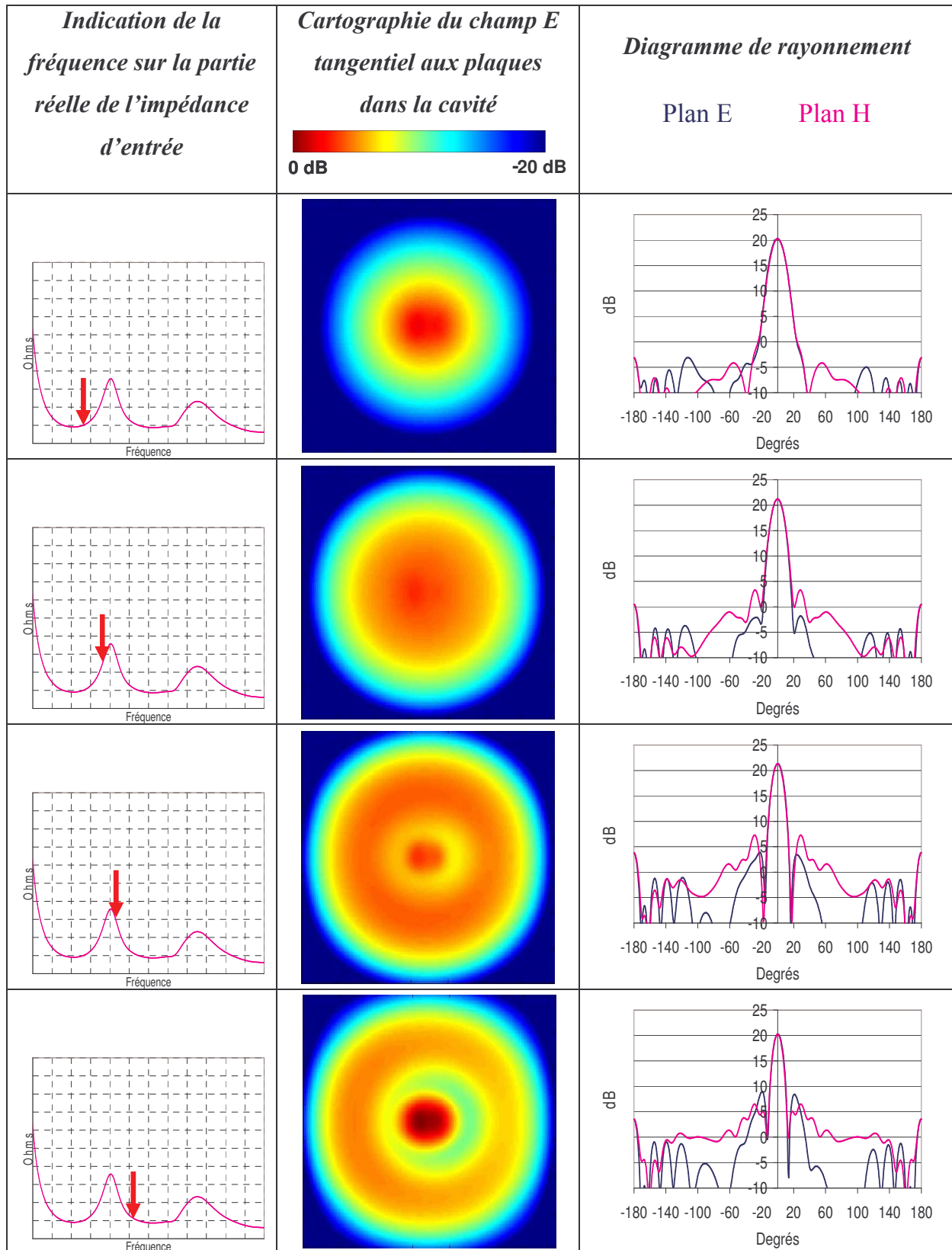
Globalement, l'antenne circulaire présente un **double avantage** puisque la **bande** de fonctionnement est **plus importante** grâce à l'espacement des modes de résonance, et le **rendement de surface est meilleur**. De façon générale, à dimensions et structures BIE équivalentes, une antenne ronde présente une bande d'environ **25 à 30 %** supérieure à une antenne carrée.

Observons maintenant le comportement de l'antenne circulaire en rayonnement.

IV.2.3. Diagrammes de rayonnement

La répartition du champ électrique parallèle aux plaques ainsi que le diagramme de rayonnement correspondant sont présentés **tableau II.5** sur une grande bande de fréquence. La fréquence est indiquée (flèche rouge) sur la courbe de la partie réelle de l'impédance.

Le comportement de l'antenne en rayonnement semble équivalent à l'antenne carrée dans le sens où les lobes secondaires de part et d'autre du lobe principal apparaissent pour les fréquences autour du second pic de résonance. Le champ électrique s'étend sur la surface jusqu'à la première résonance, ce qui correspond au maximum de gain et à un diagramme qui présente un seul lobe de rayonnement dans l'axe. Puis le mode supérieur apparaît, cette fois-ci il est à symétrie de révolution, sous la forme de deux anneaux concentriques.



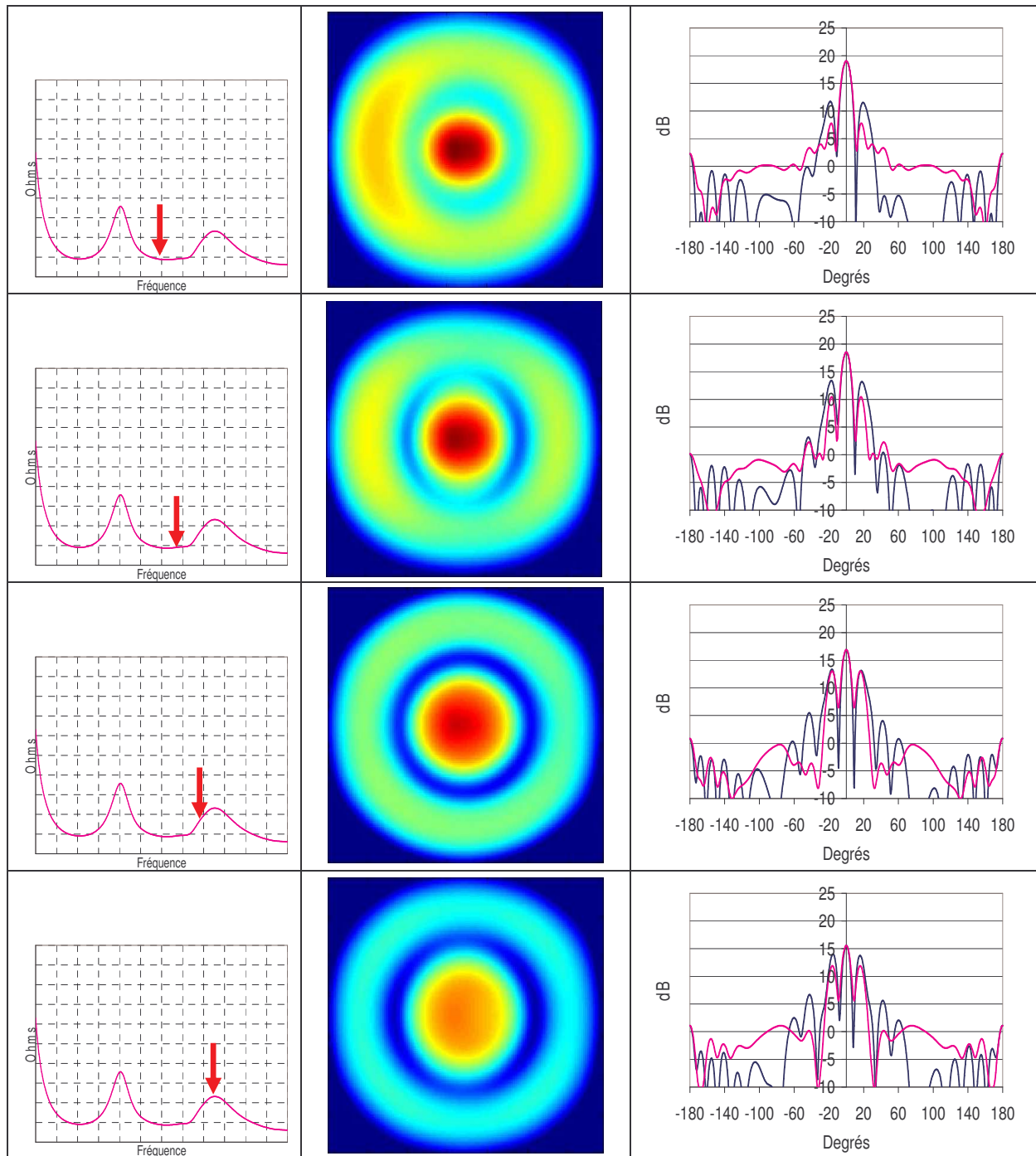


Tableau II.5 : Evolution des cartographies et des diagrammes de rayonnements en fréquence pour l'antenne circulaire

De façon générale le comportement de l'antenne BIE circulaire est similaire à celui de l'antenne rectangulaire. Des lobes secondaires apparaissent vers le second mode de résonance de l'antenne, ce qui fait chuter le gain de façon importante.

L'antenne circulaire présente un avantage certain en termes de bande de fonctionnement, puisque pour une directivité équivalente, elle présente en moyenne **25%** de

bande supplémentaire avec des niveaux de lobes secondaires équivalents. Ceci s'explique par l'écart fréquentiel entre les résonances 2 et 3 de l'antenne (cf. figure II.27) qui est plus important pour le cas de l'antenne circulaire.

V. CONCLUSION

Nous avons pu dans ce chapitre mettre au point une **technique de conception** de l'antenne BIE diélectrique à défaut, basée sur l'étude du facteur de qualité de la structure. Les différentes étapes telles que le choix des matériaux, le dimensionnement, l'excitation sont décrites, définissant ainsi un canevas utile à l'homme de métier.

De façon générale, ce cheminement peut être élargi à la conception d'antennes BIE dotées de structures diélectriques ou métalliques à 2 ou 3 dimensions.

Nous avons également pu mettre en évidence l'importance de la forme de l'antenne. Des **structures circulaires** permettent d'augmenter le produit gain bande référencé à des antennes carrées.

L'augmentation de la bande est un objectif important pour l'antenne BIE à défaut, et même si la forme circulaire permet de gagner un peu de bande sans modifier le gain, la bande de fonctionnement de l'antenne reste faible. C'est pourquoi nous avons envisagé d'autres solutions pour parvenir à ce résultat, et notamment l'excitation multisources qui sera détaillée dans le chapitre IV.

Un fonctionnement particulier de l'antenne BIE à défaut va être présenté maintenant. Le comportement multifréquence du matériau permet d'obtenir un rayonnement directif pour de multiples bandes de fréquences. Ce type de fonctionnement permet de couvrir deux bandes disjointes sans pour autant réaliser une antenne très large bande. Ce principe appliqué à l'antenne BIE fait l'objet du chapitre qui va suivre.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II

[II.1] Marc THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à bande interdite photonique. Application à l'étude et à la conception d'un nouveau type d'antenne"
Thèse de doctorat- n°34-1999- Université de Limoges- 18 novembre 1999

[II.2] V. LARRAY, L. FREYTAG, L. LEGER, E. POINTEREAU, A. MADELAINE, T. MONEDIERE, B. JECKO

"Directional & omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antennas for base station of wireless network."
IST Mobile & wireless Communication, June 2004, Lyon

[II.3] Paul F. COMBES

"Micro-ondes 2. Circuits passifs, propagation, antennes." DUNOD Paris 1997

[II.4] Joseph ROGER

"ANTENNES, Bases et principes." Techniques de l'ingénieur traité d'électronique E 3 280

[II.5] Cyril CHEYPE

"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes."
Thèse de doctorat- n°34-2001- Université de Limoges- 25 septembre 2001

[II.6] Richard BESANÇON

"Contribution à l'étude de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka."
Thèse de doctorat- n°47-97- Université de Limoges- 10 décembre 1997

[II.7] Régis CHANTALAT

"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources."
Thèse de doctorat- n°36-2003 Université de Limoges- 3 novembre 2003

[II.8] Cedric SERIER

"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"
Thèse de doctorat- n°57-2002- Université de Limoges- 28 novembre 2002

[II.9] David R. JACKSON & Nicólaos G. ALEXÓPOULOS

"Gain enhancement methods for printed circuit antennas" IEEE Trans. On Ant. & Propagation, Vol Ap-33, n°9, september 1985, pp 976-987.

[II.10] M. TROUBAT, S. BILA, D. BAILLARGEAT, S. VERDEYME, T. MONEDIERE, B. JECKO

"Synthesis of combined functions applied to the design of a filter-antenna." International Workshop on Microwave Filters, CNES, Toulouse, France, Septembre 2004.

[II.11] Ludovic LEGER, Cédric SERIER, Régis CHANTALAT, Marc THEVENOT, Thierry MONEDIERE & Bernard JECKO

"ID Dielectric EBG resonator antenna design"
Annales des télécommunications Vol. 59, n°3-4, mars-avril 2004, Contributions

[II.12] Philippe LEVEQUE

"Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes"

Thèse de doctorat- n°14-94- Université de Limoges- 28 février 1994

[II.13] Sophia SOLIGNAC

"Etude de l'élargissement de la bande passante de réseaux d'antennes imprimées en polarisation circulaire. Conception et réalisation de réseaux en bande C et Ka."

Thèse de doctorat- n°69-98 - Université de Limoges- 15 décembre 1998 - page 34

Chapitre III

ANTENNE BIE MULTIFREQUENCES

- ★ Définition
- ★ Description des deux types de fonctionnement multimodal de l'antenne BIE
- ★ Application à une antenne bibande aux fréquences 900 et 1800 MHz
- ★ Conception d'un prototype

I. INTRODUCTION

Ce chapitre est dédié au fonctionnement multimodal de l'antenne BIE à défaut qui permet d'obtenir un faisceau directif dans une direction pour plusieurs fréquences.

Cette étude a été motivée par le désir de proposer un nouveau fonctionnement de l'antenne BIE à défaut qui permet son adaptation aux réseaux de télécommunication multibandes comme par exemple la téléphonie mobile qui utilise les bandes de fréquences autour de 900 et 1800 MHz [III.1].

Récemment une équipe américaine a présenté une antenne multibandes basée sur le fonctionnement de l'antenne BIE planaire à défaut [III.2]. Les deux bandes de fonctionnement sont réalisées par un double défaut. Celui-ci est créé par deux types de barreaux (les barreaux constituent un BIE 2D) qui génèrent deux interfaces différentes donc deux cavités d'air virtuelles. Ces deux cavités ont des fréquences de résonance distinctes et donc créent deux bandes permises au sein de la même bande interdite. Cette technique est celle du **multidéfauts**, le matériau **BIE** n'est donc **pas homogène**.

Le type de fonctionnement que nous allons présenter ici est différent. Nous avons choisi d'utiliser les **modes supérieurs du défaut** pour réaliser les bandes permises (et le rayonnement), et **non de multiples défauts**.

Le principe sera détaillé dans un premier temps, il est basé sur l'interprétation des coefficients de transmission et sur la distribution des champs électromagnétiques.

Le fonctionnement multifréquences peut être obtenu de deux façons différentes, c'est ce que nous verrons dans une seconde partie. S'ajoutera à ces techniques de dimensionnement une astuce permettant d'ajuster au mieux les fréquences de fonctionnement. Un exemple de dimensionnement pour les fréquences des réseaux GSM/DCS (900 MHz et 1800 MHz) sera proposé.

Enfin, le principe sera validé par une réalisation fonctionnant sur les fréquences 4,2 et 7,4 GHz.

II. DEFINITION

Une antenne multifréquences (ou multibandes de fréquences) rayonne simultanément des faisceaux pour deux bandes de fréquences distinctes ou plus (**Figure III.1**).

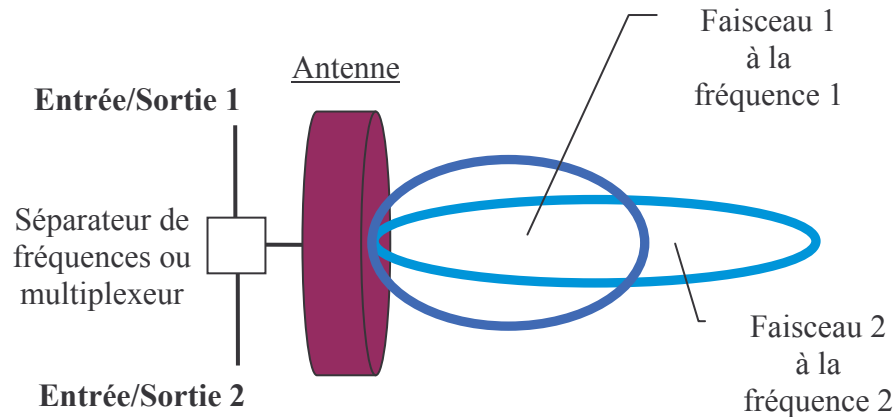


Figure III.1 : Schéma de principe de l'antenne multifréquences

Ce type d'antenne permet de réduire le nombre d'éléments rayonnant d'un système qui requiert un fonctionnement multifréquences. Ainsi une antenne multibandes assume le rôle tenu par plusieurs antennes se chargeant chacune d'une seule bande.

L'intérêt est entre autre, d'augmenter l'intégration des systèmes antennaires comme par exemple sur les téléphones mobiles où une seule antenne assure les fréquences GSM et DCS.

Les antennes multifréquences peuvent également être utilisées pour les liaisons terre-satellites, lorsque les voies montantes et descendantes fonctionnent à des fréquences espacées qui ne permettent pas l'utilisation d'une antenne monofréquence.

III. FONCTIONNEMENT MULTIMODAL DE L'ANTENNE BIE A DEFAUT

Comme pour l'antenne BIE monofréquence, la fréquence de fonctionnement est reliée à un mode de défaut dans la structure diélectrique. Elle est caractérisée par l'apparition d'une bande permise au sein de la bande interdite sur la courbe du coefficient de transmission en incidence normale de la structure infinie avec un défaut.

Un **fonctionnement sur plusieurs fréquences requiert la création d'autant de bandes permises**. Celles-ci sont la conséquence directe d'un défaut dans la structure BIE. Ainsi chaque bande permise représente une fréquence de fonctionnement potentielle pour l'antenne si la répartition des champs électromagnétiques est toujours compatible avec l'insertion d'un plan métallique au centre.

Pour réaliser ce fonctionnement on distingue **deux principales méthodes** qui vont être présentées maintenant.

III.1. Deux types de fonctionnement multimodal

Il y a deux façons d'appréhender le fonctionnement multifréquences :

- La première est d'utiliser la périodicité naturelle des bandes d'une structure BIE. Ainsi les fréquences de fonctionnement sont sensiblement des multiples impairs de la fréquence fondamentale ($f_0, 3f_0, 5f_0, 7f_0\dots$).
- La seconde est de réaliser de **multiples bandes permises** au sein d'une **seule bande interdite**. Dans ce cas, les fréquences de fonctionnement sont proches des multiples entiers du fondamental ($f_0, 2f_0, 3f_0, 4f_0\dots$).

Ces deux cas vont être étudiés séparément.

III.2. Périodicité des bandes interdites

L'observation des bandes permises et interdites se fait sur le coefficient de transmission en incidence normale de la structure BIE.

III.2.1. Création des bandes

Nous allons dans un premier temps dimensionner un matériau pour obtenir une bande interdite autour de 10 GHz.

a) Bandes interdites

Prenons par exemple trois plaques de permittivité relative 9,8 (alumine) d'épaisseur $\lambda_g/4$ à 10 GHz (c'est-à-dire 2,4 mm) espacées d'air d'épaisseur $\lambda_0/4$ à 10 GHz (c'est-à-dire 7,5 mm) (**figure III.2**), de façon à créer une bande interdite centrée à 10 GHz.

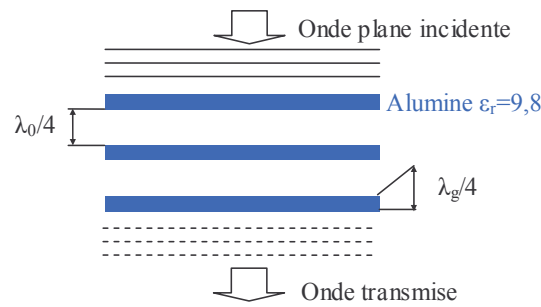


Figure III.2 : Schéma de la structure sans défaut simulée

Observons le coefficient de transmission de la structure infinie éclairée par une onde plane en incidence normale, sur une large bande de fréquences (**Figure III.3**).

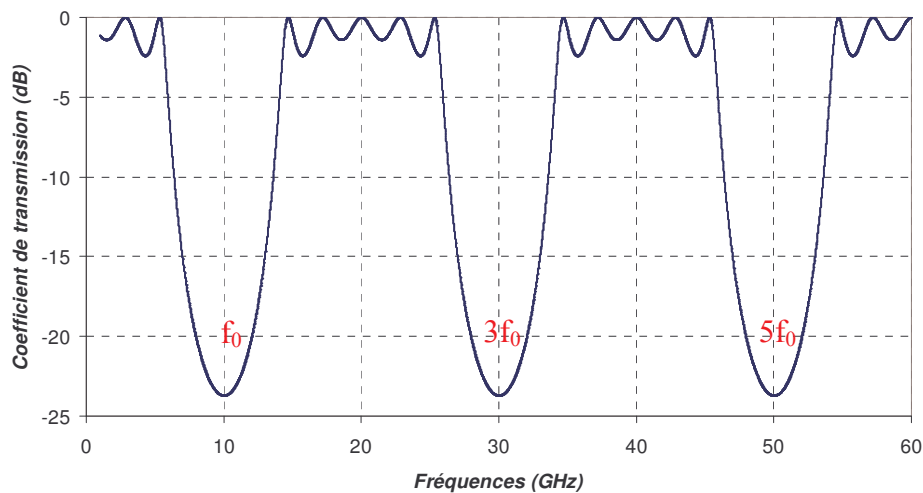


Figure III.3 : Coefficient de transmission en incidence normale d'un matériau BIE à air constitué de 3 plaques d'alumine.

Le puits obtenu classiquement à la fréquence fondamentale (ici 10 GHz) est reproduit à l'identique autour de 30 puis 50 GHz. Si l'on étend le domaine d'observation, on constate une **période de $2f_0$** des bandes interdites.

Nous allons maintenant créer les bandes permises.

b) Bandes permises

Lorsqu'un défaut de périodicité est créé, une bande permise apparaît au centre de chaque bande interdite, avec la même périodicité (**figure III.5**). Sur la **figure III.4**, un gap d'air d'épaisseur λ_0 à 10 GHz (30 mm) est introduit entre les deux plaques.

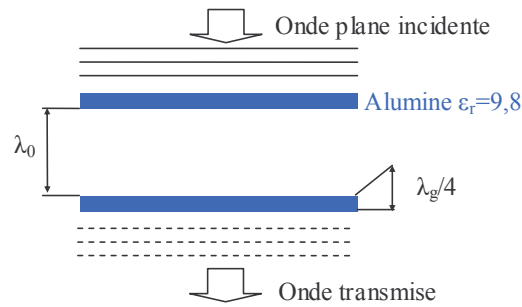


Figure III.4 : Schéma de la structure avec défaut simulée

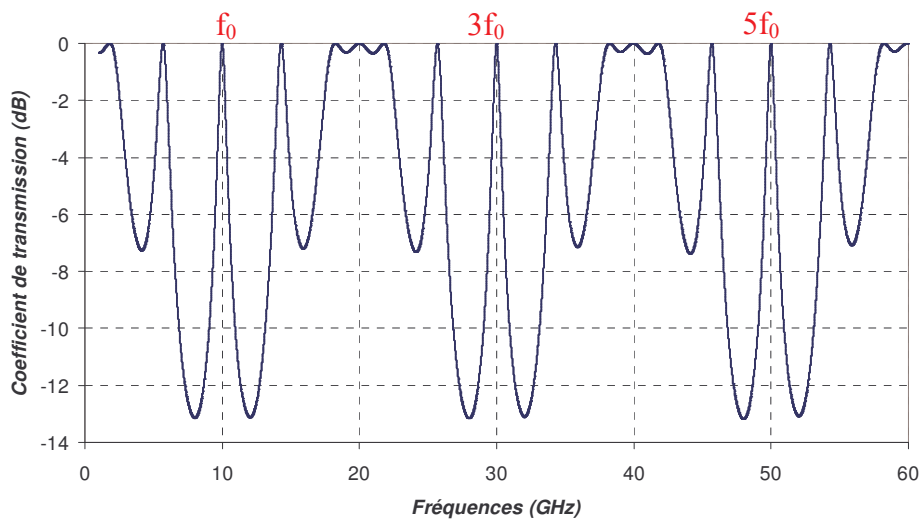


Figure III.5 : Coefficient de transmission en incidence normale d'un matériau BIE à défaut.

Ces bandes permises représentent les bandes de fonctionnement potentielles de l'antenne réalisée avec ce matériau. Elles sont fixées par la périodicité naturelle de la structure ($2f_0$). **Le choix des fréquences sera donc tributaire de ce phénomène.** Dans notre exemple, les fréquences de fonctionnement de l'antenne sont : 10, 30, 50 GHz...

Pour vérifier la compatibilité de ces modes de fonctionnement avec la configuration antenne, c'est-à-dire avec un plan de masse au centre du défaut, il faut observer la distribution des champs dans le matériau.

III.2.2. Distribution des champs

Comme nous l'avons vu dans le chapitre I, pour réaliser l'antenne à partir du matériau BIE à défaut, il est nécessaire que le module du champ électrique présente une distribution symétrique avec un zéro au centre du défaut. De cette façon, il est possible d'insérer un plan métallique pour sélectionner une seule direction de propagation.

La **figure III.6** propose la distribution du module du champ électrique tangentiel aux plaques pour les différentes fréquences des pics de transmission de la **figure III.5**.

La position des plaques d'alumine est symbolisée sur le schéma par deux zones bleues. Le plan de masse virtuel est représenté par une ligne en pointillés au centre de la structure. La valeur normalisée du champ est rappelée pour chaque fréquence à cet endroit.

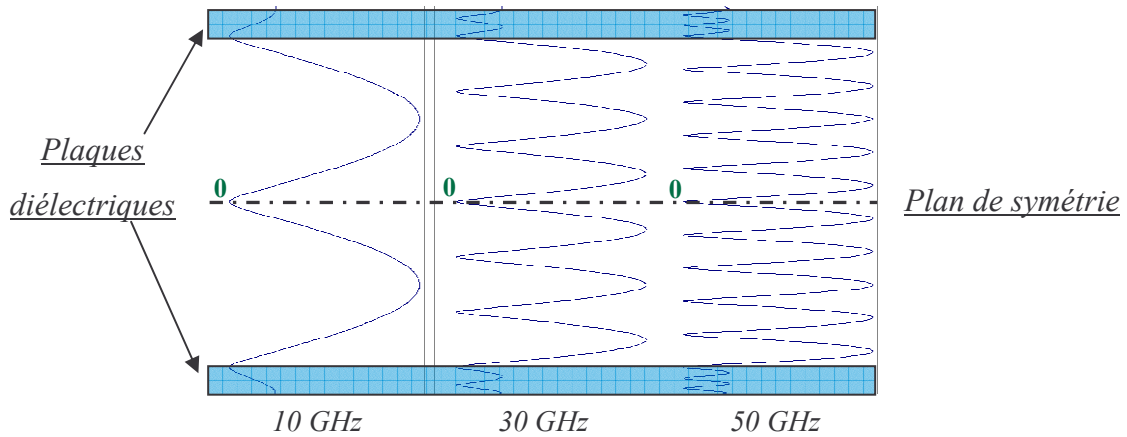


Figure III.6 : Distribution du module du champ électrique tangentiel aux plaques en fonction de la fréquence.

Nous pouvons remarquer que le champ électrique est nul au centre pour les trois fréquences. Cela signifie que ces trois modes sont compatibles avec une excitation sur plan de masse et donc un fonctionnement en antenne.

III.2.3. Dimensionnement de l'antenne

L'antenne est constituée d'une demi structure au dessus d'un plan de masse. Les dimensions latérales de l'antenne sont déterminées en fonction de la directivité potentielle du matériau à la fréquence fondamentale. Pour cela, il est utile de calculer le facteur de qualité de la structure avec défaut pour chacune des bandes permises (**Tableau III.1**).

Fréquence	Q
10 GHz	17
30 GHz	52
50 GHz	86

Tableau III.1 : Facteur de qualité de la structure BIE à défaut

A 10 GHz, le facteur de qualité est très faible, il est difficile de prévoir précisément une valeur de directivité. Les dimensions de l'antenne ont été fixées à 75 mm ce qui correspond au coté d'une ouverture rayonnante carrée de 18 dB avec un facteur de gain de 0,8 à 10 GHz. La simulation FDTD dans ce cas conduit à une directivité de 17,3 dB.

Nous pouvons remarquer que le facteur de qualité devient progressivement plus important pour les modes supérieurs de fonctionnement. L'antenne présentera donc une directivité croissante avec les fréquences de fonctionnement, d'autant que les dimensions latérales sont largement suffisantes à ces fréquences pour « contenir » toute l'énergie.

La hauteur de la cavité est déterminée avec la formule de calcul des fréquences (II.10) des modes de cavité en prenant pour coté 75mm. La hauteur calculée est de 15,1mm ce qui donne les fréquences de résonance théoriques suivantes : 10,33 GHz pour le mode 1, 29,94 GHz pour le mode 3 et 49,75 GHz pour le mode 5.

L'excitation est réalisée par des patches, un par bande de fréquence. Seules les deux premières fréquences de fonctionnement ont été simulées afin de valider le principe. La troisième fréquence implique un patch très petit et donc un maillage FDTD très fin de la structure ce qui augmente le volume de calcul. Les temps et coûts de simulations sont alors devenus trop importants pour ce cas.

Le schéma de l'antenne simulée est proposé **figure III.7**.

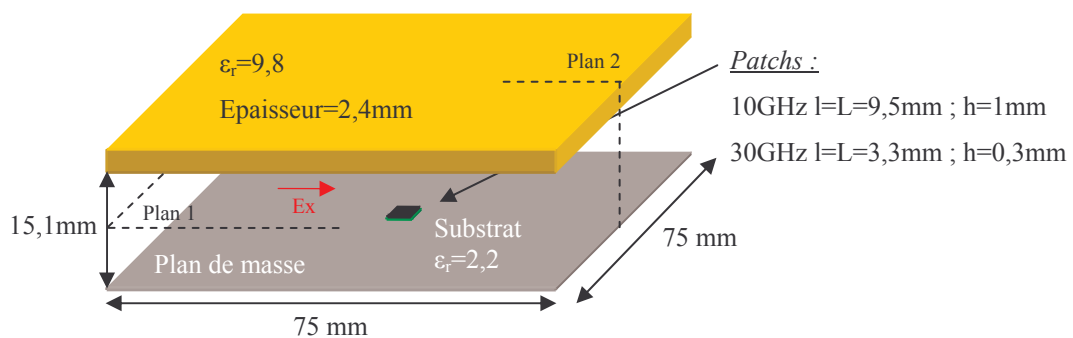


Figure III.7 : Dimensions de l'antenne simulée

Passons maintenant aux résultats de simulation.

III.2.4. Résultats de simulation

Dans un premier temps, nous analysons les diagrammes de rayonnement obtenus à 10 et 30 GHz, puis nous commentons dans un second temps les cartographies du champ électrique dans l'antenne.

a) Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement **figure III.8** ont été obtenus à 10,2 et 29,9 GHz.

Les plans E et H présentent des diagrammes avec un lobe directif dans l'axe pour les deux fréquences de fonctionnement. Les lobes secondaires sont faibles.

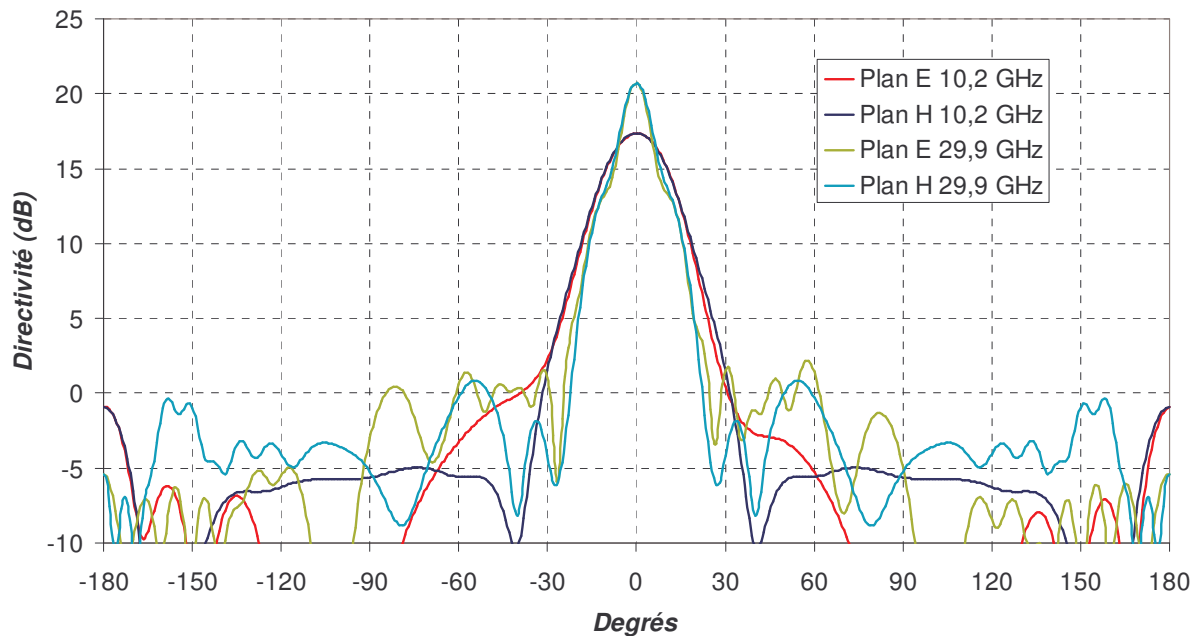


Figure III.8 : Diagrammes de rayonnement plans E et H pour les modes 1 et 3.

La directivité maximum obtenue est de 17,3 dB à 10,2 GHz et de 20,6 dB à 29,9 GHz. Comme nous l'avions prévu la directivité est plus importante pour la seconde bande en raison du facteur de qualité qui est supérieur associé aux dimensions de l'ouverture autorisant cette augmentation.

b) Cartographies de champ

Le module du champ électrique tangentiel aux plaques ($|E_x|$) est calculé dans un plan horizontal (**plan 1 figure III.7**) et dans un plan vertical (**plan 2**) au centre de la cavité pour les deux fréquences (**figure III.9**).

La tache de champ du premier mode est étendue, occupant la majeure partie de la surface offerte. A cette fréquence, l'antenne est bien dimensionnée pour le gain. Pour le second mode la tache de champ est très petite (malgré un gain supérieur) en raison de la fréquence qui est trois fois plus élevée. L'antenne est alors « surdimensionnée », le rendement de surface est de 20%. C'est pour cette raison que nous avons dimensionné l'antenne en tenant compte uniquement du facteur de qualité pour la première fréquence.

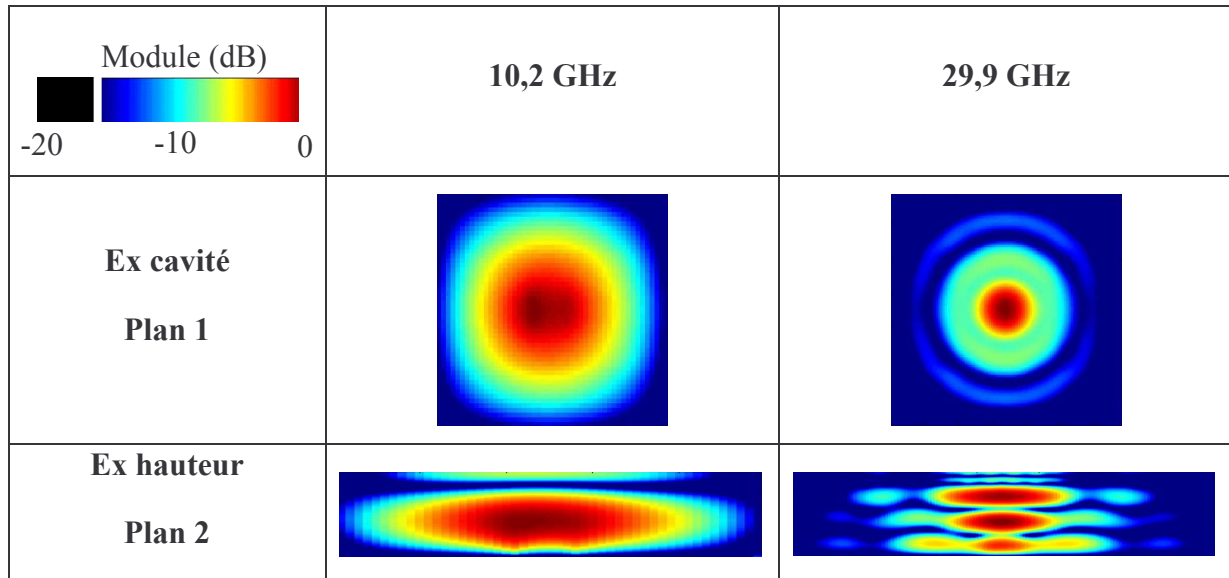


Figure III.9 : Distribution du champ électrique $|E_x|$ aux deux fréquences

La distribution du champ dans un plan vertical présente un maximum à 10 GHz et trois maxima à 30 GHz ce qui est en accord avec la distribution obtenue pour le matériau à défaut. L'antenne BIE fonctionne donc sur les modes supérieurs (en hauteur) de la cavité.

III.2.5. Conclusion sur le premier type de fonctionnement

Un fonctionnement sur les modes supérieurs avec un rayonnement directif dans l'axe est donc réalisable. L'antenne BIE conserve ses propriétés pour toutes les fréquences multiples impaires de la fréquence fondamentale fixée par les dimensions de la structure.

Le choix des fréquences de fonctionnement est imposé par la période des bandes ($2f_0$), ce qui ne laisse pas beaucoup de souplesse. Un faible écart fréquentiel entre les deux bandes nécessite un dimensionnement du défaut sur un mode fondamental qui sera le plus grand multiple impair commun des deux fréquences. Donc pour créer une antenne multibandes avec cette technique, il sera parfois nécessaire de réaliser des dimensions de défaut très grandes si le multiple commun est petit. C'est un problème si l'encombrement doit être réduit.

A présent passons au second type de fonctionnement.

III.3. Multiples bandes permises dans la même bande interdite

Dans cette partie, la périodicité des bandes interdites n'est plus utilisée, ce sont les modes supérieurs de la cavité redimensionnée qui vont nous servir à créer de multiples bandes passantes.

III.3.1. Création des bandes

Pour créer de multiples bandes au sein d'une seule bande interdite, il faut créer un défaut qui réalise une bande permise qui n'est plus centrée. Pour cela le défaut n'est plus en $\lambda_0=c/f_0$ avec f_0 fréquence centrale de la bande interdite, mais en $\lambda_1=c/f_1$ avec f_1 fréquence du centre de la bande permise.

Les fréquences f_0 et f_1 dépendent des différentes dimensions du matériau BIE.

La position du centre de la bande interdite est déterminée par l'épaisseur des couches diélectriques et les différentes bandes permises seront définies par les dimensions de la cavité (figure III.10).

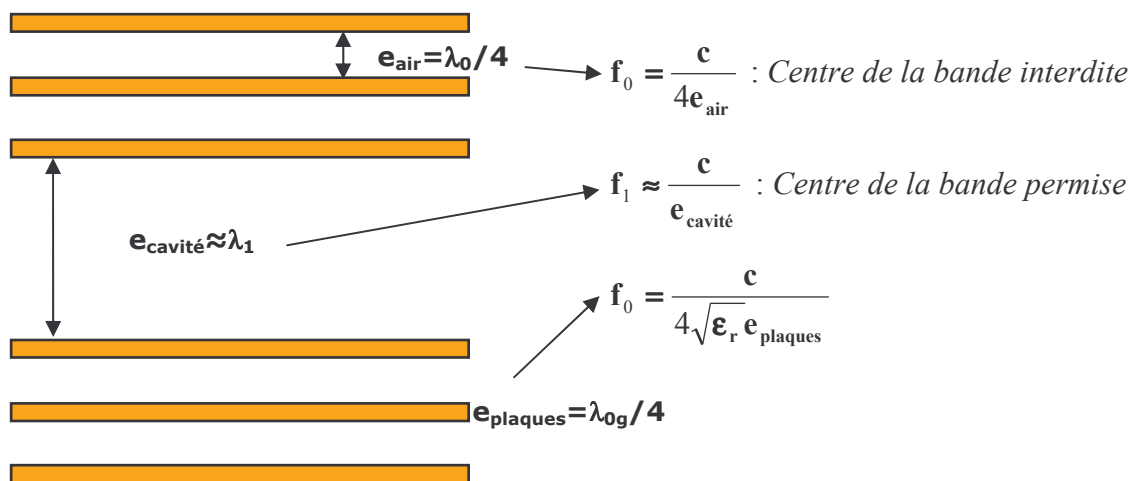


Figure III.10 : Détermination des fréquences des bandes permises et interdite

Prenons par exemple la structure précédente avec deux plaques d'alumine ($\epsilon_r=9,8$) et un espace d'air entre les plaques qui n'est plus λ_0 (30mm) mais λ_1 (60mm) qui est la longueur d'onde à 5 GHz. De cette façon une bande permise à 5 GHz devrait apparaître sur le coefficient de transmission (figure III.11).

On peut voir de nombreuses bandes permises apparaître, leurs fréquences centrales sont les suivantes en GHz : 3,15 ; 5,38 ; 7,67 ; 10 ; 12,33 ; 14,62 ; 16,85. La bande interdite est toujours centrée à 10 GHz puisque les épaisseurs des plaques restent inchangées.

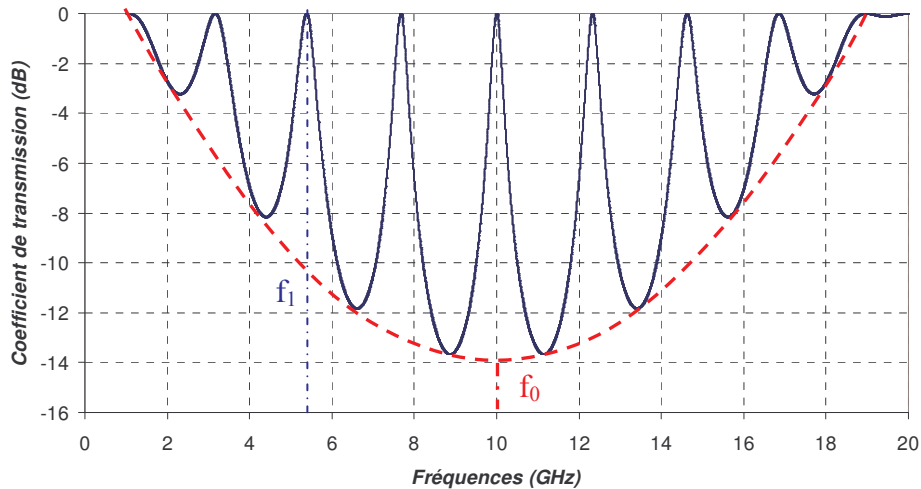


Figure III.11 : Coefficient de transmission en incidence normale d'un matériau BIE à défaut non centré

Les fréquences ne sont pas des multiples de 5 GHz comme nous pouvions l'espérer. Seule la fréquence centrale (10 GHz) est ajustée. Les fréquences qui auraient dû apparaître théoriquement à 5 et 15 GHz sont décalées vers le centre de la bande interdite de 380 MHz, soit 5,38 GHz et 14,62 GHz.

On peut donc conclure que les fréquences de transmission ne sont pas exactement des multiples de la fréquence du défaut. Ceci est dû au fait que la fréquence centrale de la bande interdite donnée par les épaisseurs de lames diélectriques, et la fréquence de transmission donnée par la dimension de la cavité d'air, ne coïncident plus. Ainsi toutes les fréquences théoriques de transmission sont décalées vers le centre de la bande interdite.

Avec cette technique, les fréquences de transmission qui sont susceptibles de fonctionner en configuration antenne, sont beaucoup moins espacées que dans le cas précédent.

Pour que ces fréquences soient compatibles avec un fonctionnement en antenne, c'est-à-dire avec un plan métallique au centre de la structure, il faut que la répartition des champs électromagnétiques soit en adéquation avec la théorie des images. C'est ce que nous allons étudier maintenant.

III.3.2. Répartition des champs dans la structure

Le module du champ électrique tangentiel aux plaques a été relevé pour toutes les fréquences permises dans la bande interdite. Les plaques diélectriques sont symbolisées en jaune sur la **figure III.12** et la valeur du module au centre du défaut est rappelée pour chaque fréquence.

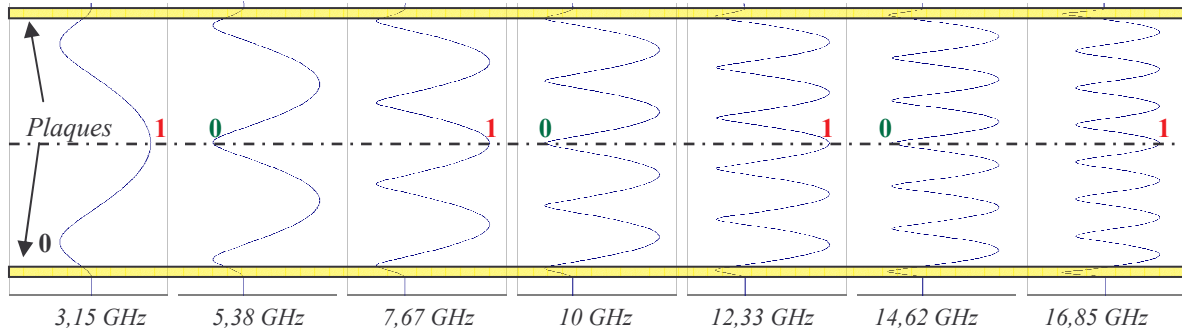


Figure III.12 : Distribution du module du champ électrique tangentiel aux plaques en fonction de la fréquence.

Sur cette figure, seules trois fréquences présentent un champ électrique nul au centre de la cavité, et sont donc compatibles avec l'insertion du plan métallique.

Dans notre cas, seules les fréquences de fonctionnement suivantes présenteront un diagramme de rayonnement avec un lobe directif dans l'axe: 5,38 GHz, 10 GHz et 14,62 GHz. Le rayonnement ne sera pas présenté pour cette structure, l'exemple d'antenne étudié par la suite permettra de confirmer l'obtention de lobes directifs pour deux fréquences différentes.

Lorsque les fréquences de transmission sont rassemblées dans une seule bande interdite, elles sont assez proches des multiples de la fréquence fondamentale (définie par les dimensions du défaut), soit une période de f_0 alors que la période était de $2f_0$ dans le cas précédent.

Mais encore une fois, cette périodicité est quand même tributaire des modes de résonance de la cavité d'air. Ainsi, si les fréquences de fonctionnement doivent être proches, le mode fondamental qui définit la période des bandes devra être faible, ce qui implique des dimensions importantes. Néanmoins, il existe une astuce pour ajuster correctement les fréquences de fonctionnement sans dimensionner un défaut trop grand, et s'affranchir ainsi de

la période fixée par le fondamental. Nous allons expliquer cette technique en prenant un exemple concret d'application.

Remarque : Si de nombreuses bandes permises doivent apparaître dans la bande interdite, il sera alors utile de réaliser une bande interdite très large pour contenir un maximum de bandes permises et uniformiser les facteurs de qualité associés. Pour cela une étude a été réalisée pour obtenir une bande interdite très large, elle fait l'objet de l'**annexe 2**.

III.4. Perturbation et ajustement des fréquences de fonctionnement. Application à une antenne GSM/DCS

Dans cette partie nous avons pris un exemple d'application pour une antenne BIE multifréquences. L'exemple le plus simple et le plus intéressant est celui de la téléphonie mobile GSM/DCS. L'antenne devra présenter un maximum de gain dans l'axe à 945 MHz (centre de la bande GSM) et 1840 MHz (centre de la bande DCS) [III.3]. Notre but était de voir si il était possible de concevoir aisément cette antenne avec le principe BIE multibandes.

III.4.1. Structure BIE

Le matériau choisi arbitrairement est composé de deux plaques de permittivité relative 6 et d'épaisseur 22,7 mm, séparées par le défaut (à air) d'une épaisseur de 335 mm. Celui-ci est dimensionné afin de créer une bande permise à 945 MHz (**figure III.13**).

Deux modes de fonctionnement apparaissent dans la bande interdite à 944,5 MHz et 1743,5 MHz. Si la première bande convient à la bande de fonctionnement du GSM, la seconde n'est pas adaptée puisque elle devrait être centrée à 1840 MHz.

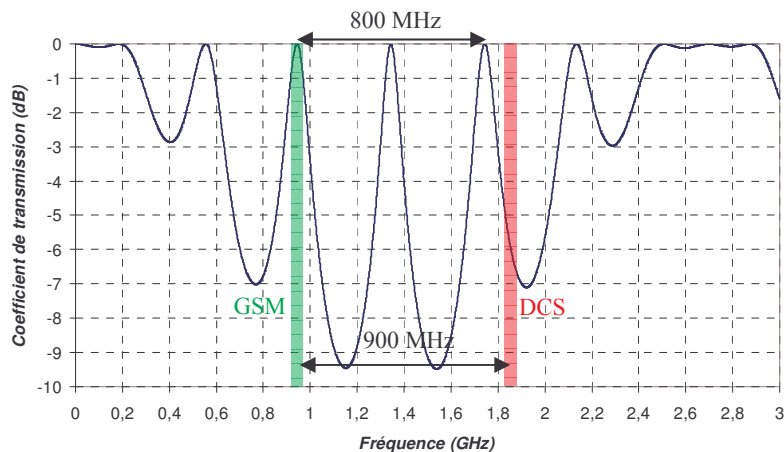


Figure III.13 : Coefficient de transmission de la structure BIE

Pour un fonctionnement correct, il est donc nécessaire d'ajuster la position de cette seconde bande, c'est-à-dire lui faire subir une variation de 100 MHz. Cela revient à augmenter l'écart entre les deux bandes de cette même valeur, pour avoir un écart de 900 MHz au lieu de 800 MHz. Pour cela nous allons insérer une perturbation diélectrique.

III.4.2. Ajustement des fréquences de fonctionnement par perturbation diélectrique

Le principe ici est de parvenir à **ajuster** les fréquences définies par les dimensions du défaut aux fréquences de fonctionnement GSM/DCS.

L'idée s'inspire de la méthode de perturbation des cavités résonantes en micro-ondes [III.4], qui permet de caractériser un diélectrique (ϵ' , ϵ'') en fonction de la variation de la fréquence de résonance. Le diélectrique à caractériser est placé dans la cavité et provoque un changement de la fréquence de résonance. C'est ce même principe que nous allons appliquer à l'antenne BIE multifréquences.

En insérant dans la cavité d'air une perturbation comme par exemple une lame diélectrique, il est possible de modifier la fréquence de résonance du mode. Ce changement sera plus ou moins important en fonction des caractéristiques de la lame (épaisseur, position, permittivité).

Ajuster les fréquences de résonance ne signifie pas seulement déplacer de la même façon toutes les résonances mais plutôt faire **varier l'écart fréquentiel entre elles**. Il faut donc trouver comment changer une fréquence de résonance sans modifier les autres. Pour ce faire, regardons la répartition des champs dans le matériau à défaut pour les deux modes de résonance (**figure III.14**) :

Nous pouvons constater que pour le premier mode le champ électrique est maximum au centre de la demi cavité tandis que pour le second, le champ est nul à cet endroit.

Nous allons voir l'effet que peut avoir une plaque diélectrique positionnée dans la cavité d'air. En fait nous insérons simultanément deux lames perturbatrices en raison de la symétrie (**figure III.14**).

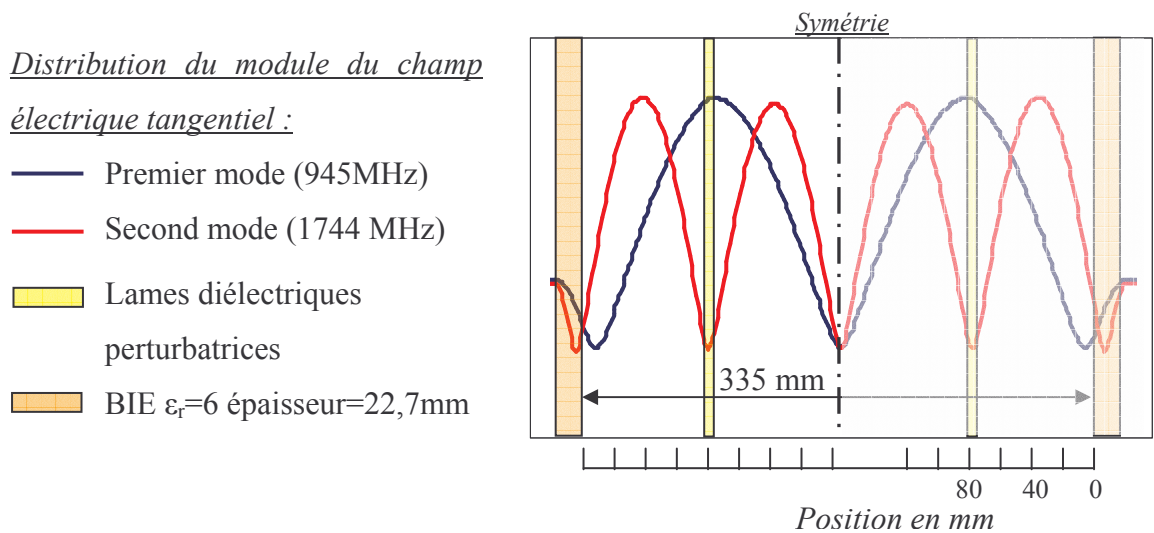


Figure III.14 : Distribution du champ électrique dans le matériau BIE à défaut

Plusieurs paramétrages ont été réalisés, en fonction de l'épaisseur de la lame, de sa permittivité relative ou encore de sa position dans la cavité. Pour chaque cas, la fréquence des pics de transmission des deux modes de fonctionnement est relevée.

a) Variation de la position de la lame

Les dimensions données **figure III.14** sont conservées et les lames sont déplacées dans la cavité. Leur épaisseur est fixée à **3 mm** et leur **permittivité relative à 6**. L'écart fréquentiel entre les deux modes est donné en fonction de la position de la lame **figure III.15**.

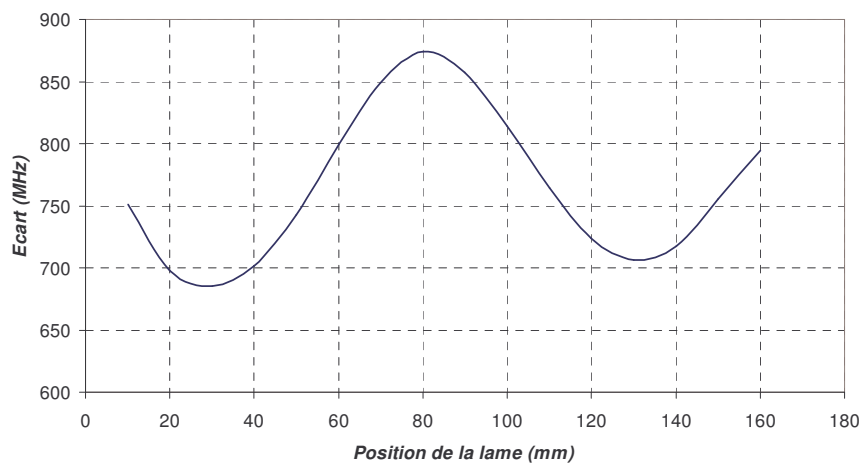


Figure III.15 : Ecart fréquentiel entre les deux modes en fonction de la position de la lame perturbatrice

Il apparaît que l'écart fréquentiel est maximum lorsque la lame perturbatrice est à 80mm de la lame du BIE, ce qui correspond à l'endroit où le champ est maximum pour le premier mode et minimum pour le second.

Ceci implique que la lame perturbe fortement le premier mode sans perturber le second comme le montre la **figure III.16** pour une abscisse de 80 mm.

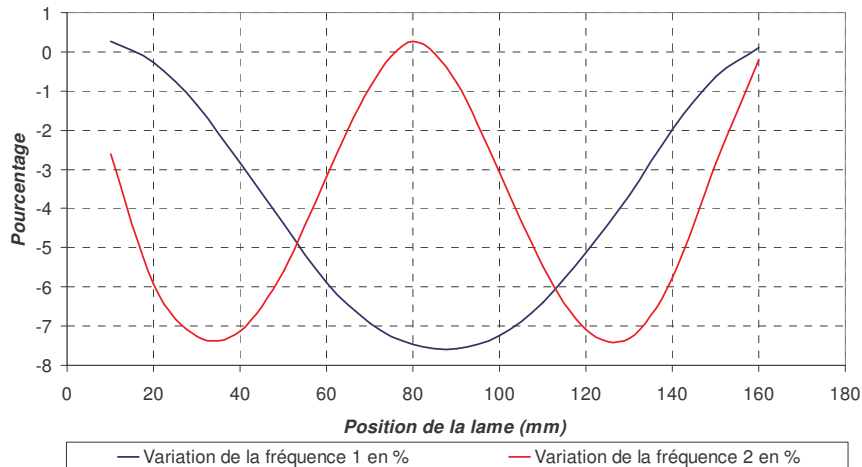


Figure III.16 : Variation de la fréquence des deux modes (en %) en fonction de la position de la lame perturbatrice

Ces courbes confirment par leur allure que la variation de la fréquence de fonctionnement est grande lorsque la lame passe dans la zone où le champ électrique est important. On observe donc deux maxima pour la fréquence 2 et un maximum pour la fréquence 1.

Il est donc possible de changer une des deux fréquences sans modifier l'autre. C'est sur ce principe que nous allons ajuster les fréquences de fonctionnement des antennes BIE multibandes.

Pour avoir un ordre d'idée des résultats qui peuvent être obtenus, nous avons relevé les fréquences des deux modes de résonance en faisant varier soit l'épaisseur de la lame, soit sa permittivité.

b) Variation de la permittivité

Les conditions sont celles présentées **figure III.14**, avec des lames perturbatrices **positionnées à 80 mm et d'épaisseur 3 mm**. Nous nous plaçons donc dans la configuration où la perturbation modifie **fortement la fréquence 1 et faiblement la fréquence 2**.

Ainsi en faisant varier la permittivité de la lame de 1 à 13 (**figure III.17**), il est possible de changer l'écart fréquentiel de 800 MHz à 960 MHz. Ce qui correspond à une variation de 20%.

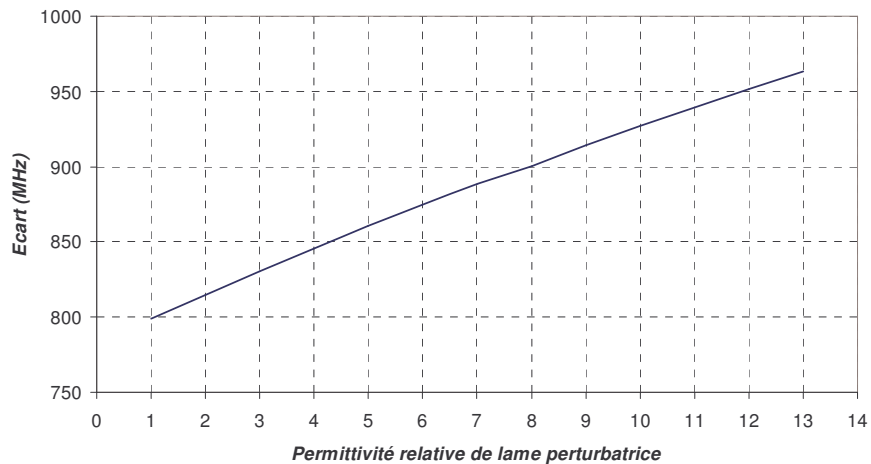


Figure III.17 : Ecart fréquentiel entre les deux modes en fonction de la permittivité de la lame perturbatrice.

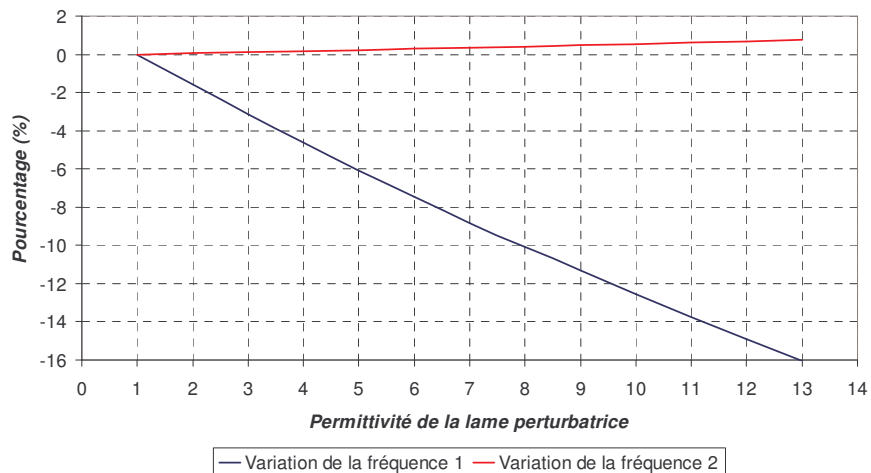


Figure III.18 : Pourcentage de variation de la fréquence des modes en fonction de la permittivité de la lame

L'écart est réalisé par la variation de la première fréquence puisque la seconde reste quasiment constante quelle que soit la permittivité (**figure III.18**). Par conséquent, en fonctionnement « antenne », il sera possible de modifier la première fréquence de résonance sans modifier la seconde.

c) Variation de l'épaisseur

Pour le dernier paramétrage, la permittivité est fixée à 6 et la position reste inchangée, c'est-à-dire **80 mm**. L'épaisseur de la lame est comprise entre 0,5 mm et 5 mm. Elle occupe donc entre 0,3 % et 3 % de la hauteur de la demi cavité.

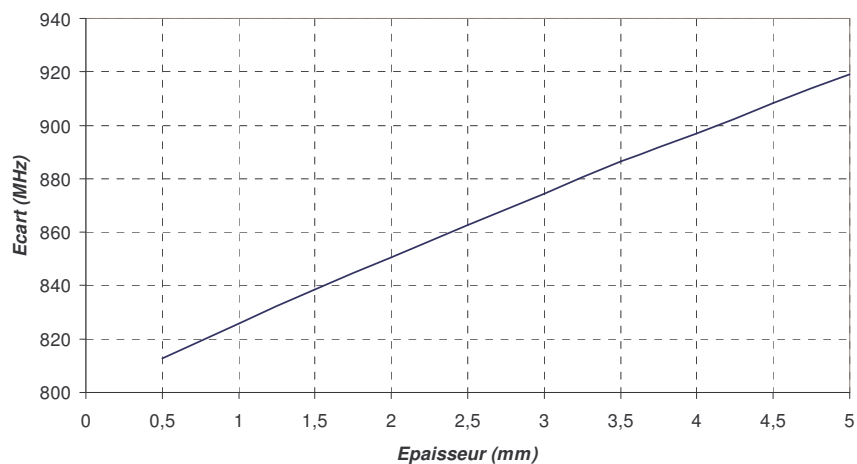


Figure III.19 : Ecart fréquentiel en fonction de l'épaisseur de la lame perturbatrice

L'écart (**figure III.19**) varie entre 820 MHz et 920 MHz pour une épaisseur de 0,5 mm à 5 mm.

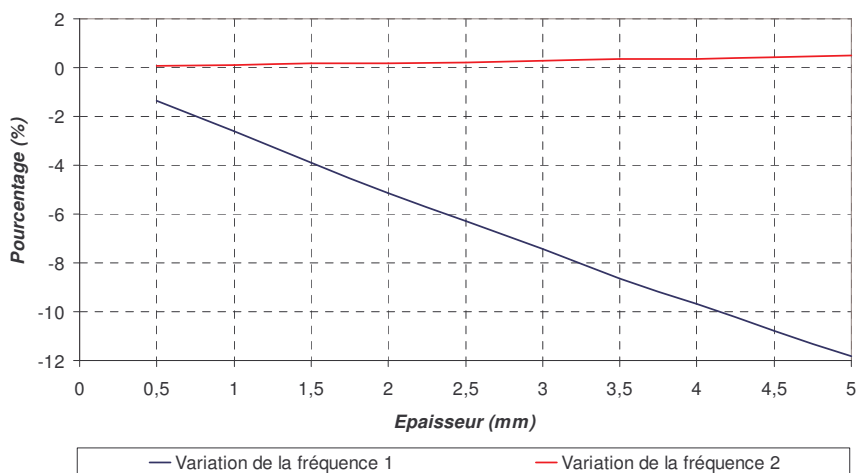


Figure III.20 : Variation des fréquences (en %) en fonction de l'épaisseur de la lame perturbatrice

Comme le montre la **figure III.20**, la première fréquence est fortement perturbée (12 %) tandis que la seconde varie de moins de 1%.

d) Bilan

Nous avons vu que l'insertion d'une lame de diélectrique permettait de changer de façon importante les fréquences de transmission du matériau BIE. L'amplitude de ces variations dépend de l'épaisseur de la lame, de sa permittivité relative, ou encore de sa position dans la cavité d'air. Des variations très importantes (de l'ordre de 15%) peuvent ainsi être réalisées. Toutes les données relatives à cette étude sont présentées en **Annexe 3**.

Avec une position judicieuse qui correspond à un maximum de champ pour un mode et à un minimum pour l'autre, il est possible de ne modifier que la fréquence du premier mode.

Par exemple, cette technique va nous servir à ajuster les fréquences de l'antenne aux bandes GSM et DCS.

III.4.3.Sélection des bandes GSM/DCS

La lame perturbatrice utilisée a une épaisseur standard de 3,2 mm et une permittivité relative de 6. Plusieurs simulations ont été réalisées afin de déterminer la position idéale de la lame pour obtenir un bon écart entre les fréquences de fonctionnement. Comme la lame perturbe de façon prépondérante la première fréquence, l'effet global obtenu en conservant les dimensions du défaut est un écart correct entre les fréquences mais les deux bandes sont décalées. Pour cette raison, un redimensionnement du défaut est nécessaire pour ramener les fréquences de fonctionnement aux bandes GSM/DCS.

La technique consiste alors à dimensionner le défaut pour fixer la seconde fréquence à la bonne valeur et à insérer ensuite la perturbation de façon à centrer correctement la première bande de fréquences sur 900 MHz.

Les lames perturbatrices sont à 58 mm des plaques du BIE et la dimension totale du défaut est désormais de **304,7 mm (figure III.21)**. Le coefficient de transmission est présenté **figure III.22**.

La fréquence centrale du pic correspondant au premier mode est égale à 943 MHz, celle du second mode est de 1848 MHz.

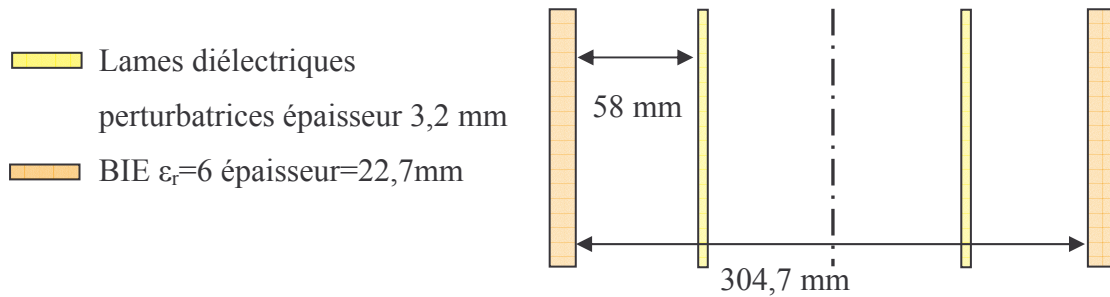


Figure III.21 : Dimensions de la structure simulée

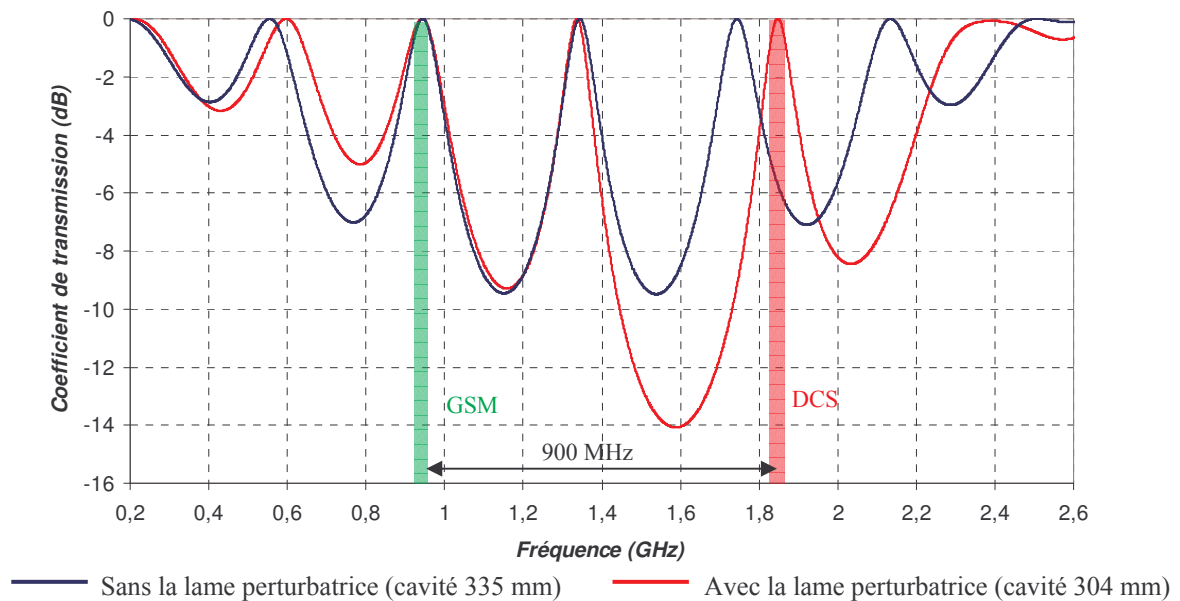


Figure III.22 : Comparaison des coefficients de transmission avec et sans perturbation.

Les fréquences sont donc ajustées sur les bandes GSM/DCS sous l'effet de la lame perturbatrice.

Nous allons maintenant passer à la simulation de l'antenne pour observer les diagrammes de rayonnement.

III.4.4. Simulation de l'antenne GSM/DCS

a) Dimensions générales

L'antenne a été simulée avec une plaque de permittivité 6 en guise de matériau BIE et une lame perturbatrice de permittivité 6 et d'épaisseur 3,2 mm car il s'agit d'une épaisseur standard des fournisseurs.

Une seule plaque de permittivité relative permet classiquement d'obtenir 15 dB. Ici la bande de fonctionnement GSM étant décalée vers les basses fréquences le facteur de qualité diminue. C'est pourquoi nous choisissons des dimensions d'ouverture calculées pour obtenir 14 dB avec un facteur de gain de 0,8 à 940 MHz. L'ouverture de l'antenne est donc un carré de côté 500 mm.

Le passage à la finitude de l'antenne conduit à optimiser les dimensions de la cavité et la position de la lame perturbatrice pour obtenir les diagrammes de rayonnement intéressants aux fréquences GSM/DCS.

L'excitation est réalisée par un patch double toit qui permet de rayonner à 940 MHz et 1800 MHz. Le patch inférieur sert au rayonnement GSM et celui du dessus au DCS. Les dimensions du patch GSM sont 102,2*100,8*8,5mm et celles du DCS sont 51,1*50,4*4,8mm. Les deux utilisent le même substrat de permittivité relative 2,5. La sonde d'alimentation est positionnée environ au quart de la dimension totale du patch GSM (25,6mm en longueur et 25,2mm en largeur) de façon à éviter l'apparition du mode supérieur qui dégraderait le rayonnement.

Le schéma de l'antenne est donné **figure III.23**.

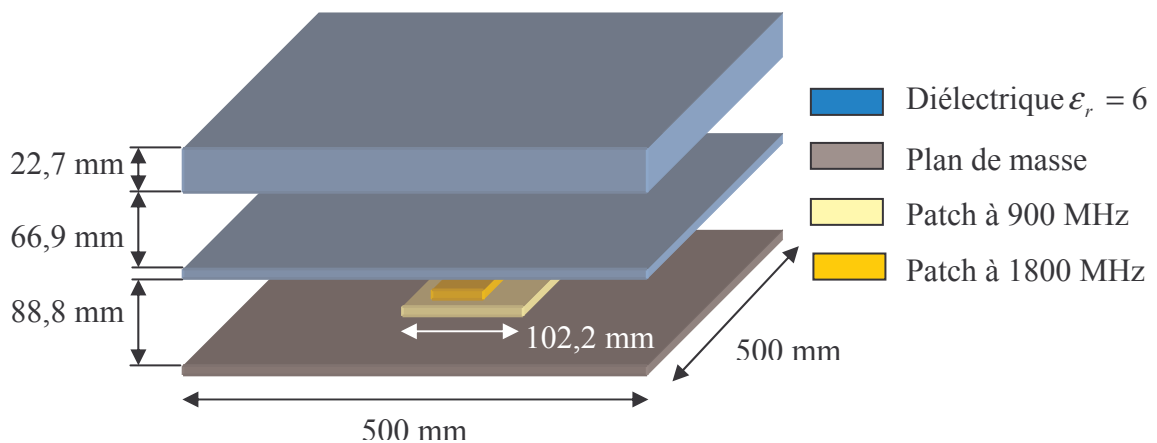


Figure III.23 : Schéma de l'antenne simulée

b) Adaptation

Le coefficient de réflexion simulé (FDTD) est présenté **figure III.24**.

Le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB de 930 MHz à 960 MHz pour la bande GSM et de 1820 à 1880 MHz pour la bande DCS.

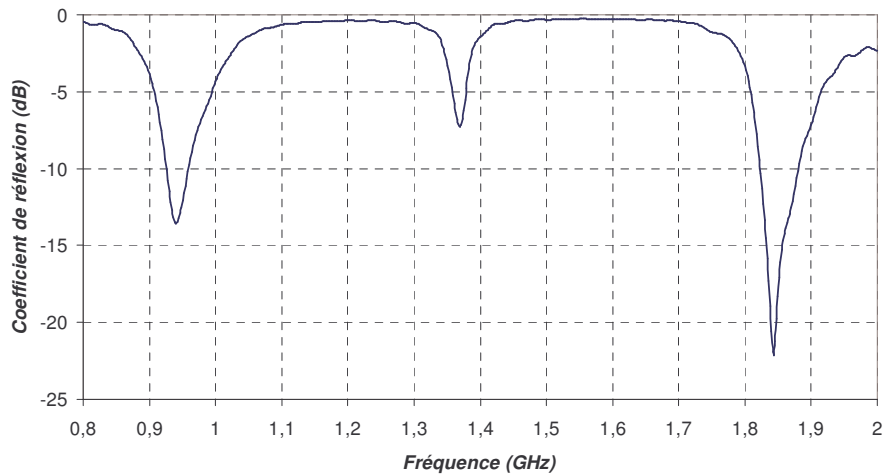


Figure III.24 : Coefficient de réflexion simulé de l'antenne b bande GSM/DCS

c) Rayonnement

Les diagrammes de rayonnement obtenus sur les bandes GSM et DCS sont présentés respectivement figures III.25 et III.26.

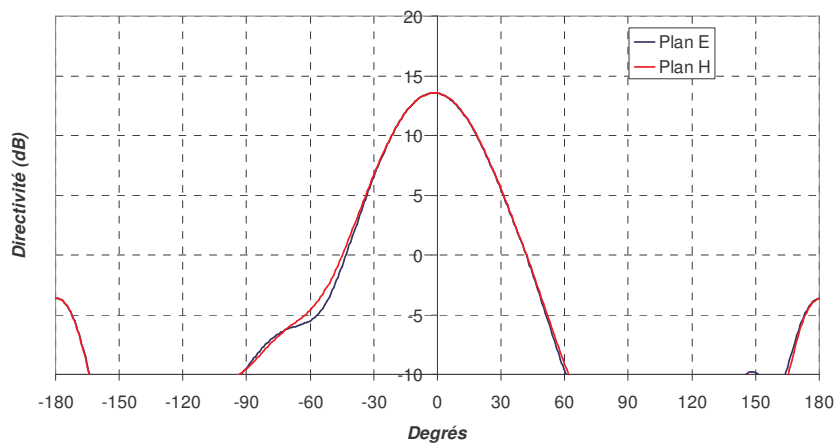


Figure III.25 : Diagrammes de rayonnement simulés à 940 MHz

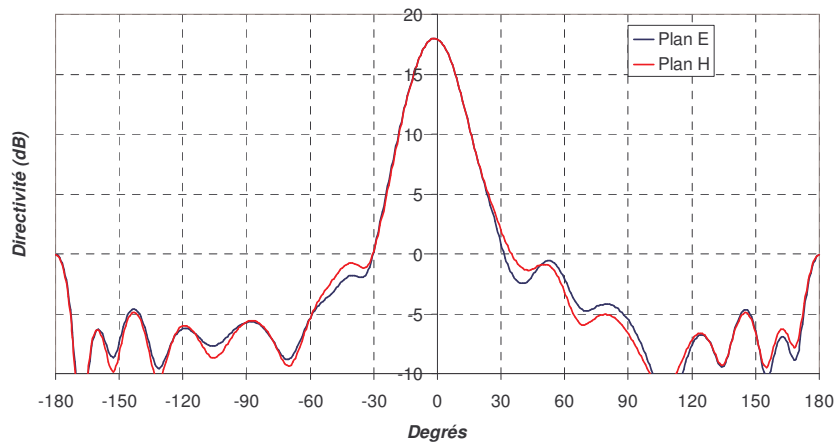


Figure III.26 : Diagrammes de rayonnement simulés à 1840 MHz

On observe une bonne concordance des plans E et H. La directivité maximale obtenue à 940 MHz est de 13,6 dB et de 17,9 dB à 1840 MHz. Les lobes secondaires sont pour les deux fréquences à -18 dB du lobe principal. La dissymétrie des lobes est attribuable à l'excitation.

Cette antenne présente donc des diagrammes directifs avec de faibles lobes secondaires pour les deux bandes de fréquences GSM et DCS.

III.5. Conclusion sur le fonctionnement avec de multiples bandes permises dans la même bande interdite

Nous avons vu dans cette partie que des dimensions judicieuses de l'antenne BIE permettaient de créer de multiples bandes permises dans la même bande interdite. Cette technique permet d'obtenir des fréquences qui sont assez proches des multiples entiers de la fréquence fondamentale.

Un ajustement des fréquences peut être réalisé en insérant une perturbation diélectrique dans la cavité. De cette façon, les fréquences peuvent aisément être optimisées.

Les mesures d'un prototype réalisé vont nous permettre de valider le principe de fonctionnement multifréquence.

IV. CONCEPTION DU PROTOTYPE ET MESURES

Un prototype a été réalisé pour valider à la fois le fonctionnement multibandes d'une antenne BIE, mais également le principe de perturbation des fréquences de fonctionnement qui permet d'ajuster au mieux une antenne à un cahier des charges donné.

Nous avons choisi de réaliser un prototype bibande fonctionnant à des fréquences plus élevées que celles de l'antenne GSM/DCS, soit 4,2 et 7,4 GHz. Ces fréquences permettent non seulement de réaliser des **antennes peu encombrantes** (pour un faible gain) mais également plus faciles à réaliser dans notre atelier, ce qui **réduit le coût de fabrication**.

Ces fréquences ont également été choisies en fonction des **diélectriques disponibles**. C'est pour cette raison que nous avons un fonctionnement avec un faible gain car le matériau BIE est composé d'une seule lame de permittivité relative 6,57. Nous n'avons pas pu réaliser

un fonctionnement à $f/2f$ car nous ne disposons que d'une lame de faible permittivité ($\epsilon_r=2,33$) pour la perturbation, ne permettant pas d'obtenir un écart suffisant entre les fréquences. Les diélectriques utilisés sont des échantillons gratuits que nous avons obtenus auprès de nos fournisseurs.

IV.1. Dimensionnement

L'antenne est composée d'une **plaque** de permittivité relative **6,57** (Taconic RF-60 en verre téflon) d'épaisseur 3,17 mm et d'une **lame perturbatrice** d'épaisseur **1,6 mm** et $\epsilon_r=2,33$ (Taconic TLY-3 en verre téflon). L'antenne est **carrée** de coté **100mm** (Figure III.27). La **hauteur de la cavité d'air**, c'est-à-dire l'espace entre le plan de masse et la lame épaisse est de **42,4 mm**.

L'excitation est assurée par un patch double toit qui peut rayonner aux deux fréquences du BIE.

La lame perturbatrice est disposée au centre de la cavité (à 20,5 mm du plan de masse) pour obtenir le maximum de perturbation.



Figure III.27 : Photographie de l'antenne bibande

Pour avoir un ordre d'idée de la perturbation obtenue avec la lame, l'antenne a été simulée (FDTD) dans un premier temps sans lame perturbatrice et dans un second temps avec la lame d'épaisseur constante (1,6 mm) dont nous avons fait varier la permittivité. Pour chaque cas, les fréquences de fonctionnement (c'est-à-dire les fréquences où le maximum de gain est obtenu) ont été rassemblées dans le **tableau III.2**.

Permittivité relative	Premier mode	Second mode	Δf	Shift
0	4.35 GHz	7.4 GHz	3.05 GHz	0
2,33	4,2 GHz	7.4 GHz	3.2 GHz	150 MHz
3,2	4,1GHz	7.4 GHz	3.3GHz	250 MHz
6,2	3.8 GHz	7.4 GHz	3.6 GHz	550 MHz

Tableau III.2 : Evolution des fréquences en fonction de la permittivité de la lame

L'écart qu'engendre la lame de faible permittivité (2,33) est relativement faible (de l'ordre de 150 MHz), mais celui-ci peut devenir très important (de l'ordre de 550 MHz) avec simplement une permittivité de 6,2.

Passons maintenant aux résultats de mesure.

IV.2. Résultats, comparaison simulation/mesure

Les mesures ont été réalisées dans la chambre anéchoïde de l'IRCOM (**Annexe 4**)

Les diagrammes de rayonnement sont comparés plan H pour les deux fréquences de fonctionnement (fréquences où le maximum de gain est obtenu) **figure III.28**.

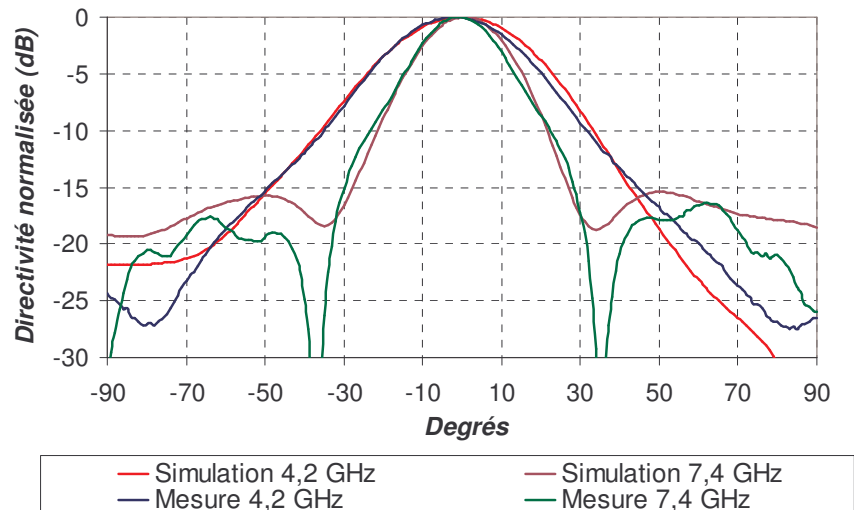


Figure III.28 : Diagrammes de rayonnement plan H pour les deux fréquences de fonctionnement.

Il y a une bonne similitude entre la simulation et la mesure.

Le gain intrinsèque pour le premier mode est de 11,5 dB (contre 11,6 dB en théorie) et pour le second mode de 16 dB (16 dB en théorie).

Cependant nous avons rencontré des difficultés avec le patch double-toit dont le rayonnement était perturbé par celui de la sonde coaxiale d'excitation. Un patch pour le second mode a été réalisé par la suite pour valider le rayonnement à la seconde fréquence. C'est pour cette raison que nous n'avons pas présenté de coefficient de réflexion de l'antenne.

Néanmoins le S11 obtenu avec les deux patches est de -6 dB à 4,2 GHz et de -7 dB à 7,4 GHz. Le S11 peut être optimisé en réalisant de nouveaux patches, malheureusement nous n'avons pas eu le temps de faire les études nécessaires.

Ce prototype valide avec succès le fonctionnement multimodal de l'antenne BIE.

V. CONCLUSION

Ce chapitre met en évidence les différents moyens d'aboutir à un **fonctionnement multimodal de l'antenne BIE**. Par un dimensionnement judicieux et une excitation appropriée, il est possible d'obtenir des diagrammes de rayonnement directifs dans l'axe pour deux bandes de fréquences non adjacentes (ou plus).

Suivant l'écart désiré entre les bandes, on préférera concevoir au choix une antenne multibandes utilisant la **périodicité naturelle des structures à bande interdites** (période proche de $3f_0$), ou alors créer de **multiples bandes permises au sein de la même bande interdite** (période proche de $2f_0$).

Afin d'**ajuster** précisément les fréquences à un cahier des charges, l'**insertion d'une perturbation diélectrique** disposée avec soin dans la cavité donne une grande latitude sur le choix des fréquences en fonction de l'épaisseur et de la permittivité relative du diélectrique. Un exemple de dimensionnement a été donné pour une antenne bibande GSM/DCS.

Le **même principe** peut également permettre **d'ajuster si nécessaire la fréquence de fonctionnement d'une antenne BIE monobande classique**.

Enfin, pour valider le principe en mesure, un **prototype a été réalisé et mesuré** à 4,2 et 7,4 GHz.

Ce fonctionnement a aboutit au **dépôt d'un brevet [III.5]** en octobre 2002.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III

[III.1] L. LEGER, R. GRANGER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE and B. JECKO
“*Multifrequency dielectric EBG antenna*” Microwave and Optical Technology Letters – March 5
2004 Vol 40-n°5 – pp 420-423.

[III.2] Y.J. LEE, J. YEO, K.D. KO, R. MITTRA, Y. LEE & W.S. PARK
« *Techniques for controlling the defect frequencies of electromagnetic band gap (EBG) superstrates for dual-band directivity enhancement of a patch antenna* », IEEE APS/URSI symposium, Monterey CA USA 20004

[III.3] R. GRANGER
« *Etude d’antennes BIP bibandes. Application à la détection des personnes enfouies sous la neige* », Rapport de stage de DESS, Limoges 2002

[III.4] F. GARDIOL
« *Hyperfréquences* », Vol. XIII du Traité d’électricité, DUNOD-Paris 1981, pp115-121

[III.5] B. JECKO, R. CHANTALAT, L. LEGER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, P. DUMON
« *Antenne à matériau BIP multifaisceaux et/ou multifréquences et système mettant en œuvre ces antennes* » Brevet n° FR 02 13326 – 24 Octobre 2002

Chapitre IV

AUGMENTATION DE LA BANDE DE RAYONNEMENT ET DU GAIN DE L'ANTENNE BIE PLANAIRE A DEFAUT PAR EXCITATION MULTISOURCES

- ★ Principe de fonctionnement
- ★ Directivité fréquentielle
- ★ Théorie des réseaux

I. INTRODUCTION

L'étude des performances de l'antenne BIE à défaut réalisée au chapitre I a permis de mettre en évidence la faible bande en rayonnement obtenue pour des gains forts. L'objectif de ce chapitre est de pallier à ce problème en réalisant une excitation de l'antenne par de multiples sources. Comme nous le verrons, cette solution permet à la fois d'augmenter le gain et la bande de rayonnement de l'antenne.

Des travaux récents à Rennes ont permis d'observer l'augmentation de la bande de rayonnement avec 2 sources [IV.1]. La même déduction est faite avec 4 sources [IV.2], en améliorant également l'adaptation de l'antenne.

Notre étude propose une analyse poussée des phénomènes avec des avancées inédites et une technique de mise au point simple et rapide.

Deux principaux aspects vont être étudiés dans ce chapitre :

- Un aspect « simulations », qui permet de comprendre le principe et qui propose une étude paramétrique des performances obtenues en fonction du nombre de sources, de leur espacement ou de leurs pondérations. Nous verrons ainsi de quelle façon le produit gain bande de l'antenne est augmenté.
- Un aspect « théorie des réseaux », pour s'affranchir des simulations FDTD et prévoir le gain et l'allure des diagrammes de rayonnement. Ceci permet d'optimiser au mieux les structures et d'avoir un résultat immédiat.

Pour finir deux solutions pour réduire les lobes secondaires seront proposées.

II. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

II.1. Principe

L'antenne BIE planaire se comporte comme une ouverture rayonnante sur laquelle la répartition des champs est relativement homogène pour le mode fondamental de fonctionnement (Chapitre II).

Nous avons vu que la directivité de l'antenne était liée aux dimensions de cette ouverture, elle même fonction du facteur de qualité du matériau BIE à défaut.

Une **directivité forte** est équivalente à une **surface importante** de **l'ouverture rayonnante**, qui est obtenue par un **fort coefficient de qualité (Q)** de la structure résonante. Or un facteur de qualité important induit une **bande de fonctionnement étroite**. Au contraire, un **faible facteur de qualité (Q)** induit une **faible directivité** donc une **petite ouverture rayonnante** et une **bande de fonctionnement plus large**.

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

La partie suivante va expliquer le principe plus en détail.

II.2. Disposition des sources et ouverture rayonnante.

Afin de démontrer le principe nous allons considérer un **exemple** fonctionnant à 42 GHz. Cependant, ce qui sera montré pour cette antenne pourra être **généralisé à d'autres fréquences de fonctionnement ou d'autres matériaux BIE**.

L'antenne choisie est constituée de deux plaques de permittivité relative 9,8 (épaisseur 0,57 mm) espacées d'une plaque de permittivité relative 2,5 (épaisseur 1,13 mm). La cavité (le défaut) est constituée d'air. Le facteur de qualité de la structure BIE à défaut est de 80 ce qui correspond à une directivité potentielle monosource de 23 dB.

La fonction de source d'excitation de la structure va être assurée par des patches. Nous avons choisi cet élément pour sa compacité, et sa mise en réseau assez aisée par la technologie des éléments imprimés. C'est également une excitation facile à simuler.

Les patches sont régulièrement disposés sur le plan de masse (**figure IV.1**) afin de constituer un réseau, le nombre de sources nécessaires ainsi que leur espacement seront étudiés par la suite.

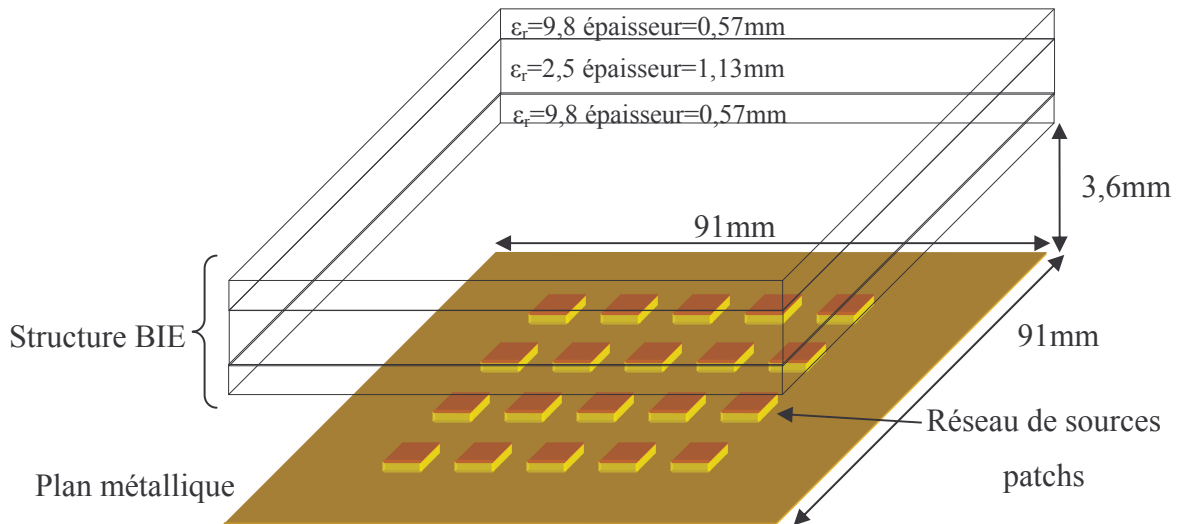


Figure IV.1 : Disposition des sources dans la cavité.

Pour observer les phénomènes, nous allons étudier la répartition du champ électrique dans un plan horizontal de l'antenne au centre de la cavité d'air, ceci pour quatre différents cas. **Les dimensions de l'antenne sont identiques, seul le nombre de sources dans la cavité change.** L'antenne est un carré de côté 91mm ce qui correspond à une « ouverture » de 31 dB en considérant un facteur de gain de 0,8. Le choix d'une grande ouverture permettra d'observer la croissance de la « tache » formée par le champ électrique lorsque le nombre de sources augmentera.

Pour chaque cas, la configuration des sources sur le plan de masse est donnée, ainsi que la distribution du champ électrique dans un plan horizontal au centre de la cavité pour la fréquence centrale de fonctionnement (42 GHz).

II.2.1. Cas monosource.

Le cas le plus simple est constitué d'une seule source centrée sur le plan de masse (**figure IV.2**), ce cas servira de référence pour la suite de l'étude.

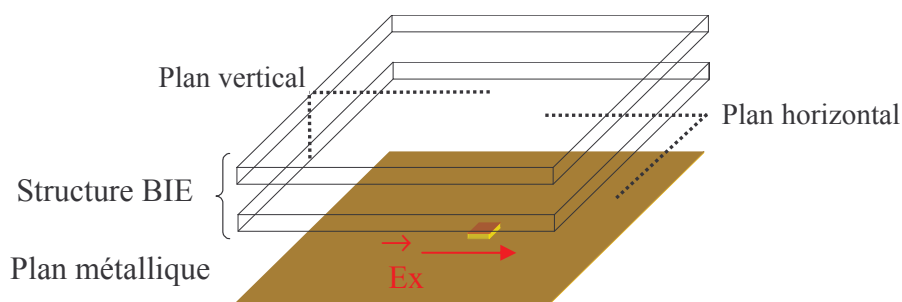


Figure IV.2 : Schéma de la disposition de la source.

Observons pour cette antenne la répartition du champ électrique tangentiel au milieu de la cavité d'air et dans un plan vertical (**Figure IV.3**).

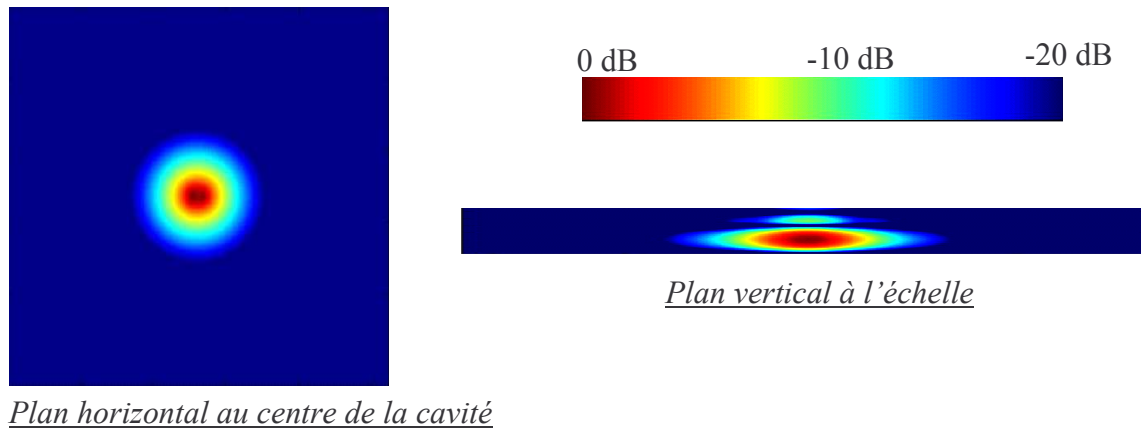


Figure IV.3 : Répartition du module du champ électrique tangentiel $|E_x|$

Cette cartographie tracée avec une dynamique de 20 dB donne les dimensions d'une tache élémentaire qui dépendent des caractéristiques du matériau utilisé. Nous pouvons voir que la tache est circulaire et ne s'étend pas jusqu'aux bords de la structure, ce qui montre bien que les dimensions de l'antenne ne sont pas adaptées à l'ouverture rayonnante équivalente déduite de la cartographie. Les dimensions de la tache indiquent la directivité potentielle de l'antenne.

Une tache plus importante peut être réalisée avec un empilement diélectrique comprenant plus de périodes ou un contraste de permittivités relatives plus important. En effet, une structure avec un fort coefficient de qualité permet de réaliser une forte directivité (cf figure II.5 Chapitre II) ce qui implique une « tache » de grande surface.

Etudions maintenant le cas de deux sources d'excitation dans la cavité.

II.2.2. Cas bisources.

Deux simulations différentes ont été réalisées dans cette partie, la première présente deux sources espacées de λ_0 , la seconde concerne deux sources espacées de $5\lambda_0$. Les dimensions de l'antenne et le matériau utilisés sont les mêmes que précédemment. Les sources sont alimentées avec le même courant en amplitude et en phase, les lignes du réseau d'alimentation ne sont pas prises en compte (Cela impliquerait un maillage FDTD très fin de l'antenne et donc un temps de calcul trop important).

a) Sources espacées de λ_0 .

Observons sur la **figure IV.4** la distribution du champ électrique dans ce cas. La disposition des sources sur le plan de masse est également indiquée.

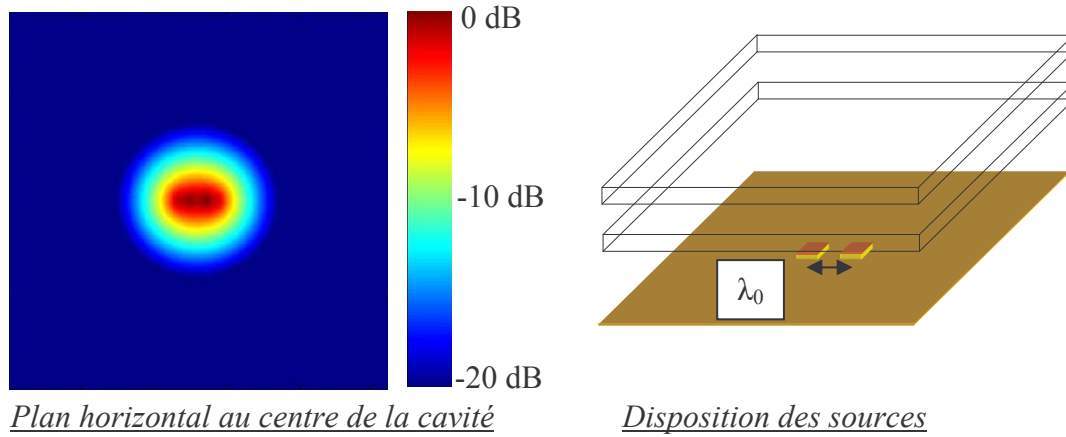


Figure IV.4 : Répartition du champ électrique tangential $|E_x|$ et disposition des sources

Dans ce cas de figure, la tache n'est plus circulaire mais s'étend dans le plan d'alignement des sources (Plan E), les dimensions sont conservées dans l'autre plan, la répartition n'est donc plus à symétrie de révolution.

b) Sources espacées de $5 \lambda_0$.

La structure précédente est simulée en déplaçant les deux sources vers les bords de la cavité. La distance entre les sources est maintenant de $5\lambda_0$ (**Figure IV.5**).

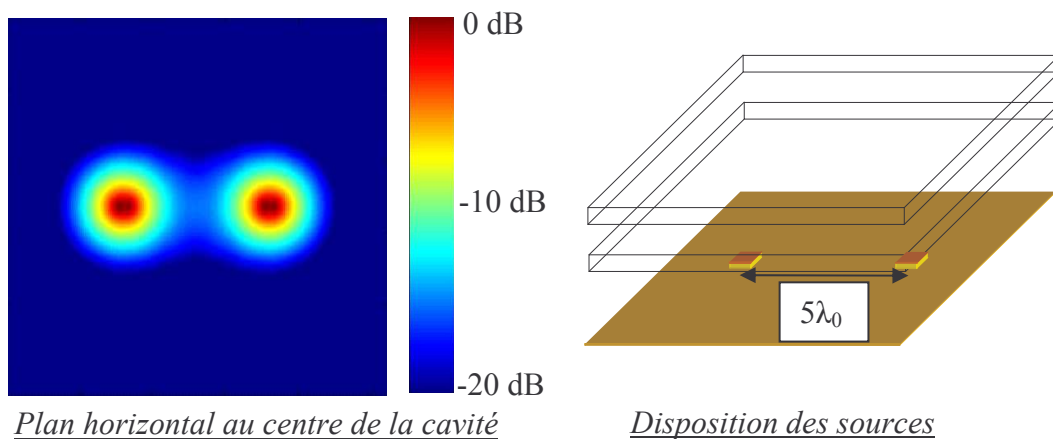


Figure IV.5 : Répartition du champ électrique tangential $|E_x|$ et disposition des deux sources

Cette fois ci deux taches circulaires apparaissent, chacune de même surface que celle obtenue dans le cas monosource. La position des taches est directement liée à la position des sources patch sur le plan de masse. **Le centre de la tache rayonnante correspond au centre du patch.** Ce phénomène a une grande importance pour la suite de cette étude.

Cela signifie que dans le cas où les deux sources sont rapprochées, les taches rayonnantes se **chevauchent** pour n'en former qu'une seule plus large. Dans ce cas, l'**entrelacement** est très **fort**.

Ainsi la répartition des champs de l'ouverture rayonnante sera fonction du nombre et de la position des sources sur le plan de masse. En choisissant des sources rapprochées nous allons obtenir une surface très homogène avec peu de variations d'amplitude des champs et un fort entrelacement. En choisissant des sources espacées, nous allons augmenter la surface rayonnante mais provoquer des variations importantes du champ sur l'ouverture.

Passons maintenant à un réseau de 36 sources sur le plan de masse.

II.2.3. Cas 36-sources espacées de λ_0 .

Un réseau carré de 6×6 éléments est disposé au centre du plan de masse (**Figure IV.6**).

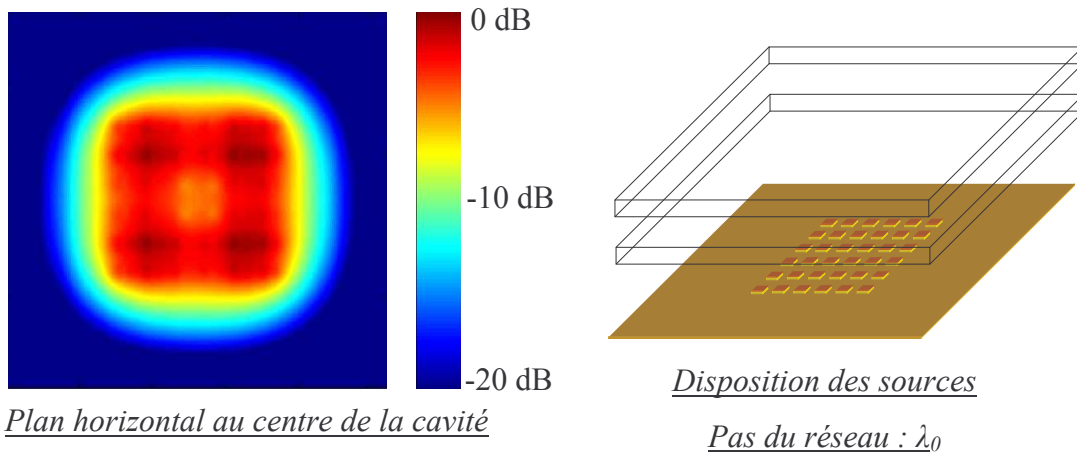


Figure IV.6 : Répartition du champ électrique tangentiel $|E_x|$ et disposition des 36 sources

Les éléments sont espacés de λ_0 afin d'obtenir un bon entrelacement, donc une surface homogène. Dans ce cas la surface rayonnante est grande avec peu de variations du champ grâce à un bon entrelacement des taches. Ainsi nous obtenons avec 36 sources et une structure

BIE peu résonante ($Q=80$), une surface rayonnante importante qui aurait pu être obtenue avec une seule source et un matériau BIE très résonant ($Q\approx 280$).

Il est donc possible grâce au matériau BIE et plusieurs sources d'excitation de réaliser des surfaces rayonnantes grandes en contrôlant la répartition des champs sur cette ouverture grâce à la position des sources sur le plan de masse.

Passons maintenant au rayonnement de ces structures, afin de vérifier qu'une tache de grande surface est bien synonyme de directivité importante.

II.3. Diagramme de rayonnement et directivité

Dans cette partie les surfaces rayonnantes observées sur les cartographies du champ Ex dans la cavité vont être associées au rayonnement de l'antenne.

Comparons par exemple le cas monosource et le cas 36 sources des paragraphes précédents (**Figure IV.7**). Les diagrammes de rayonnement (plans E et H) sont présentés à la fréquence centrale de fonctionnement (42 GHz).

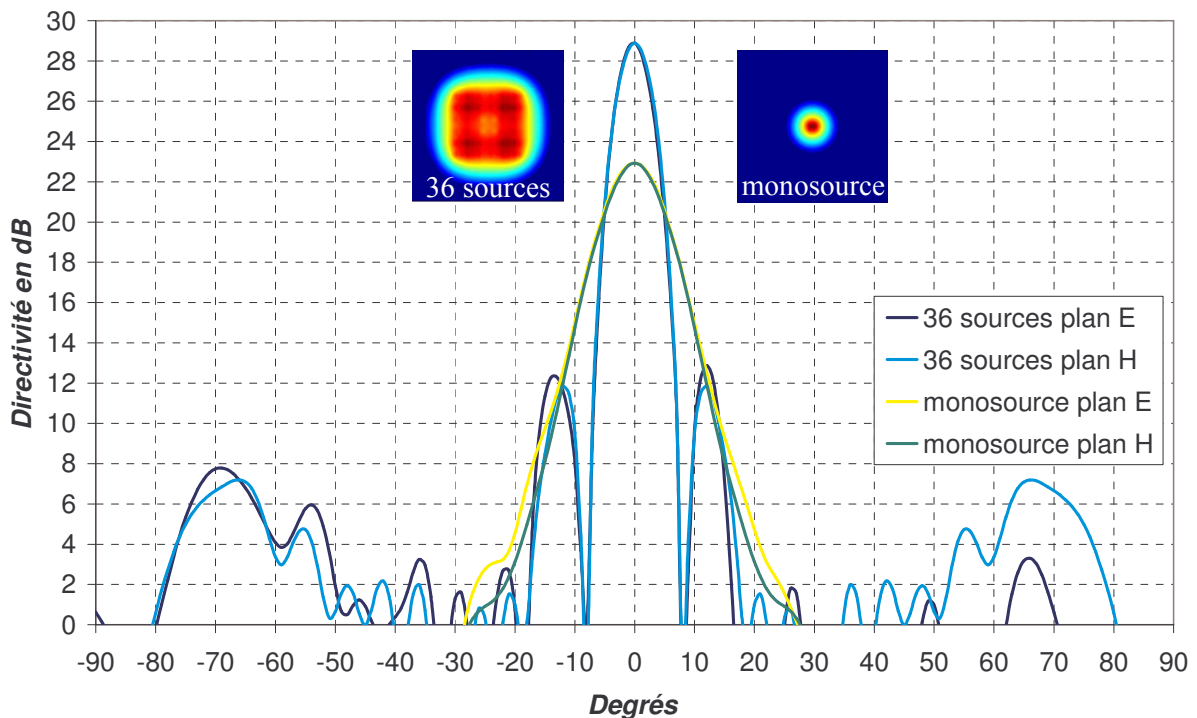


Figure IV.7 : Diagrammes de rayonnement des cas monosource et 36 sources (à 42 GHz)

Remarque: La directivité du réseau de 36 sources sans structure BIE est de 22,1 dB.

Dans le cas monosource (petite surface rayonnante) la directivité obtenue est de 22,9 dB, les lobes secondaires sont très faibles et les plans orthogonaux sont confondus.

Dans le cas des 36 sources (grande surface rayonnante) la directivité obtenue est de 28,9 dB soit 6 dB de plus que le cas monosource. Nous obtenons également une bonne ressemblance des plans E et H, le réseau étant carré.

Donc une tache de grande surface obtenue par une excitation multisources est équivalente à une directivité importante.

Maintenant que nous avons mis en évidence le phénomène, observons l'évolution de la directivité en fréquence en paramétrant le nombre et l'espacement des sources. Les courbes obtenues permettront de déduire la bande de rayonnement pour chaque cas.

III. DIRECTIVITE FREQUENTIELLE

Pour effectuer cette étude nous considérons une antenne de référence, excitée par une seule source patch, et de grandes dimensions latérales. Nous avons pris de grandes dimensions afin de contenir toute l'énergie qui sera présente au fur et à mesure que le nombre de sources va augmenter. Puis nous exciterons avec une ou plusieurs sources sans changer les dimensions de l'antenne ni le matériau BIE utilisé. De cette façon, tout phénomène observé ne pourra être attribué qu'aux sources d'excitation.

III.1. Cas de référence

Les caractéristiques de cette antenne de référence ont été choisies de façon arbitraire. La fréquence de fonctionnement est de 42 GHz et la directivité monosource est de 23 dB. Etant donné que l'ajout de sources supplémentaires augmente la directivité de l'antenne, nous avons du « surdimensionner » l'ouverture de la structure à une valeur correspondant à la directivité maximum que l'on souhaite observer.

Les dimensions latérales de l'antenne sont très grandes devant la directivité potentielle du matériau BIE. L'ouverture obtenue avec un carré de 80 mm de côté (**Figure IV.8**) est idéale pour concevoir une antenne de 30 dB (formule II.9 Chapitre II avec un facteur de gain de 0,8 à 42 GHz et une surface circulaire), tandis que pour 23 dB (configuration monosource) une ouverture de côté 36 mm aurait suffi.

Le matériau BIE (présentant un coefficient de qualité de **80**) est composé de deux plaques d'alumine ($\epsilon_r=9,8$) séparées par une plaque de faible permittivité relative ($\epsilon_r=2,5$).

Le patch est un élément carré de côté 2,1 mm réalisé sur un substrat de hauteur 0,254 mm et de permittivité relative 2,5.

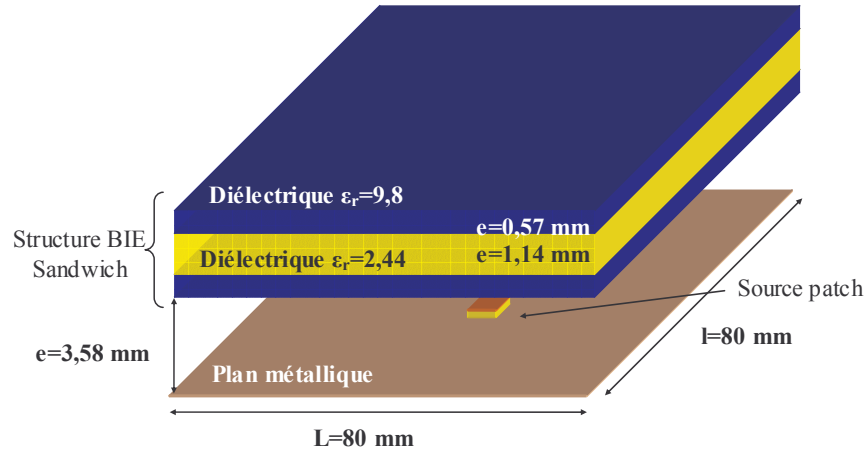


Figure IV.8 : Antenne de référence monosource simulée

Remarque : Pour le cas monosource, les grandes dimensions latérales vont réduire la bande de fonctionnement de l'antenne. Ceci en raison des modes de résonance qui se rapprochent et qui sont responsables de la chute de gain obtenue en fin de bande. Donc dans ce cas nous n'obtiendrons pas la bande potentielle idéale du matériau BIE.

III.2. Excitation de la structure avec de multiples sources

La structure précédente va faire l'objet de deux paramétrages au niveau des sources d'excitation :

- Premièrement nous allons accroître le nombre de sources en gardant un espacement constant.
- Deuxièmement nous allons fixer un nombre de sources arbitraire et faire varier l'espacement.

III.2.1. Augmentation du nombre de sources en conservant un espacement constant

a) Configurations simulées

Un espacement de λ_0 entre les sources a été choisi pour cette série de simulations FDTD, comprenant les excitations suivantes :

- Monosource
- Bisource
- 4 sources en ligne
- 4 sources en carré 2 par 2
- 8 sources en 2 rangs de 4
- 36 sources en carré de 6 par 6
- 81 sources en carré de 9 par 9

Les résultats de ces simulations ont été rassemblés **figure IV.9** sous la forme d'un diagramme qui représente l'évolution de la directivité maximum dans l'axe pour chaque antenne en fonction de la fréquence.

b) Directivité fréquentielle

Pour l'ensemble des cas les sources ont été alimentées avec le même courant en amplitude et en phase, les réseaux d'alimentation n'ont pas été simulés.

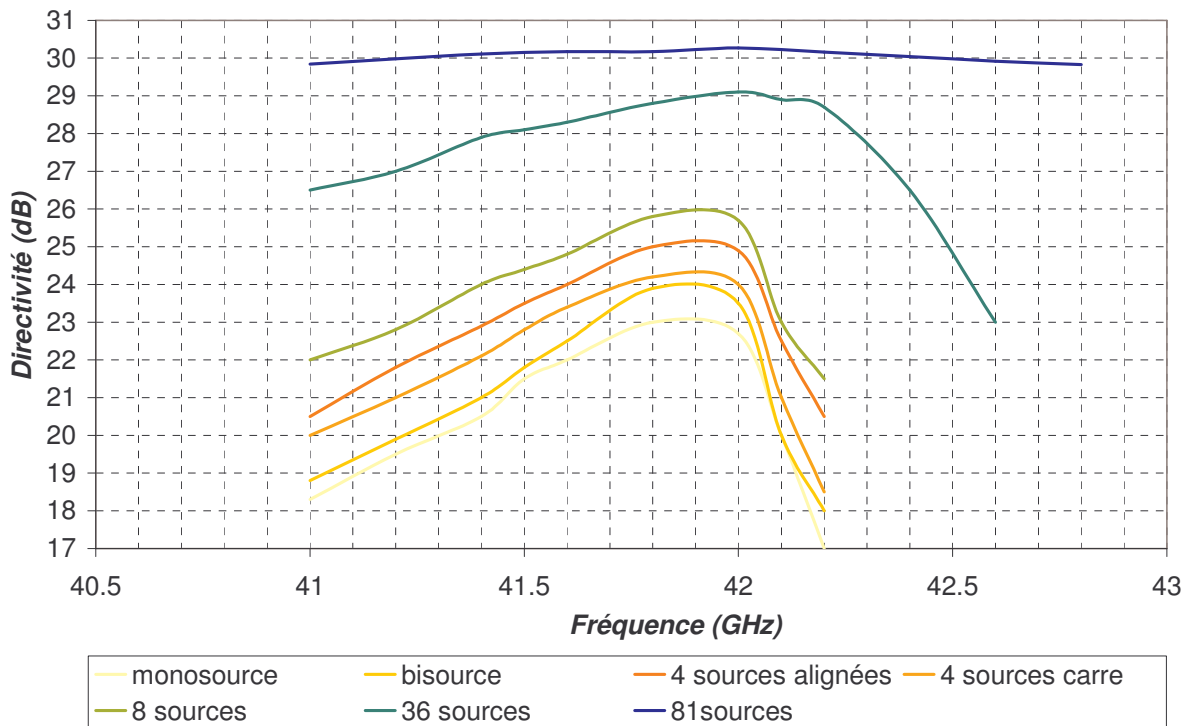


Figure IV.9 : Evolution de la directivité en fonction de la fréquence pour différentes configurations de sources d'espacement constant (λ_0)

Pour chaque cas, étudions la bande en rayonnement, c'est-à-dire la bande de fréquence pour laquelle le gain n'est pas inférieur à -3 dB du maximum obtenu.

Dans le cas **monosource**, la directivité obtenue est de **23,1 dB** à son maximum et la bande en rayonnement est d'environ **1,9 %**. Le cas **bisource** présente une directivité de **24 dB** avec une bande de rayonnement identique. De façon générale plus le nombre de source est important et plus la directivité augmente, tout en conservant la bande de rayonnement du cas monosource. Ainsi avec **huit sources** nous obtenons une directivité maximum de **26 dB** avec une bande de **2,1%**.

Pour les cinq premiers cas, la directivité augmente, et la bande de rayonnement est conservée.

Lorsque l'on passe aux cas **36 et 81 sources**, on peut voir que la directivité est augmentée (29 et 30,3 dB), mais également **la bande de rayonnement** qui devient respectivement **3,5%** et supérieure à **7%** (la valeur exacte ne peut pas être donnée en raison de la bande d'étude qui est trop faible). Ceci est dû au fait que la répartition des sources au sein de la cavité change le comportement modal de l'antenne et donc la répartition du champ électrique pour les différents modes de fonctionnement. Ce phénomène peut se comprendre en regardant la tache engendrée par un réseau de 81 sources dans la cavité (**Figure IV.10**)

c) Cartographies du champ électrique

Le réseau impose un maximum de champ sur quasiment toute la surface de l'antenne et perturbe donc l'installation du mode supérieur de l'antenne.

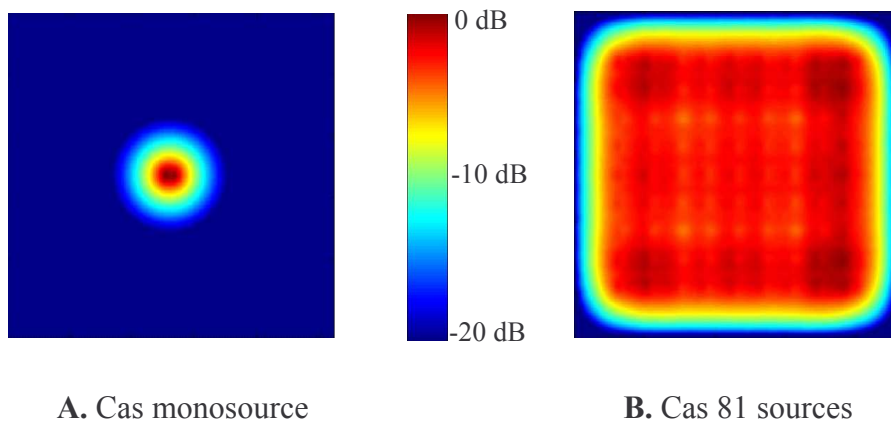


Figure IV.10 : Comparaison de la distribution du champ électrique $|E_x|$ au centre de la cavité (plan de coupe parallèle aux plaques) pour les cas monosource et 81 sources

Cependant la directivité de 30,3 dB obtenue dans le cas 81 sources n'est pas optimale puisque les dimensions de l'antenne sont à la limite de la directivité potentielle. Ceci peut se

remarquer sur la cartographie présentée **figure IV.10** où la tache rayonnante occupe toute la surface offerte par les dimensions de l'antenne, d'où la forme carrée de la tache. Une simulation utilisant la même configuration mais avec une ouverture plus importante (carré de côté 120 mm) a confirmé cette hypothèse puisque la directivité obtenue est passée à **31,6 dB**.

En conclusion, l'augmentation du nombre de sources permet **d'augmenter la directivité** de l'antenne en **conservant la bande en rayonnement obtenue pour le cas monosource**. Si le nombre de sources devient **important** (plus de huit), il est même possible **d'élargir cette bande** puisque le comportement modal de la structure est modifié. Il y a donc un double avantage à utiliser de multiples sources d'excitation.

Pour avoir un ordre d'idée des progrès obtenus nous allons comparer deux antennes qui présentent la même directivité maximale. L'une est obtenue avec une source excitant un matériau à fort coefficient de qualité (Q), l'autre est obtenue par une solution multisources avec un faible facteur de qualité.

d) Comparaison avec un cas monosource ayant une directivité maximale identique.

La **figure IV.11** présente les résultats obtenus en configuration monosource avec une structure BIE très résonante, de façon à obtenir environ 32 dB de directivité. Le matériau utilisé pour la structure très résonante est composé de 3 plaques de $\epsilon_r=7,6$. Il présente un facteur de qualité pour la structure à défaut de **900** soit une directivité potentielle en configuration antenne d'environ 32 dB. Cette antenne est comparée au cas 81 sources espacées de λ_0 de la partie précédente. Dans ce cas, la directivité est obtenue avec deux plaques d'alumine ($\epsilon_r=9,8$) séparées par une plaque de faible permittivité relative ($\epsilon_r=2,44$) (Q=80). Les deux antennes ont les mêmes dimensions latérales de 120 mm.

Dans les deux cas la directivité fréquentielle simulée (FDTD) a été relevée ans l'axe (**Figure IV.11**).

La bande en rayonnement est de **0,2%** pour le cas monosource avec le BIE à fort facteur de qualité, et la bande de rayonnement est de **3,5%** dans le cas multisources avec un facteur de qualité du BIE plus faible. A gain équivalent, et avec des dimensions identiques, une structure à fort Q (900) monosource présente **17 fois** moins de bande en rayonnement qu'une structure faible Q (80) multisources.

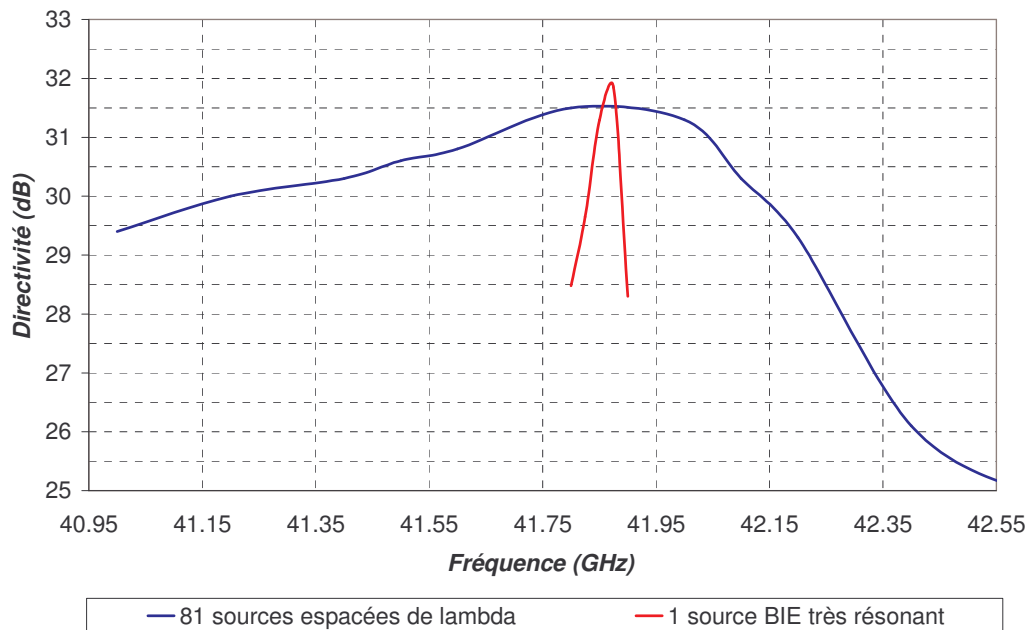


Figure IV.11 : Comparaison de la directivité fréquentielle pour deux antennes BIE différentes

Nous avons donc vu de quelle façon l'augmentation du nombre de sondes d'excitation pouvait **influer à la fois sur la directivité mais également sur la bande de rayonnement de l'antenne**. Cependant un nombre de 81 sources est trop important pour une réalisation et le principe du BIE à défaut perd de son intérêt. C'est pourquoi nous avons cherché à optimiser les performances en multisources.

Nous savons que pour un réseau de patches, la distance entre les sources a une influence sur le gain [IV.3]. Or jusqu'à présent, dans notre cas l'écart intersources était fixé à λ_0 . La partie suivante va donc traiter de l'espacement entre les patches, afin d'obtenir les performances optimales avec le minimum de sources. L'idée étant de faire varier l'entrelacement des ouvertures rayonnantes afin d'augmenter la surface totale, et d'observer les résultats en rayonnement et en directivité maximum.

III.2.2. Variation de l'espacement d'un nombre constant de sources d'excitation

Le nombre de sources a été fixé arbitrairement à 16 en constituant un réseau de 4×4 éléments. Les dimensions de l'antenne et le matériau BIE sont les mêmes que ceux qui ont été utilisés dans la partie précédente. Cette fois ci le seul paramètre qui évolue dans ce jeu de simulations est l'espacement entre les éléments (aussi appelé « pas » du réseau). Cet espacement est constant et prend les valeurs suivantes : $0,5 \lambda_0$; $1 \lambda_0$; $1,5 \lambda_0$; $2 \lambda_0$; $2,5 \lambda_0$. Les

sources sont alimentées avec le même courant en amplitude et en phase. Les pertes diélectriques ne sont pas prises en compte.

a) Directivité fréquentielle

Les directivités fréquentielles pour tous ces cas ont été rassemblées dans la **figure IV.12**.

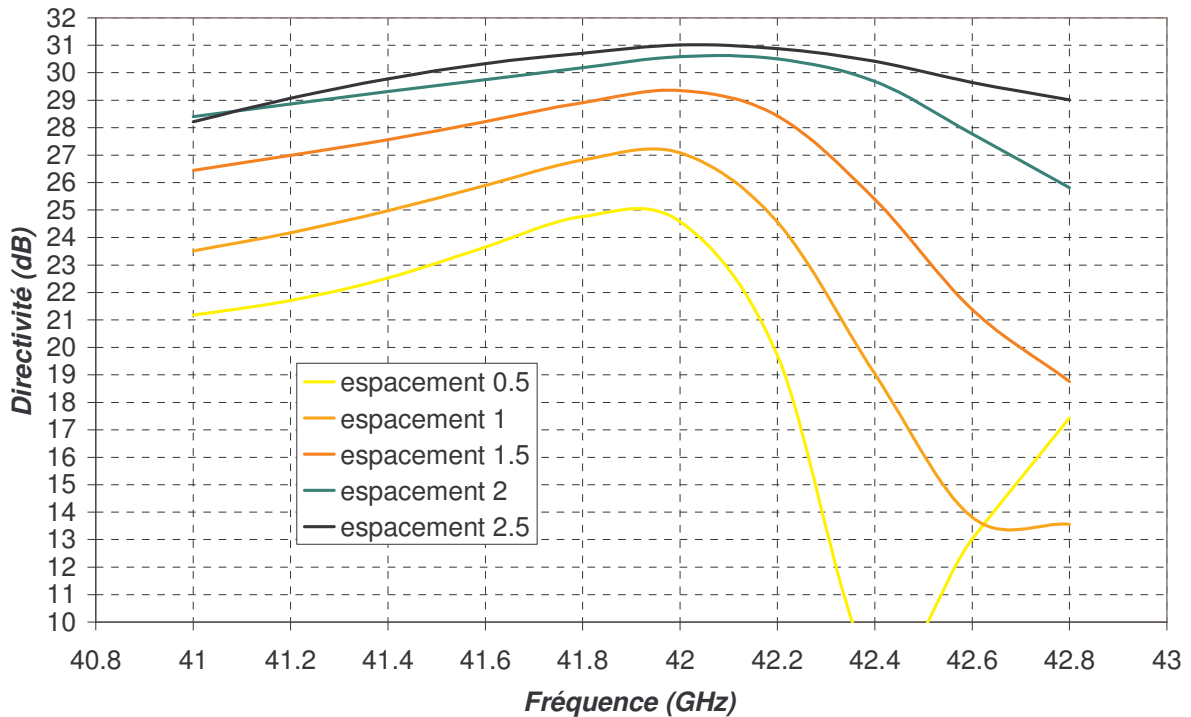


Figure IV.12 : Comparaison de la directivité fréquentielle pour différentes périodes exprimées en longueur d'onde (λ_0) d'un réseau 4x4

La directivité est très fortement liée à l'espacement entre les sources puisque comme l'indiquent les courbes jaune et verte de la **figure IV.12**, avec le même nombre de source, il est possible de passer d'une directivité maximum de 25 dB à une directivité de 30,6 dB seulement en changeant l'espacement de sources de $0,5\lambda_0$ à $2\lambda_0$. Le second point positif est que l'espacement intersource permet également d'augmenter la bande de rayonnement en aplanissant la courbe de variation de la directivité fréquentielle.

Remarque : La courbe jaune pour le cas monosource indique que la directivité remonte après 42,4 GHz. Cette remontée s'explique par l'apparition d'un mode supérieur correspondant à un rayonnement avec un lobe dans l'axe. Cependant ce mode présente des lobes secondaires importants.

Un calcul du produit directivité bande (**tableau IV.1**) permet de connaître de façon plus précise les résultats obtenus pour l'ensemble des cas. Le produit directivité bande est obtenu en réalisant le produit de la bande en pourcents par la directivité en linéaire. Le cas d'espacement $2,5 \lambda_0$ n'est pas présenté puisque la bande d'étude ne permet pas de relever la bande en rayonnement.

	Espacement $0,5\lambda_0$	Espacement $1\lambda_0$	Espacement $1,5\lambda_0$	Espacement $2\lambda_0$
Bande de rayonnement en %	2	2,5	3,2	4,3
Directivité max en dB	25	27,2	29,4	30,6
Produit directivité bande	632	1286	2790	4983

Tableau IV.1 : Produit directivité bande en fonction de l'espacement intersource en longueur d'onde

L'espacement permet donc d'obtenir une plus grande directivité et de la conserver sur une plus grande bande de fréquence, le produit gain bande subit un accroissement très fort ($\times 8$ pour un espacement de $0,5$ à $2 \lambda_0$).

Ceci se comprend en observant les cartographies de champs dans l'antenne.

b) Cartographies du champ électrique $|E_x|$

L'ouverture rayonnante s'élargit en même temps que les sources s'éloignent les unes des autres (**figure IV.13**). L'entrelacement des sources diminue alors progressivement pour former une surface rayonnante importante. La surface de rayonnement totale passe d'une forme circulaire à une forme carrée en raison de la disposition propre des sources du réseau. Encore une fois le cas des sources espacées de $2,5 \lambda_0$ n'est pas optimal puisque la directivité maximale qu'offre l'ouverture physique de l'antenne est atteinte.

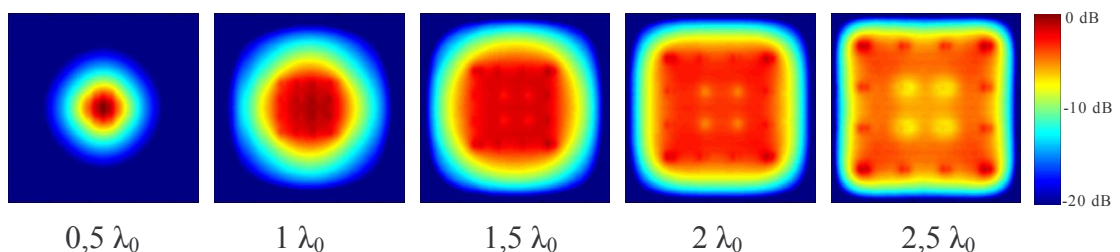


Figure IV.13 : Cartographie du champ électrique tangentiel aux plaques $|E_x|$ dans un plan de coupe horizontal au centre de la cavité, pour différents espacements intersources (fréquence centrale de fonctionnement 42GHz).

La solution multisources paraît donc **idéale** en termes de **directivité et bande de rayonnement** puisque avec peu de sources, il est possible d’obtenir une directivité et une bande de rayonnement importantes. Cependant il faut également considérer **le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement**. Cet élément n’avait pas été pris en compte jusqu’à présent mais nous allons maintenant étudier ce paramètre.

III.2.3. Evolution des diagrammes de rayonnement en fonction de l’espacement des sources.

Les diagrammes de rayonnement des différents cas composés de 16 sources (4×4) de la **partie III.2.2** ont été rassemblés sur le même graphique. Deux fréquences de fonctionnement ont été retenues pour l’étude :

- Premièrement (**Figure IV.14**) la fréquence ou la directivité maximale est obtenue (autour de 42 GHz).
- Deuxièmement (**Figure IV.15**), la fréquence d’apparition du second mode pour le cas où les sources sont rapprochées (42,4 GHz).

a) Diagrammes de rayonnement à la fréquence du maximum de directivité

Trois cas sont comparés figure **IV.14**.

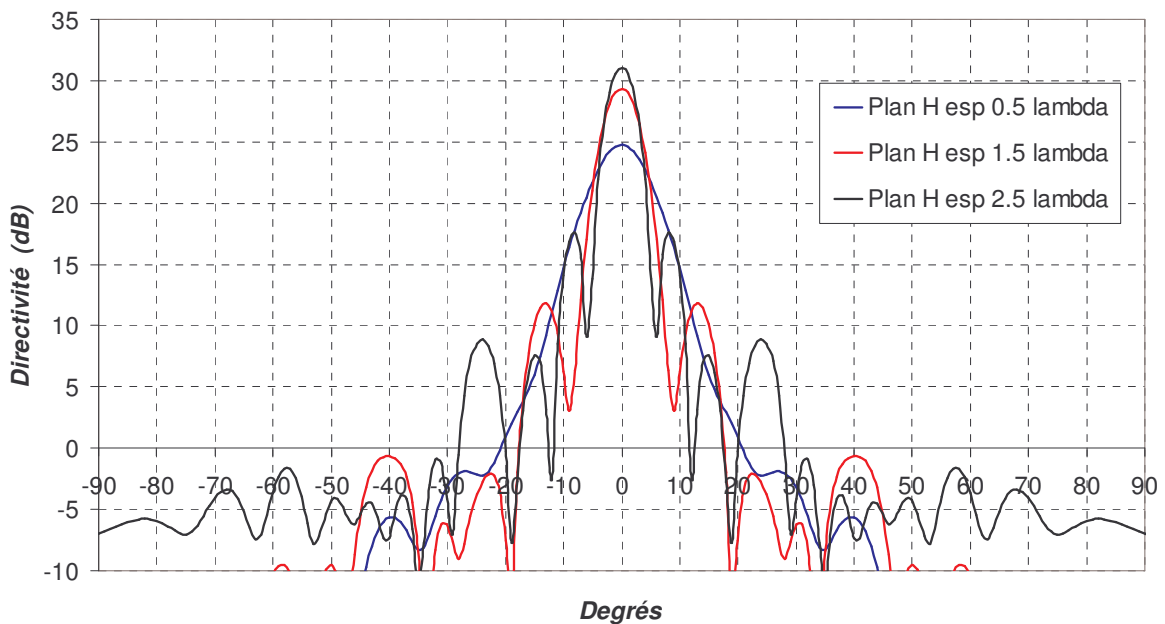


Figure IV.14 : Diagrammes de rayonnement comparés en fonction de l’espacement des sources pour la fréquence centrale de fonctionnement (Directivité maximale à ≈ 42 GHz)

Sur ces diagrammes de rayonnement comparés à la fréquence centrale (**Figure IV.14**), nous pouvons voir que la directivité augmente en fonction de l'espacement des sources, ceci est confirmé par l'angle d'ouverture du lobe principal qui diminue. Les lobes secondaires pour les cas d'espacement $0,5 \lambda_0$ sont très faibles, et augmentent progressivement avec l'espacement.

b) Diagrammes de rayonnement pour la fréquence d'apparition du second mode

Les mêmes cas sont comparés à 42,4 GHz (**Figure II.15**) qui est la fréquence pour laquelle le mode supérieur (dans le cas où l'espacement est de $0,5 \lambda_0$) impose au rayonnement un « trou » dans l'axe.

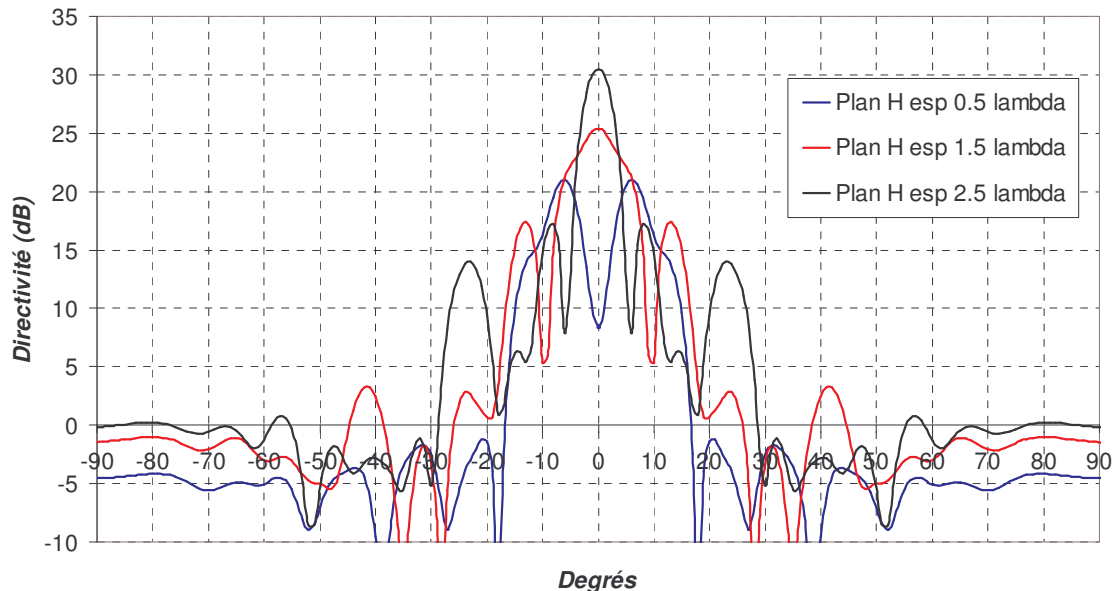


Figure IV.15 : Diagrammes de rayonnement comparés en fonction de l'espacement des sources pour la fréquence d'apparition du second mode (42,4 GHz) du cas $0,5 \lambda_0$

Pour cette fréquence nous pouvons voir que l'espacement des sources agit encore une fois dans le bon sens puisque la directivité dans l'axe augmente avec l'espacement des sources. Ainsi à la même fréquence, le cas d'espacement $2,5 \lambda_0$ présente une directivité dans l'axe de 30,5 dB tandis que le cas d'espacement $0,5 \lambda_0$ présente une directivité dans l'axe d'environ 8 dB, réduite par l'apparition du second mode de fonctionnement.

Remarque : Les lobes secondaires à 24° pour le cas d'espacement $2,5 \lambda_0$ et à 41° pour le cas d'espacement $0,5 \lambda_0$ important sont à une position quasiment identique pour les deux fréquences étudiées. Ce sont sans doute des lobes de réseau, nous y reviendrons plus tard.

Dans un souci de compréhension nous avons voulu relier ces résultats à la théorie des réseaux. Il fallait également trouver une solution qui nous permettrait d'optimiser le nombre et la position des sources sans lancer des dizaines de simulations FDTD.

IV. INTERPRETATION PAR LA THEORIE DES RESEAUX

Dans cette partie nous allons faire un rappel de la théorie des réseaux et appliquer les relations au cas des antennes BIE multisources afin d'obtenir par la théorie les résultats de simulation FDTD.

IV.1. Théorie

IV.1.1. Facteur de réseau

Cette partie est tirée de la théorie des réseaux que l'on peut retrouver dans de nombreux ouvrages [IV.3] [IV.4].

Considérons dans un premier temps le champ électrique rayonné par une source isotrope à une distance R de l'antenne telle que $r > 10D$ et $r > 2D^2/\lambda$ (D étant la plus grande dimension de l'antenne).

$$\underline{E}_0(\mathbf{M}) = \underline{K} \frac{e^{-jkr}}{r} \mathbf{A}_0 e^{j\psi} \quad (\text{IV.1})$$

Avec $\underline{K} = j \frac{1}{2\lambda_0} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$ et $\mathbf{A}_0 e^{j\psi}$ l'alimentation complexe de la source (courant ou tension)

Si l'on considère n sources isotropes qui rayonnent de façon indépendante les unes des autres (couplage nul) le champ électrique rayonné est égal à la somme des champs électriques rayonnés par chaque source soit :

$$\underline{E}(M) = \underline{K} \frac{e^{-jkr}}{r} (A_0 e^{j\psi_0} + A_1 e^{j\psi_1} + \dots + A_{n-1} e^{j\psi_{n-1}}) = \underline{K} \frac{e^{-jkr}}{r} \sum_{i=0}^{n-1} A_i e^{j\psi_i} \quad (\text{IV.2})$$

On peut encore le mettre sous la forme :

$$\underline{E}(M) = \underline{E}_0 \left(1 + \frac{A_1}{A_0} e^{j(\psi_1 - \psi_0)} + \dots + \frac{A_{n-1}}{A_0} e^{j(\psi_{n-1} - \psi_0)} \right) = \underline{E}_0 f(\theta) \quad (\text{IV.3})$$

Le champ électrique total est donc égal au champ électrique rayonné par une source multiplié par une expression que l'on appelle **facteur de réseau** ou **facteur d'alignement** $f(\theta)$.

Prenons à présent le cas particulier de n sources alignées à égale distance d les unes des autres et alimentées par un courant d'amplitude constante mais avec un gradient de phase (variation de φ d'une source à l'autre). Le réseau est symbolisé **figure IV.16**.

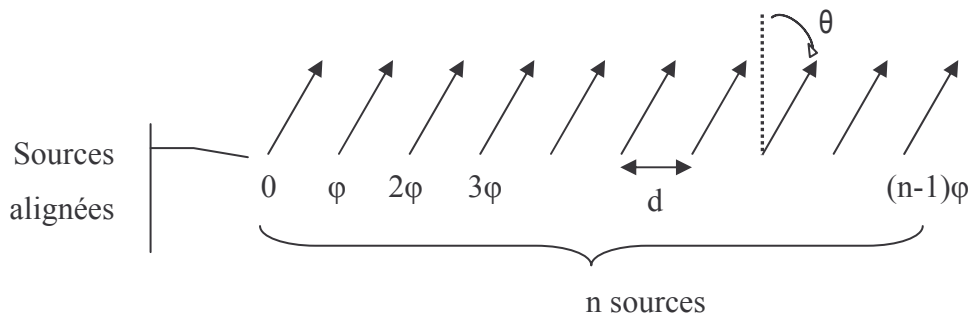


Figure IV.16 : Schéma de positionnement des éléments

Dans ce cas $A_0 = A_i$ et la phase s'exprime de la façon suivante $\psi_i = \varphi_i + kd_i \sin \theta$ avec $k = \frac{2\pi f}{c}$ [IV.3]. La première source sert de référence et $\psi_0 = 0$.

L'expression (IV.3) devient :

$$\underline{E}(M) = \underline{E}_0 (1 + e^{j\psi_1} + \dots + e^{j\psi_{n-1}}) \quad (\text{IV.3bis})$$

Comme la variation de phase est constante entre les sources, on peut écrire :

$$\psi_i = i\psi = i(\varphi + nkd \sin \theta) \quad (\text{IV.4})$$

Le champ électrique rayonné s'écrit donc :

$$\underline{\mathbf{E}}(\mathbf{M}) = \underline{\mathbf{E}}_0 (1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(n-1)\psi}) \quad (\text{IV.5})$$

L'expression entre parenthèses est une progression géométrique et peut s'écrire sous la forme :

$$(1 + e^{j\psi} + \dots + e^{j(n-1)\psi}) = \frac{1 - e^{jn\psi}}{1 - e^{j\psi}} \quad (\text{IV.6})$$

En module nous obtenons :

$$\mathbf{E}_{\text{total}} = \mathbf{E}_0 \frac{\left| \sin \frac{n\psi}{2} \right|}{\left| \sin \frac{\psi}{2} \right|} = \mathbf{E}_0 \mathbf{f}(\boldsymbol{\theta}) \quad (\text{IV.7})$$

Où $\mathbf{f}(\boldsymbol{\theta})$ est le facteur de réseau en champ. Nous pouvons en déduire le facteur de réseau en puissance $\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})$:

$$\mathbf{F}(\boldsymbol{\theta}) = \mathbf{f}^2(\boldsymbol{\theta}) = \frac{\left| \sin \frac{n\psi}{2} \right|^2}{\left| \sin \frac{\psi}{2} \right|^2} \quad (\text{IV.8})$$

Le diagramme de rayonnement trace le rapport suivant :

$$\frac{\mathbf{E}^2(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta}, \varphi)}{\mathbf{E}_{\text{max}}^2(\mathbf{R}, \boldsymbol{\theta}_{\text{max}}, \varphi_{\text{max}})} \quad (\text{IV.9})$$

Pour obtenir le diagramme de rayonnement théorique normalisé d'un réseau il suffit alors de multiplier le diagramme de rayonnement d'une seule source par le facteur de réseau en puissance obtenu.

$$\frac{\mathbf{E}_0^2 \mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})}{\mathbf{E}_{\text{max réseau}}^2} = \frac{\mathbf{D}_{\text{source}}(\boldsymbol{\theta}) \mathbf{F}(\boldsymbol{\theta})}{\mathbf{D}_{\text{max réseau}}} \quad (\text{IV.10})$$

Nous pouvons ainsi obtenir l'allure des diagrammes de rayonnement d'une antenne BIE multisources en multipliant le diagramme de rayonnement obtenu avec une seule source par le facteur de réseau.

Les lobes de réseau peuvent être calculés simplement à partir de $F(\theta)$. F est maximum pour $\psi=2m\pi$ [IV.4] donc :

$$2m\pi = kd \sin \theta + \varphi \text{ avec } m \text{ entier} \quad (\text{IV.11})$$

L'angle d'apparition des lobes de réseau est donné par la relation (IV.12) :

$$\theta = \arcsin\left(\frac{\lambda m}{d} - \frac{\lambda \varphi}{2\pi d}\right) \quad (\text{IV.12})$$

Cette relation définit éventuellement plusieurs directions de rayonnement maximal correspondant à $m=0, m=\pm 1 \dots$

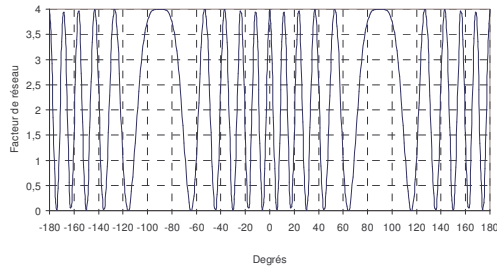
De cette façon, il est possible de calculer simplement la position des lobes du rayonnement pour le réseau.

Remarque : On retrouve par exemple avec cette relation, les lobes de réseau sur la **figure IV.14**. Par le calcul on obtient $23,6^\circ$ pour la courbe noire et 41 degrés pour la courbe rouge. Comme nous le pensions ces lobes sont donc bien des lobes de réseau.

IV.1.2. Diagrammes de rayonnement

Comme nous l'avons vu, le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE multisources peut être déduit du diagramme de rayonnement monosource et du facteur de réseau en puissance. Vérifions cette théorie sur deux cas simples.

Prenons l'exemple de la partie **II.2.2** et effectuons le calcul pour le cas bisource où l'espacement entre les deux sources est de $5 \lambda_0$. Les deux sources sont alimentées avec les même amplitude et phase du courant. Le cas monosource a été simulé et nous multiplions le diagramme de rayonnement à la fréquence centrale de fonctionnement (**figure IV.18**) par le facteur de réseau obtenu à la même fréquence (**figure IV.17**). Le facteur de réseau a été calculé avec la relation (IV.8). La directivité normalisée est présentée **figure IV.19**.



×

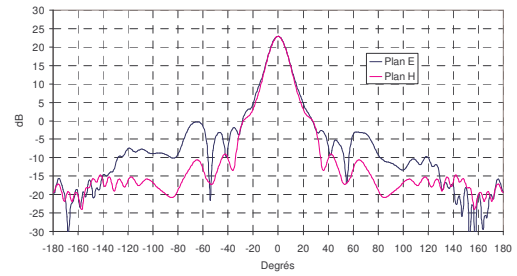


Figure IV.17 : Facteur de réseau bisource $5 \lambda_0$

Figure IV.18 : Rayonnement monosource

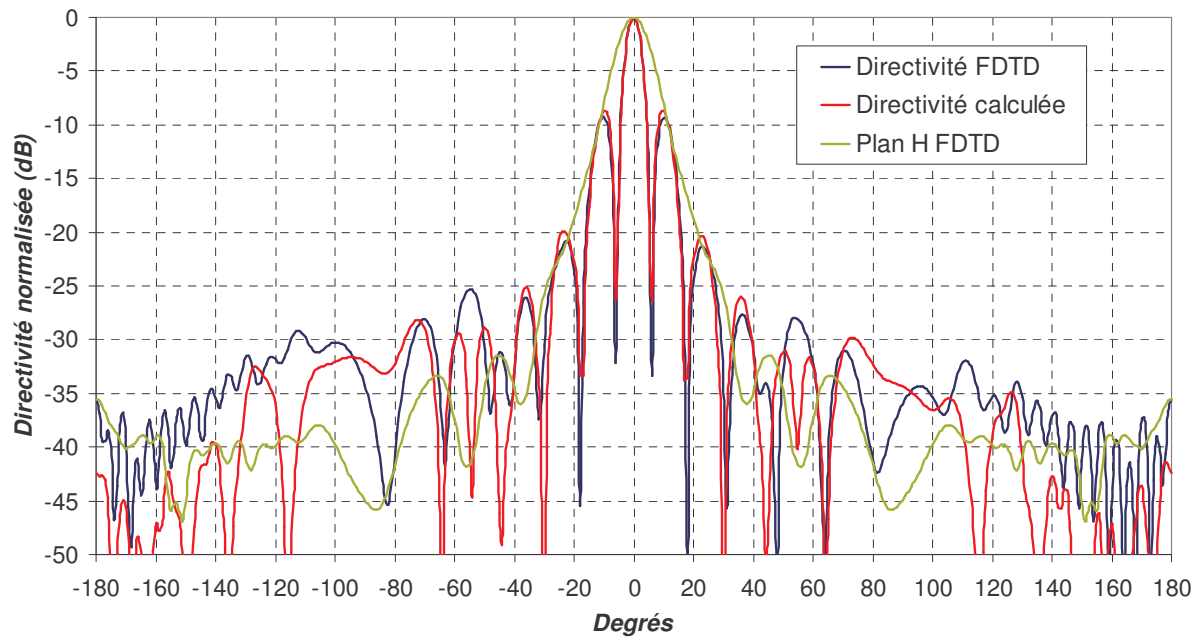
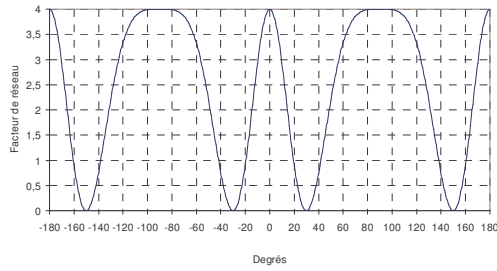


Figure IV.19 : Directivité calculée et simulée pour le cas bisource $5 \lambda_0$

Nous pouvons voir que le diagramme obtenu par le calcul est très proche de celui obtenu par simulation FDTD, les courbes se confondent jusqu'à une dynamique d'environ -30 dB.

Prenons maintenant le même cas mais cette fois ci les sources sont espacées de λ_0 . Le facteur de réseau présenté figure IV.20 est multiplié au rayonnement monosource figure IV.21. La directivité normalisée calculée et simulée est présentée figure IV.22.



×

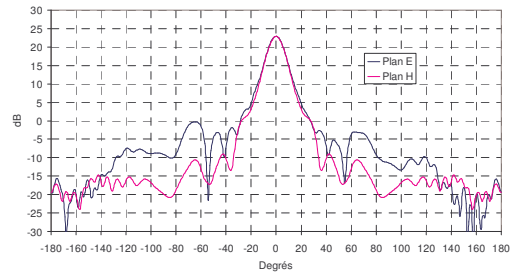


Figure IV.20 : Facteur de réseau bisource $1 \lambda_0$

Figure IV.21 : Rayonnement monosource

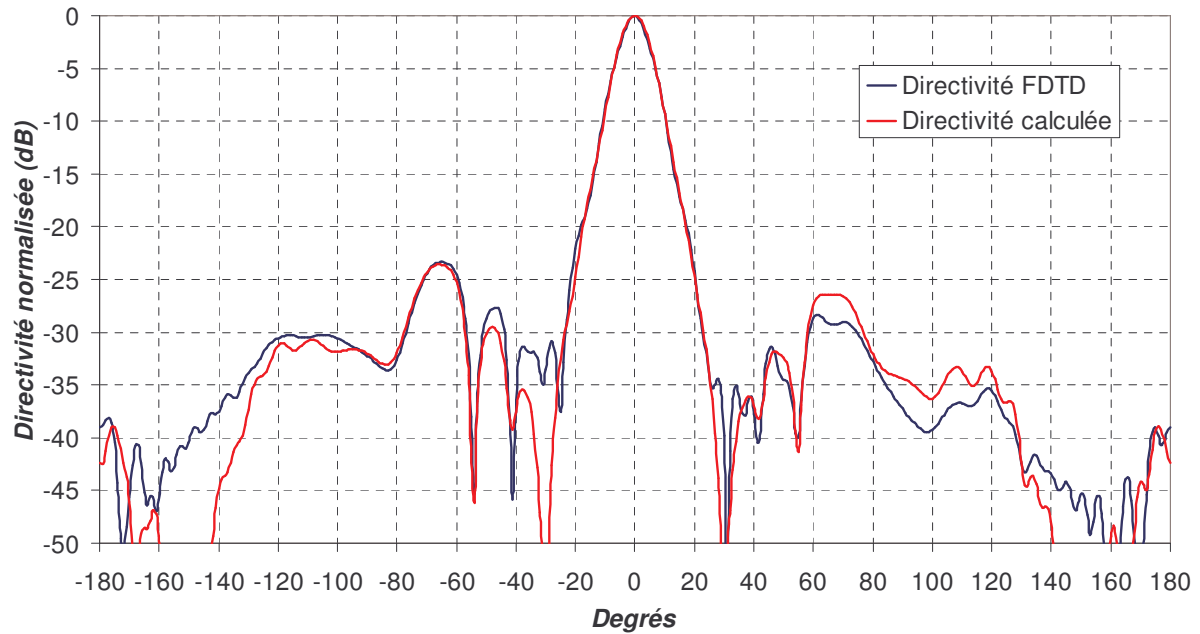


Figure IV.22 : Directivité calculée et simulée pour le cas bisource $1 \lambda_0$

Ici encore nous obtenons un bon accord entre la simulation et le calcul jusqu'à une dynamique de -30dB. **Nous pouvons donc en conclure que la méthode de calcul théorique des diagrammes de rayonnement est validée.** Nous allons maintenant passer au calcul de la directivité dans l'axe, ce qui nous fournira une référence afin d'obtenir un diagramme de rayonnement **non normalisé**.

IV.1.3. Calcul de la directivité.

Classiquement pour un réseau d'antennes, la directivité maximale peut être calculée à partir du nombre d'éléments et de leur pondération en amplitude et en phase [IV.7]. Par exemple, pour un réseau de dipôles d'espacement constant et alimentés par le même courant, la directivité dans l'axe est multipliée par deux lorsque le nombre d'éléments est doublé (sans tenir compte des pertes).

Dans le cas d'une antenne BIE le calcul n'est pas aussi simple. Nous l'avons vu, l'antenne est assimilable à une ouverture rayonnante affectée d'un facteur de gain. Connaissant les valeurs du facteur de gain et de la directivité d'une antenne monosource, nous pouvons remonter à la dimension de la surface rayonnante. Cette surface peut être assimilée à un disque dont la position dépend de celle du patch dans la cavité, comme nous l'avons vu dans la **partie I.2**.

La particularité de l'antenne BIE multisources est que les taches rayonnantes affectées à chaque source patch dans la cavité peuvent être entrelacées, plus ou moins en fonction du pas du réseau et de la directivité monosource choisie.

Pour calculer la directivité théorique de l'antenne BIE multisources, nous allons chercher à calculer les dimensions de la surface rayonnante équivalente (ou surface effective). Pour cela nous allons partir des dimensions d'une surface monosource, calculer les surfaces qui se recouvrent en fonctionnement multisources et en déduire la surface rayonnante totale de l'antenne étudiée, donc sa directivité.

a) Pour un réseau linéaire

Prenons par exemple le cas de l'antenne monosource présentée dans la **partie II** avec une directivité $D_{dB}=23,1$ dB. Nous calculons la surface rayonnante équivalente à 42 GHz avec la relation (IV.12), en affectant un facteur de gain de 0,8 :

$$S = \frac{10^{\frac{D_{dB}}{10}} \lambda^2}{4\pi f_g} = 10,36 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (\text{IV.12})$$

Calculons à présent pour le cas bisources d'espacement λ_0 la surface d'entrelacement schématisée **figure IV.23** par la surface hachurée.

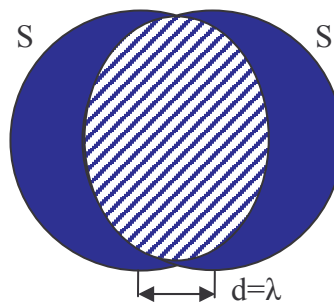


Figure IV.23 : Entrelacement des surfaces rayonnantes.

La surface hachurée se calcule par la relation (IV.13) (Détail du calcul en Annexe 5) qui tient compte du **rayon R** de la surface rayonnante élémentaire et de la **distance d** d'espacement des sources.

$$S_{\text{entrelacement}} = 2 \left[R^2 \arccos\left(\frac{d}{2R}\right) - \frac{d^2}{4} \tan\left(\arccos\left(\frac{d}{2R}\right)\right) \right] \quad (\text{IV.13})$$

Ainsi dans notre cas nous obtenons une surface d'entrelacement de $7,79 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2$.

La surface rayonnante obtenue est alors égale au produit de la surface élémentaire par le nombre de sources moins la surface d'entrelacement.

$$S_{\text{rayonnante équivalente réseau}} = nS - (n-1)S_{\text{entrelacement}} \quad (\text{IV.14})$$

Dans notre exemple $n=2$, d'où :

$$S_{\text{rayonnante équivalente réseau}} = 2S - S_{\text{entrelacement}} = 2 \cdot 10,36 \cdot 10^{-4} - 7,79 \cdot 10^{-4} = 12,94 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \quad (\text{IV.15})$$

Nous pouvons à présent en déduire la directivité du « réseau » par la relation :

$$D_{\text{dB}} = 10 \log\left(\frac{4\pi S f_g}{\lambda^2}\right) = 10 \log\left(\frac{4\pi \times 12,94 \cdot 10^{-4} \times 0,8}{(7,14 \cdot 10^{-3})^2}\right) = 24,06 \text{ dB} \quad (\text{IV.16})$$

Cette valeur est en accord parfait avec la valeur obtenue en simulation FDTD présentée **figure IV.9** soit **24 dB**.

Nous avons voulu appliquer cette méthode à des réseaux bidimensionnels mais les calculs de surfaces entrelacées se sont avérés plus complexes. Pour cette raison nous avons simplifié le calcul en ne considérant plus les surfaces rayonnantes comme des disques mais comme des carrés. Ainsi les calculs de surface deviennent infiniment plus simples, d'autant que les résultats de directivités obtenus avec cette méthode sont satisfaisants même si ils sont moins réalistes que dans le cas précédent.

b) Pour un réseau bidimensionnel

Considérons à présent des carrés entrelacés de côté C , espacés d'une distance d_1 en X et d_2 en Y (**Figure IV.24**) et un nombre n_1 de motifs en X et n_2 motifs en Y .

Le calcul de la surface rayonnante équivalente du réseau s'écrit alors :

$$S_{\text{réseau}} = S + n_1(d_1 \times C) + n_2[d_2 \times (C + n_1 d_1)] \text{ si } d_1 \leq C \text{ et } d_2 \leq C \quad (\text{IV.17})$$

Avec $C = \sqrt{S}$

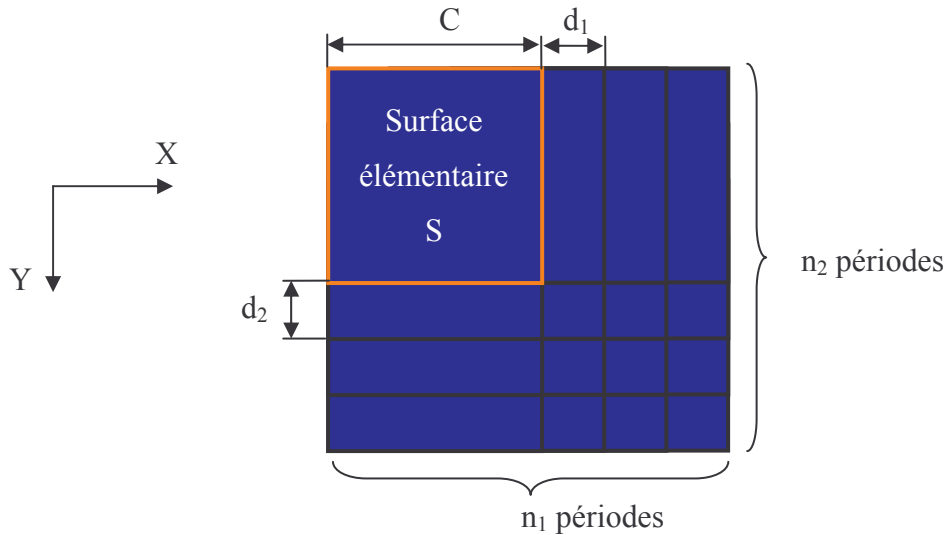


Figure IV.24 : Entrelacement des surfaces en considérant des carrés.

La directivité du réseau se calcule alors avec la relation :

$$D_{\text{réseau dB}} = 10 \log \left\{ \frac{4\pi f_g \left[S + n_1(d_1 \times \sqrt{S}) + n_2[d_2 \times (\sqrt{S} + n_1 d_1)] \right]}{\lambda^2} \right\} \quad (\text{IV.18})$$

si $d_1 \leq \sqrt{S}$ et $d_2 \leq \sqrt{S}$

Comparons à présent les résultats obtenus par cette relation avec les valeurs de directivité simulées dans la **partie III**.

c) Comparaison des résultats théorie/simulation FDTD

Les valeurs sont rassemblées dans le tableau **IV.2**. Les cinq premiers cas illustrent l'augmentation du nombre de sources (de 1 à 36) avec un espacement constant. Les quatre derniers cas correspondent à l'augmentation de l'espacement entre les sources (de $0,5 \lambda_0$ à $2 \lambda_0$) pour un réseau carré de 16 éléments (4×4). Dans chaque cas, l'erreur est calculée en pourcentage avec la relation suivante :

$$\text{Erreur}_{\%} = \frac{(D_{\text{Calcul}} - D_{\text{FDTD}}) \times 100}{D_{\text{FDTD}}} \quad (\text{VI.19})$$

Structures	Directivité FDTD en dB	Directivité calculée en dB	Erreur en %
Monosource	23.1	23.1	0
Bisource espacement λ_0	24	24	0
4 sources en ligne espacement λ_0	25.2	25.3	0.4
8 sources espacement λ_0	26	26.2	0.8
36 sources espacement λ_0	29.1	29.6	1.7
16 sources en carré espacement $0,5 \lambda_0$	25	25.6	2.4
16 sources en carré espacement $1 \lambda_0$	27.2	27.5	1.1
16 sources en carré espacement $1,5 \lambda_0$	29.35	29.1	-0.9
16 sources en carré espacement $2 \lambda_0$	30.6	30.5	-0.3

Tableau IV.2 : Comparaison des directivités théoriques et des valeurs FDTD

Cette technique de calcul fournit des valeurs approchées de celles simulées en dépit des approximations qui ont été faites. L'erreur maximale est de 2,4% et correspond à un cas où l'entrelacement est le plus important puisque l'espacement des sources est très faible. Pour l'instant nous avons considéré un espacement constant suivant X et suivant Y. La relation du calcul peut néanmoins être modifiée pour prendre en compte des variations de l'espacement intersource.

Nous pouvons donc en conclure que la méthode de calcul théorique des diagrammes associée au calcul de la directivité maximum dans l'axe, permettent de fournir un **résultat fiable et immédiat sans lancer de simulation** avec des temps de calculs importants. Il est ainsi possible d'optimiser au mieux le nombre d'éléments et la périodicité du réseau afin de former le diagramme de rayonnement et/ou d'obtenir la directivité souhaitée.

A présent, deux exemples vont illustrer, outre l'augmentation de la bande et du gain, les avantages supplémentaires que procure l'excitation multisources d'une antenne BIE à défaut. Dans un premier temps nous verrons comment filtrer les lobes de réseau d'un réseau de patches, et dans un deuxième temps nous étudierons quels effets produisent les pondérations en amplitude sur les différentes sources.

IV.2. Filtrage des lobes secondaires d'un réseau

Nous avons vu dans la partie précédente que l'antenne BIE multisources se comporte comme un réseau d'ouvertures rayonnantes. Son rayonnement peut être déduit du rayonnement monosource et du facteur de réseau. Un espacement important entre les sources permet d'obtenir une forte directivité et une bande de rayonnement plus large. **L'idée est donc d'utiliser des pas de réseau les plus importants possibles afin d'obtenir le plus grand produit directivité bande.** Le problème des lobes secondaires se pose alors, puisque un pas de réseau important est également synonyme de lobes nombreux et forts.

Pour ces raisons, il est intéressant de choisir judicieusement le réseau d'excitation. La technique consiste à créer un facteur de réseau présentant un minimum de lobes secondaires dans la région proche du lobe principal.

Prenons l'exemple d'un réseau de patches dont le pas n'est pas constant. Le réseau est un carré de six par six éléments. La période est de $1 \lambda_0$ pour les sources au centre et de $1,5 \lambda_0$ pour celles de la périphérie. Le schéma de disposition est présenté **figure IV.25**.

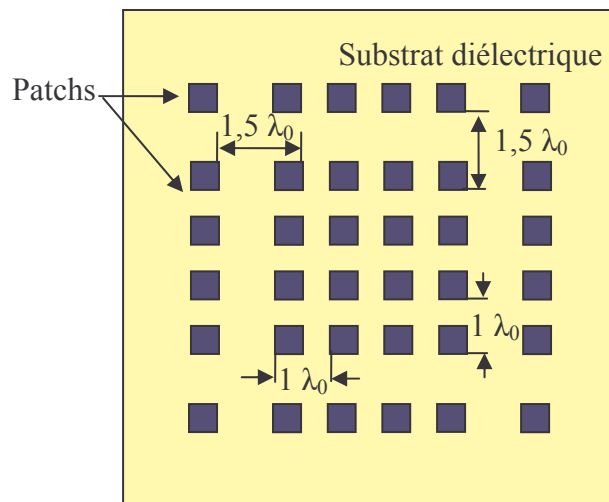


Figure IV.25 : Schéma de disposition des patches sur le substrat

Le rayonnement simulé (FDTD) de ce réseau (non pondéré) présente un lobe dans l'axe avec des lobes secondaires importants autour de 40 et -40 degrés comme le montre la courbe rose de la **figure IV.26**.

Ce réseau utilisé comme excitation de la structure BIE présente l'avantage d'occuper une surface importante grâce à la périodicité variable, ce qui signifie des performances importantes en terme de directivité et de bande passante.

En effet la directivité obtenue à la fréquence centrale de fonctionnement (42 GHz) est de **31 dB** (Figure IV.26) et la bande de rayonnement est de **3,2 %**. La bande de rayonnement pour une antenne BIE monosource de 31 dB est de l'ordre de **0,3%**.

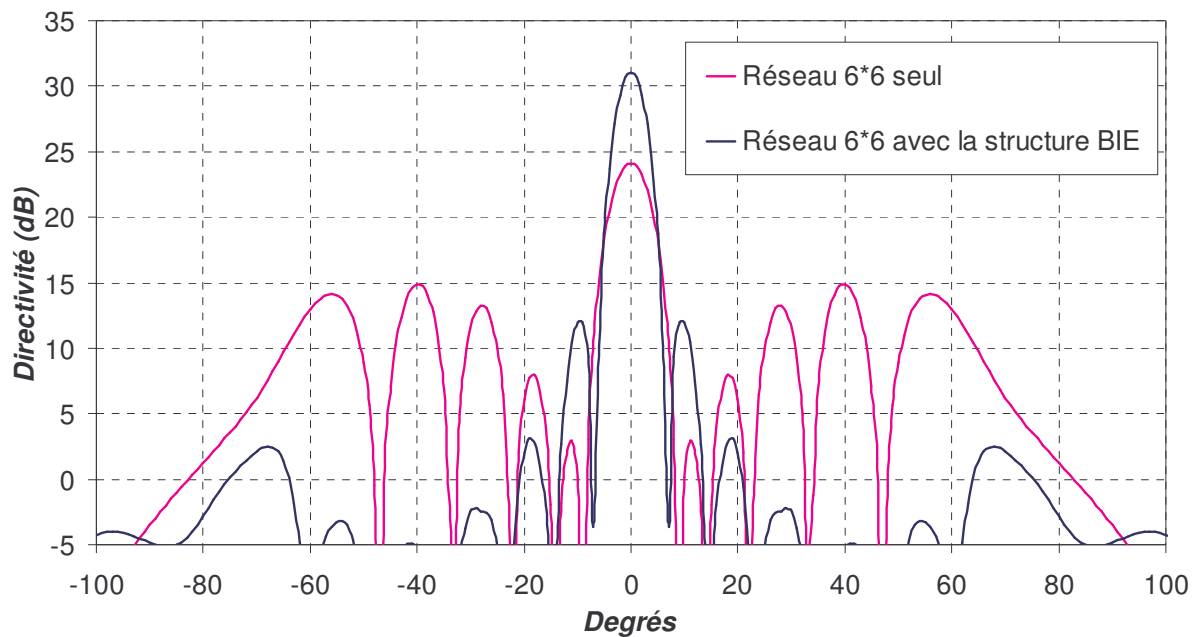


Figure IV.26 : Rayonnements (FDTD) comparés avec et sans structure BIE d'un réseau 36 sources à pas variable.

Cette excitation composée de 36 sources **multiplie donc par dix** la bande de rayonnement de l'antenne en comparaison avec une antenne classique monosource.

De plus, comme le montre la **figure IV.26**, les lobes secondaires que présentait le réseau seul ont été filtrés par la structure. Les lobes secondaires à plus ou moins 10° sont à -19 dB du lobe principal.

La mise en réseau des sources d'excitation avec une structure BIE autorise des pas de réseau exotiques qui dépendent des niveaux de lobes secondaires requis et du produit directivité bande. Les **lobes secondaires** suffisamment éloignés du lobe principal du rayonnement de la source peuvent être **efficacement filtrés** par la structure BIE.

Passons maintenant à un autre aspect de la théorie des réseaux qui est la pondération des éléments. Pour un réseau classique, la pondération en amplitude des différents éléments permet de réduire le niveau des lobes secondaires. Nous avons voulu appliquer cette méthode à l'antenne BIE multisources, pour obtenir le même effet.

IV.3. Pondération en amplitude des différents éléments

Jusqu'à présent tous les éléments d'excitation de l'antenne étaient alimentés avec le même courant en amplitude et en phase. Or un aspect attrayant de la théorie des réseaux est la pondération en amplitude et/ou en phase afin de conformer le diagramme de rayonnement, de dépointer le lobe principal et surtout de baisser le niveau des lobes secondaires. Dans un premier temps nous allons nous intéresser uniquement à la pondération en amplitude qui permet notamment de réduire le niveau des lobes secondaires.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser la synthèse d'un réseau, on peut citer les trois plus importantes:

- La méthode de DOLPH [IV.4] basée sur la propriété des polynômes de TCHEBYSCHEFF, qui permet d'obtenir le maximum de gain pour un niveau de lobes secondaires imposé.
- La méthode de TAYLOR [IV.4] qui permet d'obtenir un niveau de lobes secondaires décroissant quand la distance angulaire avec la direction de rayonnement maximal augmente, contrairement à la méthode de DOLPH pour laquelle les niveaux des lobes secondaires sont tous égaux.
- La méthode « minmax » qui est à la base du logiciel SARA élaboré dans l'équipe [IV.5] [IV.6].

Ces méthodes permettent de définir l'amplitude du courant ou de la tension à appliquer sur chaque élément en fonction du niveau des lobes secondaires désiré, en partant du nombre d'éléments, de leur espacement et de la fréquence de fonctionnement.

Prenons l'exemple du cas composé de 16 sources (§ III.2.2) disposées en carré (4×4) et espacées de $2 \lambda_0$ alimentées en phase et sans pondérations d'amplitude. L'antenne BIE excitée avec ce réseau présente à la fréquence de fonctionnement des lobes secondaires

importants comme le montre la **figure IV.27** (Les résultats sont tirés de la simulation FDTD présentée dans la **partie II.2.2**).

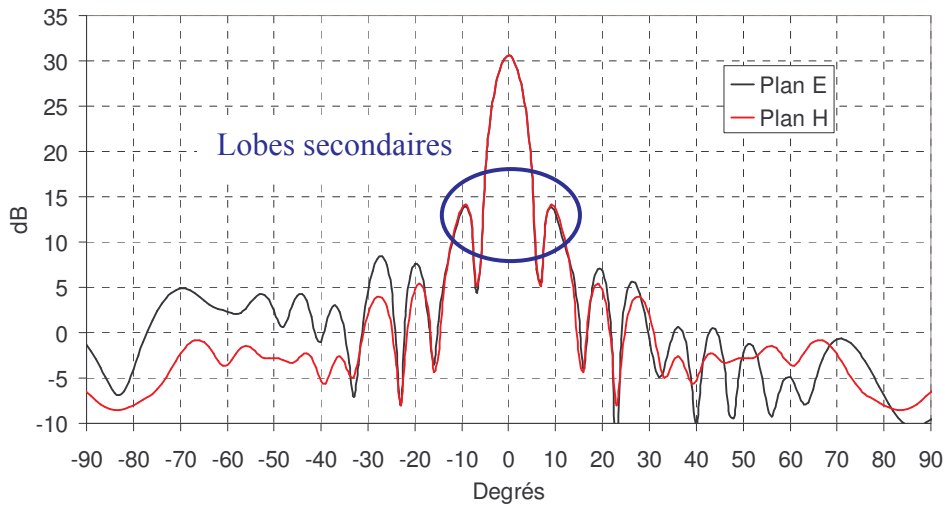


Figure IV.27 : Mise en évidence des lobes secondaires pour un espacement intersource de $2\lambda_0$

Ces lobes secondaires se situent à environ -17dB du lobe principal. Classiquement les niveaux de lobes secondaires imposés par les cahiers des charges sont de -20 dB. C'est pour cette raison que nous avons cherché à les éliminer.

Dans un premier temps nous avons étudié le réseau seul. Nous avons cherché à réduire les lobes secondaires en utilisant la méthode de DOLPH et en imposant un niveau de -25 dB. La synthèse définit une pondération en amplitude de 0,47 sur les patchs extérieurs et une amplitude de 1.0 sur les patchs centraux.

Cette pondération a été appliquée dans un premier temps à un réseau linéaire de 4 patchs. Les diagrammes de rayonnement normalisés sont présentés **figure IV.28**.

Les lobes secondaires dans la région située entre -20° et $+20^\circ$ sont passés de -12 dB à -25 dB. L'objectif est donc bien atteint.

L'ouverture des lobes principaux est plus importante lorsque le réseau est pondéré ce qui est synonyme d'une baisse de la directivité de 0,5 dB.

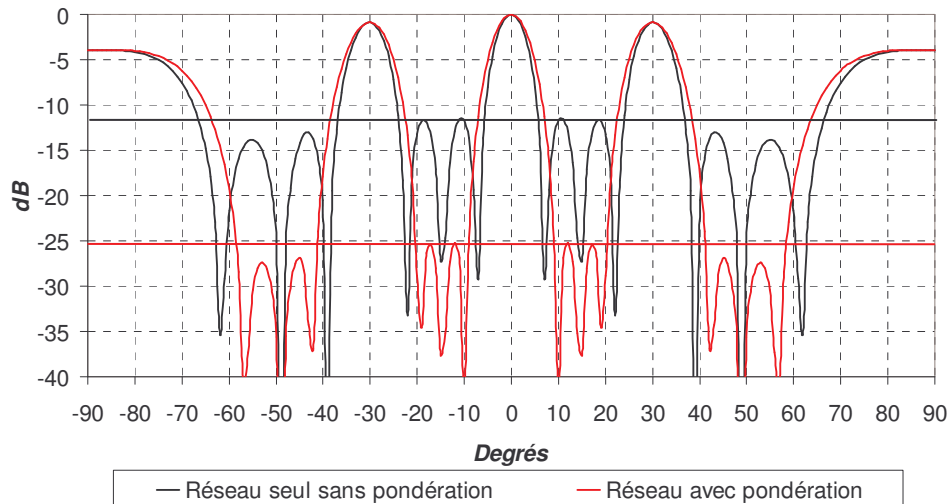


Figure IV.28 : Diagramme de rayonnement avec et sans pondérations du réseau de quatre éléments.

A présent comparons les diagrammes de rayonnement obtenus par simulation FDTD pour l'antenne BIE excitée avec le réseau de 16 sources pondérées et non pondérées (**Figure IV.29**).

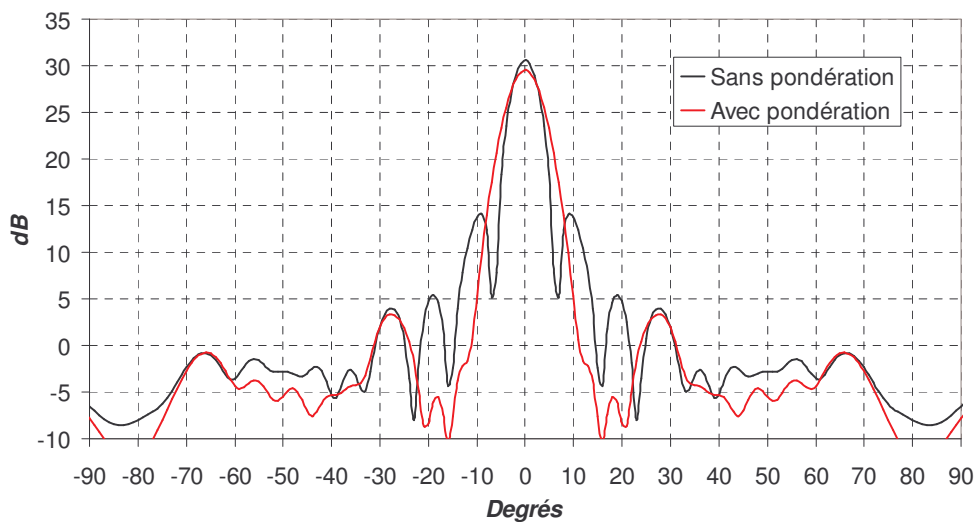


Figure IV.29 : Comparaison de diagrammes de rayonnement obtenus pour l'antenne BIE excitée par un réseau de 16 sources pondérées et non pondérées dans le plan H.

Les diagrammes sont proposés pour le plan H mais les résultats sont les mêmes pour le plan E.

Les lobes secondaires qui étaient présents dans la région proche du lobe principal ont maintenant disparus et les **premiers lobes secondaires situés à -28 degrés sont à -26 dB** du

lobe principal. **La pondération des sources d'excitation permet donc bien de réduire les lobes secondaires.** En revanche elle cause une diminution de 1 dB de la directivité dans l'axe.

Cette antenne présente donc des diagrammes avec de faibles lobes secondaires sur une large bande. La bande en rayonnement est de 4,3% avec une directivité maximale de 29,6 dB, **soit un produit directivité bande de 3920 contre 550 pour une antenne monosource présentant une directivité égale.** Le produit directivité bande est donc **multiplié par 7** avec seulement 16 sources d'excitation pondérées en amplitude. Pour comparaison, le réseau seul sans la structure BIE présente une directivité de l'ordre de 18 dB.

La théorie des réseaux permet donc de calculer l'allure des diagrammes de rayonnement sans avoir à lancer de simulations. Un simple calcul de surface entrelacée définit avec une précision suffisante la directivité de l'antenne.

V. CONCLUSION

Si la première conclusion que l'on peut tirer de cette étude est que plus on augmente le nombre de sources, plus le produit gain bande est important, nous sommes conscients qu'un grand nombre de sources n'est d'une part pas viable, mais d'autre part n'apporte plus une grande originalité à l'antenne BIE à défaut face aux réseaux imprimés classiques. Pour avoir un ordre d'idée des gains des réseaux étudiés précédemment avec et sans structure BIE, **l'annexe 6** propose un tableau comparatif.

C'est pour cette raison que l'espacement associé à la pondération des sources apporte un grand intérêt pour obtenir un net avantage sur les réseaux en réduisant le nombre d'éléments nécessaires.

L'antenne BIE multisources permet d'obtenir des gains plus importants. Mais son atout majeur reste la simplicité de conception face aux réseaux d'alimentation et leurs circuits d'alimentation complexes. En effet l'antenne BIE si elle est multisources n'est excitée que par un faible nombre d'éléments, alors que les réseaux imprimés dénombrent des dizaines voire des centaines d'éléments [IV.7] pour obtenir de forts gains avec de plus de fortes pertes et une efficacité réduite. Enfin, si les réseaux imprimés ne peuvent pas rayonner de fortes puissances, une antenne BIE alimentée par des fentes et des guides d'onde pourra supporter des puissances importantes, en conservant les mêmes propriétés en rayonnement.

Pour conclure, nous avons démontré dans ce chapitre que l'utilisation de multiples sources d'excitation de l'antenne BIE permettait d'accroître en même temps la directivité et la bande de rayonnement de l'antenne. Ce double avantage a été mis en évidence par de nombreuses simulations FDTD faisant varier le nombre et l'espacement des sources. Par exemple 16 sources espacées de $2 \lambda_0$ permettent de **multiplier par 7 le produit gain bande sans créer de lobes secondaires**.

Un **calcul théorique des diagrammes de rayonnement associé à celui de la directivité maximum** dans l'axe permet désormais de **connaître précisément le comportement de l'antenne sans lancer de volumineuses et coûteuses simulations FDTD**. En partant d'un diagramme de rayonnement monosource et par un calcul théorique du facteur de réseau il est possible de remonter simplement au diagramme de rayonnement de l'antenne BIE multisources.

Cette technique autorise une optimisation précise de la configuration du réseau d'alimentation, en fonction des performances souhaitées. Elle ouvre également des perspectives intéressantes puisque dans l'avenir, il sera possible en partant d'un gabarit de diagramme de rayonnement fixé pour un cahier des charges, et d'un diagramme d'antenne monosource, de déduire le facteur de réseau nécessaire et donc de **définir théoriquement le nombre de sources et le pas du réseau à appliquer**.

Nous avons pu voir également comment gagner le maximum de directivité et de bande sans pour autant obtenir de forts lobes secondaires avec un faible nombre de patches :

- soit en imposant un pas de réseau variable.
- soit en pondérant en amplitude les sources.

De cette façon le produit directivité bande de l'antenne est décuplé, et combat efficacement le point faible de l'antenne BIE qui est la bande de fonctionnement.

Cette technique devrait permettre à l'avenir de dépasser allègrement le seuil des 30 dB avec une antenne BIE à défaut.

Les théories exposées dans ce chapitre sont applicables à toutes les antennes BIE (métallique, diélectrique, 1D, 2D, 3D) et pour toutes les fréquences de fonctionnement.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE IV

[IV.1] Loïc BERNARD

"Techniques d'amélioration du gain par empilements diélectriques. Applicabilité à la réduction de la taille des antennes pour station de base UMTS"

Thèse de Doctorat n° D 03-21, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, soutenue le 18 décembre 2003.

[IV.2] R. SAULEAU, P. COQUET

"Input impedance and radiation performances of planar and quasi-planar Fabry-Perot based directive antennas"

27th ESA Antenna Technology Workshop; 9-11 March 2004 Santiago de Compostella Spain.

[IV.3] Y.T. LO & S.W. LEE

"Antenna HANDBOOK, Theory, application & design : Part. B Antenna theory" Van Nostrand Reinhold Compagny. New York 1988 .

[IV.4] Paul F. COMBES

"Micro-ondes : 2. Circuits passifs, propagation, antennes" DUNOD Paris 1997.

[IV.5] Mohamed RAMMAL

"Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés." Thèse de Doctorat n° 3-93 soutenue à l'Université de Limoges le 29 janvier 1993.

[IV.6] Daniel ECLERCY

"Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastiques" Thèse de Doctorat n°32-1998 soutenue à l'Université de Limoges le 22 septembre 1998.

[IV.7] J.R. JAMES & P.S. HALL

"Handbook of microstrip antenna" Peter Peregrinus, Londres UK 1989

Chapitre V

ANTENNE BIE POUR DEPOINTAGE

- ★ Les antennes à dépointage
- ★ Dépointage avec une structure BIE classique
- ★ Les ondes de fuite
- ★ Application à notre étude : l'antenne BIE à dépointage
- ★ Antenne BIE multifaisceaux

I. INTRODUCTION

Jusqu'à présent, nous n'avons considéré que des antennes BIE réalisant des faisceaux dans l'axe.

Or les antennes à faisceau dépointable ou les antennes multifaisceaux font l'objet de nombreuses applications comme nous le verrons dans la première partie de ce chapitre.

Pour rendre l'antenne BIE à défaut polyvalente et l'adapter aux besoins du marché, **notre objectif a été de la développer pour permettre des directions de pointage en dehors de l'axe.**

Lorsque nous avons découvert grâce aux travaux réalisés par D. JACKSON (présentés en troisième partie) qu'une structure planaire multicouches pouvait présenter un cône de rayonnement, nous avons voulu appliquer ce principe à l'antenne BIE. En effet nous verrons dans la seconde partie que l'antenne BIE telle qu'elle a été décrite dans les chapitres précédents ne permet pas d'obtenir un faisceau dépointé. Il est alors nécessaire de la réagencer.

L'objectif de ce chapitre est donc d'obtenir avec une structure BIE judicieusement dimensionnée, un lobe principal dépointé de l'axe. L'originalité de nos travaux réside dans la **possibilité de sélectionner une direction de rayonnement privilégiée, grâce à une excitation appropriée.**

Nous montrerons dans une dernière partie, qu'il est possible d'obtenir de **multiples faisceaux simultanément**, ouvrant ainsi de nombreuses perspectives d'agilité, et procurant à l'antenne BIE une **grande polyvalence.**

II. LES ANTENNES A DEPOINTAGE

II.1. Définition

Une antenne à dépointage est une antenne capable de réaliser une inclinaison de son lobe principal par rapport à la normale (**figure V.1**). De cette façon il est possible de privilégier différentes directions de l'espace pour l'envoi d'un signal, sans avoir recours à un système mécanique de déplacement du système antennaire.

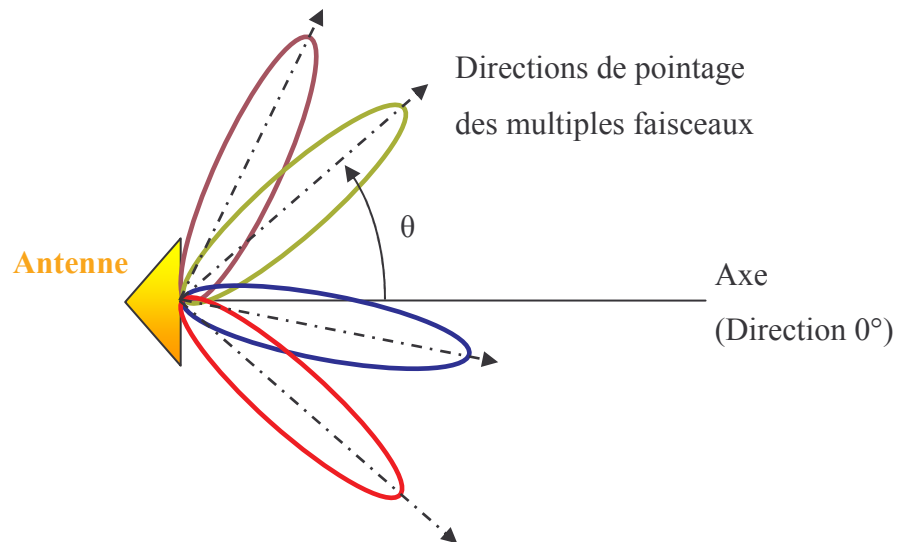


Figure V.1 : Antenne à faisceaux dépointés

Ainsi la puissance émise dans la direction voulue est plus importante puisqu'il est possible d'utiliser des faisceaux étroits présentant une forte directivité. Ceci permet par exemple dans le cas d'une antenne pour station de base d'effectuer une couverture plus étendue tout en minimisant le bruit et les interférences. Une antenne fournissant plusieurs faisceaux distincts est appelée « antenne multifaisceaux ». On en distingue deux types :

- Les antennes passives : Les différentes directions de pointages sont fixes, et déterminées par un répartiteur de faisceaux qui contrôle le déphasage appliqué aux différents éléments. Un commutateur RF permet d'alimenter les différentes voies [V.1]. Chaque voie correspond à une direction de pointage.
- Les antennes actives, qui utilisent des éléments actifs (amplificateurs RF et déphaseurs variables) pour créer un faisceau en temps réel. Ces antennes ont une architecture complexe et sont onéreuses [V.2].

II.2. Domaines d'utilisation

Les antennes à dépointage peuvent être utilisées dans les systèmes de télécommunication comprenant des unités mobiles (systèmes de poursuite) ou fixes (couverture cellulaire), nous allons citer quelques exemples :

- Les antennes de réception satellite ont souvent deux ou trois faisceaux, permettant de recevoir le signal émis par deux ou trois satellites avec la même antenne (les unités sont fixes si les satellites sont géostationnaires).

- Certaines antennes de satellites de télécommunication ont plusieurs centaines de faisceaux simultanés, chaque faisceau correspondant à la couverture d'une zone précise de la surface terrestre [V.3] [V.4].
- Les antennes pour radars sont utilisées dans le domaine militaire, équipant par exemple un véhicule mobile chargé de détecter la position d'autres véhicules se déplaçant, effectuant du guidage de missile, de la surveillance, ou encore de la cartographie de terrain [V.4] [V.5].
- Des antennes multifaisceaux peuvent également équiper les stations de base des systèmes de télécommunication pour réaliser une couverture plus importante de la zone [V.6].

Parmi les caractéristiques requises pour ce type d'antenne on peut citer : l'angle de couverture spatiale, l'ouverture du faisceau, le gain, les lobes secondaires, la polarisation. Pour les antennes multifaisceaux, on indique par exemple la vitesse de commutation et le nombre de faisceaux simultanés.

II.3. Principes

La formation de multiples faisceaux est réalisable grâce à la mise en réseau d'éléments. La position relative des différents éléments rayonnants étant fixe, la formation du diagramme sera réalisée par le réseau d'alimentation qui fournira les pondérations appropriées en amplitude et en phase. Le schéma de principe est donné **figure V.2**.

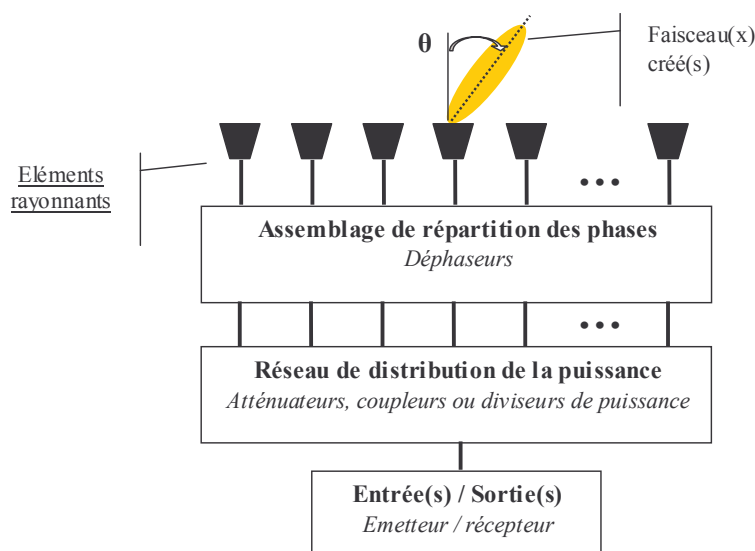


Figure V.2 : Schéma de principe d'un réseau pondéré d'éléments rayonnants.

Les éléments rayonnants peuvent être des cornets, des dipôles, des éléments imprimés, des fentes [V.7]...

Comme nous avons pu le voir dans le chapitre précédent, à une distance R séparant l'antenne du point d'observation telle que $R > 10D$ et $R > 2D^2/\lambda$ (D est la plus grande dimension de l'antenne) le module du champ total est égal au module de la somme des champs de chaque élément. Ceci est équivalent au produit du module du champ de l'antenne élémentaire multiplié par le module du facteur de réseau.

$$\mathbf{E}_{\text{total}} = \sum_{i=0}^{n-1} \mathbf{E}_i = \mathbf{E}_{\text{élément}} \mathbf{f}(\theta) \quad (\text{V.1})$$

Dans le cas particulier où les éléments sont équidistants (distance **d**) et alimentés par un gradient de phase φ , le module du facteur de réseau en champ s'écrit :

$$\mathbf{f}(\theta) = \frac{\left| \sin \frac{n\psi}{2} \right|}{\left| \sin \frac{\psi}{2} \right|} \quad (\text{V.2})$$

Avec $\psi = kd \sin \theta + \varphi$

Le facteur de réseau en puissance ($F(\theta) = f^2(\theta)$) est maximum pour $\psi = 2m\pi$ et on peut en déduire les directions de pointage du réseau si les éléments rayonnants sont isotropes. Dans le cas contraire (c'est-à-dire la majorité des cas) le **facteur de réseau ne veut rien dire seul**, il faut l'associer au rayonnement de la source élémentaire pour obtenir les directions de pointage du réseau.

La direction de pointage en fonction du gradient de phase φ s'exprime de la façon suivante :

$$\theta = \arcsin\left(\frac{-\lambda\varphi}{2\pi d}\right) \quad (\text{V.3})$$

Avec d la distance entre les sources, λ la longueur d'onde dans l'air et θ l'angle de pointage par rapport à la normale du réseau.

Les déphasages appliqués sur chaque élément créent un front d'onde qui est incliné d'un angle θ par rapport à l'axe d'alignement des sources (**figure V.3**), le faisceau s'incline du côté où les phases sont décroissantes.

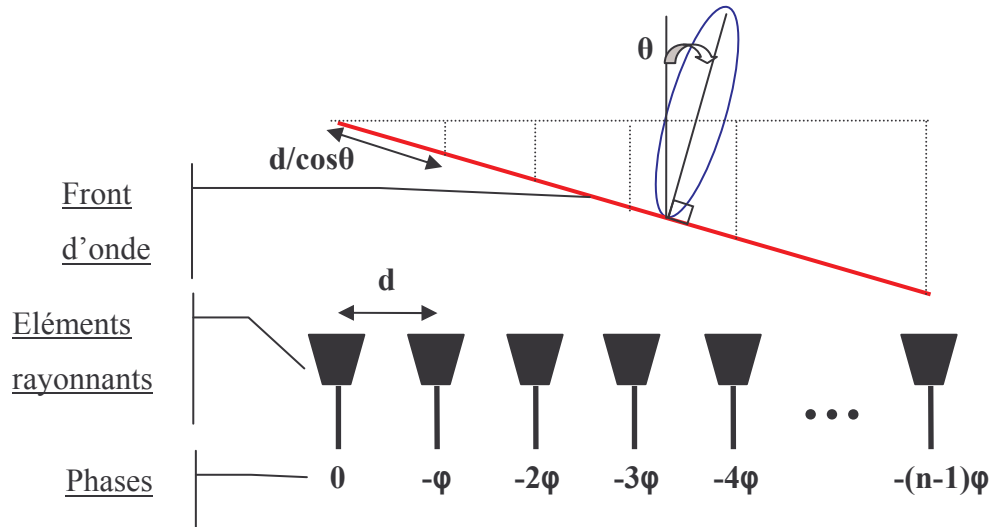


Figure V.3 : Schéma d'un réseau linéaire régulier alimenté par un gradient de phase

Les circuits de répartition qui génèrent les pondérations sur les différents éléments, peuvent être réalisés de deux façons :

- Soit par des éléments actifs (amplificateurs RF pour le contrôle des amplitudes et déphaseurs variables pour le contrôle de la phase) et dans ce cas l'architecture est complexe et onéreuse.
- Soit par des éléments passifs qui se divisent eux-mêmes en deux catégories [V.8] : Les systèmes quasi-optiques combinant un réflecteur ou une lentille avec un réseau d'antennes (exemple : la lentille de Rotman), et les systèmes de type circuit (exemples : matrice de Blass, matrice de Butler) avec des lignes imprimées, lignes à air, ou guide d'ondes.

Abordons maintenant le dépointage avec une structure BIE.

II.4. Dépointage et structure BIE

Les structures à bande interdite électromagnétique contrôlant la propagation des ondes, sont des matériaux de choix pour privilégier une direction de rayonnement. Les exemples de dépointages sont pourtant quasi-inexistants avec une structure planaire 1D.

Cependant les travaux présentés dans [V.9] mettent en évidence la possibilité d'obtenir plusieurs faisceaux pour la même fréquence de fonctionnement avec une antenne à structure périodique plane 2D. Ce type d'antenne présente également un dépointage angulaire en fonction de la fréquence avec une symétrie des diagrammes de rayonnement par rapport à l'axe. Ces résultats n'indiquent cependant pas de technique de conception ni de sélection d'une direction privilégiée.

Comme nous allons le voir, il est impossible d'obtenir un faisceau dépointé avec une antenne BIE classique. C'est pourquoi l'antenne devra être repensée et une nouvelle technique de dimensionnement et d'excitation établie.

III. DEPOINTAGE AVEC UNE STRUCTURE BIE PLANAIRE CLASSIQUE

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'une excitation multisources de l'antenne BIE permettait d'augmenter la directivité de l'antenne par entrelacement des ouvertures rayonnantes. La théorie des réseaux s'appliquant dans ce cas permettait de prévoir le rayonnement de l'antenne multisources en partant du rayonnement monosource et en le multipliant par le facteur de réseau en puissance. Enfin une pondération en amplitude des sources d'excitation réalisait également une pondération des ouvertures rayonnantes.

Comme nous avons présenté les effets de pondérations en amplitudes, notre curiosité nous a poussé à essayer une pondération en phase des éléments d'excitation afin d'obtenir un dépointage du lobe principal. Le but que nous souhaitons atteindre était un faisceau dépointable, une faible ouverture du lobe et donc une bonne directivité avec peu d'éléments excitateurs. De cette façon l'antenne serait agile et concurrente des systèmes actuels plus encombrants ou plus complexes.

III.1. Expérience avec un réseau de quatre sources

Nous avons donc dans un premier temps étudié un réseau simple constitué de 4 patches que nous avons pondéré en phase et avec des amplitudes constantes.

III.1.1. Comportement du réseau seul

Nous avons observé les diagrammes obtenus pour différentes valeurs de déphasage et relevé dans chaque cas l'angle d'inclinaison du faisceau principal et la directivité obtenue. La fréquence de fonctionnement est de 42 GHz. L'espacement entre les patches est fixé à 5 mm soit $0,7 \lambda_0$. Les patches sont des carrés de 2 mm de côté sur un substrat d'épaisseur 0,254 mm et de permittivité relative $\epsilon_r=2,2$. Nous avons choisi des valeurs de gradient simples : 0° , 60° , 90° , 120° . Pour ces valeurs de gradient le lobe principal sera incliné par rapport à la normale au réseau de : 0° , -14° , -21° , et -28° , valeurs calculées avec la relation (V.3). Les patches ne sont pas pondérés en amplitude dans cet exemple. Observons les diagrammes de rayonnement obtenus pour ces valeurs de déphasages, avec le logiciel d'analyse SARA [V.10] **figure V.4**.

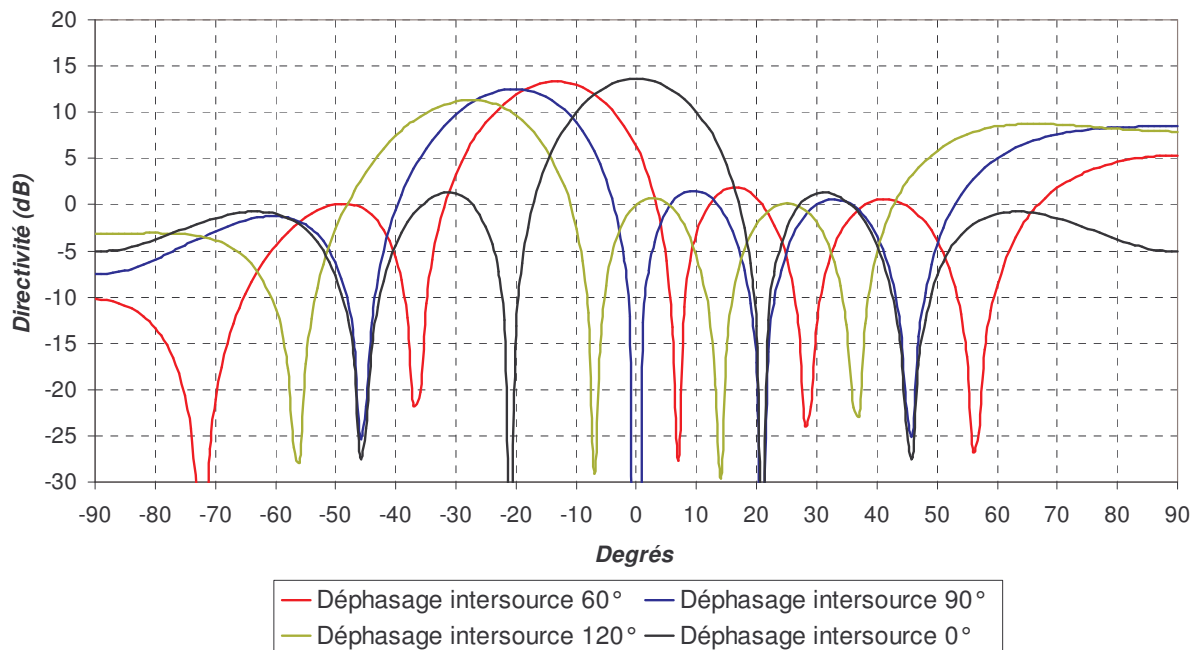


Figure V.4 : Directivité des 4 patches seuls en fonction du gradient de phase appliqué.

Les directions de pointage du lobe principal en fonction du gradient de phase sont en accord avec les valeurs calculées précédemment. Les lobes secondaires sont en moyenne à -12 dB du lobe principal, ils peuvent être réduits par pondération en amplitude des différents éléments.

A présent excitons un matériau BIE avec ce réseau de 4 patches pondérés en phase

III.1.2. Réseau comme source d'un matériau BIE

Le réseau de 4 sources est utilisé comme source d'excitation d'une structure BIE « sandwich » identique à celle étudiée dans le chapitre précédent. L'antenne simulée est présentée **figure V.5**.

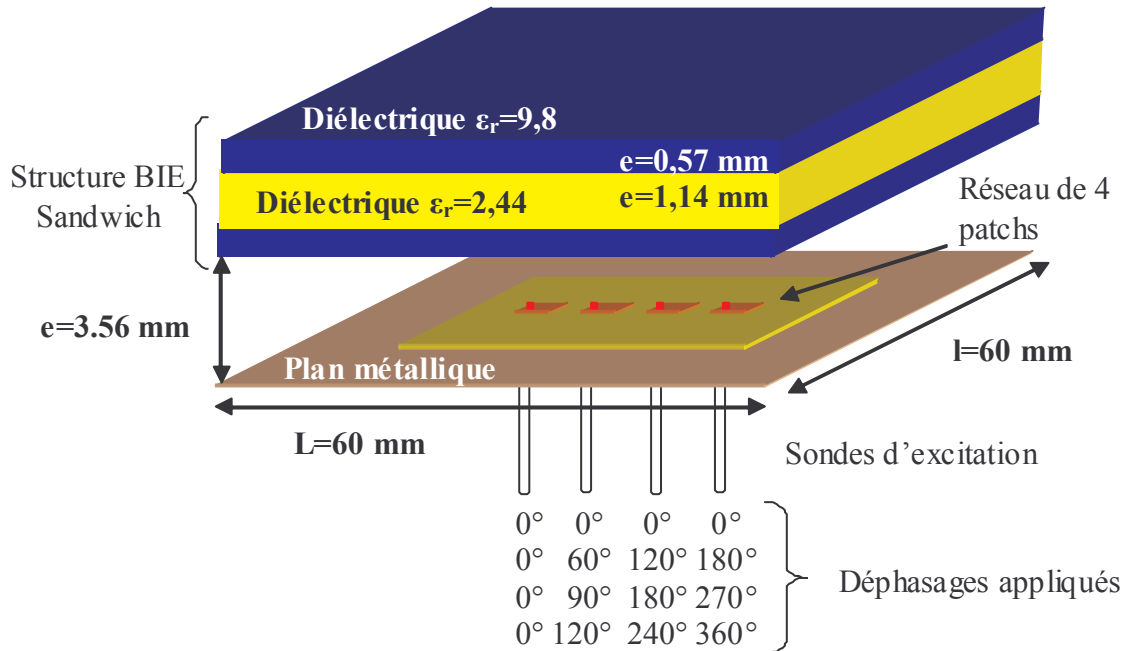


Figure V.5 : Antenne simulée avec différents gradients de phase

Les 4 patches ont été alimentés avec différents gradients de phase comme c'est indiqué sur la **figure V.5**. Les lignes d'alimentation du réseau n'ont pas été simulées, chaque patch est donc alimenté par un générateur indépendant, les pertes n'ont pas été prises en compte dans la simulation.

Les diagrammes de rayonnement obtenus par simulation FDTD sont présentés **Figure V.6**.

Nous pouvons voir sur cette figure que les dépointages ne sont pas évidents, le lobe principal disparaît au profit de nombreux autres lobes spécialement pour les valeurs de déphasage importantes. Ainsi il n'y a plus vraiment de direction de pointage privilégiée et l'on peut dire que l'antenne dans cette configuration ne peut pas présenter de lobe dépointé par simple déphasage sur le réseau d'excitation.

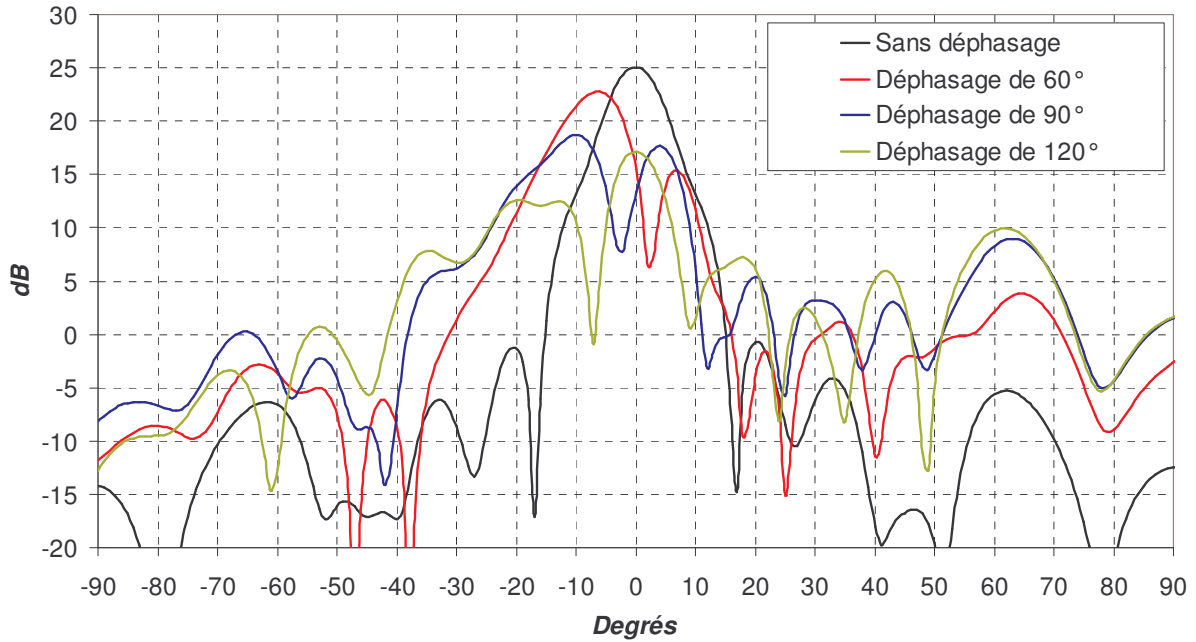


Figure V.6 : Diagrammes de rayonnements simulés d'une antenne BIE excitée par un réseau de 4 sources alimenté avec un gradient de phase à 42,2 GHz.

Ceci peut se comprendre grâce à la théorie des réseaux.

III.2. Interprétation

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'il était possible d'approximer l'allure du diagramme de rayonnement d'une antenne BIE multisources à partir du diagramme de rayonnement obtenu avec une seule source et du facteur de réseau qui dépend uniquement de l'espacement des sources, de la fréquence de fonctionnement, et du déphasage.

La directivité normalisée peut s'écrire :

$$D_{\text{réseau}} = \frac{D_{\text{source}} \times F(\theta)}{D_{\text{max réseau}}} \quad (\text{V.4})$$

Nous savons que le diagramme de rayonnement de l'antenne BIE monosource présente un maximum dans l'axe et une ouverture du faisceau petite qui dépend des caractéristiques du matériau périodique.

Le diagramme de rayonnement monosource de l'antenne simulée à 42,2 GHz (**Figure V.5**) est présenté **figure V.7**.

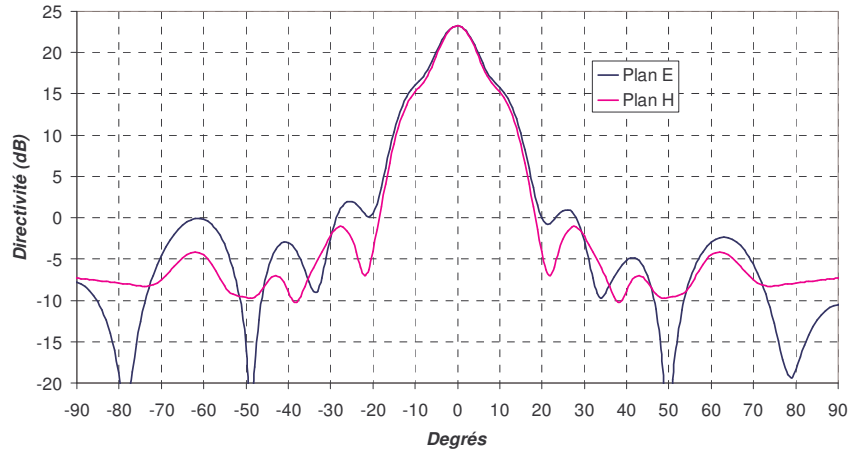


Figure V.7 : Diagramme de rayonnement FDTD monosource à 42,2 GHz.

Le diagramme de rayonnement présente un lobe principal dans l'axe avec des lobes secondaires à -22 dB situés à -25 et 27 degrés dans le plan E, les autres lobes sont inférieurs.

Traçons à présent le facteur de réseau en puissance obtenu pour le cas où le déphasage entre les sources est de 120 degrés à 42,2 GHz (**Figure V.8**).

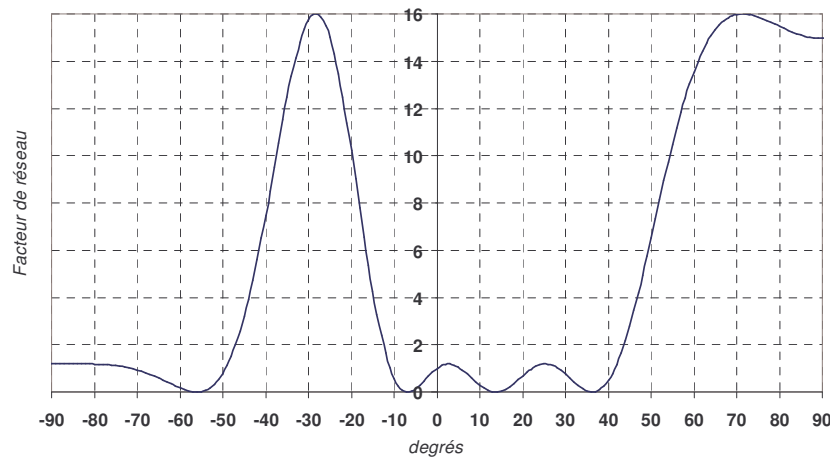


Figure V.8 : Facteur de réseau pour le cas où le gradient de phase est de 120 degrés.

Le facteur de réseau est maximum à -29 degrés avec un lobe très fin. Il est proche de zéro dans l'axe et pour un angle compris entre -10 et 40 degrés.

Donc lors de la multiplication des deux diagrammes présentés **figure V.7** et **figure V.8**, le diagramme monosource est maximum pour les angles où le facteur de réseau est

nul et inversement. Regardons le résultat théorique obtenu pour la multiplication des deux diagrammes **figure V.9**.

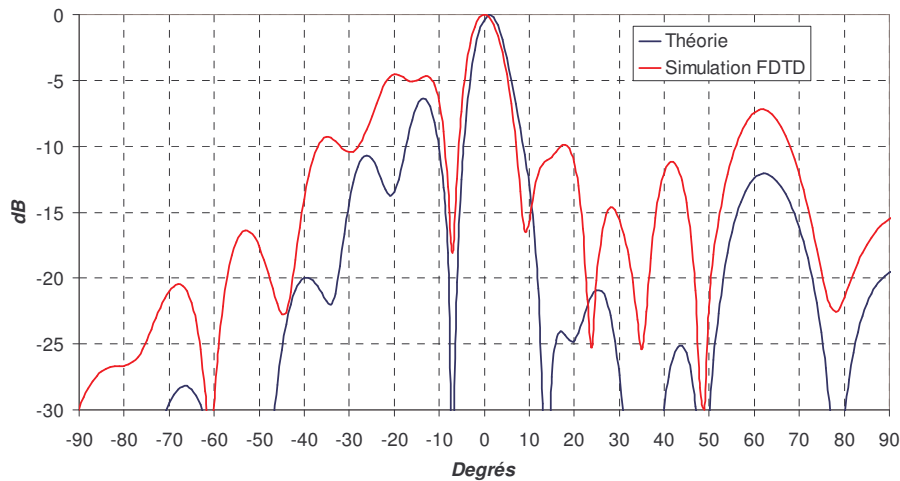


Figure V.9 : Diagramme théorique comparé au diagramme simulé par FDTD pour le plan E à 42,2 GHz.

On peut voir que si l'allure générale du diagramme est donnée avec la position des principaux lobes, les deux diagrammes présentent des différences de niveaux. On peut attribuer ces résultats à la faiblesse de niveaux de champs qui rentrent en compte dans le calcul et qui, si ils sont noyés dans le bruit peuvent donner des résultats erronés. En effet, les niveaux que présente le diagramme de rayonnement aux angles où le facteur de réseau est maximum sont compris entre -22 et -45 dB. Or nous avons vu dans les cas multisources à pointage dans l'axe que pour ces valeurs la méthode théorique ne donnait pas de résultats satisfaisants puisque les valeurs sont trop faibles.

Ce qu'il faut retenir néanmoins de cette analyse c'est que l'antenne ainsi configurée n'est **pas du tout optimale, puisqu'il est inutile de sommer les contributions des ouvertures rayonnantes dans une direction où leur rayonnement est très faible.**

Au final **le diagramme monosource n'est pas du tout idéal pour réaliser le dépointage voulu.**

Pour réaliser un lobe dépointé avec une structure BIE il faudrait alors que **la structure monosource présente un maximum de champ au moins dans la direction où le facteur de réseau est maximum.** De cette façon la mise en réseau des surfaces rayonnantes serait

optimale pour obtenir un lobe avec un angle d'ouverture réduit et des lobes secondaires faibles. Or jusqu'à présent, les techniques de dimensionnement de la structure diélectrique périodique ne nous permettaient de créer **que des faisceaux dans l'axe**.

Il a alors été nécessaire de repenser la structure BIE et de la modifier afin de créer un faisceau incliné en configuration monosource.

Nous allons maintenant voir comment réaliser un dépointage avec une structure planaire composée de lames diélectriques périodiques.

IV. PRESENTATION DE L'ANTENNE A ONDES DE FUIITE

Une étude bibliographique réalisée dans le domaine des structures diélectriques multicouche, nous a amené à considérer une antenne particulière appelée : « antenne planaire à ondes de fuites » réalisée par empilement de plaques diélectriques au dessus d'un plan métallique.

IV.1. Définition des ondes de fuite

Les antennes à ondes de fuite constituent une classe d'antenne à ondes progressives caractérisées par la propagation d'une onde de fuite parallèlement à une interface [V.11]. Elles peuvent être simplement définies comme une structure guidante qui transmet les ondes en associant guidage et rayonnement dans l'espace (**Figure V.10**). Les ondes rayonnées sont excitées par les ondes guidées dans une structure uniforme ou périodique avec un paramètre de propagation complexe.

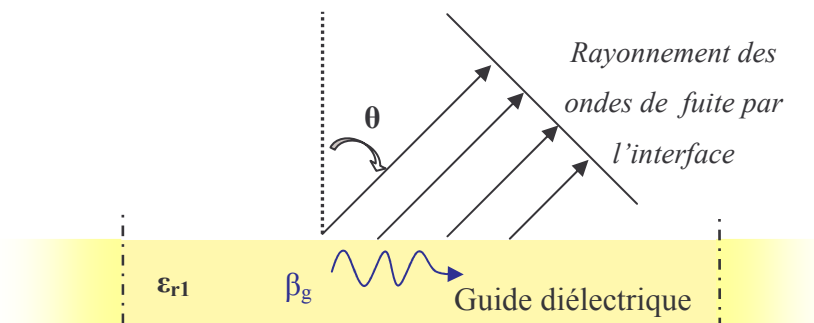


Figure V.10 : Schéma de principe des ondes de fuite

Les structures guidantes des antennes à ondes de fuite peuvent être divisées en deux catégories : De types à ondes rapides ($v > c$) et de type à ondes lentes [V.11]. Dans notre cas nous ne considérerons que des structures à ondes rapides.

En déterminant le paramètre de phase de la propagation longitudinale du guide sans pertes β_g , il est possible de déterminer l'angle de pointage du faisceau. L'énergie rayonnée apparaît sous la forme d'un faisceau dont l'angle de pointage peut être calculé de la façon suivante.

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\beta_g}{k_0} \right) \quad (\text{V.5})$$

Avec $k_0 = 2\pi f/c$.

Comme l'énergie est perdue par rayonnement, le champ dans le guide décroît suivant l'axe de propagation au fur et à mesure de sa progression.

Cette particularité des guides à fuite est à la base du fonctionnement de l'antenne planaire multicouche à ondes de fuite.

IV.2. Principe des antennes planaires à ondes de fuite

En 1984, une équipe de recherche Américaine met en évidence les effets d'un superstrat diélectrique sur une antenne imprimée [V.10] pour en augmenter le gain. La structure étudiée est composée d'un dipôle sur un plan de masse noyé dans un diélectrique et recouvert d'une lame de diélectrique dont la permittivité relative est supérieure à celle du premier (Figure V.11). La structure est infinie.

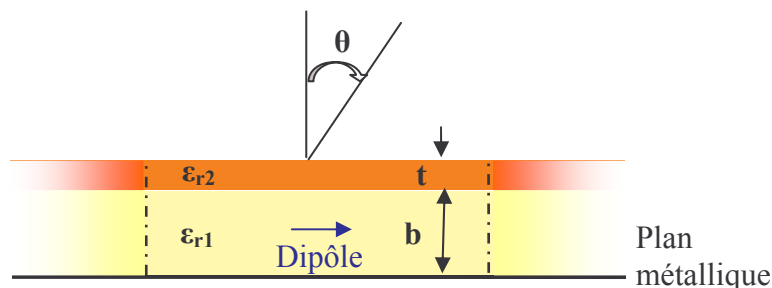


Figure V.11 : Schéma de disposition des éléments

Les conditions de résonance ont été établies en fonction de l'épaisseur des plaques et de leur permittivité relative et le gain maximum dans l'axe ($\theta=0$) a été obtenu pour les conditions suivantes :

$$\frac{n_1 b}{\lambda_0} = 0,5 \text{ et } \frac{n_2 t}{\lambda_0} = 0,25 \text{ avec } \epsilon_{r2} > \epsilon_{r1} \text{ et } n_i = \sqrt{\epsilon_{ri} \mu_{ri}} .$$

Dans ces conditions, le dipôle doit être placé au milieu de la plaque située sur le plan métallique (plaque jaune **figure V.11**).

Ces conditions particulières correspondent à celles de l'antenne BIE plane à défaut avec une épaisseur d'environ $\lambda_g/2$ pour la cavité et une épaisseur en $\lambda_g/4$ pour la plaque supérieure afin d'obtenir un faisceau dans l'axe. Ces dimensions permettent d'obtenir un maximum de gain.

Une seconde condition de résonance est mise en évidence (dual de la première) lorsque la perméabilité de la plaque du dessus est supérieure à celle du dessous ($\mu_{r2} > \mu_{r1}$) dans ces conditions, les épaisseurs requises sont les suivantes : $\frac{n_1 b}{\lambda_0} = 0,25$ et $\frac{n_2 t}{\lambda_0} = 0,25$ mais ce cas est moins intéressant puisqu'il faudrait se procurer des matériaux avec des perméabilités importantes et de faibles pertes. Pour cette raison, nous ne considérerons que la première condition de résonance dans la suite de l'exposé.

IV.3. Dimensionnement des lames diélectriques

En réalisant l'analogie avec les lignes de transmission [V.13] il est alors possible de déterminer les épaisseurs des lames pour obtenir un maximum de gain non plus dans l'axe mais pour un angle θ . Les épaisseurs des lames doivent alors respecter les conditions suivantes :

$$\frac{n_1 b}{\lambda_0} \sqrt{1 - \frac{\sin^2 \theta}{n_1^2}} = \frac{n}{2} \tag{V.6}$$

$$\frac{n_2 t}{\lambda_0} \sqrt{1 - \frac{\sin^2 \theta}{n_2^2}} = \frac{(2p-1)}{4} \tag{V.7}$$

Avec n et p entiers naturels, θ l'angle de pointage du faisceau et $n_i = \sqrt{\epsilon_{ri} \mu_{ri}} .$

Puis la méthode a été étendue à des structures comprenant de multiples plaques [V.14], dans ces conditions le gain est fonction du nombre de périodes (**Figure V.12**).

Le phénomène de rayonnement est attribué à la propagation d'ondes de fuites [V.15] [V.16] (ondes rapides) qui permettent de retrouver de façon théorique les diagrammes de rayonnement simulés.

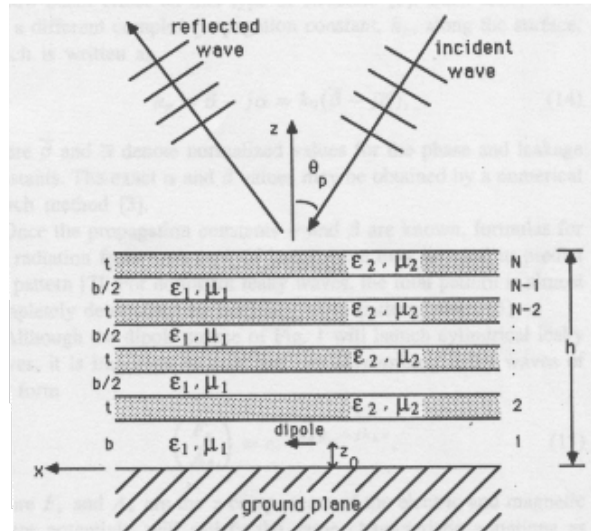


Figure V.12 : Structure multicouche à dépointage [V.18]

Ces techniques ont ensuite été développées pour être appliquées à des structures « semi-finies » délimitées par des absorbants, afin d'éliminer les réflexions sur les parois latérales, et composées de multiples plaques diélectriques [V.17] [V.18] [V.19].

Ces antennes ont un diagramme de rayonnement conique (comme un vase **figure V.13**) avec une quasi-symétrie de révolution. La symétrie de révolution dépend du rayonnement de la source d'excitation et de la géométrie de l'antenne associée aux conditions aux limites des bords de l'antenne (qualité des absorbants).

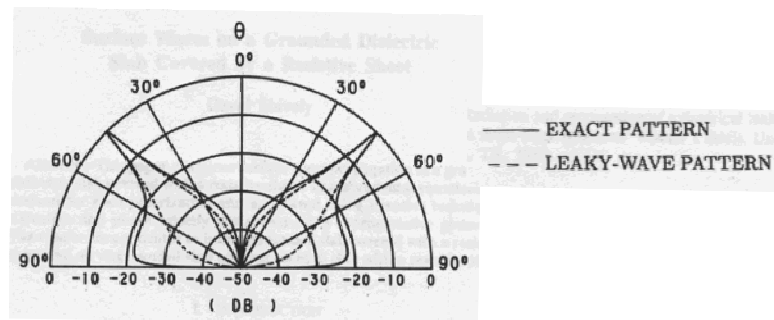


Figure V.13 : Exemple de diagrammes de rayonnement obtenus pour une antenne à ondes de fuite [V.18]

Ce type de résultats est intéressant puisqu'il fournit des moyens de dimensionner la structure afin d'obtenir un rayonnement dans des directions différentes de l'axe.

La technique de dimensionnement va servir de base aux travaux qui vont suivre.

Cependant l'antenne à ondes de fuites telle qu'elle vient d'être décrite présente quelques insuffisances :

1. Le rayonnement est à symétrie de révolution et ne permet pas de sélectionner une direction privilégiée.
2. **L'antenne est pourvue d'absorbants pour simuler une antenne infinie**, aucune technique de dimensionnement latéral n'a été proposée.

Nos efforts se sont donc concentrés sur ces deux points.

V. APPLICATION A NOTRE ETUDE : L'ANTENNE BIE A DEPOINTAGE

Dans un premier temps nous avons voulu valider en simulation les principes énoncés précédemment, en remplaçant l'excitation dipolaire par un patch. L'étude est faite pour commencer avec des structures infinies simulées par le logiciel FDTD, des couches absorbantes (PML) délimitant les bords de l'antenne.

V.1. Antenne aux dimensions infinies

V.1.1. Validation de la méthode par une expérience à 12,3 GHz

Les premières simulations de dépointage avaient été réalisées à 42 GHz pour rester dans la continuité des différentes simulations présentées dans cette thèse. Mais nous avons décidé de présenter désormais des résultats à 12,3 GHz, **fréquence que nous avons choisie en fonction des épaisseurs standard des diélectriques disponibles sur le marché en vue d'une réalisation**. De plus à cette fréquence plus basse, l'antenne est réalisable à l'atelier de l'IRCOM (donc pour un coût réduit) et la pose du connecteur qui alimente la source excitatrice est mieux maîtrisée.

Une structure excitée par un patch a été simulée, elle est composée de deux plaques de permittivité relative 6 espacées par de l'air, le schéma est donné **figure V.14**.

La structure est bordée par des couches absorbantes (PML) qui permettent de simuler une structure infinie dans un plan horizontal. L'excitation est réalisée par un patch carré de côté 7,2 mm sur un substrat infini d'une hauteur de 0,508mm et de permittivité relative 2,2.

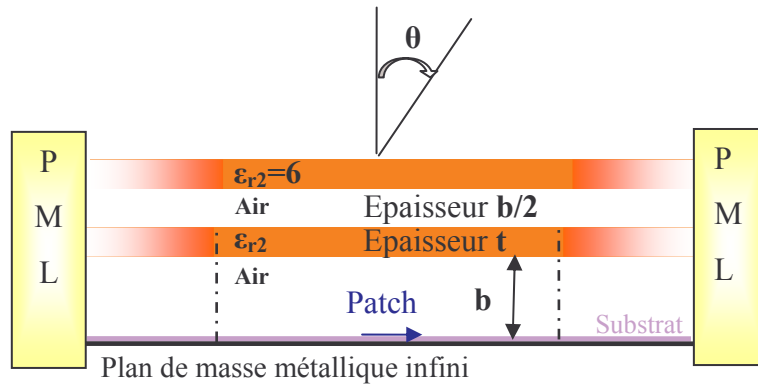


Figure V.14 : Schéma de la structure infinie simulée, excitation par patch

Nous avons voulu simuler un dépointage de 30° à 12,3 GHz. Pour cela nous avons calculé les épaisseurs des plaques avec les relations (V.8) et (V.9) qui sont les relations (V.6) et (V.7) avec $n=1$, $p=1$ et $n_1=1$. La longueur d'onde à cette fréquence est de $\lambda_0=24,4\text{mm}$.

$$b = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{(1 - \sin^2 \theta)}} = 14,08\text{mm} \quad (\text{V.8})$$

$$t = \frac{\lambda_0}{4n_2 \sqrt{\left(1 - \frac{\sin^2 \theta}{n_2^2}\right)}} = 2,54\text{mm} \quad (\text{V.9})$$

Nous avons simulé cette antenne et relevé son diagramme de rayonnement en 2 et 3 dimensions à 12,3 GHz présentés respectivement **figure V.15** et **figure V.16**.

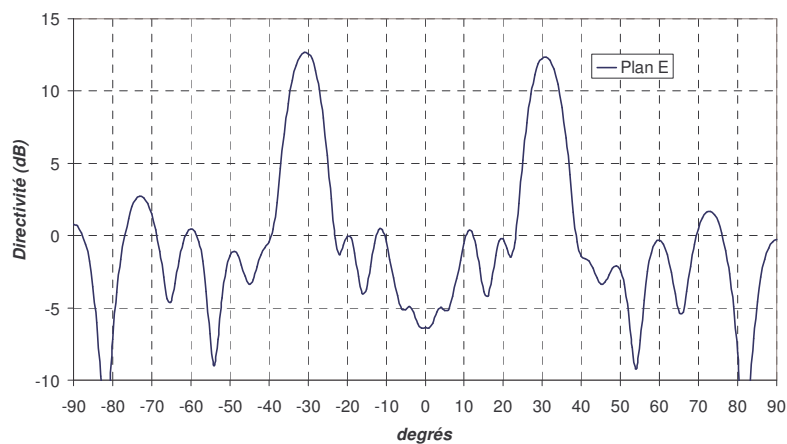


Figure V.15 : Rayonnement (2D) plan E de l'antenne monosource infinie.

Le diagramme présente donc une forme de « vase » dont l'angle d'inclinaison par rapport à l'axe est de 30° (en fait le maximum est obtenu à 31° en raison du **substrat étendu de la source patch** qui augmente la longueur électrique de la cavité en hauteur et donc augmente légèrement l'angle de dépointage).

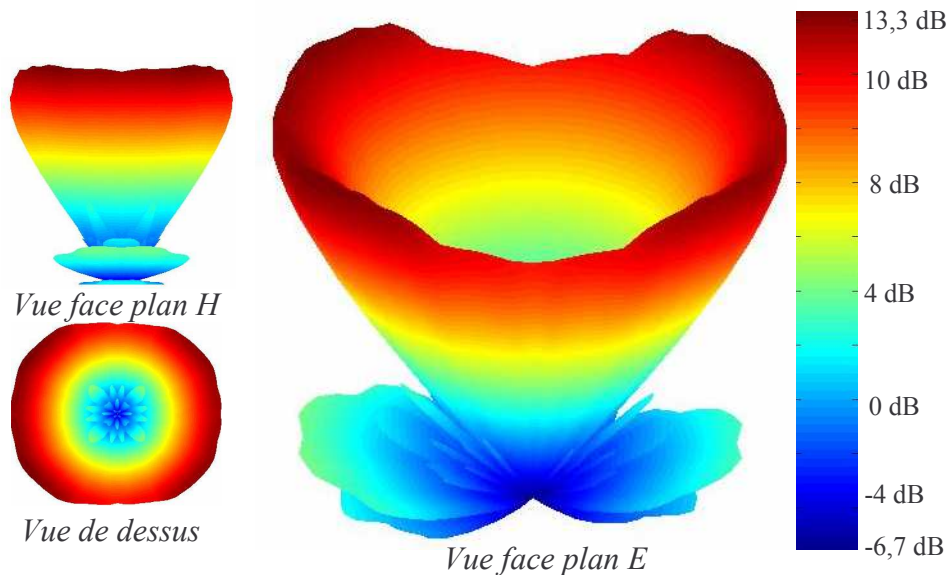


Figure V.16 : Directivité en trois dimensions de l'antenne monosource infinie.

Le rayonnement n'est pas complètement à symétrie de révolution car l'excitation est réalisée par le patch en polarisation linéaire.

Ce type de rayonnement est très intéressant puisqu'il permet de créer un faisceau très fin dans le plan d'élévation de l'antenne et de distribuer l'énergie tous azimuts.

Mais notre **objectif** est de **réaliser un faisceau directif unique** dépointé. Pour cela, nous allons voir à présent comment il est **possible de sélectionner une direction de pointage dans ce cône de rayonnement**. Cette partie constitue **l'aspect innovant** de notre travail.

V.1.2. Sélection d'une direction de propagation privilégiée

Nous avons vu que les relations (V.6) et (V.7) permettaient d'obtenir avec un seul patch comme source d'excitation un rayonnement particulier en forme de vase. Or si un rayonnement de ce type peut être intéressant pour certaines applications comme les antennes de toit de véhicule pour capter un signal satellite [V.20] nous avons voulu pousser l'étude pour apporter d'autres applications à la structure.

La question qui s'est posée est : pouvons nous créer un faisceau directif dépointé ? C'est à dire, sommes nous en mesure avec cette structure multicouche de ne sélectionner plus qu'une seule direction de propagation, à la place d'un cône qui distribue l'énergie tous azimuts ?

Pour répondre à ces questions il est paru intéressant d'investiguer dans le domaine des multiples sources d'excitation.

En théorie, le diagramme de rayonnement d'un réseau est maximum pour une direction si le facteur de réseau et le diagramme de rayonnement d'un seul élément présentent un maximum dans cette direction. Par contre le rayonnement du réseau est nul dans les directions où soit le facteur de réseau, soit le diagramme élémentaire est nul (voire les deux ensembles).

Pour réaliser une direction de propagation privilégiée lorsque le rayonnement de l'élément de référence présente un faisceau de la forme d'un vase, il faut réaliser un facteur de réseau présentant un maximum dans la même direction pour le plan d'élévation et un maximum dans une seule direction en azimut. Ceci est réalisable avec un réseau linéaire de sources.

a) Création du facteur de réseau souhaité

Nous avons choisi un nombre de 8 sources afin de créer un facteur de réseau avec un lobe très fin à 30 degrés (ce qui signifie un diagramme de rayonnement avec une faible ouverture du lobe principal à 30 degrés).

L'espacement entre les sources est égal à $0,5 \lambda_0$ afin de minimiser le nombre de lobes de réseau.

Le réseau est excité avec un déphasage intersource constant de 90 degrés de façon à dépointer d'un angle de 30 degrés par rapport à la normale. Avec cette configuration, il n'apparaît pas de lobe de rayonnement à -30 degrés.

Le facteur de réseau (**figure V.17**) présente un lobe étroit dont le maximum est obtenu à 30 degrés. Ce lobe est la seule direction privilégiée du réseau dans l'intervalle compris entre 90 et -90 degrés.

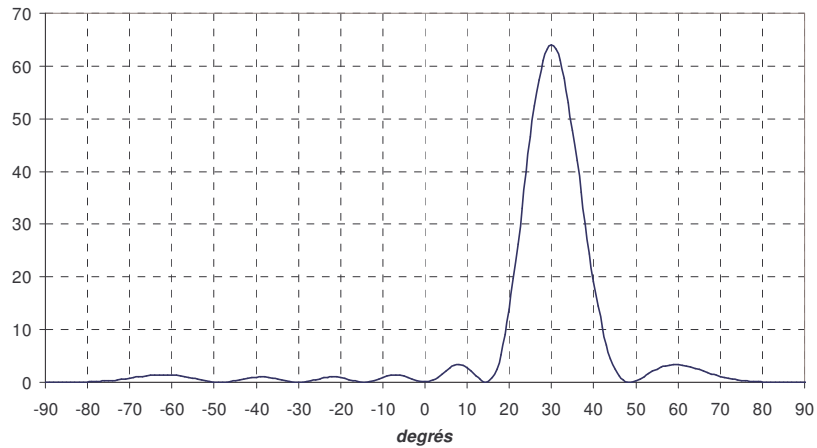


Figure V.17 : Facteur de réseau des 8 sources déphasées de 90 degrés

Nous allons voir à présent l'effet de ce facteur de réseau lorsqu'il est **appliqué au rayonnement monosource de l'antenne dépointée (figure V.15)**.

b) Application au rayonnement monosource

Le diagramme de rayonnement est obtenu (**figure V.18** courbe rouge) par la théorie des réseaux en multipliant le facteur de réseau des 8 éléments par le rayonnement monosource de la structure « vase » dépointée à 30 degrés.

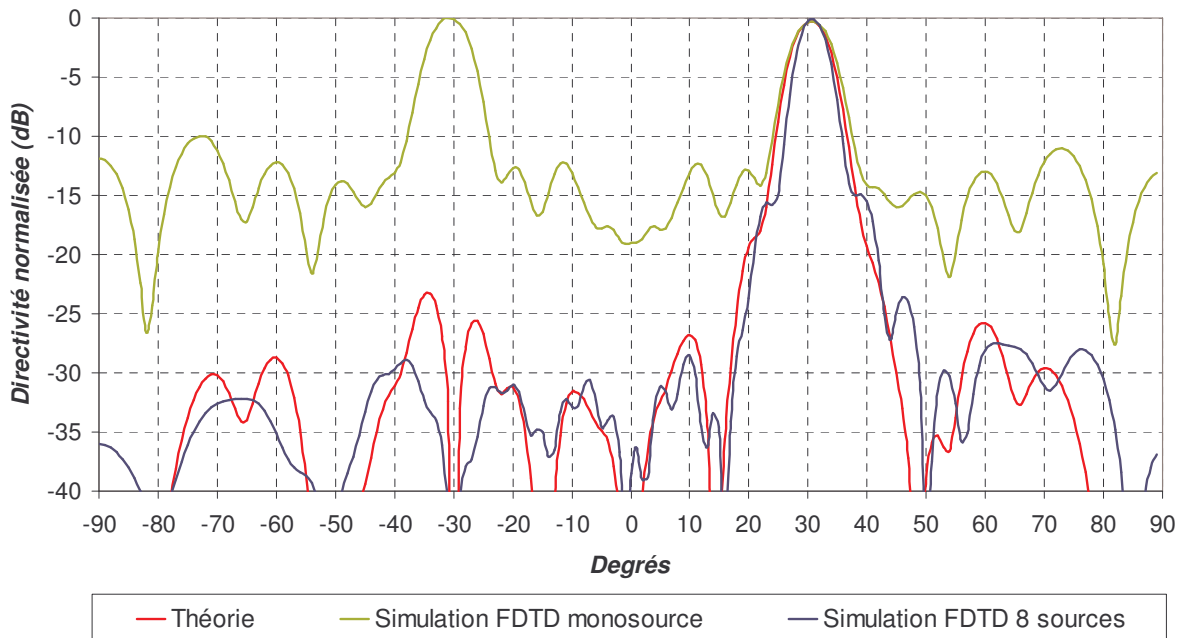


Figure V.18 : Diagrammes de rayonnement théorique et simulé (FDTD) pour l'antenne infinie excitée par 8 sources pondérées en phase.

Le diagramme montre clairement qu'une direction de propagation a été privilégiée à +30 degrés. Le niveau des lobes secondaires est très faible et il n'y a pas de rayonnement dans la direction du lobe symétrique c'est-à-dire -30 degrés. Nous pouvons voir sur cette figure que l'excitation avec de multiples sources déphasées de cette antenne permet de privilégier une direction de propagation dans un plan. Ainsi le lobe qui était présent à -30 degrés sur le rayonnement monosource a maintenant disparu pour le fonctionnement en réseau.

Les résultats théoriques en multipliant le facteur de réseau avec le diagramme monosource sont comparés avec le rayonnement des 8 sources dans la cavité obtenus par simulation FDTD sur la **figure V.18**.

Les résultats concordent très correctement, ce qui confirme une fois de plus que la théorie des réseaux est applicable à l'antenne BIE à dépointage y compris avec des sources pondérées (en amplitude ou en phase).

Pour voir l'effet de cette excitation dans les autres plans, observons le diagramme de rayonnement en 3 dimensions de la structure **figure V.19**.

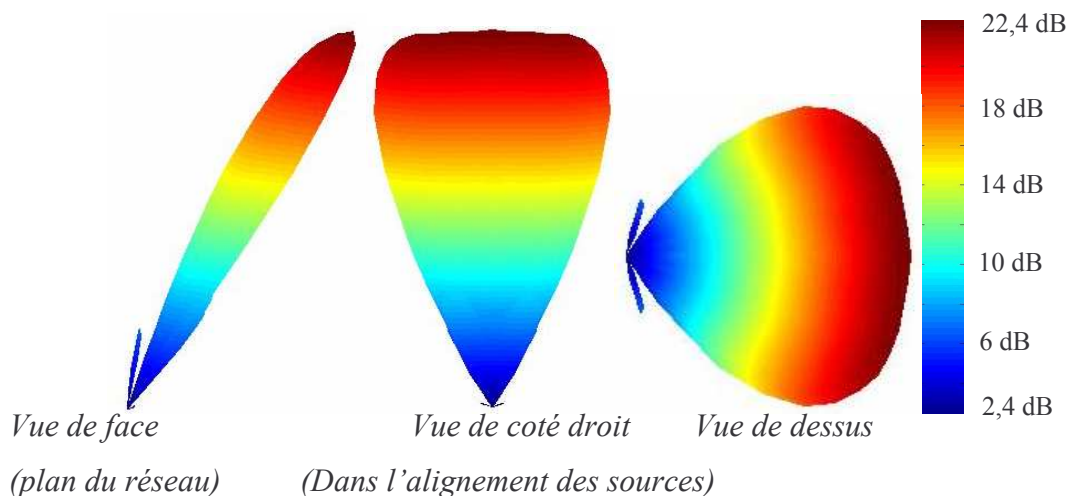


Figure V.19 : Diagramme de rayonnement simulé (FDTD) en trois dimensions pour l'antenne infinie excitée par 8 sources pondérées en phase.

Le rayonnement ne ressemble plus du tout à un vase mais nous obtenons une antenne directive (dans le plan du réseau) dont le lobe principal est incliné de 30 degrés par rapport à la normale. Le lobe est légèrement bombé pour suivre la forme du cône. Les lobes secondaires sont faibles.

En conclusion, il est possible grâce à un réseau de sources comme excitation de la structure de réaliser un faisceau dépointé de l'axe en choisissant une direction de propagation privilégiée parmi celles qu'autorise la structure diélectrique multicouche.

L'observation des cartographies du champ électrique dans l'antenne va délivrer les premiers indices pour la finitude de l'antenne.

c) Cartographies du champ électrique

Comme pour la configuration classique avec un seul lobe dans l'axe, la distribution du module du champ électrique $|E_x|$ permet de connaître le rendement de surface de l'antenne et le niveau de champ sur les arêtes. N'ayant pas idée de la distribution lors du fonctionnement en dépointage, la répartition a été simulée pour le cas infini.

La **figure V.20** présente un relevé du module du champ électrique tangentiel aux plaques dans un plan horizontal situé au centre de la cavité et dans un plan vertical.

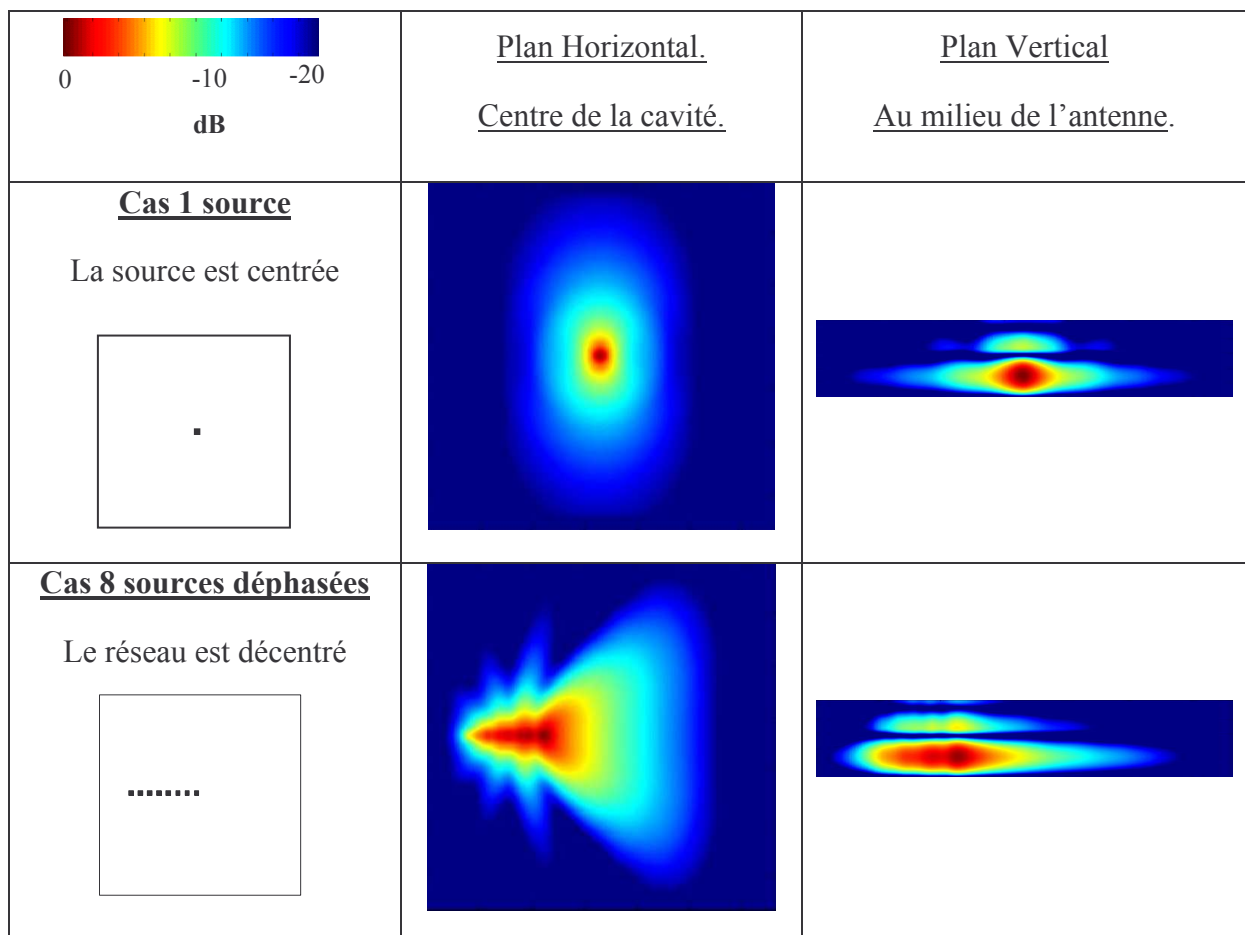


Figure V.20 : Cartographie de champ $|E_x|$ (en module) pour le cas monosource et le cas avec 8 sources d'excitation.

Le champ électrique se concentre de façon elliptique autour du patch pour le cas monosource, tandis que le champ se répartit dans le sens des phases décroissantes avec les huit sources. Cette répartition est due à la propagation des ondes guidées latéralement, qui sont rayonnées par la face supérieure de l'antenne au cours de leur propagation.

On peut remarquer que le niveau du champ électrique est très faible du côté gauche. Dans ce cas la tache de champ est en forme de triangle et cette répartition fournit une base pour le dimensionnement de l'antenne finale.

En effet, le but étant d'aboutir à une antenne réaliste, nous allons à présent étudier l'antenne avec des dimensions finies.

V.2. Antenne aux dimensions finies

V.2.1. Dimensionnement

Aucun cas aux dimensions finies (sans absorbants) n'ayant été étudié auparavant, les dimensions seront définies en se basant sur l'observation de la cartographie de champ dans la partie précédente.

Quelques remarques peuvent être énoncés :

- La « tache » de champ n'est plus circulaire.
- Le réseau ne doit pas être centré dans la cavité puisqu'il y a très peu d'énergie sur le côté gauche de la cartographie.
- Enfin, de façon évidente, les dimensions latérales de l'antenne ne vont plus suivre la technique énoncée dans le **chapitre II**.

Pour obtenir un rayonnement similaire à celui obtenu en infini il est nécessaire de laisser libre cours à la propagation latérale des ondes guidées dans l'antenne. Il est pour cela important que le niveau des champs soit faible avant d'atteindre les bords. C'est pour cette raison que les dimensions de l'antenne finie seront déterminées en se basant sur l'antenne infinie.

En dimensionnant la tache de rayonnement du cas infini (**figure V.20** cas 8 sources) avec une dynamique de -20 dB, nous arrivons à une antenne de 290 mm de long. De cette façon, nous espérons obtenir des niveaux de champs faibles sur les arêtes.

La largeur au contraire n'a pas été déterminée sur la cartographie car il fallait réduire la propagation des ondes dans ce plan où le réseau d'excitation ne sélectionne pas de direction privilégiée. Pour cela la largeur a été « définie de façon classique » en calculant les dimensions d'une ouverture de 24 dB avec un facteur de gain de 0,8. La directivité donnée (24 dB) correspond à la directivité potentielle du matériau BIE en monosource et pour un lobe dans l'axe. Ainsi une largeur de 135 mm a été obtenue.

Le réseau d'excitation est identique à celui présenté dans le cas infini (§V.1.2.a). Dans un premier temps il est étudié seul sur le plan de masse limité.

V.2.2. Analyse du réseau seul sur plan de masse fini

a) Dimensions générales et disposition de sources

Les sources sont disposées sur un substrat étendu de seulement la moitié de la surface de l'antenne. Le réseau est décentré par rapport à l'antenne, comme sur la **figure V.21** (nous avons vu que les niveaux de champ étaient faibles à gauche du réseau **figure V.20**). Les patches sont carrés de côté $\lambda_0/2$.

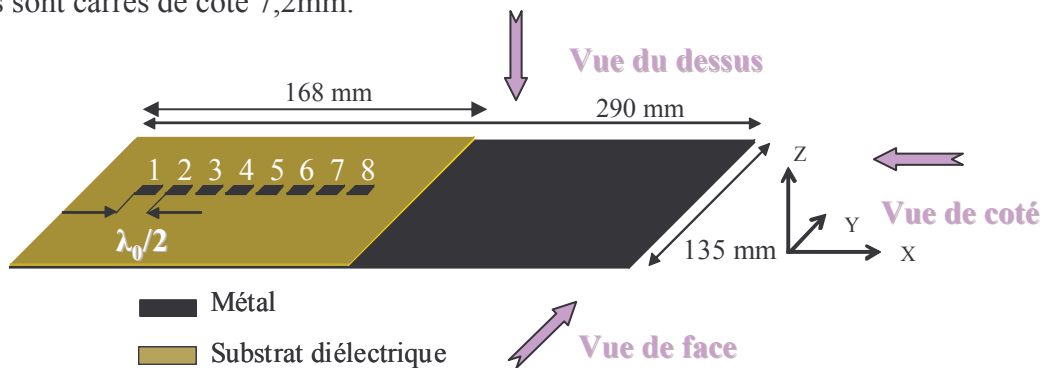


Figure V.21 : Schéma du réseau seul

Le substrat diélectrique n'est pas étendu sur toute la surface du plan métallique (par économie de substrat pour la réalisation future), il forme donc un rectangle de 135 par 168 mm. La permittivité relative est 2,2 et la hauteur est de 0,508 mm.

Le réseau des lignes d'alimentation n'a pas été simulé, en revanche, différentes pondérations ont été réalisées sur chaque élément pour créer un faisceau incliné, elles sont rassemblées dans le **tableau V.1**.

Les patches sont alimentés avec une équiampitude du courant et un gradient de phase de 90 degrés.

Patch	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitude	1	1	1	1	1	1	1	1
Phase	0	-90	-180	-270	-360	-450	-540	-630

Tableau V.1 : Pondérations des courants appliquées sur les éléments du réseau

A présent observons le diagramme de rayonnement en trois dimensions obtenu pour cette antenne.

b) Rayonnement

Le rayonnement du réseau est présenté pour trois vues orthogonales (**figure V.22**) les directions des vues sont données sur la **figure V.21**.

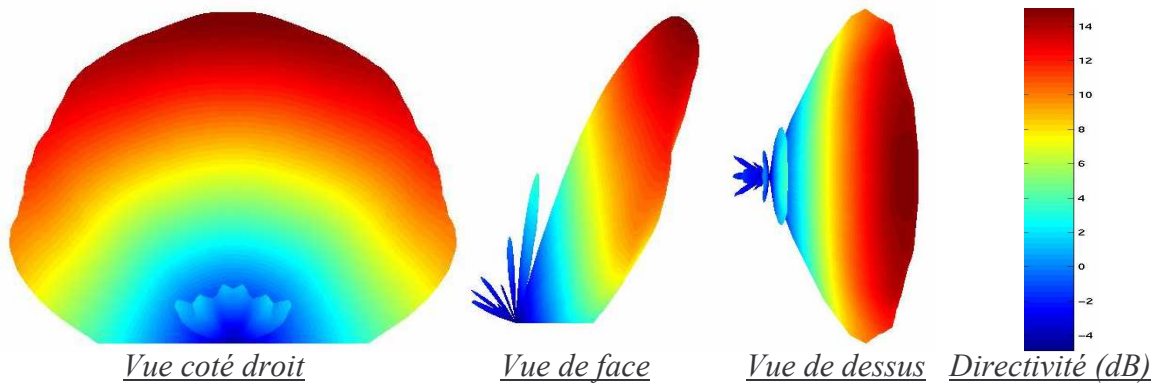


Figure V.22 : Rayonnement en trois dimensions du réseau seul.

Le lobe principal est incliné de 30 degrés par rapport à la normale dans le plan d'alignement du réseau. Dans l'autre plan, nous obtenons l'allure du diagramme d'un seul patch (pas d'effet réseau). La directivité maximum simulée est de 15 dB.

A présent ce réseau va être utilisé comme excitation de la structure multicouche à dépointage pour obtenir un faisceau directif.

V.2.3. Réseau comme excitation de la structure

a) Dimensions générales

Les dimensions totales de l'antenne simulée sont données **figure V.23**.

L'antenne est un rectangle de 290 par 135 mm et présente une hauteur totale de l'ordre de la longueur d'onde ($h=26,2\text{mm}$ pour $\lambda_0=24,4\text{mm}$).

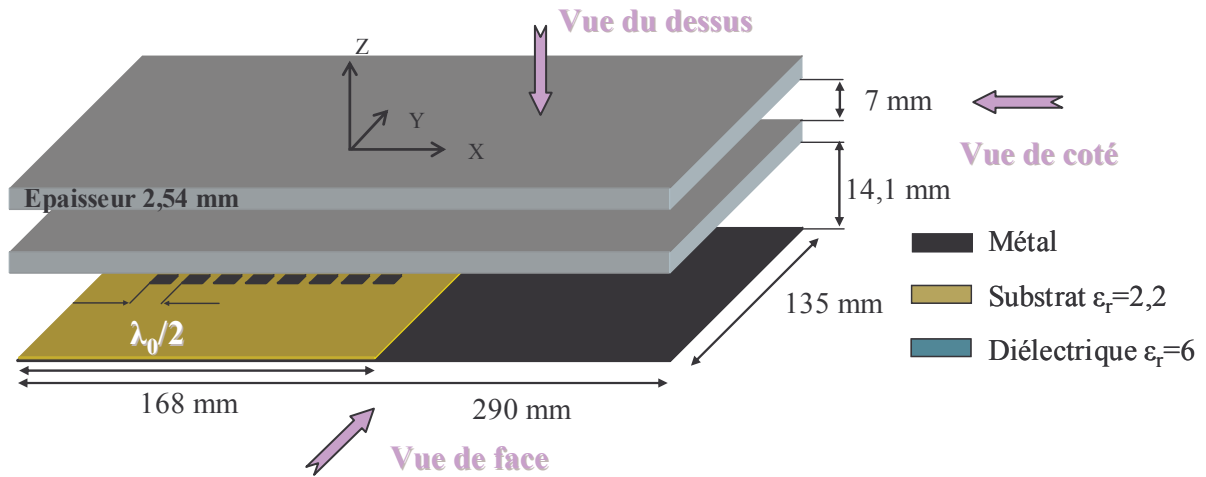


Figure V.X : Dimensions de l'antenne simulée

b) Rayonnement

Les résultats du rayonnement obtenus par simulation sont donnés (figure V.24) à la fréquence de 12,1 GHz qui est la fréquence où les lobes secondaires sont les plus faibles.

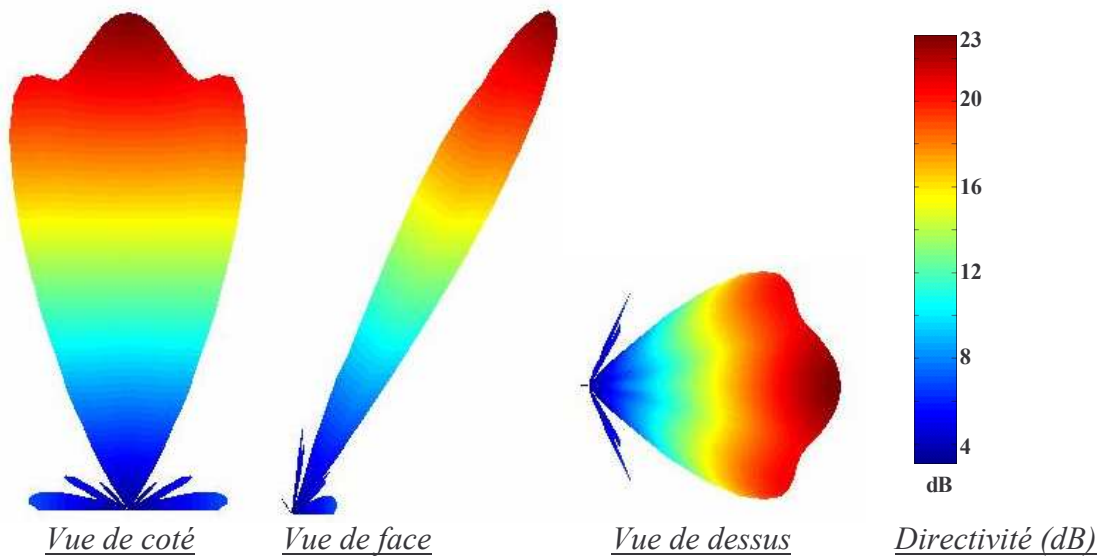


Figure V.24 : Diagramme de rayonnement en directivité pour l'antenne dépointée excitée par un réseau de 8 sources déphasées à 12,1 GHz

Le diagramme de rayonnement présente un lobe directif avec une directivité de 23 dB, dans la direction OX et $\theta=28^\circ$. On peut remarquer cependant des lobes secondaires apparaissant sur la vue de côté. Leur origine n'est pas encore déterminée, elle est sans doute relative aux dimensions latérales de la structure. Ce paramètre est à l'étude actuellement.

Pour une meilleure lecture des niveaux, le diagramme de rayonnement dans le plan OX (Plan E) est donné pour les cas où le réseau rayonne seul et pour les cas où le réseau excite la structure (**Figure V.25**).

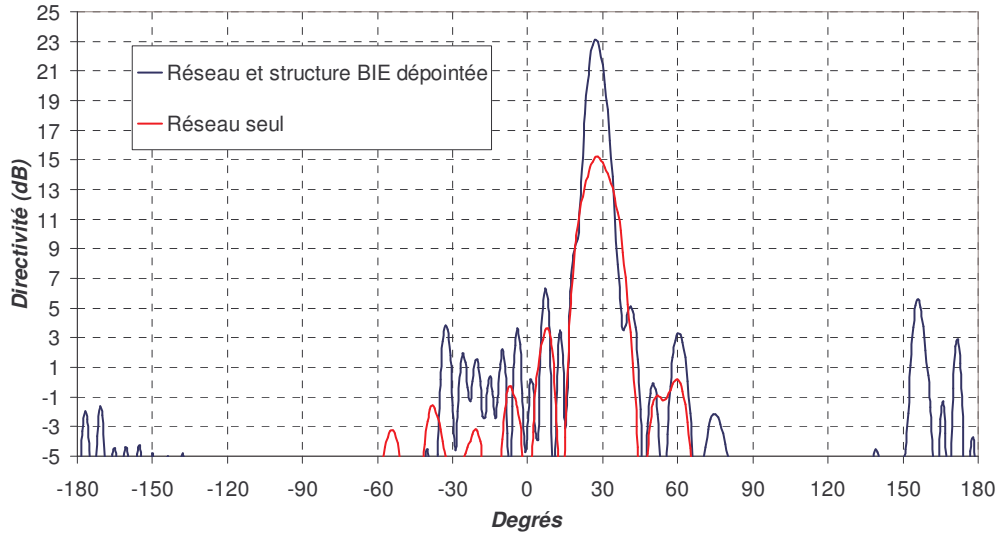


Figure V.25 : Directivité dans le plan du réseau (OX) avec et sans BIE dépointé.

Les lobes secondaires dans ce plan sont à -17 dB du lobe principal pour la structure multicouche et à -11,5 dB pour le réseau seul.

Nous pouvons remarquer sur la cartographie du champ électrique E_x réalisée dans un plan horizontal au centre de la cavité d'air (**Figure V.26**) que les niveaux de champs sur les grands cotés de l'antenne sont relativement importants.

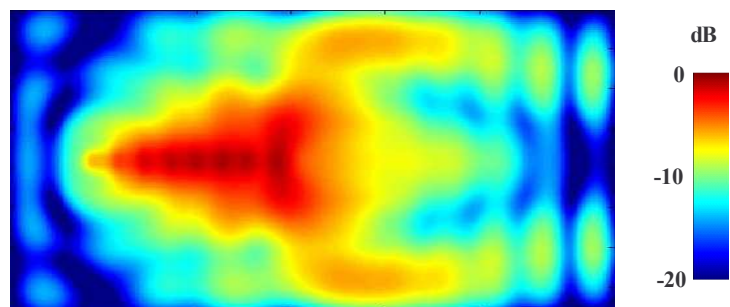


Figure V.26 : Module du champ électrique E_x dans un plan horizontal au centre de la cavité d'air de l'antenne à 12,1GHz

En revanche, les niveaux obtenus sur les faces des petits cotés laissent penser que les dimensions en longueur sont correctes.

Remarque : Faute de technique de dimensionnement, les dimensions de l'antenne sont pour l'instant déterminées par l'observation de la répartition des champs. A ce stade, l'efficacité de surface de l'antenne est très faible. La surface de l'antenne est de 0,045 m² et la surface idéale relative à une directivité de 23 dB est de 0,0094 m² pour une ouverture idéale soit un rendement de surface de **21%**. Cette efficacité ne pourra être améliorée que par une analyse et une compréhension plus poussée des phénomènes.

A présent, en vue d'une réalisation éventuelle, nous allons étudier la sensibilité de la structure aux variations d'épaisseur des plaques et de leur permittivité relative.

V.2.4. Tolérances des épaisseurs de la structure vis-à-vis du dépointage

Afin de mieux connaître les tolérances des antennes à dépointage, la sensibilité des épaisseurs des plaques et de leur permittivité relative sur la direction de pointage de l'antenne ont été étudiées.

Ceci permet de savoir avec quelle précision usiner les différentes épaisseurs et quel type de matériau diélectrique choisir suivant ses caractéristiques électriques. Cette étude est purement théorique et tirée des équations de dimensionnement des structures.

D'après la cartographie de champ dans un plan vertical de l'antenne, le champ est concentré dans la cavité, nous allons donc privilégier l'étude de la cavité.

a) Dépointage en fonction de la permittivité relative de la cavité

Dans un premier temps, nous considérons un diélectrique dans la cavité dont les dimensions restent constantes, c'est-à-dire l'épaisseur reste inchangée l'épaisseur est calculée en $\lambda_g/2$ de façon à obtenir un lobe dans l'axe. Puis nous faisons varier la valeur de l'angle θ que nous souhaitons obtenir et nous calculons la permittivité relative qu'il serait nécessaire de donner au diélectrique avec la relation (V.10) tirée de (V.6).

$$\epsilon_r = \left(\frac{3 \cdot 10^8}{2f \times \text{épaisseur}} \right)^2 + \sin^2 \theta \quad (\text{V.10})$$

Nous effectuons cette expérience avec plusieurs valeurs de départ de la permittivité.

Ainsi nous pouvons **déterminer à épaisseur constante, quelle permittivité relative nous permettra d'obtenir un dépointage voulu**. Les résultats sont donnés en % de **variation** par rapport à la valeur de permittivité de départ (**figure V.27**). Les résultats ainsi obtenus sont **indépendants de la fréquence**.

La variation en pourcentage a été calculée de la façon suivante (relation V.11) :

$$\text{Variation}_{\%} = \frac{(\epsilon_{\text{nouveau}} - \epsilon_{\text{initial}}) \times 100}{\epsilon_{\text{initial}}} \quad (\text{V.11})$$

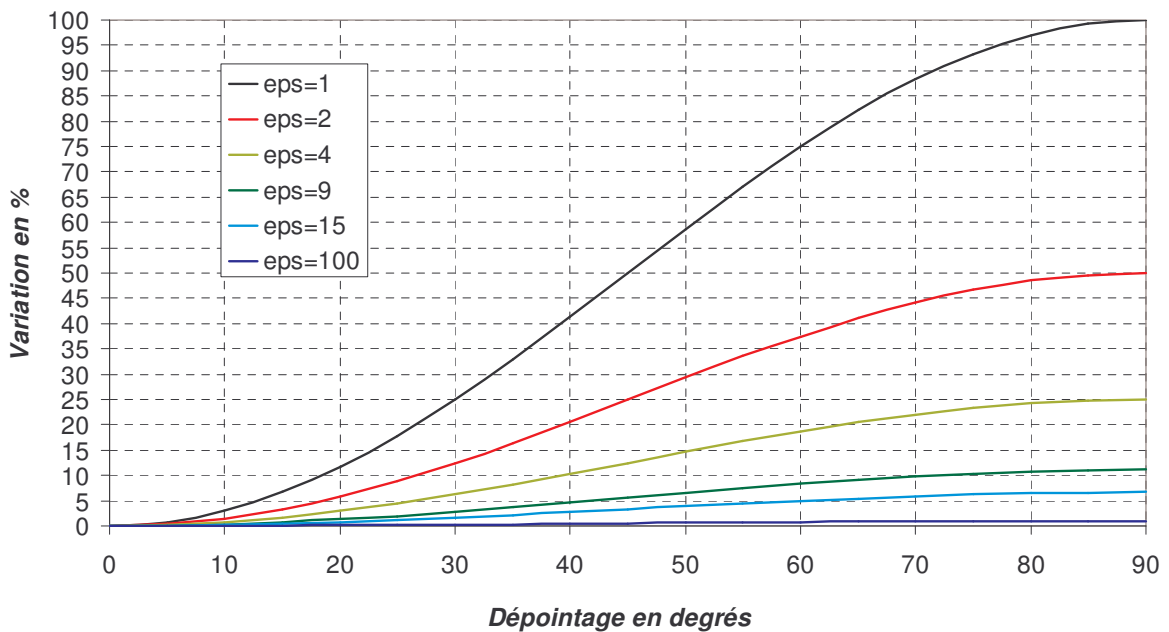


Figure V.27 : Variation relative de la permittivité relative dans la cavité en fonction du dépointage désiré pour différentes valeurs initiales.

Comme nous pouvons le remarquer sur la **figure V.27**, une cavité avec une forte valeur de la permittivité relative sera très sensible aux variations du ϵ_r , puisque plus la permittivité de la cavité est importante, plus la courbe de variations s'aplanit. Ces résultats indiquent un phénomène intéressant : une variation de dépointage de 90° est équivalente à une **augmentation de la permittivité relative de la structure de 1, quelle que soit sa valeur de départ**.

La **figure V.28** présente la valeur de permittivité qu'il faut rajouter à la valeur initiale pour obtenir le dépointage voulu.

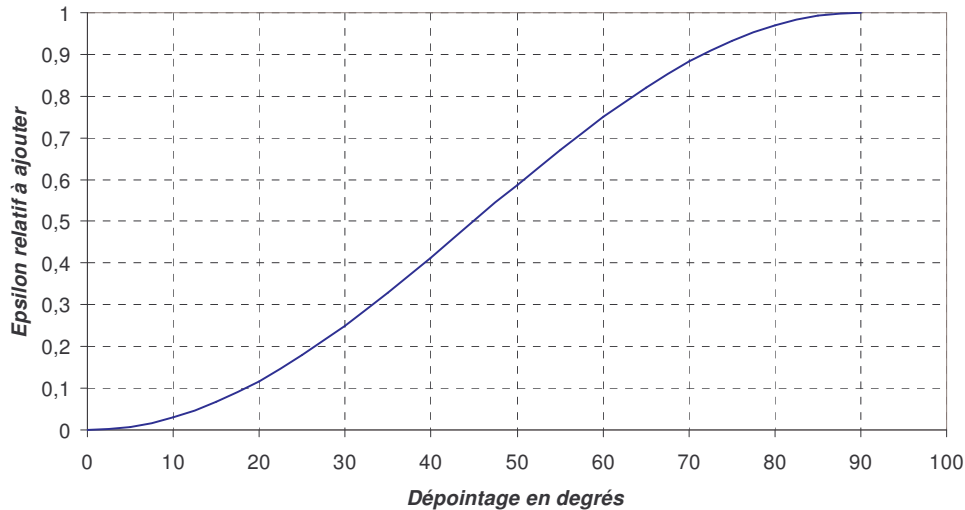


Figure V.28 : Permittivité relative à ajouter à la valeur initiale dans la cavité pour dépointer

Nous avons également étudié les variations de l'épaisseur de la cavité pour dépointer le faisceau.

b) Dépointage en fonction de l'épaisseur de la cavité

Cette fois ci la permittivité relative est constante et l'épaisseur **initiale** est calculée afin de créer un faisceau dans l'axe avec la relation (V.12). Par la suite l'épaisseur varie et le dépointage obtenu est déduit.

$$b = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\left(1 - \frac{\sin^2 \theta}{\epsilon_r}\right)}} \quad (\text{V.12})$$

Nous traçons en fonction du dépointage désiré les variations de l'épaisseur. Ce résultat a été calculé de la façon suivante :

$$\text{Variation}_{\%} = \frac{(\text{épaisseur}_{\text{nouvelle}} - \text{épaisseur}_{\text{initiale}}) \times 100}{\text{épaisseur}_{\text{initiale}}} \quad (\text{V.13})$$

Les résultats sont présentés **figure V.29** pour plusieurs valeurs de permittivité relative.

Une conclusion similaire peut être faite ici, en ce sens que la sensibilité de l'épaisseur sur le dépointage est moins importante si la permittivité relative est faible. Encore une fois un

ϵ_r inférieur à trois est suffisant pour s'affranchir d'éventuelles incertitudes sur la direction de dépointage en fonction de l'épaisseur.

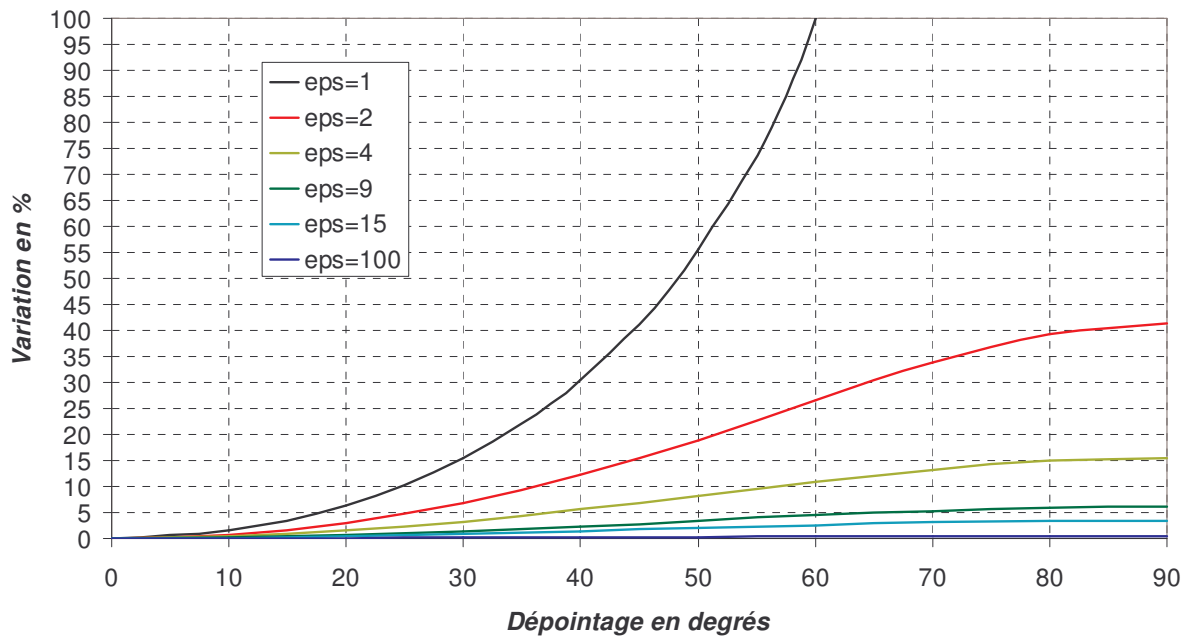


Figure V.29 : Variation relative de l'épaisseur de la cavité en fonction du dépointage désiré pour différentes permittivités relatives.

En conclusion il est donc préférable d'utiliser l'air (voire un diélectrique de permittivité inférieure à trois) comme diélectrique de la cavité. Ainsi les directions de pointage seront moins sensibles aux impondérables des réalisations comme une variation de l'épaisseur ou une variation du ϵ_r .

De façon générale, on peut retenir que : **plus l'épaisseur de la cavité augmente ou plus le diélectrique qui la remplit est important, plus l'angle de dépointage est grand.**

Nous avons réalisé cette étude pour la cavité mais ces conclusions sont également applicables aux lames supérieures. Cependant, l'influence est moins grande puisque le champ est majoritairement concentré dans la cavité.

Maintenant que nous sommes capables de réaliser un faisceau dépointé avec une directivité importante et peu d'éléments en réseau, nous allons démontrer le comportement multifaisceaux de cette antenne.

VI. DEPOINTAGE MULTIPLE AVEC UNE ANTENNE BIE MULTIFAISCEAUX

Si le dépointage avec un seul faisceau est intéressant pour le principe, les applications demandent bien souvent de **multiples faisceaux** afin de réaliser par exemple une couverture particulière pour les antennes de télécommunication, ou de la poursuite d'une cible (« tracking ») dans les applications radar, ou encore réaliser une antenne de réception satellite multifaisceaux.

Les cas de dépointage multiple avec des antennes à base de matériaux BIE sont rares, on peut citer les travaux effectués en 2003 à Rennes [V.21] sur les structures multifaisceaux obtenues avec des matériaux 2D. Mais les multiples faisceaux sont obtenus par une source unique donc un seul accès.

Dans cette partie, nous allons voir qu'il est possible de fonctionner comme pour l'antenne planaire sur des multiples des modes de fonctionnement. Le but cette fois ci n'est pas de faire du multifréquences mais plutôt de réaliser une antenne multifaisceaux.

VI.1. Principe

Pour démontrer le principe, nous allons reprendre le fonctionnement de l'antenne monosource et notamment les équations (V.6) et (V.7). Une direction de pointage est réalisable à une fréquence donnée, avec plusieurs hauteurs de cavité qui sont les valeurs multiples obtenues avec la formule (V.6) et pour différentes valeurs de n : $n=1,2,3,4,5,6\dots$

Les résultats de la **figure V.30** sont calculés à $f=12,3$ GHz avec l'équation (V.14) tirée de l'équation (V.6) avec des valeurs de n allant de **1 à 10**.

$$\mathbf{b} = \frac{\mathbf{n} \times \mathbf{c}}{2f \sqrt{(1 - \sin^2 \theta)}} \quad (\text{V.14})$$

Avec c célérité de la lumière ($c=3.10^8$ ms⁻¹), f la fréquence de fonctionnement et θ l'angle de dépointage.

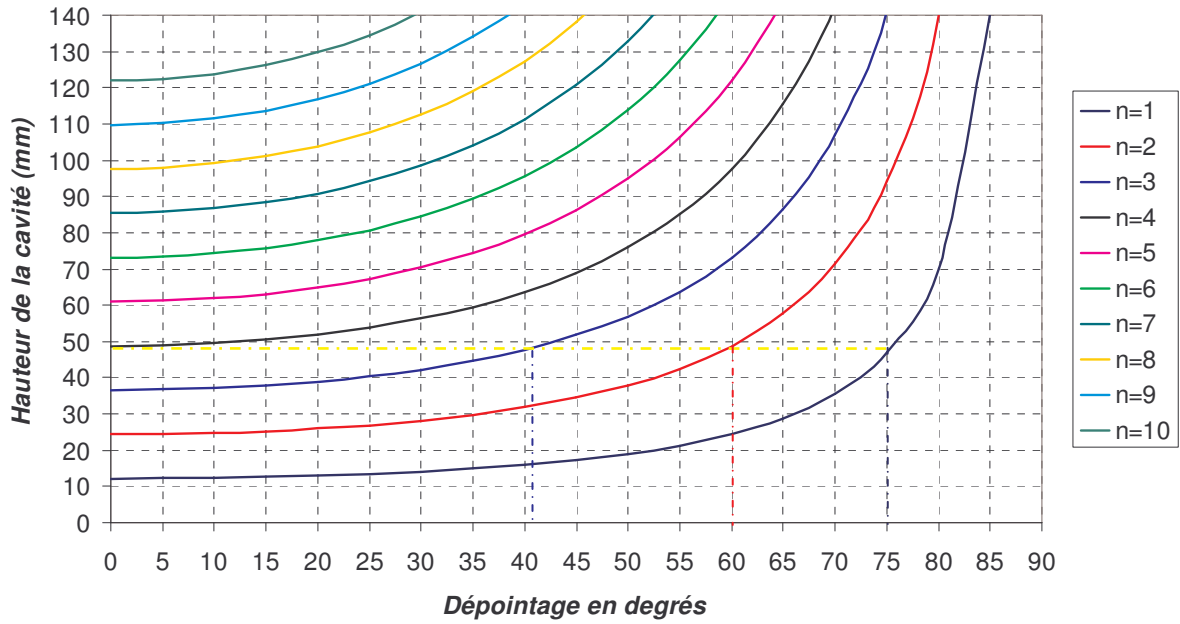


Figure V.30 : Dimensions de la cavité pour un fonctionnement sur des multiples des modes ($\epsilon_r=1$ et $f=12,3\text{GHz}$).

On peut voir sur cette figure qu'une hauteur de cavité donnée en ordonnée peut autoriser plusieurs directions de propagations en abscisse à chaque intersection avec une courbe. Par exemple, une épaisseur de 48,8 mm de la cavité autorise les directions de propagation suivantes : 0 degrés, 41 degrés, 60 et enfin 75 degrés (**Figure V.30**).

En regardant le même phénomène pour l'épaisseur de la plaque de permittivité relative 6 il apparaît que les dimensions sont très sensibles au dépointage s'il on en croit les courbes **figure V.31**.

Ces courbes sont obtenues à $f=12,3$ GHz avec la relation (V.15) tirée de (V.7) et pour ds valeurs de p comprises entre 1 et 5.

$$t = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r} \sqrt{\left(1 - \frac{\sin^2 \theta}{\epsilon_r}\right)}} \quad (\text{V.15})$$

Avec : $c=3.10^8$ ms^{-1} , $\epsilon_r=6$ et θ l'angle de dépointage.

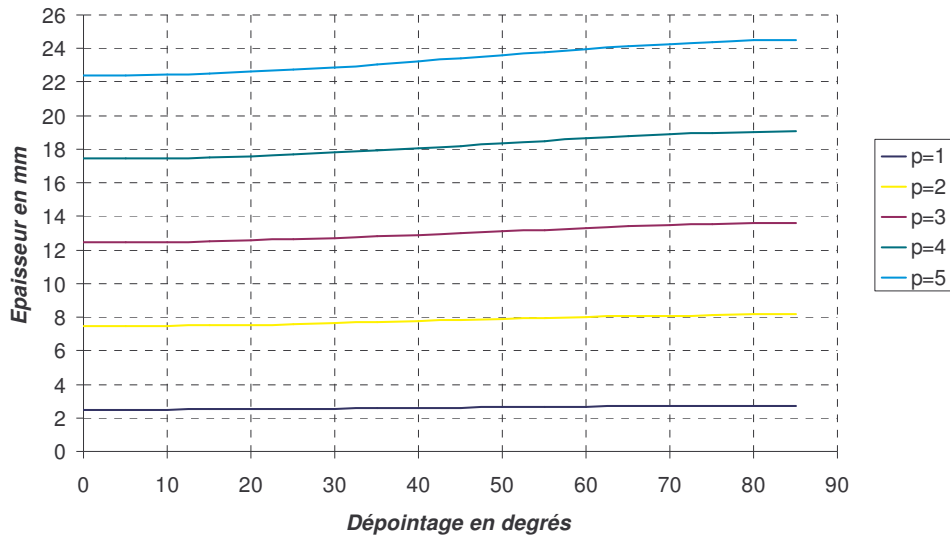


Figure V.31 : Dimensions de la plaque diélectrique pour un fonctionnement sur des multiples des modes ($\epsilon_r=6$ et $f=12,3\text{GHz}$)

Les courbes d'évolution de l'épaisseur en fonction du dépointage sont très planes, par conséquent, une faible variation de l'épaisseur peut provoquer un dépointage important. De plus, il n'est pas possible de trouver un multiple de fonctionnement intéressant à moins de prendre des valeurs de p très importantes. Heureusement ce phénomène n'aura pas trop d'incidence comme nous le verrons plus tard, la « cavité » étant prépondérante pour la définition de la direction de pointage.

VI.2. Validation du fonctionnement en simulation

Nous avons voulu essayer de valider ce fonctionnement numériquement. La structure multicouche dimensionnée de la sorte autorise différentes directions de propagation à symétrie de révolution en configuration monosource. Le réseau d'excitation permettra de choisir les directions. Il y a plusieurs façons de réaliser l'excitation de cette structure :

- Soit le réseau d'excitation favorise en même temps plusieurs directions de propagation avec une seule entrée.
- Soit le réseau d'excitation est doté d'un dispositif permettant, avec plusieurs voies d'entrée de créer successivement des faisceaux différents.

Dans le premier cas, il faut déterminer la position des éléments d'excitation (pas du réseau) et leur pondération en amplitude et en phase afin de réaliser un rayonnement avec de multiples lobes dans les directions voulues.

Dans le second cas, le pas du réseau étant constant, et le choix des n directions de pointage se fera par exemple grâce à une matrice de Butler de n voies vers n [V.8] qui réalise la pondération en phase des différents éléments. Dans les deux cas la structure multicouche est la même seule l'excitation sera différente.

Nous avons choisi de présenter la seconde solution, en simulant pour la même structure des pondérations différentes pour le réseau d'alimentation.

VI.2.1. Dimensionnement

Pour cela nous avons dû mettre au point une architecture de réseau permettant de réaliser un dépointage dans les différentes directions. Le pas du réseau est constant et fixé arbitrairement à $0,5\lambda_0$ soit 12,2 mm. Nous avons calculé les différents déphasages nécessaires pour obtenir les différentes directions de pointage. Aux pondérations en phase nous avons ajouté des pondérations en amplitude des éléments. En effet lors des premières simulations les lobes secondaires du réseau étaient trop importants et apparaissaient pour le rayonnement de l'antenne multisources dans les directions autorisées par la structure multicouche.

Remarque : La matrice de Butler, proposée comme un exemple d'excitation possible ne pourra réaliser que des pondérations en amplitude.

Les patches sont carrés de côté 7,2 mm sur un substrat de permittivité relative 2,2 et de hauteur 0,508 mm. Les différentes pondérations appliquées aux huit patches sont rassemblées dans le **tableau V.3**. Elles ont été déterminées avec le logiciel SARA [V.10].

Pondérations	Patches	1	2	3	4	5	6	7	8
Amplitude	Tous les cas	0.28	0.61	0.86	1	1	0.86	0.61	0.28
Phases en degrés	Cas 1	0	0	0	0	0	0	0	0
	Cas 2	0	-118	-236	-354	-472	-590	-708	-826
	Cas 3	0	-156	-312	-468	-624	-780	-936	-1092

Tableau V.3 : Pondérations appliquées sur les patches pour les trois simulations

La structure multicouche a été simplifiée et ramenée à une seule couche de permittivité relative 84. Cette valeur peut paraître étrange mais a été calculée pour simplifier le maillage FDTD de la structure.

L'épaisseur de la lame est de 0,66 mm ce qui correspond à une direction de pointage dans l'axe à 12,3 GHz.

Remarque : Il est impossible de trouver des directions de pointage multiples communes des épaisseurs de plaques et de hauteur de la cavité.

Comme le dimensionnement latéral n'est pas maîtrisé, les bords de l'antenne sont plongés dans les couches absorbantes (PML) pour simuler une antenne infinie. L'antenne simulée est présentée **figure V.32**.

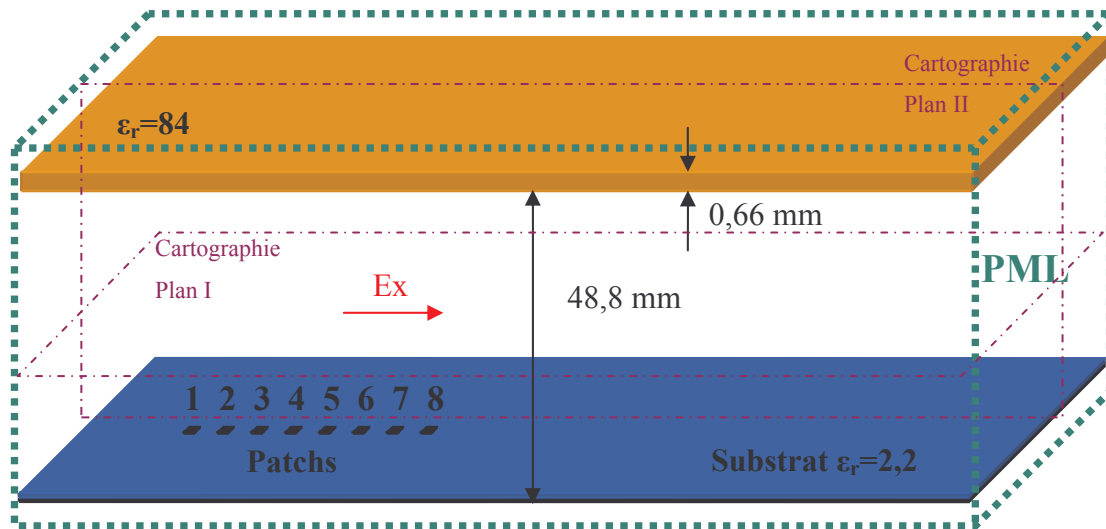


Figure V.32 : Schéma de la structure simulée avec le réseau de huit patches

Nous allons maintenant observer les résultats obtenus.

VI.2.2. Rayonnement

Trois cas ont été simulés avec les différents déphasages du **tableau V.3**. Pour chaque cas le diagramme de rayonnement est relevé à 12,3 GHz (**figure V.33**) dans le plan E qui est le plan d'alignement des sources.

Dans tous les cas le maximum de rayonnement est obtenu dans la direction attendue ($0^\circ, 41^\circ, 60^\circ$). Pour les deux premiers cas, le lobe principal est bien défini avec une ouverture

angulaire faible. Quelques lobes secondaires sont à noter pour le second cas, notamment à 60° (à -12 dB).

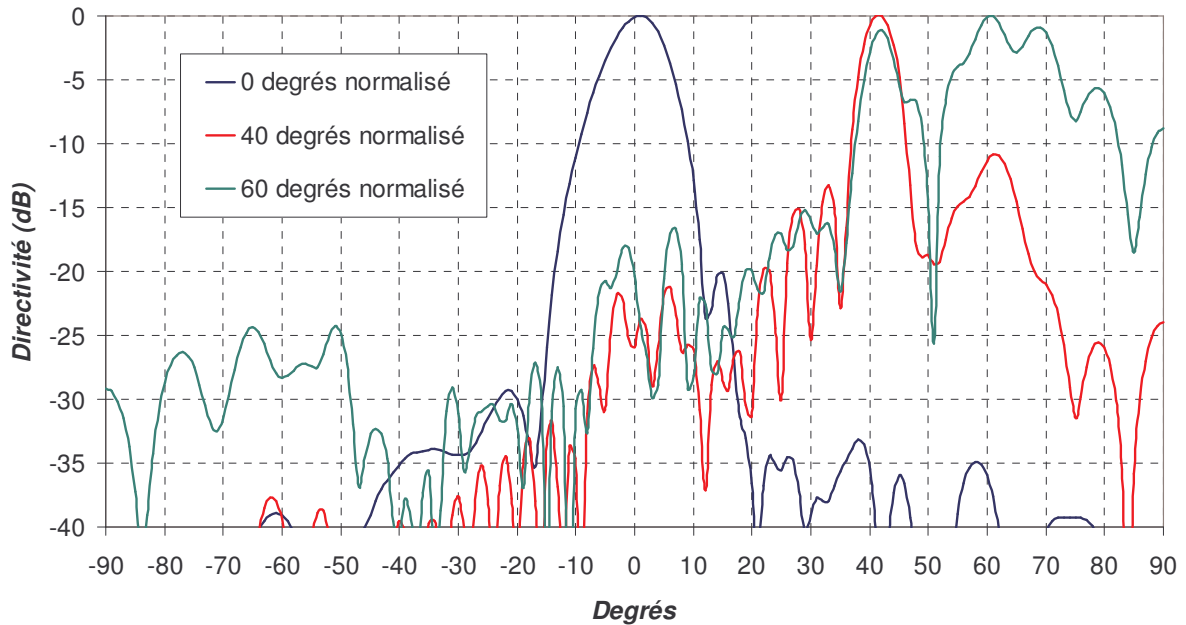


Figure V.33 : Diagrammes de rayonnement simulés pour trois déphasages différents du réseau de sources.

En revanche pour le dernier cas (60 degrés) le lobe présente des oscillations importantes et des lobes secondaires apparaissent notamment dans la direction $\theta=40$ degrés. On peut envisager deux causes :

- L'excitation par le réseau déphasé n'est peut être plus suffisamment sélective pour ce dernier cas. En effet, si l'on regarde le diagramme de rayonnement du réseau seul (figure V.34), on constate que la direction privilégiée n'est plus si évidente.

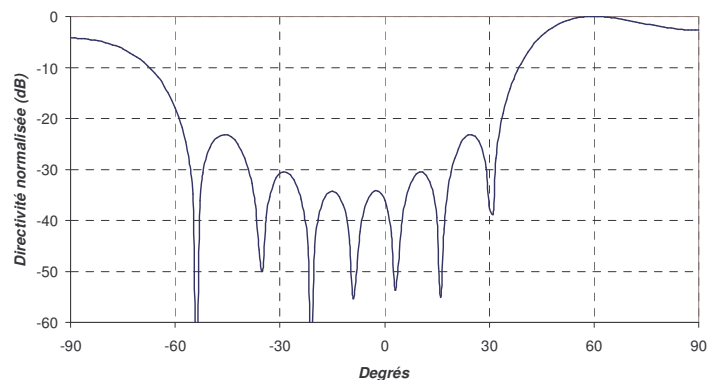


Figure V.34 : Rayonnement du réseau seul déphasé pour le dernier cas (dépointage 60°)

- Le rayonnement n'est peut être pas bien simulé avec des PML dans la mesure où l'énergie est guidée, une grande partie n'est pas comprise dans le calcul du rayonnement puisque perdue dans les PML.

Faute de temps nous n'irons pas plus loin dans cette étude.

Nous pouvons dire malgré tout qu'une structure multifaisceaux est envisageable avec une antenne planaire multicouche et un réseau d'excitation approprié. De plus, le fonctionnement est validé en dépit des dimensions de la couche supérieure qui ne sont pas optimales.

Analysons les cartographies de champ

VI.2.3. Cartographies du champ électrique

Les cartographies relevées dans l'antenne (**figure V.34**) représentent la distribution du champ électrique $|E_x|$ dans un plan horizontal au centre de la cavité d'air et dans une coupe en hauteur de l'antenne.

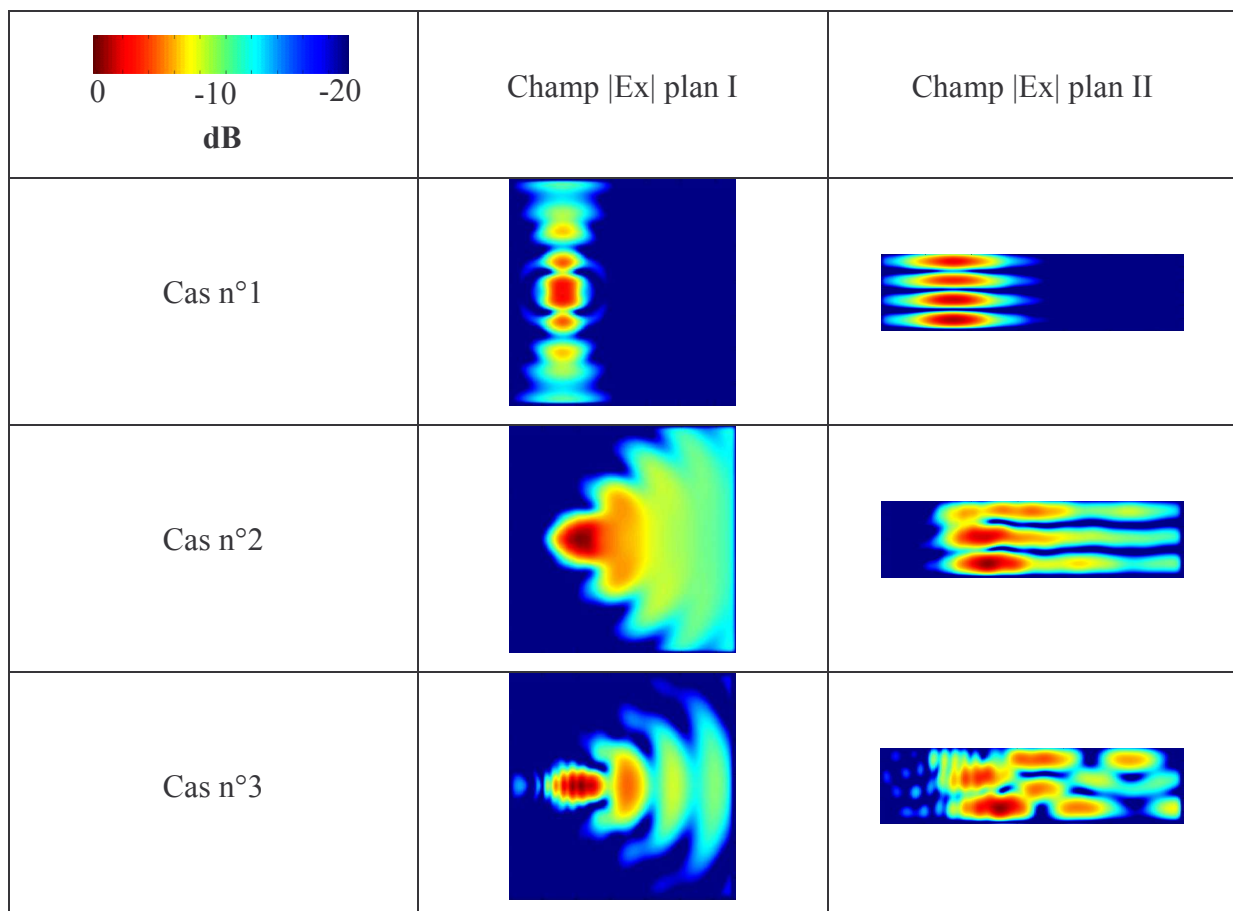


Figure V.34 : Cartographie du champ $|E_x|$ à 12,3 GHz

Le champ électrique présente une distribution différente dans les trois cas. Le cas 1 avec un pointage dans l'axe présente une tache répartie suivant l'axe Y mais concentrée suivant l'axe X, Dans les cas 2 et 3 le champ électrique s'étend dans la direction X. Pour le cas 3, l'énergie qui devrait être guidée vers la droite est perdue dans les couches absorbantes. Ceci peut expliquer le diagramme de rayonnement obtenu dans ce cas.

Pour les cartographies de la hauteur, on retrouve pour les cas 1 et 2 un nombre de maximum du champ qui correspond au multiple du mode que l'on considère (**figure V.30**). Exception faite du cas 3 ou le mode ne s'installe pas correctement, on remarque un mélange d'un mode 2 avec un mode 3. Ceci peut s'expliquer à la fois par l'excitation qui n'est pas optimale et par la proximité des couches absorbantes qui ne permet pas une simulation correcte de l'antenne infinie pour ce fonctionnement à fort dépointage. Faute de temps, l'analyse ne peut aller plus loin.

En conclusion nous avons pu grâce à cette série de simulations mettre en évidence le fonctionnement multimodal de cette structure et donc créer une antenne multifaisceaux.

On peut également imaginer, en disposant correctement les réseaux de patchs, créer de **multiples faisceaux dans des plans différents**. Par exemple, un réseau en croix permettrait d'avoir un faisceau incliné plan E et plan H avec des valeurs de pointage différentes et une grande directivité.

Cette antenne n'est cependant qu'à ses débuts et il faudra dans un futur proche maîtriser au mieux son fonctionnement pour en optimiser les performances.

VII. CONCLUSION

Ce chapitre a mis en évidence les difficultés que posait le dépointage à l'antenne BIE planaire classique. En effet un simple dépointage des sources d'excitation n'est pas suffisant pour créer un faisceau dépointé lorsque le matériau BIE est dimensionné suivant la technique énoncée dans le deuxième chapitre, c'est à dire des plaques d'épaisseur $\lambda_g/4$ et une cavité de hauteur sensiblement égale à $\lambda_g/2$.

Nous avons compris alors qu'il était nécessaire de considérer une nouvelle technique de dimensionnement des plaques en épaisseur pour réaliser un dépointage. Cette technique issue de la compréhension des ondes de fuites au sein de structures multicouches a permis de

relier une direction de pointage désirée à une épaisseur de cavité et de multiples plaques. Cette nouvelle structure excitée par un patch présente un rayonnement de type conique c'est-à-dire sans privilégier de direction en azimut.

Le choix d'une excitation multisources judicieusement déphasée permet de ne conserver plus qu'une seule direction en azimut en gardant la même ouverture dans le plan vertical. **Ce point constitue l'originalité de nos travaux dans cette partie.**

Ainsi nous avons pu mettre en évidence les propriétés de cette antenne dépointable qui permet de présenter un faisceau dépointé de l'axe avec une faible ouverture angulaire, avec des avantages en gain et en simplicité face à un réseau imprimé. **La réalisation de l'antenne présentée dans le paragraphe V.2.3.a est en cours.**

Par la suite en réalisant une étude multimodale de l'antenne qui peut fonctionner sur des multiples de la dimension initiale, le comportement multifaisceaux de ce type de structure a été présenté.

L'analyse, de part sa jeunesse, demeure incomplète mais ouvre néanmoins de larges perspectives et un avenir certainement prometteur à cette antenne, qui permet d'obtenir une directivité importante en dehors de l'axe avec un faible nombre d'éléments.

Certaines perspectives peuvent être envisagées par la suite :

- Le pilotage du matériau permettrait de façon instantanée de choisir une direction de pointage. L'antenne deviendrait alors active et pourrait réaliser par exemple de la poursuite de cibles en mouvement pour des applications radar. Le pilotage pourrait être obtenu de différentes façons : Mécaniquement avec des moteurs de positionnement des plaques, électriquement avec des ferrites dont la permittivité est fonction du courant qui les traverse, ou encore avec des matériaux piézo-électriques dont les dimensions varient en fonction de la différence de potentiel appliquée.
- Une excitation particulière constituée de réseaux non colinéaires permettrait de réaliser des faisceaux directifs simultanés dans plusieurs directions avec une structure qui autorise un ou même plusieurs « cônes » de rayonnement.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE V

[V.1] R.J. MAILLOUX

"Phased Array Antenna Handbook" Artech House, Boston, 1994

[V.2] J. LIN & T. ITOH

"Active integrated antennas" IEEE Trans. Microwave Theory and techniques, Vol. 42, N°12, December 1994, pp 2186-2194

[V.3] Régis CHANTALAT

"Optimisation d'un réflecteur spatial à couverture cellulaire par l'utilisation d'une antenne à bande interdite électromagnétique multisources."

Thèse de doctorat- n°36-2003 Université de Limoges- 3 novembre 2003

[V.4] Y. T. LO, S.W. LEE

"Antenna handbook, Theory, applications, and design", Van Nostrand Reinhold Company, New York 1988

[V.5] I. MERRILL, SKOLNIK

"Radar Handbook 2nd Edition" Mc. Graw-Hill, Janvier 1990

[V.6] B. AGBA, L. FREYTAG, B. JECKO

"Planning tool for LMDS coverage using 3D Geographic Information System Data" ICETE (International conference on E-business and telecommunication networks) Août 2004, Portugal

[V.7] R.C. HANSEN

"Phased Array Antennas" John Wiley & Sons, New York, 1998

[V.8] Christophe DALL'OMO

"Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler"

Thèse de doctorat- n°42-2003 Université de Limoges- 13 novembre 2003

[V.9] H. BOUTAYEB

"Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes. Application aux communications mobiles" Thèse de Doctorat n° 2942 Université de Rennes I, 12 décembre 2003.

[V.10] Daniel ECLERCY

"Contribution à l'étude de synthèse d'antennes et de réseaux. Elaboration d'outils de calcul originaux basés sur des approches déterministes et stochastiques" Thèse de Doctorat n°32-1998 soutenue à l'Université de Limoges le 22 septembre 1998.

[V.11] P. BHARTIA, I.J. BAHL

"Millimeter wave engineering and applications" John Wiley & Sons, 1984, pp 575

[V.12] Nicólaos G ALEXÓPOULOS & David R. JACKSON

"Fundamental Superstrate (cover) Effects on Printed Circuit Antennas" IEEE Trans. On Ant. & Propagation, Vol Ap-32, n°8, august 1984, pp 807-816.

- [V.13] **David R. JACKSON & Nicólaos G. ALEXÓPOULOS**
"Gain enhancement methods for printed circuit antennas" IEEE Trans. On Ant. & Propagation, Vol Ap-33, n°9, september 1985, pp 976-987.
- [V.14] **H.Y. YANG & Nicólaos G ALEXÓPOULOS**
"Gain enhancement methods for printed circuit antennas through multiple superstrates" IEEE Trans. On Ant. & Propagation, Vol 35, n°7, july 1987, pp 860-863.
- [V.15] **David R. JACKSON & Arthur A. OLINER**
"A Leaky Wave analysis of the High-gain printed antenna configuration" IEEE Trans. On Ant. & Propagation, Vol 36, n°7, july 1988, pp 905-910.
- [V.16] **Antonio IP, David R. JACKSON & Arthur A. OLINER**
"An improved calculation procedure for the radiation pattern of a cylindrical Leaky-Wave antenna of a finite size" IEEE Trans. On Ant. & Prop., Vol 40, n°1, january 1992, pp 19-24.
- [V.17] **David R. JACKSON, Arthur A. OLINER & Antonio IP**
"Leaky-Wave propagation and radiation for a narrow-beam multiple layer dielectric structure" IEEE Trans. On Ant. & Propagation, Vol 41, n°3, march 1993, pp 344-348.
- [V.18] **Helmut OSTNER, Juergen DETLEFSEN, & David R. JACKSON**
"Radiation from one-dimensional dielectric leaky wave antennas" IEEE Trans. On Ant. & Propagation, Vol 43, n°4, april 1995, pp 331-338.
- [V.19] **Helmut OSTNER, E. SCHMIDHAMMER, & Juergen DETLEFSEN**
"Radiation from dielectric leaky wave antennas with circular and rectangular apertures" Electromagnetics, n°17,1997, pp 505-535.
- [V.20] **J.T. SRI SUMANTYO, K. ITO, D. DELAUNE, T. TANAKA, H. YOSHIMURA**
"Simple Satellite tracking dual band triangular patch array. Antenna for ETS.VIII Applications" Symposium APS 2004 Monterey California US.
- [V.21] **Halim BOUTAYEB**
"Etude des structures périodiques planaires et conformes associées aux antennes, application aux communications mobiles"
Thèse de Doctorat n°2942, Université de RENNES 1, soutenue le 12 décembre 2003

Chapitre VI

REALISATIONS DANS LE CADRE DE PROJETS

- ★ Le projet Européen LOTTO
- ★ La collaboration avec l'entreprise RADIALL

I. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons présenter deux prototypes d'antennes BIE planaires grand gain. Ces réalisations sont l'aboutissement de deux collaborations :

- Le projet Européen LOTTO
- L'entreprise RADIALL

Ces réalisations sont pour nous l'occasion :

- de mettre en application les théories énoncées dans ce manuscrit.
- de mettre à la lumière les difficultés ou les éléments à prendre en compte lors de la conception d'un prototype.

Trouver une application à ce type d'antenne est également très enrichissant et motivant.

Dans chaque cas, l'antenne à concevoir est destinée à équiper les clients de services de télécommunications sans fil haut débit. Ce type d'antenne requiert un gain fort avec un encombrement réduit. C'est pour ces raisons que la solution BIE planaire suscite un intérêt pour ce type d'application.

Les deux antennes font appel à la technique de conception énoncée dans le **chapitre II**, ainsi qu'à l'excitation multisources du **chapitre IV** pour augmenter le gain et la bande en rayonnement.

Les fréquences de fonctionnement radicalement différentes (42 GHz pour LOTTO et 5,8 GHz pour RADIALL) permettront de pointer du doigt les avantages et inconvénients de réaliser une antenne BIE à basse ou haute fréquence.

Chaque antenne sera située dans le contexte du projet, puis le design, la réalisation et les résultats de mesure comparés aux simulations FDTD seront présentés.

II. LE PROJET EUROPEEN LOTTO

II.1. Présentation du projet

Le projet européen LOTTO fait partie d'un programme PIDEA (n°99122) de recherche et développement. Ce programme vise à accroître la compétitivité de l'industrie électronique européenne par l'amélioration des technologies d'interconnexions et de packaging [VI.1] [VI.2].

Pour ce faire, tous les intervenants depuis la connectique jusqu'aux antennes en passant par l'émetteur/récepteur, sont mis à contribution pour développer un module complet T/R millimétrique bas coût pour des applications télécommunications (bande de fréquence 40,5 à 43,5 GHz) du type :

- MVDS (Multipoint Vidéo Distribution System)
- MWS (Multipoint Wireless System)

Ces systèmes visent à remplacer les solutions filaires difficiles à mettre en œuvre surtout dans la partie la plus proche de l'utilisateur (« last mile »), où la pose des câbles devient difficile et onéreuse et la maintenance ardue. Une solution sans fil permet de réduire le coût d'installation dans cette partie, et de profiter au mieux des capacités de transmission du système. C'est dans ce cadre que s'inscrit ce projet.

Les acteurs du projet sont :

- TELITAL UNICOM Centro Ricerche Telecomunicazioni (Italie)
- ELBASA (Espagne)
- VTT Electronics (Finlande)
- IRCOM (France)
- THALES MICROWAVE (Leader France)

Chacun a en charge une partie du projet. La partie qui nous a été confiée est la conception de l'antenne de réception nommée : « 40,5-43,5 GHz – 32 dBi RT ANTENNA ».

Deux solutions ont été envisagées pour cette étude. La première est une solution lentille avec une antenne BIE à la focale [VI.3], la seconde est une antenne BIE grand gain. Cette dernière sera développée dans ce chapitre.

II.2. Cahier des charges

Le cahier des charges est le suivant (Tableau VI.1) :

Bande de Fréquence	40,5 – 43,5 GHz
Ouverture (-3 dB)	3 degrés
Gain (minimum)	32 dBi
TOS	1,2 :1
Polarisation	Linéaire (Verticale et horizontale)
Polarisation croisée	25 dBc
Rayonnement arrière	60 dBc
Dimensions latérales	17 cm maximum

Tableau VI.1 : Cahier des charges LOTTO

Le cahier des charges est ambitieux pour une antenne BIE puisque la bande de fonctionnement est de 7,1% avec un gain de 32 dB, ce qui n'a jamais été réalisé à ce jour. La seconde difficulté est de réaliser une antenne à 42 GHz, sachant que les tolérances de réalisation de l'antenne (notamment l'usinage des plaques) seront très faibles.

Nous ne pouvons pas atteindre ce cahier des charges et c'est pour cette raison qu'une seconde solution a été étudiée et proposée par un autre chercheur du laboratoire [VI.3].

Toutefois il nous a été demandé de voir ce qui pouvait être obtenu avec une solution BIE plane, afin de fixer les limites de cette antenne pour l'application visée. Le but a alors été de concevoir l'antenne la plus directive possible à cette fréquence. **Dépasser un gain mesuré de 30 dB à 42 GHz est l'objectif que nous nous sommes fixé.**

II.3. Etude réalisée

La solution multisources est une étape obligatoire d'autant que la bande d'une antenne BIE monosource avec 32 dB de gain est inférieure à 0,5%. **Cependant nous avons voulu voir dans un premier temps quelles étaient les limites atteignables en monosource.**

C'est pourquoi nous allons présenter la réalisation d'une l'antenne monosource qui permet de déterminer en pratique le gain maximum réalisable à 40 GHz.

II.3.1. Conception de l'antenne

a) Choix du matériau BIE

La structure périodique est composée de trois plaques d'alumine séparées par de l'air. Cette structure tri-plaque présente un facteur de qualité important (de l'ordre de **1400**) donc une directivité potentielle de l'ordre de **33 dB**. Cette forte directivité donne une marge d'erreur de 3 dB sur les pertes de l'antenne pour obtenir un gain mesuré supérieur à 30 dB.

Nous avons choisi d'utiliser l'alumine pour plusieurs raisons :

- La permittivité relative est élevée (de l'ordre de 9)
- Les pertes sont faibles (de l'ordre de 10^{-3} à 10 GHz)
- La matière est rigide ce qui lui permet d'être facilement usinable (pour réaliser l'épaisseur voulue avec une bonne précision) mais également de ne pas fléchir sous son propre poids. En effet pour de forts gains, les dimensions transverses de l'antenne sont importantes et les plaques sont fines donc sujettes à une déformation concave si elles ne sont pas assez rigides.

Les caractéristiques du matériau sont données en **Annexe 7**.

b) Dimensions de l'antenne

A l'époque de cette réalisation, le dimensionnement latéral n'était pas défini comme nous l'avons fait dans le chapitre II et les dimensions réalisées (120 mm de coté) correspondent à une directivité potentielle de 33 dB à 42 GHz avec un facteur de gain de 0,7.

Les différentes épaisseurs des couches de l'antenne ont été calculées suivant la technique décrite dans le chapitre II et rassemblées sur la **figure VI.1**.

L'antenne réalisée est présentée **figure VI.2**.

Les plaques sont soutenues par des cylindres creux en alumine et serrées par des vis passant dans les cylindres, le serrage est assuré par des écrous. Ces entretoises sont disposées aux quatre coins des plaques de diélectrique (**figure VI.2**).

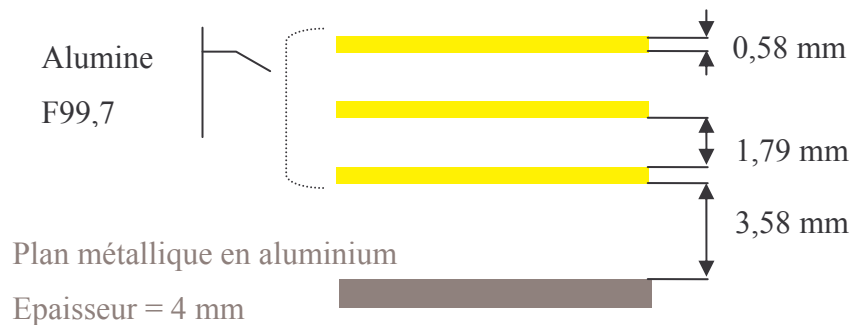


Figure VI.1 : Dimensions de différentes épaisseurs de l'antenne

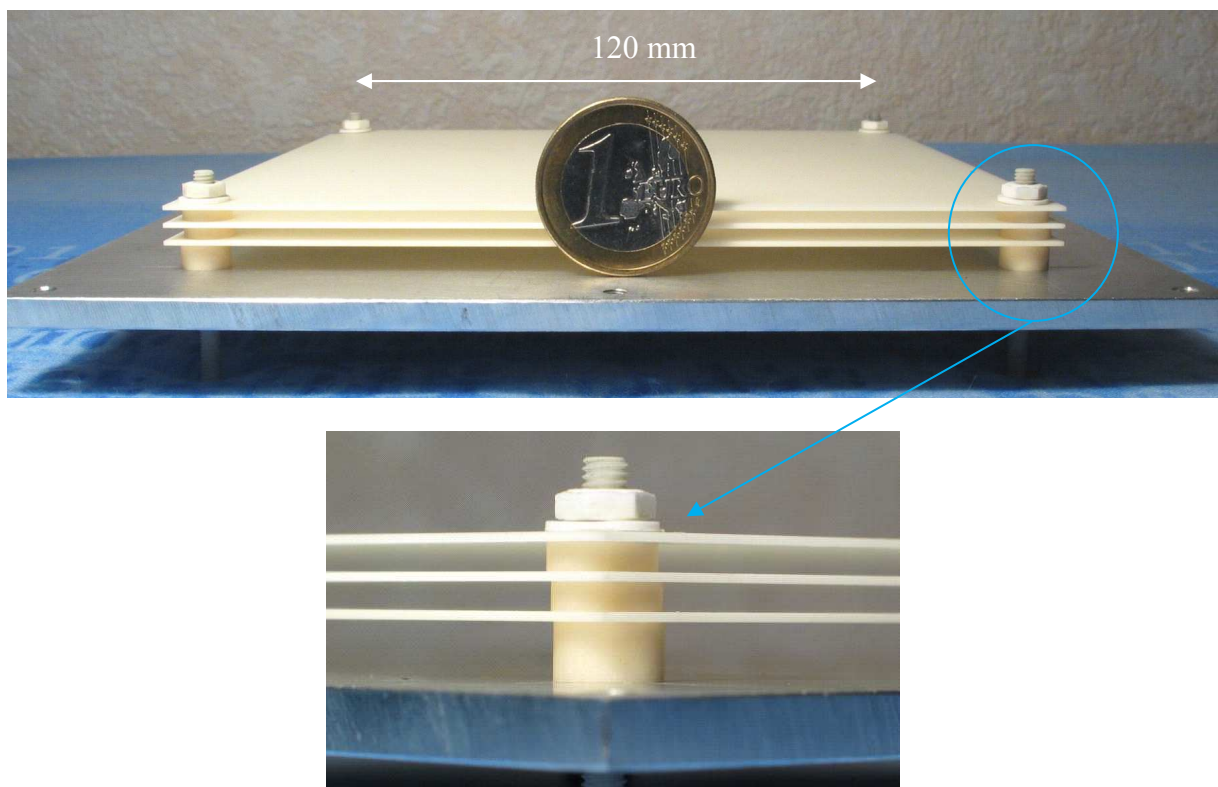


Figure VI.2 : Photographies de l'antenne monosource

Le plan de masse est plus grand que les plaques d'alumine afin de faciliter sa fixation sur le support de la base de mesure. Les dimensions totales de l'antenne sont : 154×154×13 mm.

c) Excitation

L'excitation est réalisée par un patch carré de côté 2,2 mm sur un substrat de hauteur 0,254mm et une permittivité relative de 2,5 (Ref: Taconic TLX 9). Les dimensions du

substrat sont limitées à celles de l'élément métallique. L'alimentation est assurée par un connecteur K par la face arrière du plan de masse (**figure VI.3**).



Figure VI.3 : Photographies du patch et du connecteur

Comme on peut le voir sur la photographie certaines difficultés ont été rencontrées lors de la réalisation du patch qui est peu soignée. Ces défauts ont une forte influence sur le rayonnement comme nous allons le voir par la suite. Cette réalisation souligne les difficultés qui sont rencontrées à des fréquences de fonctionnement élevées.

II.3.2. Mesures

a) La base compacte du CREAPE

Les mesures ont été réalisées dans la base de mesure millimétrique (compacte) du CREAPE (**figure VI.4**).

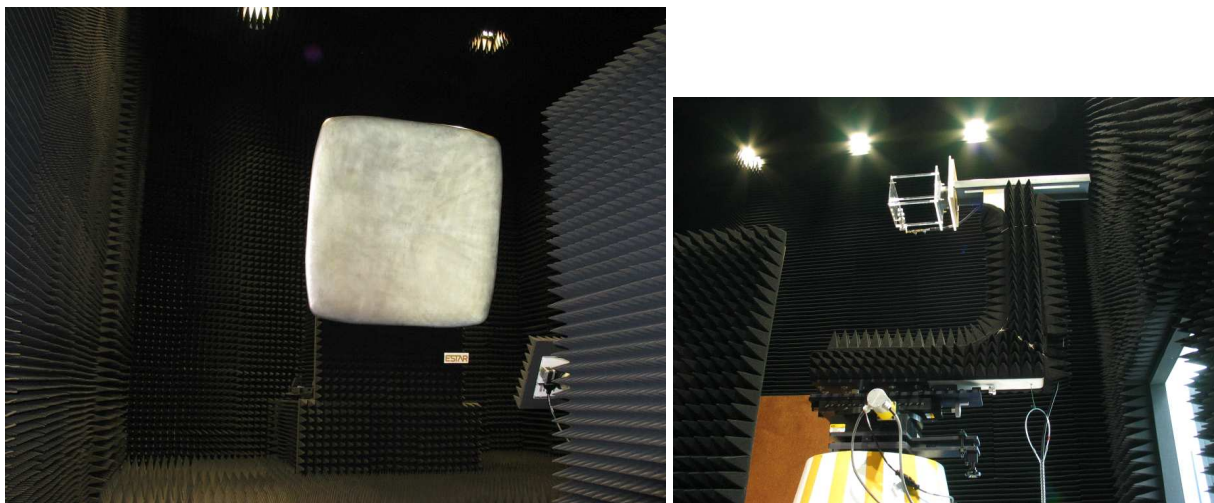


Figure VI.4 : Photographies de la base compacte du CREAPE

Il est possible de mesurer la plupart des caractéristiques d'une antenne à savoir: l'adaptation ($|S_{11}|$), le diagramme de rayonnement, le diagramme de polarisation et le gain réalisé fréquentiel (précision de ± 0.35 dB). Une description plus complète est proposée en **annexe 8**.

b) Les résultats

Les diagrammes de rayonnement présentés **figure VI.5 et VI.6** ont été obtenus à 41,6 GHz, fréquence où le gain maximum est obtenu. Les diagrammes mesurés sont comparés aux diagrammes de rayonnement théoriques pour les plans E et H.

La fréquence centrale n'est pas 42 GHz en raison des dimensions de la cavité qui ne sont pas exactement celles attendues. Ceci peut être dû soit à la précision des entretoises soit à la planéité des plaques diélectriques. Pour donner un ordre d'idée à cette fréquence de fonctionnement, une variation de **10 μ m** de la hauteur de la cavité (soit 0,3%) provoque un décalage de la fréquence de résonance de **120 MHz**. Or obtenir une planéité à 10 μ m constante sur des plaques de 120 mm est un vrai challenge. De plus les plaques sont susceptibles de **fléchir** sous l'effet de leur propre poids.

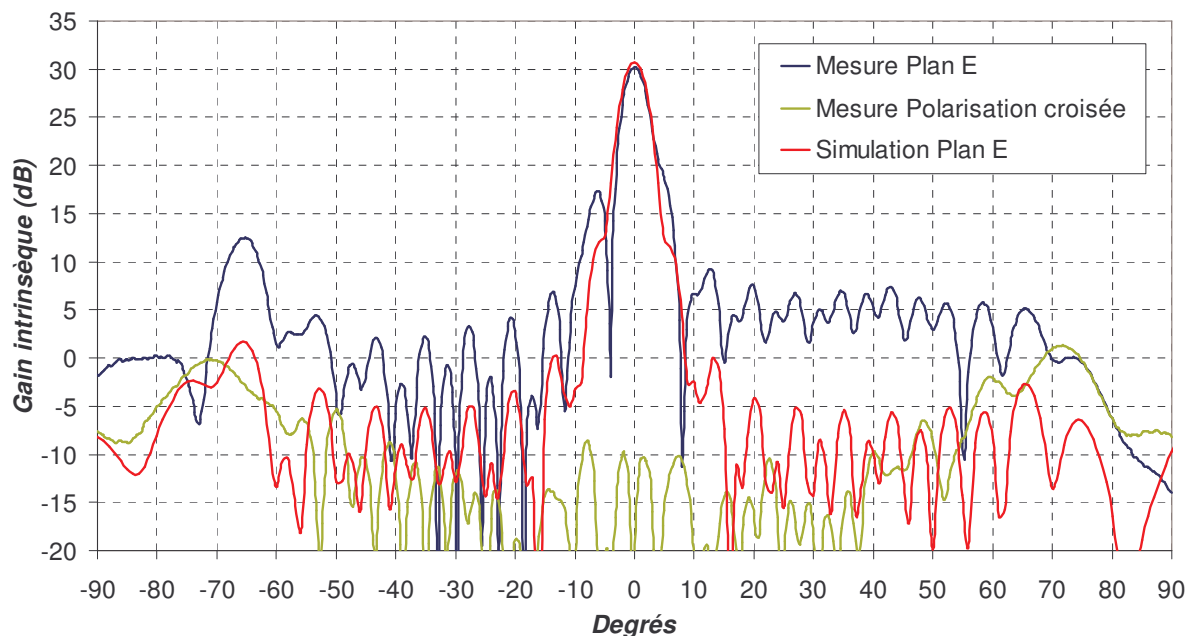


Figure VI.5 : Diagrammes de rayonnement théoriques et mesurés à 41,6 GHz Plan E

Le diagramme mesuré dans le plan E présente une dissymétrie du lobe principal, avec un trou de rayonnement à environ -4 degrés. Cette dissymétrie n'apparaît pas dans le plan H,

c'est pourquoi nous attribuons ce défaut au patch dont la réalisation est peu soignée comme on peut le voir sur la photographie **figure VI.3**, et qui peut engendrer ce type de phénomène. Le plan H est symétrique avec des lobes secondaires faibles (-25 dB).

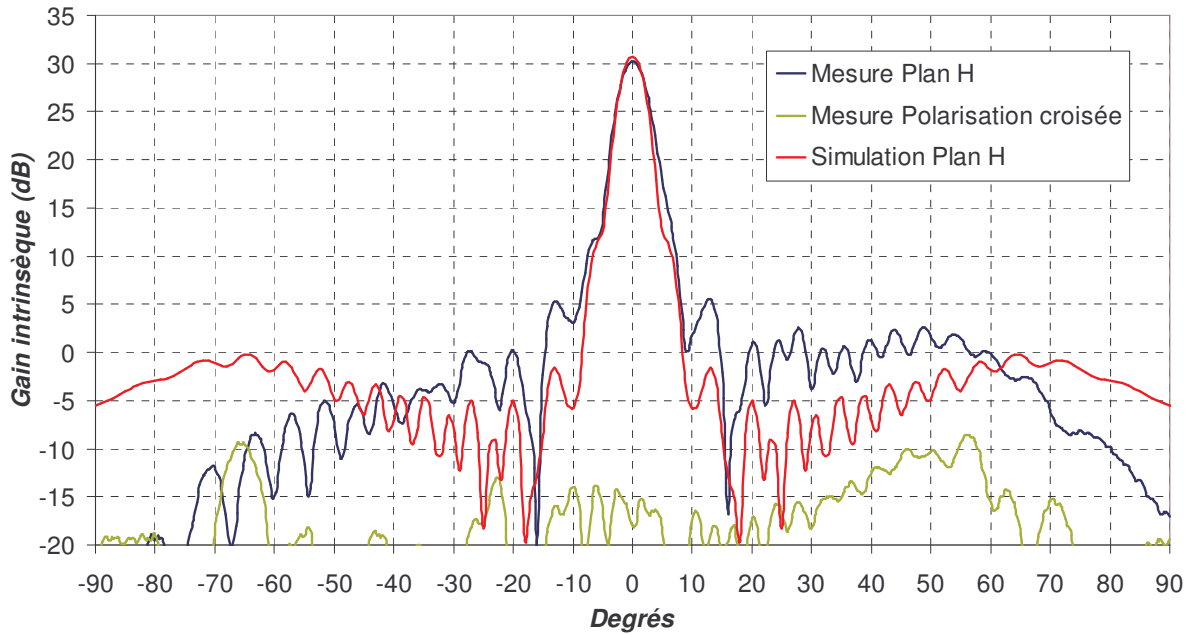


Figure VI.6 : Diagrammes de rayonnement théoriques et mesurés à 41,6 GHz Plan H

La polarisation croisée est très faible dans les deux plans de -40 à -45 dB dans l'axe.

L'ouverture du lobe principal est de 4,5 degrés dans les deux plans. Le **gain intrinsèque mesuré** est de **30,2 dB** et le gain simulé est de 30,8 dB. La même simulation a été réalisée sans tenir compte des pertes, dans ce cas la directivité obtenue est de 32,9 dB. On peut donc dire que les **pertes** sont estimables à environ **2 dB**. La tangente de pertes simulée pour obtenir le gain intrinsèque est de $2 \cdot 10^{-3}$ pour tous les diélectriques de l'antenne. Nous avons choisi cette valeur arbitrairement car aucune caractérisation des matériaux n'est disponible à 40 GHz.

La **bande de rayonnement** à -3 dB est de **0,2%** (environ 100MHz).

Les valeurs de **gain** mesurées sont **intrinsèques**, c'est-à-dire qu'elles ne tiennent pas compte des pertes par désadaptation de l'antenne. En effet, le coefficient de réflexion mesuré est très mauvais (de l'ordre de -2 dB ce qui correspond à une perte de puissance de 4,3 dB), c'est la raison pour laquelle nous ne présentons pas le gain réalisé. La désadaptation est la

conséquence de deux problèmes majeurs liés au patch. D'une part l'adaptation ne peut pas être optimisée par simulation car les dimensions de l'antenne en grand gain sont importantes et induisent un volume de calcul trop gros. D'autre part, la pose du connecteur à cette fréquence n'est pas maîtrisée et l'on constate un décalage important entre la simulation et la mesure.

Le fonctionnement grand gain en millimétrique est donc validé avec un gain mesuré de 30,2 dB obtenu avec une seule source patch et un matériau BIE très résonant.

II.3.3. Commentaires

Nous avons rencontré de nombreuses difficultés pour parvenir à cette réalisation.

a) Difficultés en simulation

La simulation de l'antenne est difficile car avec de grandes dimensions, le volume de calcul FDTD est très grand ce qui implique de nombreuses heures de calcul sur la machine de l'IDRIS à Paris [VI.4]. Ces calculs coûteux empêchent d'optimiser la structure. Les grandes dimensions imposent un maillage grossier de l'antenne et plus particulièrement du patch. Le nombre réduit de mailles sur cet élément ne permet pas de simuler avec précision le S11 de l'antenne.

Il est donc très difficile d'adapter l'antenne en simulation.

b) Difficultés en réalisation

Les caractéristiques des matériaux diélectriques (permittivité relative et tangente de pertes) sont indéterminées pour des fréquences supérieures à 10 GHz. Il est donc difficile de prévoir les performances potentielles et de déterminer avec précision les épaisseurs de plaques à réaliser.

A 40 GHz, une différence de 10 μm sur la hauteur des entretoises de la cavité implique un décalage de la fréquence de fonctionnement de 120 MHz. Nous avons donc dû prospecter les industriels capables d'usiner avec la plus grande précision possible les épaisseurs des plaques ainsi que les entretoises.

L'usinage de précision restreint alors le choix des diélectriques usinable puisque certains matériaux (pas assez denses ou réalisés par l'assemblage multicouches de feuilles minces) ne permettent pas le fonctionnement optimal des outils de précision.

C'est également pour cette raison que notre choix s'est porté vers l'alumine avec laquelle nous avons pu réaliser des épaisseurs de plaques très faibles et précises. Cependant, les plaques obtenues d'épaisseur 0,58 mm et de côté 120 mm sont très fragiles et cassantes et doivent être manipulées avec beaucoup de précautions.

Le second problème rencontré en réalisation est la maîtrise des cotes du patch, dont le substrat « caoutchouteux » ne permet pas une découpe précise. C'est pourquoi il est préférable de s'orienter vers une réalisation par gravure (chimique ou mécanique) plus fiable. A noter que la soudure du substrat sur le plan de masse de l'antenne BIE doit être extrêmement soignée car lorsque la soudure ne parvient pas correctement jusqu'aux arêtes du circuit, ces dernières dégradent fortement le rayonnement. De plus, pour souder avec de la colle argent, il est nécessaire de chauffer les deux parties à assembler et notamment le plan de masse dont les dimensions peuvent rendre difficile sa montée en température.

Enfin, l'élément le plus difficile à maîtriser à cette fréquence est la pose du connecteur par la face arrière de l'antenne. Ses dimensions (le connecteur central a un diamètre de 0,25 mm) rendent difficiles son positionnement sur le circuit et sa soudure. Nous avons pu nous rendre compte que les résultats obtenus à ces fréquences étaient difficilement reproductibles, puisqu'une seconde tentative de réalisation d'un patch pour améliorer l'adaptation s'est révélée infructueuse à cause du connecteur.

La qualité de la pose du connecteur est pourtant essentielle à l'obtention du S11 voulu.

c) Difficultés en mesure

La mesure des diagrammes de rayonnement n'a pas été facilitée par le coefficient de réflexion de l'antenne. Seulement un tiers (33%) de l'énergie d'alimentation est accepté par l'antenne pour effectuer la mesure.

La bande de rayonnement très faible (0,2 %=84 MHz) requiert un appareillage de mesure très précis (au moins 10 MHz de précision à 40 GHz). Cette précision est difficilement réalisable par l'ABmillimètre pourvu de têtes multiplicatrices pour parvenir à cette fréquence élevée.

Toutes ces difficultés expliquent pourquoi il n'est pas simple pour le moment de concevoir une antenne BIE grand gain à cette fréquence.

II.3.4. Configuration multisources

Pour approcher le mieux possible le cahier des charges, l'excitation multisources paraît idéale. Cette solution qui fait l'objet du chapitre IV ne sera pas présentée en détail. Cependant, nous allons rappeler les performances obtenues, pour deux exemples utilisant la même structure BIE ($Q=80$) mais qui diffèrent par son excitation.

- Avec 16 sources espacées de $2\lambda_0$ et pondérées en amplitude, il est possible d'obtenir 29,6 dB avec 4,3 % de bande en rayonnement (§III.3 chapitre IV).
- Avec 36 sources non pondérées et un pas de réseau croissant (§III.2 chapitre IV), il est possible d'obtenir 31 dB et une bande de 3,2 %.

Suivant le nombre de sources maximum qui sera fixé, il sera possible d'obtenir un gain supérieur à 30 dB avec une bande de quelques pourcents et des lobes secondaires très faibles.

Malheureusement, les difficultés rencontrées lors de la phase de réalisation, ne nous ont pas permis de présenter une mesure d'antenne BIE multisources à cette fréquence.

II.4. Conclusion

En dépit des obstacles que nous avons pu rencontrer durant cette étude (surtout lors de la phase de réalisation) nous avons pu réaliser une antenne grand gain (30 dB) à 40 GHz. Les diagrammes de rayonnement obtenus avec de faibles lobes secondaires et une très bonne polarisation sont encourageants même si la bande de fonctionnement reste de l'ordre de 0,2%.

Les nombreuses difficultés rencontrées depuis la simulation jusqu'à la mesure ne nous ont pas permis de valider l'antenne BIE multisources à 42 GHz. Il sera nécessaire d'améliorer les techniques de conception pour optimiser l'adaptation qui est la difficulté majeure, voire d'envisager un circuit supplémentaire d'adaptation en amont.

Néanmoins cette réalisation est encourageante puisque il est possible d'obtenir 30 dB en configuration monosource. Le fonctionnement multisources devrait facilement dépasser cette barrière qui reste difficile à franchir par les réseaux de patches seuls. Ainsi il sera sans

doute possible d'obtenir des gains très élevés avec des antennes ayant une épaisseur de l'ordre de la longueur d'onde, et une bonne efficacité.

A présent nous allons passer à la deuxième partie qui concerne une application à 5,8GHz.

III. LE PARTENARIAT AVEC RADIALL

III.1. Présentation de l'entreprise RADIALL

La société RADIALL créée en 1952 par Yvon et Lucien GATTAZ conçoit, développe et fabrique des composants électroniques destinés aux applications de la communication sans fil, aux réseaux haut débit en fibre optique, ainsi qu'aux équipements aéronautiques.

L'entreprise compte aujourd'hui 10 usines et 1800 salariés à travers le monde. Elle est présente sur quatre continents avec non seulement ses usines (France, Allemagne, Etats-Unis, Chine, Inde) mais aussi ses 13 filiales et ses 30 agents pour l'export.

Parmi les produits disponibles, on trouve : des connecteurs et cordons coaxiaux et hyperfréquences (jusqu'à 46 GHz), des connecteurs et composants pour fibres optiques, des composants RF et hyperfréquences, des antennes...

Ses clients se répartissent de la façon suivante :

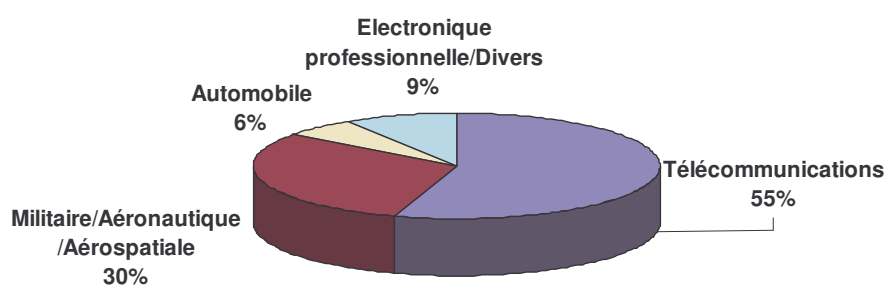


Figure VI.7 : Répartition des clients de RADIALL

Son chiffre d'affaire est réalisé pour 56% en Europe (dont 18% en France), 34% aux Etats-Unis et 10% dans le reste du monde.

Avec une activité liée à 55% aux télécommunications, la société est fortement investie dans le développement des réseaux et par conséquent de nouvelles antennes.

III.2. Le Projet

III.2.1. Contexte

Le développement des réseaux sans fil haut débit WLAN (Wireless Local Access Network) dans la bande ISM (Industriel, Scientifique & Médical) 5,725 à 5,875 GHz ne cesse de croître et continuera de le faire dans les prochaines années.

Ce marché requiert des antennes directives et/ou omnidirectionnelles spécifiques avec des gains forts, un encombrement réduit et à bas prix.

C'est dans ce contexte que s'inscrivent les antenne BIE planaires ou omnidirectionnelles. Cette partie sera consacrée à l'étude de l'antenne directive planaire grand gain, mais parallèlement à ce travail une antenne omnidirectionnelle a été étudiée dans l'équipe pour cette application [VI.5].

III.2.2. Cahier des charges

Voici donc le cahier des charges qui nous a été proposé :

Paramètre	Valeur	Unité
Bande de fréquence	5725-5825	MHz
Gain	25,5 min	dBi
Gain	26,5 max	dBi
TOS	1,5 :1 max	-
Ouverture Plan H	7,0 min	Degrés
Ouverture Plan E	7,0 min	Degrés
Polarisation : double linéaire	Horizontale et verticale	-
Isolation entre les deux ports	15 min	dB
Polarisation croisée	20 min	dB
Niveau des lobes secondaires Plans E et H dans l'intervalle : 20° à 110° et 250° à 340°	20 min	dBc
Taux de rayonnement arrière	20 min	dBc
Puissance d'entrée	4 max	W
Dimensions	400×400×60 max	mm
Poids	1,65	kg

Tableau VI.2 : Cahier des charges.

Le cahier des charges propose un gain variant de seulement 1dB sur une bande de fonctionnement de 1,7% avec un gain minimum de 25,5 dB. Jusqu'à présent les bandes en rayonnement que nous avons présenté ont été calculées à -3 dB du gain maximum obtenu.

Si le gain minimum est important (25,5dB), nous devons envisager un gain maximum plus important pour créer une bande à -3dB. Dans ces conditions les dimensions latérales de l'antenne ne seront plus suffisantes, et nous serons amenés à reconsidérer ces dimensions.

Nous allons maintenant voir comment nous avons mis au point l'antenne.

III.3. Elaboration de l'antenne

Dans cette partie, nous décrivons pas à pas les différentes étapes de la conception de l'antenne.

III.3.1. Choix de la structure diélectrique

Le point de départ est bien sûr le choix des matériaux diélectriques que nous allons utiliser. Le choix est relativement libre puisque RADIALL se propose de produire seul le type de diélectrique. De cette façon il sera possible à long terme de baisser les coûts de production et de se prémunir des contrefaçons.

Dans un premier temps nous regardons sur la courbe des performances globales (**Figure VI.8**) d'une antenne BIE (présentée dans le chapitre II) si les valeurs du cahier des charges sont atteignables. La courbe présente les performances potentielles en gain et en bande de rayonnement (à -3 dB) d'une antenne BIE carrée monosource.

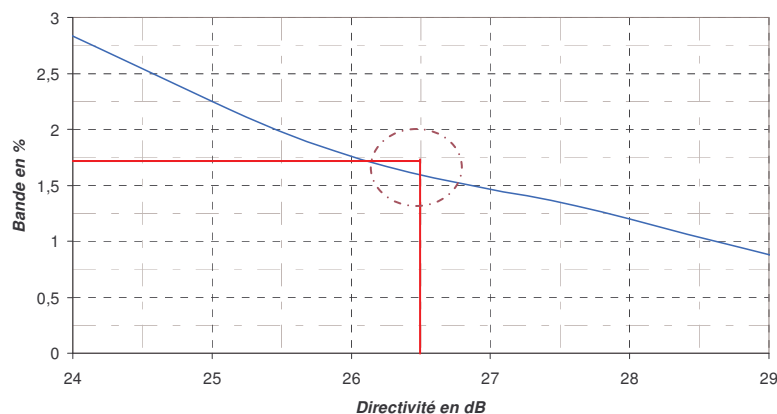


Figure VI.8 : Performances directivité / Bande d'une antenne BIE monosource.

Le couple directivité bande proposé par le cahier des charges (26,5 dB et 1,7% de bande à -1 dB) n'est pas atteignable en configuration monosource d'autant que **la figure ne tient pas compte des pertes dans le diélectrique**. De plus, pour obtenir un gain maximum sur la bande, nous voulons réaliser une antenne de **directivité 27 dB** avec une **bande en rayonnement à -3 dB de 1,7 %**. Il est donc nécessaire d'envisager une excitation multisources.

Dès lors, la technique est la suivante :

- déterminer dans un premier temps le coefficient de qualité de la structure BIE qui présente une bande potentielle de rayonnement de 1,7%.
- déterminer quels assemblages sandwichs ou à air sont réalisables pour présenter un tel facteur de qualité.
- fixer le nombre de sources et leur disposition de façon à atteindre la directivité voulue.
- finalement dimensionner l'antenne et optimiser avant de passer à la réalisation.

a) Facteur de qualité

Le facteur de qualité de la structure est déterminé sur l'abaque présenté **figure VI.9**, où la bande en rayonnement potentielle d'une antenne BIE monosource évolue en fonction du facteur de qualité de la structure BIE à défaut.

Pour obtenir le meilleur produit directivité bande, nous avons choisi une structure ronde qui permet d'obtenir 25 % de bande supplémentaire (**chapitre I**). Il faut donc déterminer le facteur de qualité qui permet d'obtenir 1,7% de bande en configuration circulaire monosource.

Or l'abaque **figure VI.9** est élaboré pour des structures carrées monosource. Pour calculer la bande en configuration carrée, il faut donc multiplier la bande de l'antenne ronde par 4/5, ce qui donne une bande de l'antenne carrée d'environ 1,4 %.

Le facteur de qualité qu'il faut ainsi réaliser est d'environ **160 (figure VI.9)**. De cette façon, la bande de fonctionnement sera atteinte si les dimensions latérales de l'antenne circulaire sont optimales.

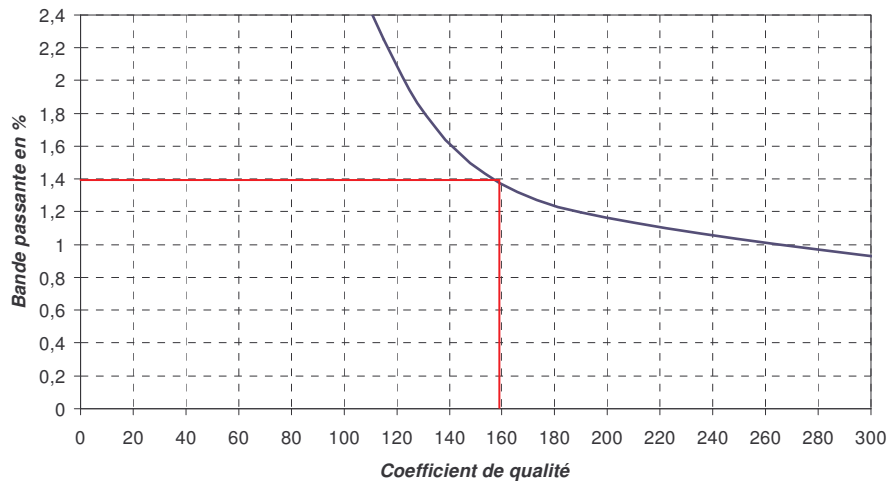


Figure VI.9 : Bande de rayonnement potentielle de l'antenne carrée monosource en fonction du facteur de qualité de la structure BIE à défaut.

A présent il faut déterminer quels types d'assemblages sont susceptibles d'approcher cette valeur.

b) Assemblages potentiels

Pour déterminer les assemblages potentiels nous pouvons nous baser sur l'abaque des structures à air **figure VI.10**, ou réaliser des assemblages plus complexes et dans ce cas calculer à chaque fois le facteur de qualité. Pour permettre à RADIALL la réalisation d'un diélectrique unique, nous avons choisi une structure « à air ».

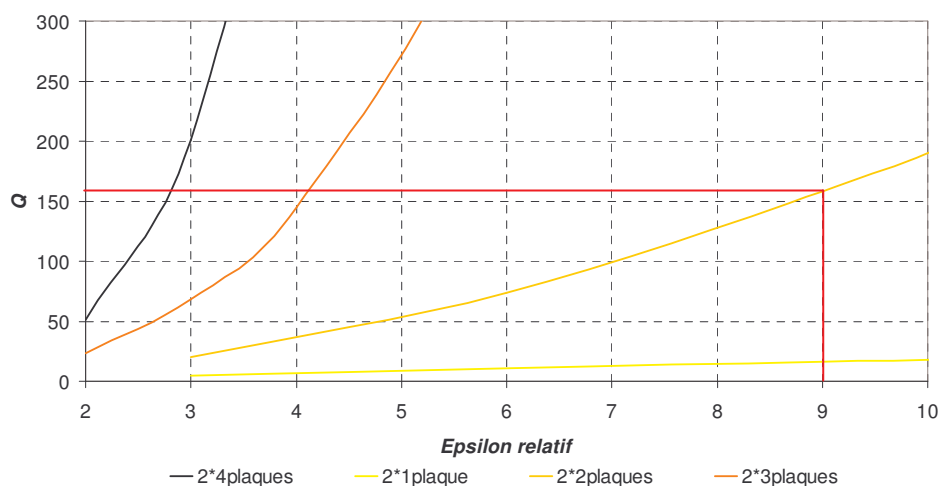


Figure VI.10 : Détermination du nombre de plaque et de leur permittivité relative pour obtenir le coefficient de qualité voulu.

Nous avons choisi d'utiliser deux plaques, afin de minimiser les pertes diélectriques et de réduire au maximum le poids de l'antenne en utilisant un minimum de matière. D'après la **figure VI.10**, qui représente le facteur de qualité d'une structure BIE à défaut en fonction du nombre de plaques et de leur permittivité relative, deux plaques de $\epsilon_r=9$ correspondent à un facteur de qualité de 160, ce qui convient à nos besoins.

Ce diélectrique a donc été demandé à RADIALL, avec également comme objectif d'obtenir un mélange à faibles pertes.

La hauteur de l'antenne avec cette configuration reste dans les dimensions en hauteur fixées par le cahier des charges (60 mm maximum).

III.3.2. Géométrie et nombre de sources.

L'objectif est d'obtenir le cahier des charges avec un minimum de sources. Quatre sources est le nombre maximum de patches que nous avons choisi d'utiliser afin de faciliter la réalisation de la double polarisation. La pondération du réseau étant impossible avec si peu de patches, un espacement maximum de λ_0 a été défini pour ne pas avoir de lobes secondaires trop importants.

Pour mieux comprendre les différentes solutions proposées (monosource, multisources, antenne ronde ou carrée) et mettre en évidence les dimensions latérales, une comparaison a été effectuée en simulation (FDTD) avec les différents cas suivants (**figure VI.11**) :

- 1 source ou 4 sources espacées de λ_0 .
- Antenne ronde ou carrée.
- Dimensions latérales de 400 mm ou 480 mm.

Les dimensions latérales ont été augmentées car l'ouverture de l'antenne de diamètre 400 mm (calculée avec la **formule II.9 du chapitre II**) n'était pas suffisante pour obtenir un gain supérieur à 26,5 dB avec une antenne BIE à 5,8 GHz.

a) Schémas des configurations

Avant de comparer les résultats, les différentes configurations simulées sont présentées **figure VI.11**.

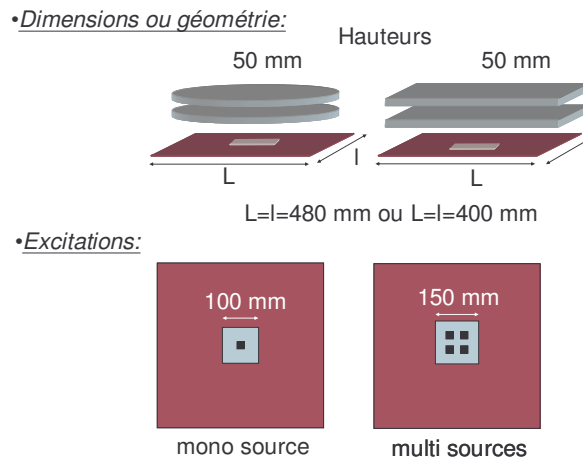


Figure VI.11 : Différentes configurations simulées.

L'ensemble des simulations a été traité et les résultats de directivité et de bande de rayonnement ont été rassemblés sous forme de deux diagrammes (**figure VI.12** et **figure VI.13**).

b) Directivités comparées

Il apparaît sur la **figure VI.12** que les dimensions latérales de 480mm (en bleu) permettent d'obtenir une directivité plus importante qu'avec des dimensions de 400 mm (en rouge). La directivité maximale est obtenue pour les cas excités par les 4 sources avec légèrement moins de directivité pour les configurations rondes.

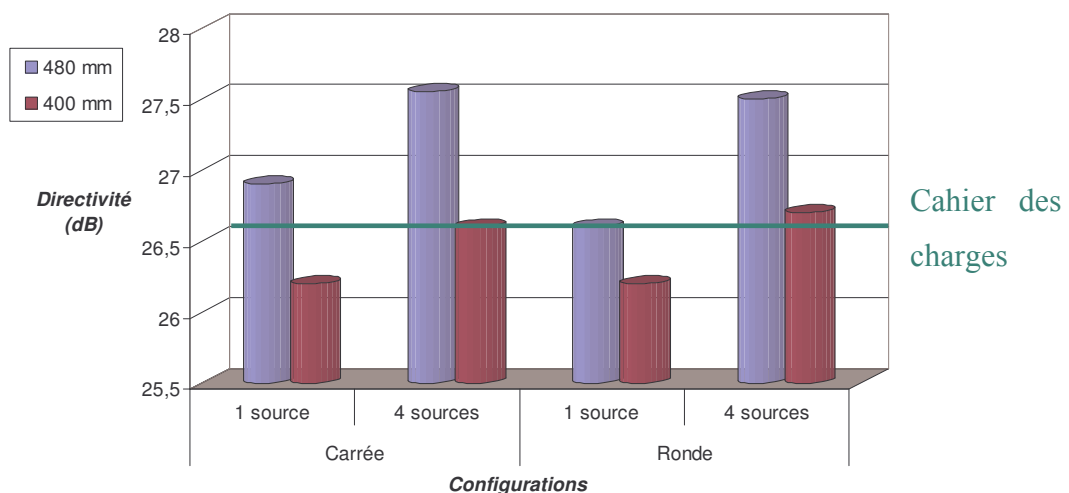


Figure VI.12 : Directivités simulées.

A présent comparons la bande de rayonnement **figure VI.13**.

c) Bandes en rayonnement comparées

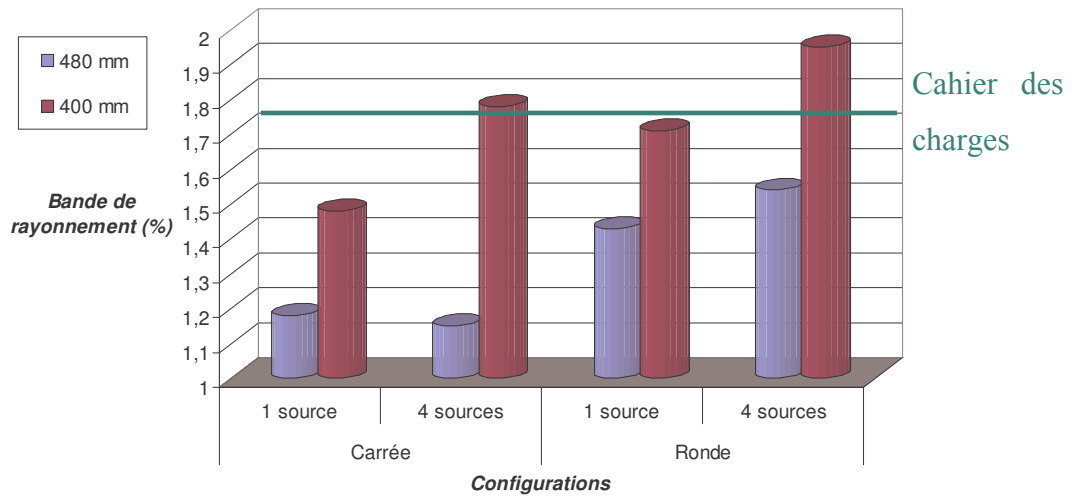


Figure VI.13 : Bandes en rayonnement simulées.

La bande de rayonnement est plus importante pour les cas de dimension 400mm. Ceci est dû au mode de résonance supérieur de l'antenne qui est plus bas en fréquence quand les dimensions sont plus grandes et qui est responsable de la chute de la directivité en fin de bande. Un avantage certain est donné également à la configuration circulaire face au carré.

Pour atteindre le cahier des charges fixé, un bon compromis semble être une antenne ronde excitée par 4 sources avec des dimensions latérales de 440mm. Ainsi le gain et la bande devraient être obtenus. Ce choix se confirme en regardant les résultats obtenus en terme de produit directivité bande pour ce jeu de simulations (**Figure VI.14**).

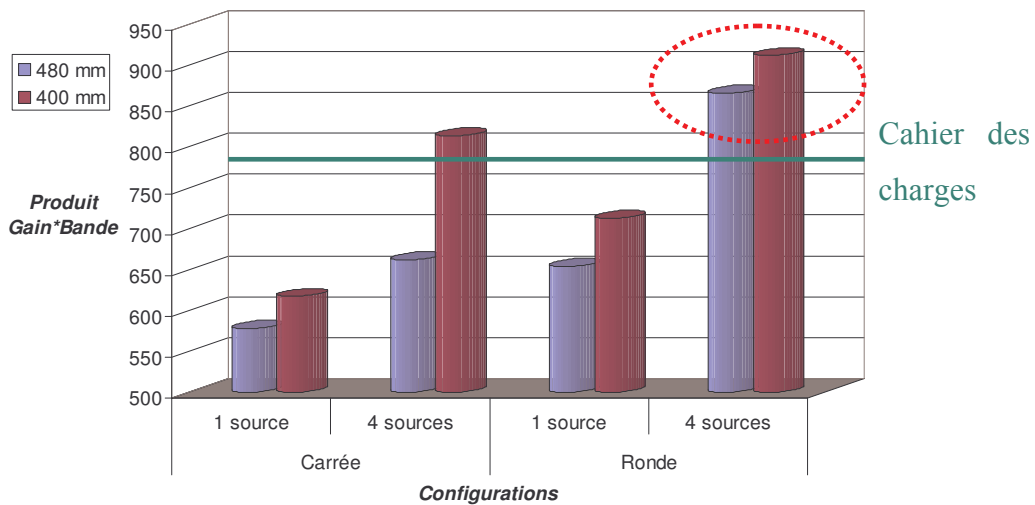


Figure VI.14 : Produit directivité-bande.

Le produit directivité bande le plus élevé est obtenu pour l'antenne ronde avec 4 sources, **quelles que soient les dimensions latérales**. C'est donc cette configuration qui présente des performances optimales pour l'antenne BIE.

Dans toutes ces simulations nous n'avons pas encore considéré le niveau des lobes secondaires, c'est ce paramètre que nous allons étudier à présent. Le niveau des lobes (par rapport au lobe principal) a été relevé pour tous les cas et collecté dans le **tableau VI.3**.

480 mm		Lobes -20° +20°	Lobes 20° 110° & 250° 340°	Rayonnement arrière
Carrée	1 source	-4	< -20	-19
	4 sources	-4	< -20	-19
Ronde	1 source	-4	-19	< -20
	4 sources	-5	< -20	< -20

400 mm		Lobes -20° +20°	Lobes 20° 110° & 250° 340°	Rayonnement arrière
Carrée	1 source	-4	-18	-18
	4 sources	-3	-16	-16
Ronde	1 source	-6	-19	< -20
	4 sources	-5	-16	< -20

Tableau VI.3 : Niveau des lobes secondaires en dBc

De façon générale, le rayonnement arrière est très bon pour l'antenne ronde. Les lobes secondaires sont faibles pour l'antenne de 480mm et ceux-ci apparaissent en fin de bande (lobes dus au second mode de l'antenne) dans tous les cas.

En conclusion, la configuration retenue est une antenne ronde excitée par 4 sources espacées de λ_0 , le diamètre est fixé à 440 mm.

III.4. Simulation FDTD de l'antenne

Nous allons présenter l'antenne théorique simulée pour RADIALL, avec les dimensions optimales.

III.4.1. Dimensions générales

Les dimensions de l'antenne simulée sont présentées **Figure VI.15**.

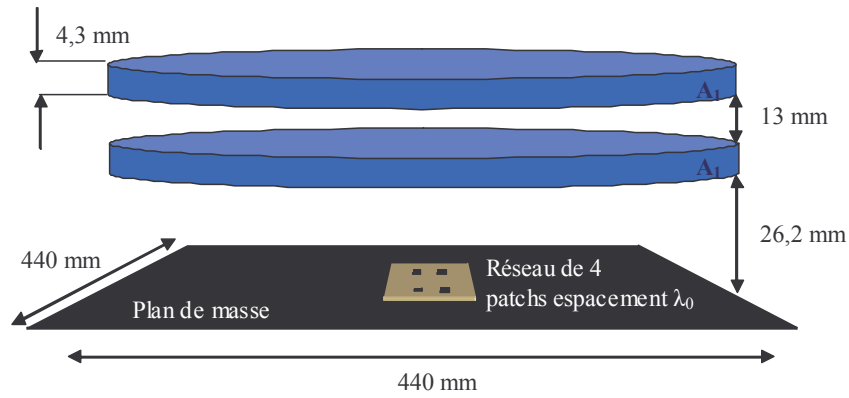


Figure VI.15 : Dimensions de l'antenne simulée

L'antenne est constituée de deux plaques de permittivité relative 9. Elle a été simulée sans pertes et sans les lignes d'alimentation des patches (pour réduire le volume de calcul).

III.4.2. Résultats

a) Directivité fréquentielle

Dans un premier temps observons l'allure de la directivité fréquentielle **figure VI.16**.

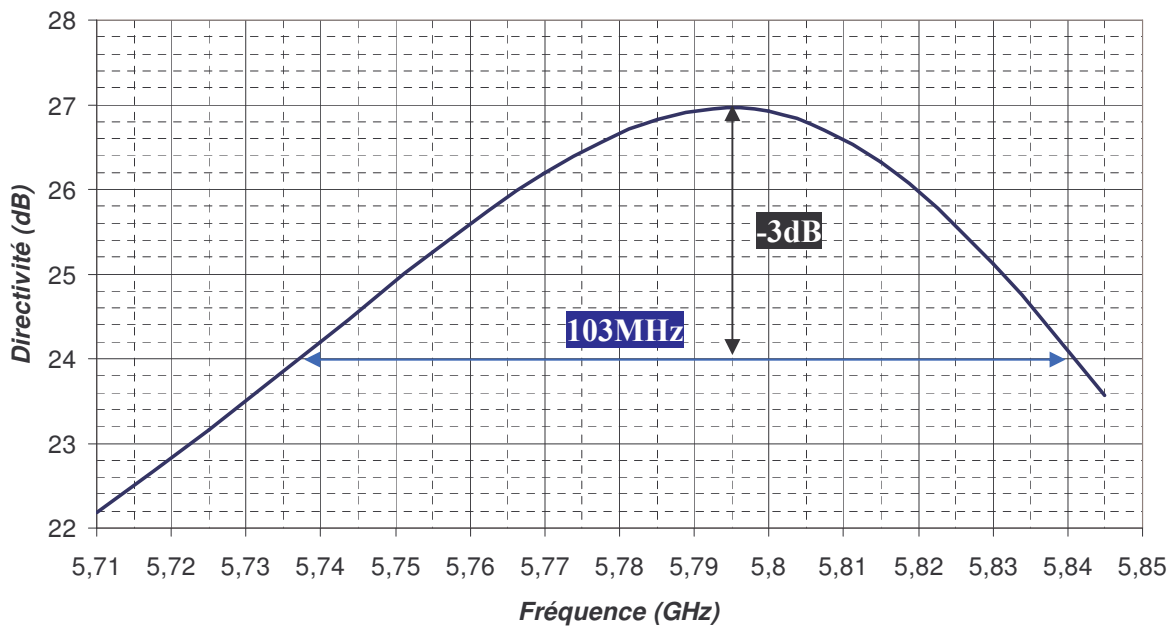


Figure VI.16 : Directivité fréquentielle simulée

La bande de fonctionnement n'est pas exactement ajustée sur celle du cahier des charges en raison du maillage FDTD. La taille des mailles fixée est trop grande pour tomber sur les dimensions idéales exactes. Par conséquent, la cavité de l'antenne simulée est

légèrement plus petite. Donc la fréquence de fonctionnement est décalée de 15 MHz vers les fréquences hautes.

La bande de rayonnement à -3 dB est de 103 MHz ce qui convient parfaitement au cahier des charges. La directivité maximum est de 27 dB (contre 26,5 dB pour le cahier des charges) et la directivité minimum sur les 100 MHz est de 24 dB (contre 25,5 dB pour le cahier des charges). Avec seulement quatre sources, il est impossible d'obtenir plus de gain avec la même bande en rayonnement.

b) Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement plan E et H sont présentés **figures VI.17, VI.18 et VI.19** pour trois fréquences :

- 5,74 GHz (Début de bande)
- 5,785 GHz (Milieu de bande)
- 5,83 GHz (Fin de bande)

Les diagrammes plans E et H sont presque confondus excepté dans la zone des $\pm 60^\circ$ où le plan E présente des lobes plus importants (**figure VI.17**). Les lobes secondaires ont un niveau de -16 dBc plan E pour le début de la bande et disparaissent rapidement pour passer à -20 dB pour les autres fréquences. Les lobes associés au second mode de résonance dans la région $+10^\circ/-10^\circ$ sont élevés à -7 dBc du maximum en fin de bande (**figure VI.19**).

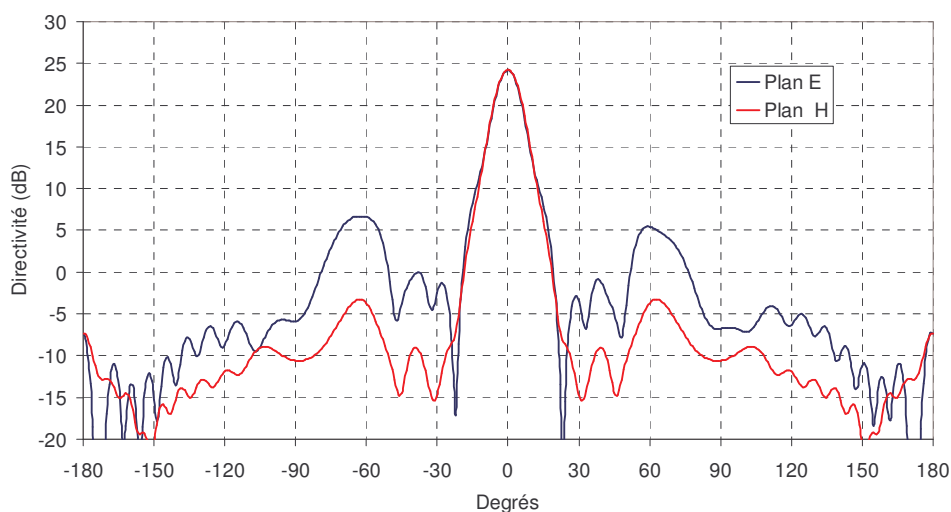


Figure VI.17 : Rayonnement à 5,74 GHz

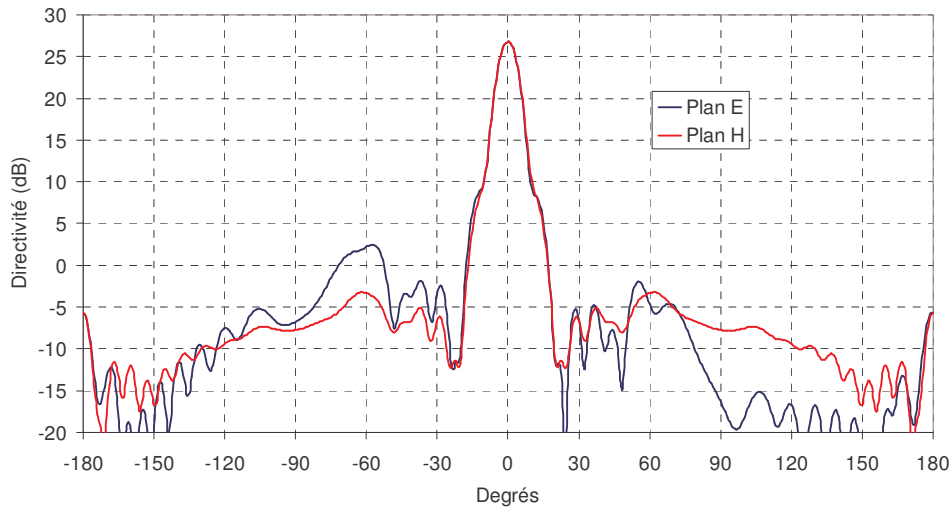


Figure VI.18 : Rayonnement à 5,785 GHz

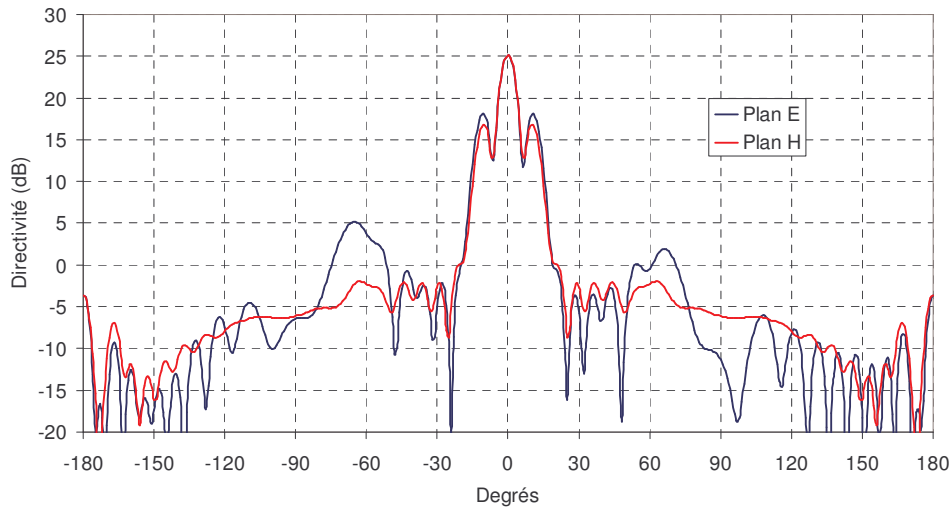


Figure VI.19 : Rayonnement à 5, 83 GHz

En conclusion cette antenne semble présenter le meilleur compromis entre la directivité et la bande de fonctionnement pour s'approcher au mieux du cahier des charges Radiall.

III.5. Réalisation

Dans un premier temps, nous commenterons la réalisation du réseau de quatre patches, puis dans un second temps celle de l'antenne complète.

III.5.1. Réalisation du réseau d'excitation

Pour commencer, voici une technique qui permet, sans simuler le réseau de lignes avec l'antenne complète, d'espérer une adaptation correcte.

a) Adaptation

Plusieurs étapes sont nécessaires afin d'approcher un résultat satisfaisant :

- Dans un premier temps simuler un cas monosource adapté avec le matériau BIE.
- Relever l'impédance d'entrée du patch sans la structure BIE
- Réaliser un réseau d'alimentation des 4 patchs de façon à obtenir la même impédance d'entrée que le patch seul.

De cette façon nous espérons nous approcher au mieux d'une adaptation correcte, les modifications à apporter par la suite seront ainsi plus simple à réaliser (il faudra modifier le réseau d'alimentation des 4 patchs en fonction des résultats obtenus).

Nous avons donc dimensionné un patch de façon à obtenir une adaptation correcte sur environ 100 MHz qui est la bande du cahier des charges comme le montre la **figure VI.20**.

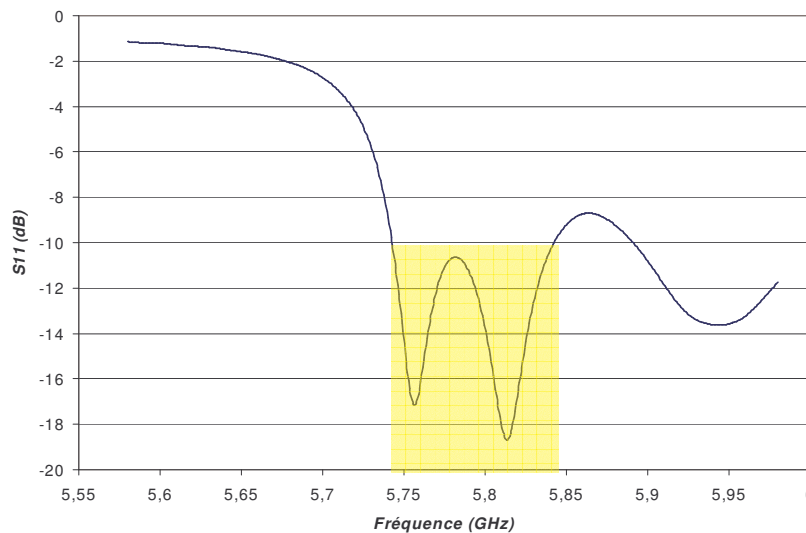


Figure VI.20 : Coefficient de réflexion de l'antenne monosource.

Nous obtenons donc un coefficient de réflexion variant de -10 à -18,5 dB sur la bande (TOS entre 1,92 et 1,27). L'impédance du patch seul est présentée **figure VI.21**. Cette

impédance est donc l'impédance à viser avec les quatre patches alimentés par lignes imprimées. Elle est comparée avec l'impédance d'entrée du réseau réalisé.

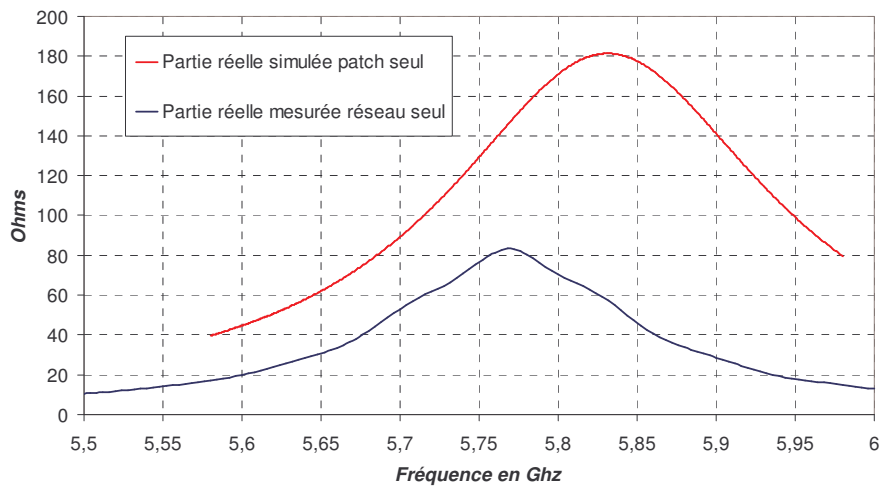


Figure VI.21 : Parties réelles de l'impédance d'entrée comparées

Nous pouvons voir que notre objectif n'a pas été atteint en concevant le réseau donc l'adaptation de l'antenne complète ne sera sans doute pas optimale.

b) réalisation

Le réseau d'excitation des quatre sources a été réalisé par **RADIALL**. Le substrat utilisé a une hauteur de 1,5 mm et une permittivité relative de 2,2. Les patches sont des carrés de côté 14,1 mm et espacés de λ_0 soit 52 mm.

Une photographie du réseau est présentée **figure VI.22**. Le réseau a été réalisé par gravure mécanique, qui offre une précision suffisante à cette fréquence.

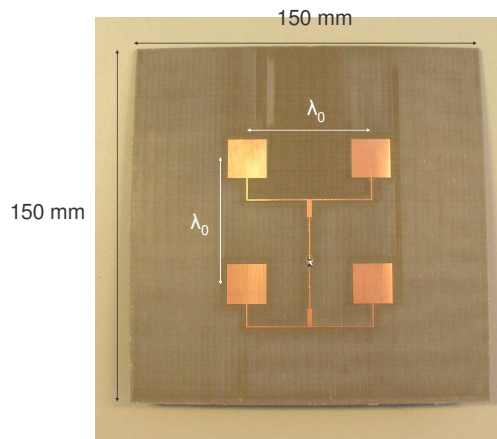


Figure VI.22 : Photographie du réseau d'excitation.

Tous les patches sont alimentés avec la même amplitude et la même phase par un réseau de lignes imprimées. L'excitation du réseau est réalisée par un connecteur de type SMA.

c) Mesure

La mesure présentée **figure VI.23** a été effectuée dans la base de mesure de l'IRCOM (**annexe 4**).

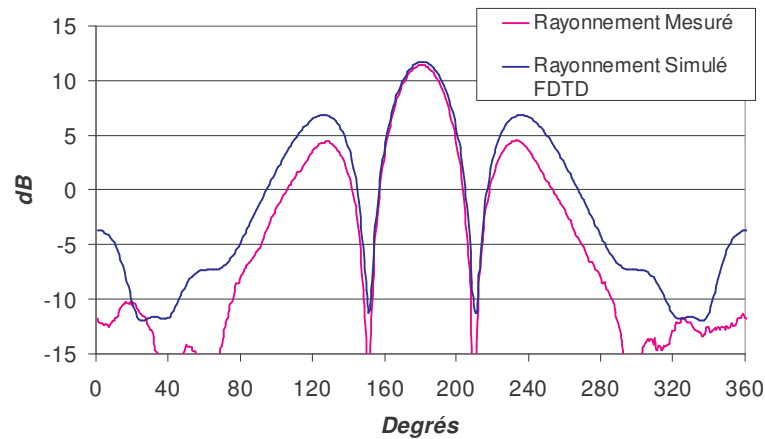


Figure VI.23 : Diagramme de rayonnement simulé et mesuré dans le plan H à 5,8 GHz.

Le gain mesuré est de 11,4 dB alors que la directivité sans pertes simulée est de 11,7 dB. Les lobes secondaires sont élevés car les quatre éléments ont un espacement important et ne peuvent être pondérés. Cependant ces lobes seront filtrés par la structure BIE (chapitre IV).

L'adaptation du réseau est inférieure à -10 dB entre 5,63 et 5,78 GHz. Le réseau d'alimentation ne pouvant pas être simulé sous la structure BIE (volume et temps de calcul trop importants) l'adaptation devra être optimisée en pratique.

Ce réseau, réalisé sur un substrat dont les dimensions latérales sont inférieures à l'antenne finale, devra être placé sur le plan de masse de l'antenne.

Nous allons maintenant passer à l'antenne complète.

III.5.2. Réalisation de l'antenne complète

a) Plaques de diélectrique

Comme nous l'avons vu dans le chapitre II, le choix du diélectrique est un point clé de la conception d'une antenne BIE.

Pour cette application un diélectrique présentant une permittivité relative de 9 serait idéal. Dans ce domaine les céramiques comme par exemple l'alumine sont de bonnes candidates mais leur coût est très élevé.

C'est pourquoi RADIALL a étudié un mélange original spécialement conçu pour cette application. Le matériau est un composite avec une matrice polymère et très fortement chargé en céramique. La permittivité est obtenue en contrôlant le volume des produits mélangés [VI.6]. Les polymères ont été choisis pour leur stabilité en température et leur faible absorption de l'humidité. Les céramiques sont quant à elles sélectionnées pour leurs propriétés aux fréquences microondes c'est-à-dire de faibles pertes avec une permittivité élevée.

Le diélectrique réalisé ici par Radiall présente une **permittivité relative d'environ 9,2** avec des **pertes de l'ordre de $\tan\delta=3.10^{-3}$** , caractérisé entre 2,1 et 7,5 GHz (**Annexe 9**).

Malheureusement nous n'avons **pas pu obtenir suffisamment de matière** pour réaliser l'antenne simulée, par conséquent, des **plaques de diamètre 400 mm** ont été réalisées. Ceci induit par rapport au cas simulé une diminution de la directivité dans l'axe (de l'ordre de 0,4 dB).

Une antenne aux dimensions de la réalisation a donc été simulée afin de comparer les résultats avec ceux de la mesure.

b) Montage de l'antenne complète

Les plaques circulaires de diamètre 400mm ont été fixées sur un plan de masse carré en aluminium (pour réduire le poids) de côté 450mm. Elles sont soutenues par des plots en PVC de permittivité relative 3,5. Ces plots de soutien maintiennent un écart de 26,2 mm entre le plan de masse et la première plaque et un écart de 13 mm entre les deux plaques.

Les plaques de diélectrique quant à elles ont une épaisseur de 4,3mm avec une précision d'une vingtaine de microns. Malheureusement, même si l'épaisseur est maîtrisée avec une grande précision, **les plaques ne sont pas parfaitement planes (forme d'assiette)**, c'est un problème qu'il faudra améliorer par la suite.

La variation de la planéité étant difficile à prendre en compte dans la simulation, des plaques parfaitement planes ont été simulées. En conséquence, **la bande de fonctionnement de l'antenne simulée est légèrement décalée avec celle de l'antenne mesurée.**

Le réseau de patch est fixé au plan de masse par 6 vis plastiques, le connecteur coaxial est disposé sur la face arrière de l'antenne. La photographie de l'antenne est présentée **figure VI.24.**

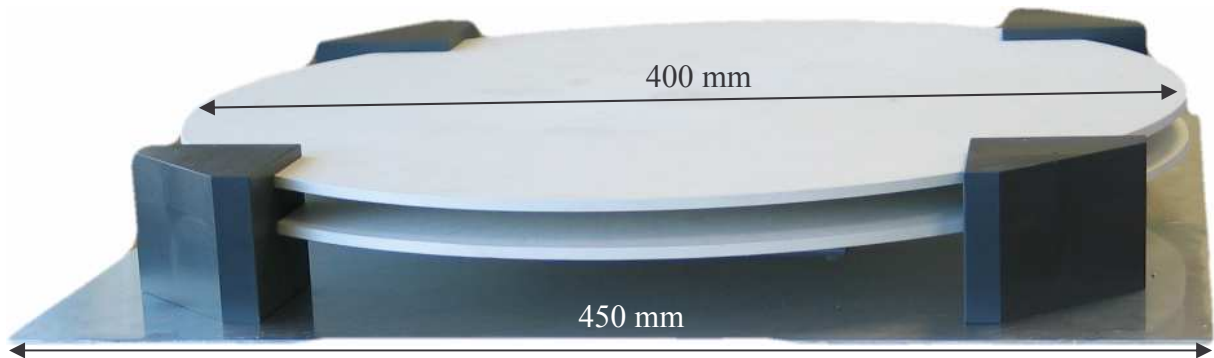


Figure VI.24 : Photographie de l'antenne.

III.5.3. Mesures

L'antenne a été mesurée dans la base de mesure de **Radiall** à Voreppe (**figure VI.25**). Les mesures sont réalisées en champ lointain.

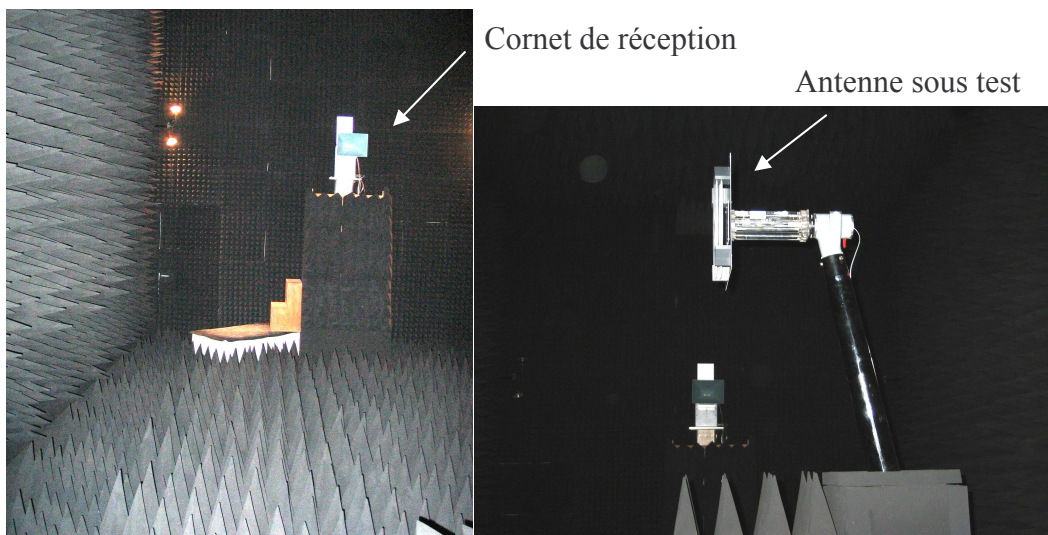


Figure VI.25 : Chambre Anéchoïde de RADIALL

Les diagrammes de rayonnement plans E et H ainsi que les polarisations croisées des deux plans ont été réalisées sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne. Le coefficient de réflexion de l'antenne a été mesuré sur une large bande.

a) Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion est présenté **figure VI.26**.

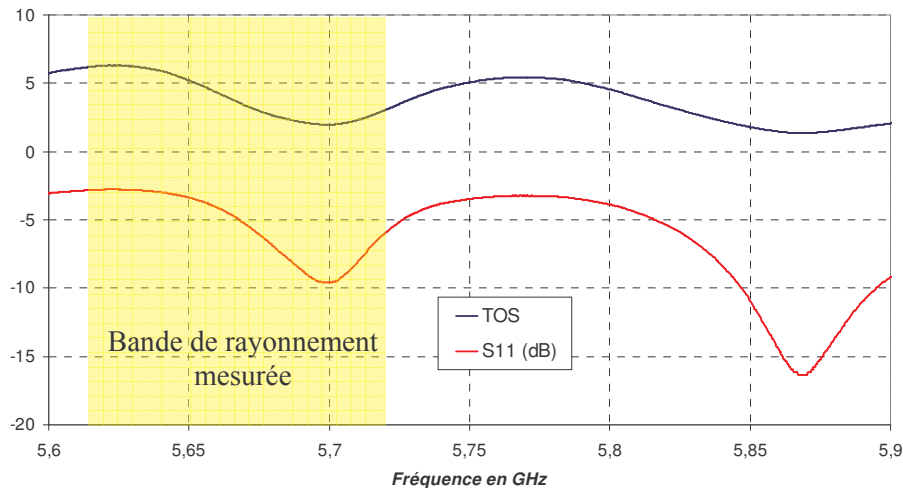


Figure VI.26 : Coefficient de réflexion (S11) et TOS de l'antenne prototype

Comme prévu, l'antenne n'est pas correctement adaptée mais le coefficient de réflexion obtenu permet néanmoins de réaliser des mesures dans de bonnes conditions sur la bande de 5,62 à 5,72 GHz.

Pour améliorer l'adaptation il sera nécessaire de concevoir à nouveau le réseau de lignes d'alimentation des quatre patches.

b) Gain fréquentiel

Le gain mesuré est présenté **figure VI.27**, il est comparé au gain intrinsèque. Le gain intrinsèque est déduit du gain mesuré sans tenir compte de l'adaptation.

Le gain intrinsèque mesuré maximum est de 25,5 dB à 5,67 GHz. La bande passante en gain à -3 dB est de 105 MHz, ce qui correspond au cahier des charges.

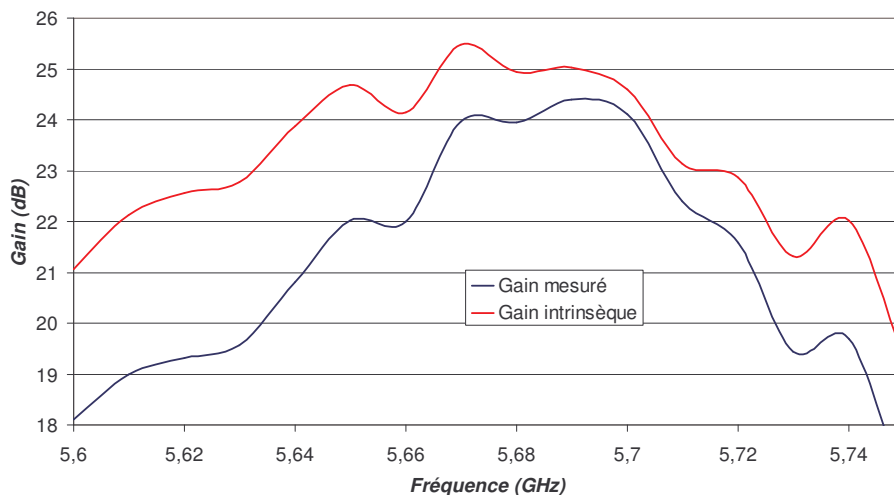


Figure VI.27 : Gains mesuré et intrinsèque

Malheureusement la bande n'est pas centrée sur la fréquence demandée. Un redimensionnement de la cavité est nécessaire pour obtenir la bande de fonctionnement voulue. Cet écart de bande est dû aux dimensions de la cavité qui ne sont pas respectées pour deux raisons :

- les plaques ne sont pas parfaitement planes puisque nous avons pu constater sur une des deux un « ventre » de 1 mm.
- Le plan de masse n'est pas assez rigide pour garder des dimensions constantes. En effet l'épaisseur du plan de masse en aluminium est insuffisante pour assurer une bonne rigidité. Sous l'effet de son propre poids, l'antenne déforme la cavité en position verticale, ce qui change la fréquence de résonance.

Par exemple à cette fréquence, **une variation de 0,5 mm sur la hauteur de la cavité provoque un décalage de 100 MHz de la fréquence de fonctionnement.**

La présence des plots est responsable d'une chute de la directivité de **1,2 dB** comme le montre la **figure VI.28**, qui rassemble les résultats de la simulation FDTD avec et sans les plots de soutien. Ceci explique en partie pourquoi la directivité optimale du matériau n'est pas obtenue. La seconde raison vient du dimensionnement latéral puisque la directivité sans plots est inférieure de 0,4 dB au cas avec 440 mm de diamètre. Il sera donc préférable de réaliser des plots en ROHACELL (proche de l'air) afin de ne pas perdre autant de directivité.

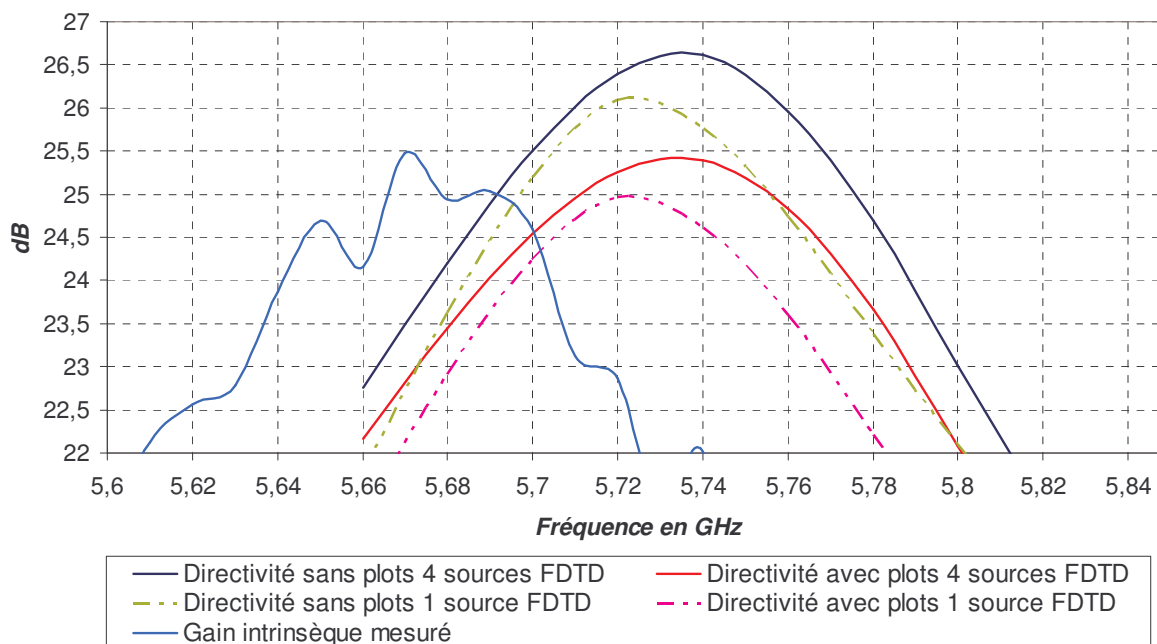


Figure VI.28 : Influence des plots dans la cavité sur la directivité de l'antenne

On remarque également **figure VI.28**, que le réseau de 4 sources permet d'augmenter le gain de 0,5 dB environ par rapport aux cas monosource. La montée en gain est limitée par le diamètre de l'antenne qui n'offre plus une ouverture suffisante. Cependant il est évident que cette solution augmente la bande de rayonnement

Il y a peu de différences entre la directivité théorique et le gain intrinsèque ce qui signifie que les pertes sont faibles.

Les pertes diélectriques avaient été estimées à 0,3 dB en configuration monosource

c) Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement plans E et H sont présentés avec la polarisation croisée pour les fréquences en début, milieu et fin de bande. Ils sont comparés aux diagrammes simulés correspondant aux fréquences de la simulation en début, milieu et fin de bande. C'est la raison pour laquelle les fréquences comparées en simulation et en mesure sont différentes.

Les fréquences correspondantes sont les suivantes :

- Début de bande soit : 5,62 GHz pour la mesure et 5,68 GHz pour la simulation (**figure VI.29**).

- Milieu de bande soit : 5,67 GHz pour la mesure et 5,72 GHz pour la simulation (**figure VI.30**).
- Fin de bande soit : 5,72 GHz pour la mesure et 5,78 GHz pour la simulation (**figure VI.31**)

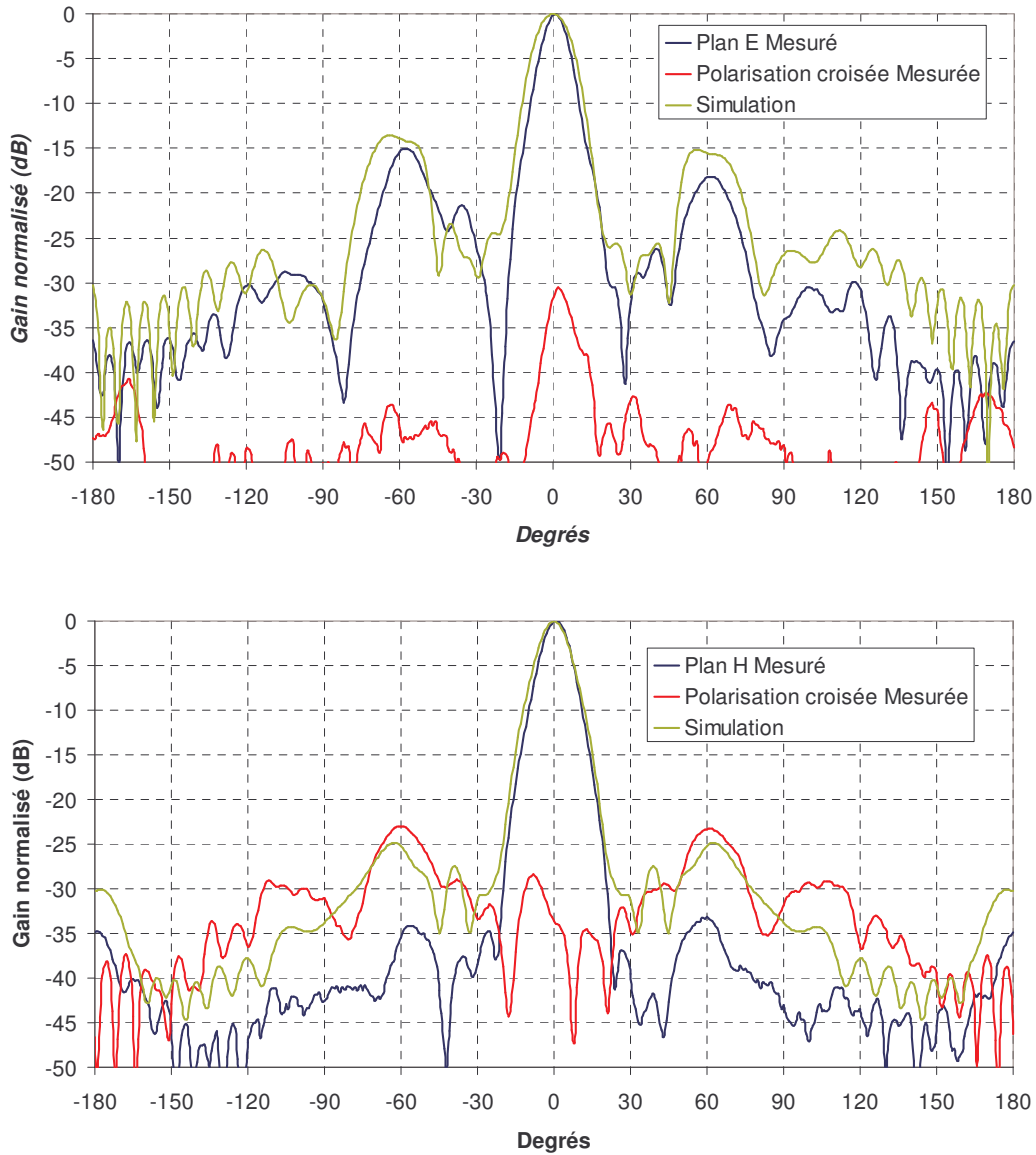


Figure VI.29 : Diagrammes de rayonnement plans E et H en début de bande

Nous pouvons remarquer que le plan E présente des lobes secondaires importants en début et en fin de bande et qu'il y a une légère dissymétrie du lobe principal. En revanche le plan H est bien formé avec des lobes secondaires très faibles excepté en fin de bande où ils atteignent -15 dBc en dessous du lobe principal.

Dans les deux plans, les **polarisations croisées** sont très satisfaisantes avec des niveaux atteignant dans le plus mauvais cas **-23 dBc**. Le **rayonnement arrière** est également excellent avec un niveau maximum de **-30 dBc**.

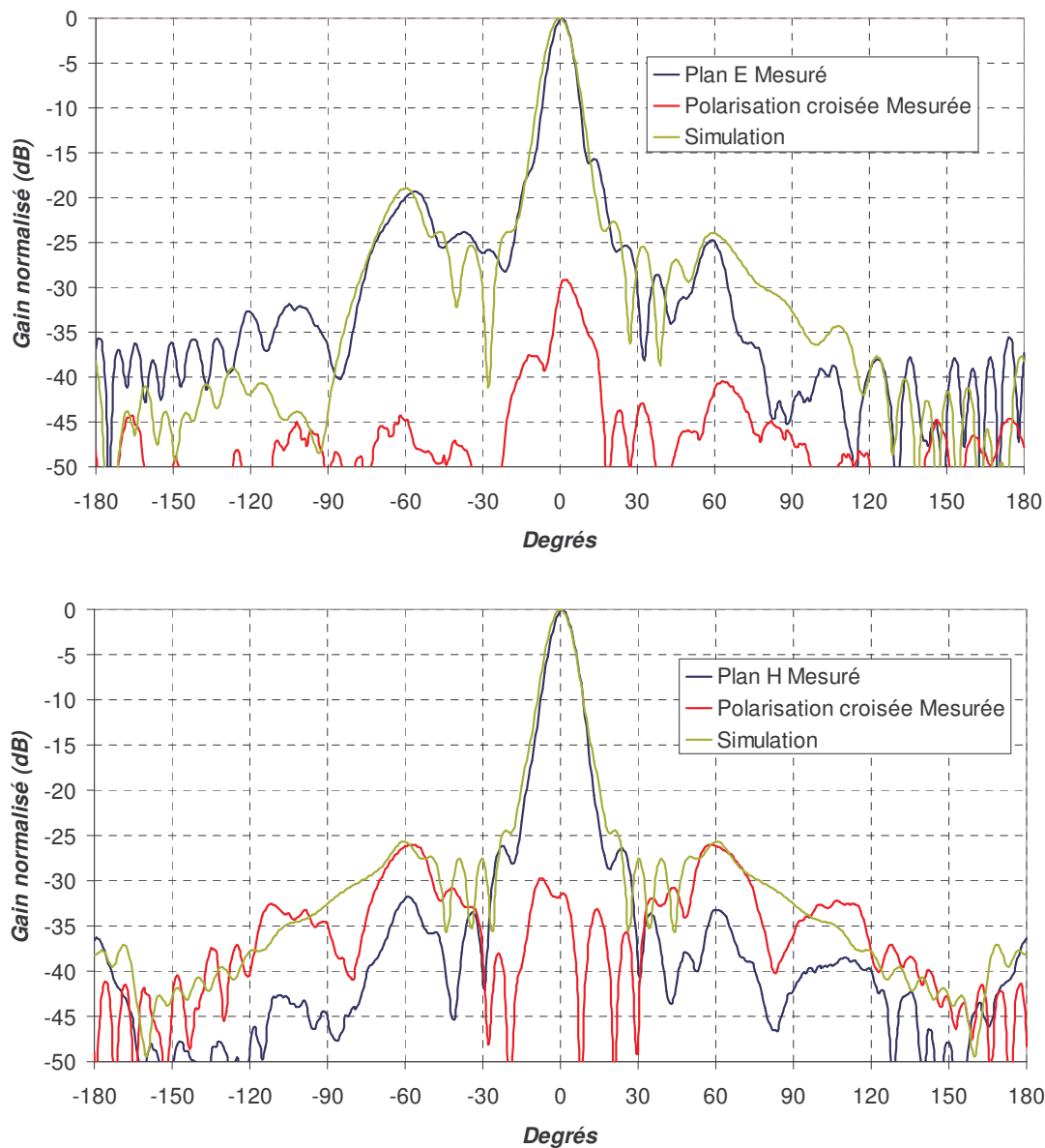


Figure VI.30 : Diagrammes de rayonnement plans E et H (fréquence centrale de la bande de fonctionnement)

Les diagrammes de milieu de bande présentent une bonne similitude entre la simulation et la mesure. Les lobes secondaires sont nettement plus faibles pour le plan H que dans le plan E. Le niveau maximum dans les deux plans est de -19 dB.

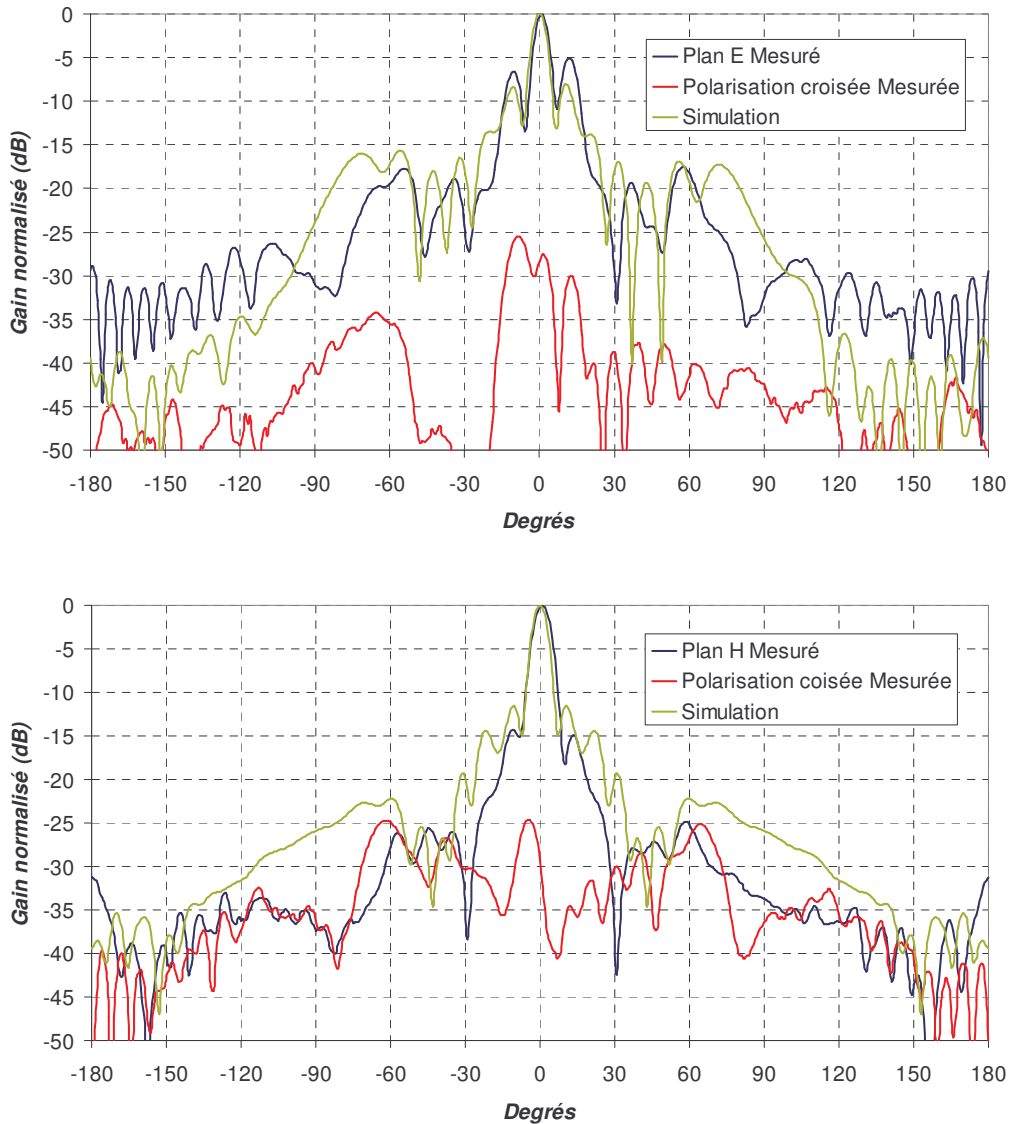


Figure VI.31 : Diagrammes de rayonnement plans E et H en fin de bande

En fin de bande, l'apparition des lobes secondaires du mode supérieur est plus flagrante dans le plan E que dans le plan H.

En conclusion, malgré les lobes secondaires importants dans le rayonnement du plan E en début de bande, le rayonnement de ce prototype donne des résultats très satisfaisants. **L'influence des lignes d'alimentation (inconnue jusqu'alors) ne semble pas dégrader de façon importante le rayonnement ni introduire des pertes supplémentaires.**

La dernière partie du cahier des charges concerne le couplage entre les deux voies d'accès. Chacune des voies correspond à une polarisation linéaire (verticale ou horizontale). Le réseau d'alimentation des quatre patchs en double polarisation n'a pas été réalisé faute de

temps, néanmoins une étude sur le couplage entre les patches a été réalisée et est présentée en **Annexe 10**.

A la suite de cette étude, nous avons voulu proposer une solution avec une seule polarisation mais tenant le cahier des charges pour tous les autres critères.

III.6. Améliorations possibles

Dans le but d'améliorer le comportement de l'antenne face au cahier des charges voici quelques propositions pour optimiser le prototype.

Deux éléments sont à optimiser :

- Le niveau des lobes secondaires (surtout en fin de bande).
- La stabilité du gain sur la bande de fonctionnement. Le gain ne doit pas varier de plus de 1 dB sur les 100MHz de bande.

Pour cela, nous allons étudier une nouvelle antenne, moins résonante, ce qui réduira la variation du gain sur la bande, avec un réseau de 9 patches (3 fois 3) très espacés. L'espacement permet d'augmenter la directivité de l'antenne, et le nombre de 3 par 3 permet de réaliser une pondération en amplitude du réseau ce qui diminuera les lobes secondaires.

III.6.1. Présentation de l'antenne simulée

L'antenne est constituée de deux plaques de permittivité relative 6 ($Q=75$) et de diamètre 400 mm. Les dimensions sont reportées sur les **figures VI.32a et VI.32b**. L'excitation est réalisée par un réseau de 9 patches pondérés en amplitude. Le pas du réseau est de $1,5\lambda_0$.

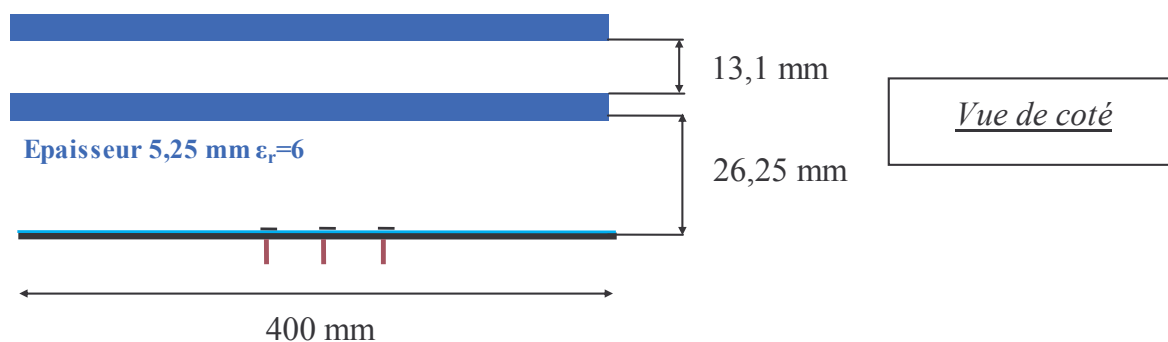


Figure VI.32a : Schéma de l'antenne simulée vue de coté

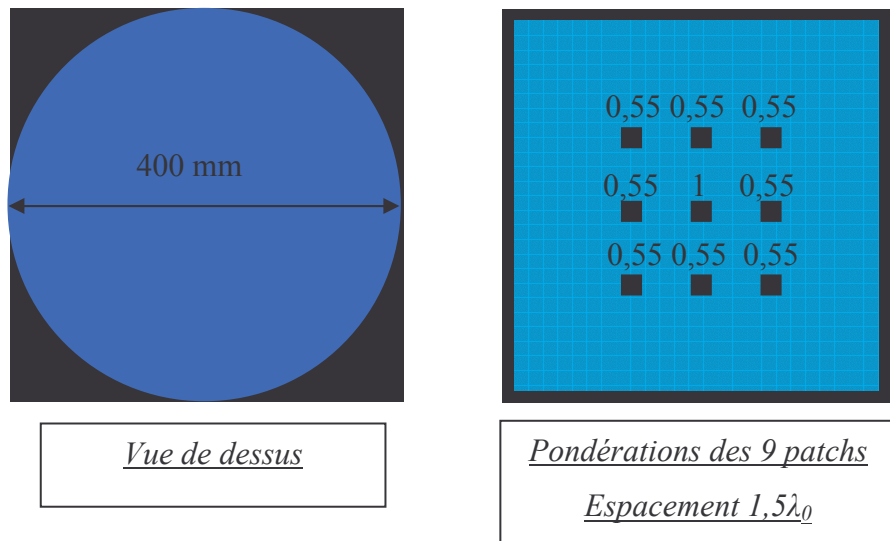


Figure VI.32b : Schéma de l'antenne simulée vue de dessus et disposition des patches

III.6.2. Résultats

a) Directivité fréquentielle

La directivité simulée en fonction de la fréquence est présentée **figure VI.33**.

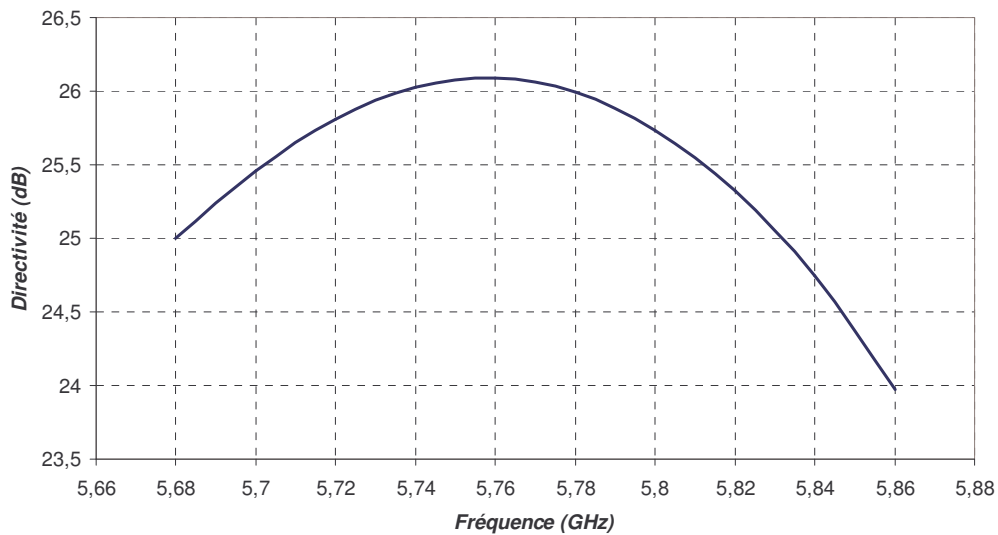


Figure VI.33 : Directivité en fonction de la fréquence

La directivité est **supérieure à 25,5 dB sur 110 MHz de bande**, ce qui est en accord parfait avec le cahier des charges (Gain compris entre 25,5 et 26,5 dB sur 100 MHz). La variation de gain ne devait pas excéder 1 dB et nous obtenons avec cette antenne une **variation de 0,6 dB sur la bande**, avec un maximum de 26,1 dB.

b) Diagrammes de rayonnement

Les diagrammes de rayonnement simulés (FDTD) pour trois fréquences (en début milieu et fin de bande) sont présentés plan E et H respectivement **figure VI.34** et **VI.35**.

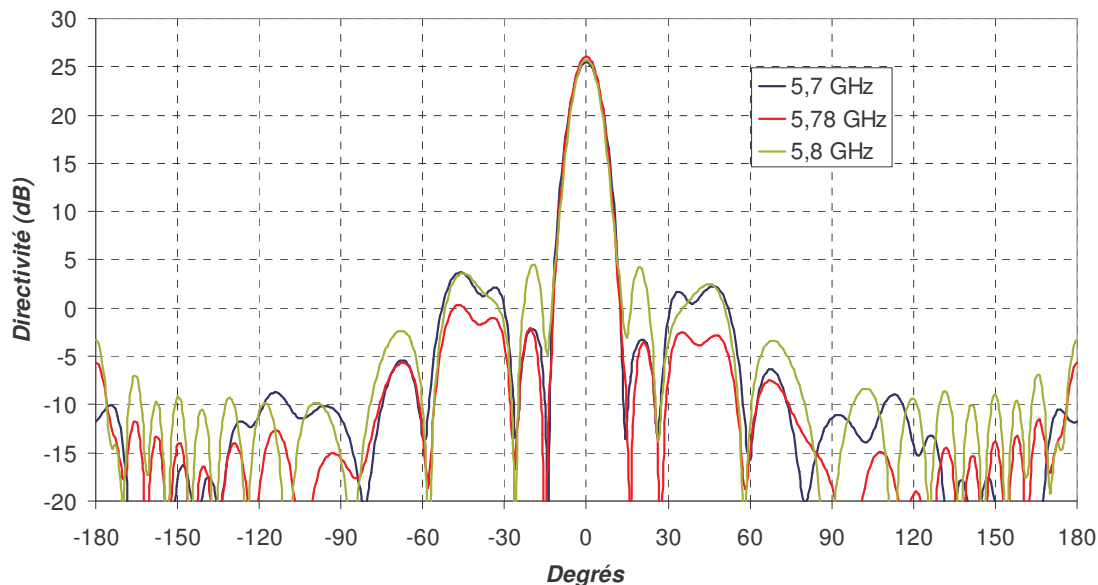


Figure VI.34 : Diagrammes de rayonnement simulés plan E sur la bande de fonctionnement

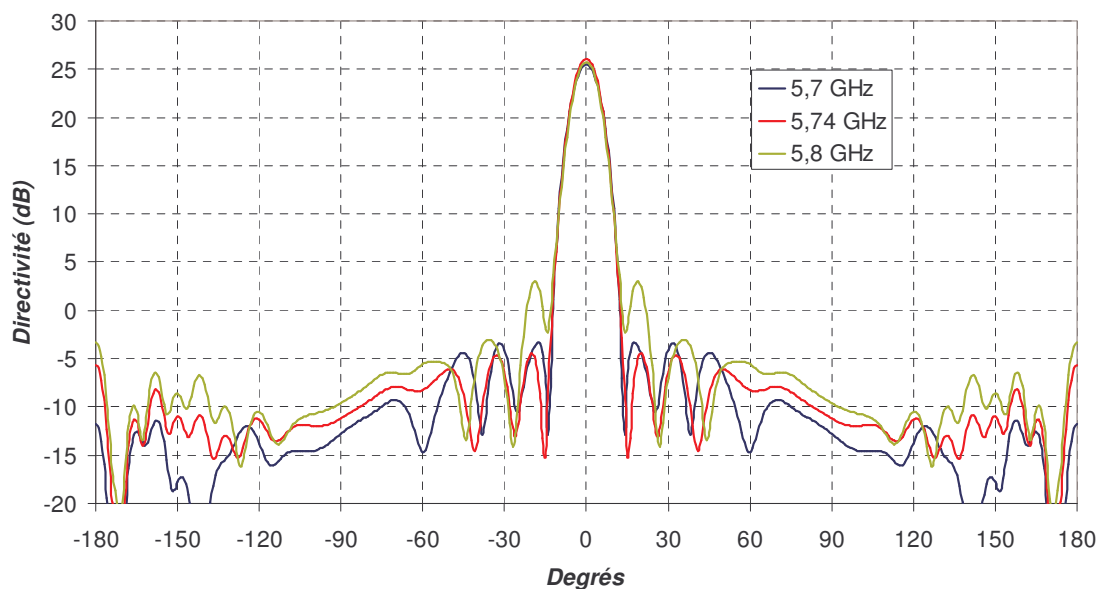


Figure VI.35 : Diagrammes de rayonnement simulés plan H sur la bande de fonctionnement

Dans les deux plans, les lobes secondaires sont inférieurs à -20 dB sur toute la bande de fréquence. Le rayonnement arrière est à -30 dB.

On peut dire avec cette antenne BIE 9 sources que le cahier des charges est entièrement respecté pour la partie rayonnement, gain, et encombrement. Il reste à concevoir le réseau imprimé d'alimentation des patches en double polarisation. Ceci pourra par exemple être réalisé par chacune des faces du plan métallique (une face par polarisation).

La mise en réseau démontre ici tout son potentiel, avec un fort gain, une bande importante et de faibles lobes secondaires. Le faible nombre d'éléments et de lignes d'alimentation est un atout pour minimiser les pertes.

IV. CONCLUSION

Les deux réalisations présentées dans ce chapitre valident dans un premier temps la possibilité d'obtenir un gain de 30 dB avec une antenne BIE monosource, et dans un second temps le fonctionnement multisources. Les lignes d'alimentation, dont les effets dans la cavité étaient inconnus ne perturbent pas le rayonnement de l'antenne.

Cette étude a permis de connaître les problèmes qui se posaient en réalisation en fonction des performances souhaitées ou de la fréquence de fonctionnement. Il apparaît qu'un grand soin doit être apporté à la précision sur les dimensions de la cavité de l'antenne pour bien ajuster la fréquence de fonctionnement, ainsi qu'à la qualité de la source d'excitation de la structure pour éviter une dégradation du rayonnement. L'adaptation de l'antenne est un point faible qu'il est nécessaire d'améliorer dans le futur, soit en développant les techniques de simulation et de réalisation, soit en envisageant un dispositif d'adaptation supplémentaire de type circuit.

Nous obtenons des mesures satisfaisantes en comparaison avec les résultats théoriques. Un gain intrinsèque mesuré de 30 dB est obtenu à 41,6 GHz pour l'antenne du projet LOTTO. Un gain de 25,5 dB avec une bande en rayonnement de 105 MHz est obtenu pour l'application RADIALL. Des améliorations possibles ont été envisagées dans le cadre de l'antenne RADIALL pour obtenir parfaitement le gain et la bande demandés avec des lobes secondaires très faibles.

Ainsi la théorie multisources de même que la technique de réalisation des antennes BIE décrites dans ce manuscrit sont validées dans ce chapitre avec des résultats pratiques.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE VI

[VI.1] <http://www.pidea.com.fr>

Site internet du programme PIDEA

[VI.2] **Progress Report N°1 Period dec 01 – June 02**

"Low cost millimetre wave T/R module for telecommunication applications" PIDEA PROJECT N° 99122 Sept 2002

[V.3] **David BIDOU**

"Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Applications dans le domaine millimétrique."
Thèse de doctorat- n°14-2003 Université de Limoges- 28 mai 2003

[V.4] **Institut du Développement et des Ressources en Informatique Scientifique (IDRIS)**

www.idirs.fr

[V.5] **L. FREYTAG, E. POINTEREAU, B. JECKO**

"Omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antenna for base station of wireless network",
IEEE APS Symposium , Monterey 2004

[V.6] **V. LARRAY, L. FREYTAG, L. LEGER, E. POINTEREAU, A. MADELAINE, T. MONEDIERE, B. JECKO**

"Directional & omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antennas for base station of wireless network."

IST Mobile & wireless Communication, June 2004, Lyon

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Le travail de thèse présenté dans ce mémoire a porté sur une antenne grand gain à faible encombrement : l'antenne BIE à défaut. Deux aspects ont été abordés au cours de cette étude :

- D'une part l'augmentation de ses performances tant en termes de gain que de bande en rayonnement.
- D'autre part, de nombreuses avancées innovantes sont proposées afin d'apporter à l'antenne une grande polyvalence, avec un comportement multifréquences et multifaisceaux.

La première étape qui a fait l'objet du chapitre 1 a été de situer l'antenne dans son contexte et de la comparer aux différentes antennes grand gain disponibles sur le marché. Au commencement de ce travail l'antenne BIE présentait un gain légèrement supérieur à un réseau imprimé avec un encombrement réduit en comparaison avec les réflecteurs ou les lentilles. Mais l'inconvénient majeur qui plaçait cette antenne au dernier rang était la bande de fonctionnement très faible. Mais la jeunesse de cette structure laissait bon espoir quant aux avancées réalisables dans ce domaine.

Comme il n'existait aucune technique de dimensionnement de l'antenne, il a fallu mettre au point une méthode de conception, et pour cela passer par une étape de compréhension des phénomènes. Le chapitre 2 propose un guide de conception permettant de dimensionner l'antenne, de choisir les matériaux ainsi que l'excitation en partant d'un cahier des charges donné. Un exemple de conception à 12 GHz avec réalisation à l'appui illustre cette technique. Ce chapitre a permis de mettre en évidence qu'un design circulaire de l'antenne permettait d'accroître la bande en rayonnement de 25%, ce qui reste insuffisant.

Les télécommunications nécessitent souvent plusieurs bandes de fonctionnement comme par exemple la téléphonie mobile (GSM/DCS). Pour cela un fonctionnement multifréquences est requis. Le chapitre 3 décrit le fonctionnement multimodal de l'antenne BIE. Par un dimensionnement judicieux, il est possible de réaliser un lobe directif pour de multiples fréquences de fonctionnement disjointes. L'antenne BIE multifréquences repose sur

la propriété des matériaux BIE à présenter des bandes permises et interdites de façon périodique. Nous avons pu dégager deux types de fonctionnement et donner les méthodes de conceptions associées. L'insertion d'une lame perturbatrice diélectrique judicieusement disposée influence fortement l'écart fréquentiel entre les deux modes de fonctionnement, ce qui permet de s'affranchir de la périodicité des bandes. Un prototype a été réalisé à 4,2 GHz et 7,4 GHz afin de valider le principe. Le fonctionnement multifréquences a abouti au dépôt d'un brevet.

Nous avons voulu améliorer le gain et la bande de rayonnement de l'antenne BIE. Pour cela nous avons envisagé une nouvelle excitation : l'excitation multisources, qui consiste à remplacer l'excitation unique utilisée classiquement (patch, fente...) par un réseau de sources. Le [chapitre 4](#) présente les avantages d'une telle excitation permettant à la fois d'augmenter le gain mais aussi la bande passante de l'antenne. Le comportement de l'antenne est assimilable à un réseau d'ouvertures rayonnantes plus ou moins entrelacées. Cette approximation est la base de l'élaboration d'une technique de calcul du gain et du diagramme de rayonnement de l'antenne multisources sans avoir recours aux simulations FDTD. Cette technique permet d'optimiser au mieux et rapidement les performances. Le gain, la bande mais aussi le niveau des lobes secondaires dépendent du nombre de sources du réseau, de leur espacement mais également de leur pondération en amplitude et en phase. Une pondération en amplitude permet de réduire significativement les lobes secondaires et de bénéficier des avantages d'un espacement important, c'est-à-dire plus de bande et plus de gain. Par exemple, le produit gain bande peut être multiplié par sept avec seulement 16 sources. Cette solution est donc très efficace.

A partir d'une excitation en réseau, la pondération en phase paraissait intéressante afin de dépointer le faisceau. Mais cette excitation associée à la structure BIE telle qu'elle a été décrite dans les chapitres précédents ne permet pas d'obtenir de faisceau en dehors de l'axe. C'est pourquoi il a fallu repenser totalement la structure périodique. Le [chapitre 5](#) démontre qu'avec un dimensionnement judicieux des épaisseurs, et une excitation monosource, il est possible d'obtenir des directions de propagation différentes de l'axe en conservant une structure planaire. Cette nouvelle structure dépointe de façon omnidirectionnelle, c'est-à-dire en forme de « vase ». L'angle du cône dépend des épaisseurs des différentes couches de diélectrique. Par la suite nous avons pu privilégier certaines directions de propagation grâce à la pondération en phase du réseau d'excitation de cette structure, créant ainsi une antenne

capable de fournir un faisceau dépointé de l'axe avec une grande directivité. Pour compléter l'étude, le fonctionnement multimodal est associé au dépointage mais cette fois ci pour réaliser une antenne multifaisceaux. De multiples faisceaux directifs peuvent ainsi être obtenu avec un nombre réduit d'éléments.

Pour finir, le chapitre 6 décrit les différentes antennes BIE qui ont été réalisées dans le cadre de deux projets :

- une antenne grand gain (30 dB) fonctionnant à 42 GHz réalisée dans le cadre du projet Européen LOTTO.
- une antenne multisources circulaire fonctionnant à 5,8 GHz, réalisée pour l'entreprise RADIALL.

Ces deux projets ont aboutit à la réalisation de deux prototypes dont les mesures confirment avec succès les simulations.

Au cours de ce travail, l'antenne BIE à défaut a été développée et propose désormais des performances intéressantes pour de nombreuses applications grâce à une grande polyvalence.

Nous pouvons envisager un certain nombre de perspectives :

- En effet, il y a lieu d'apporter quelques solutions aux difficultés d'adaptation. D'une part en simulation par l'optimisation des logiciels de simulation afin de réduire le temps de calcul (surtout pour les grands gains). D'autre part en réalisation par le développement des techniques de pose du connecteur pour les hautes fréquences. Et globalement en ayant recours à une solution d'adaptation en amont (c'est le cas des travaux en cours dans l'équipe : voir référence [II.10]).
- Le niveau de saturation observé dans la configuration monosource (figure II.5 chapitre II) peut être augmenté par une mise en réseau des sources d'excitation. Le but sera de connaître la limite de gain maximum atteignable avec un nombre raisonnable de sources. De plus, on pourra envisager de former le diagramme de rayonnement en s'inspirant de la théorie des réseaux.
- Bien qu'une réalisation de l'antenne à dépointage soit en cours, son fonctionnement nécessite une étude approfondie pour en dégager tous les atouts. Il s'agira à terme, non

seulement d'améliorer le fonctionnement multifaisceaux passif conventionnel, mais aussi de réaliser une antenne agile ou reconfigurable, surtout pour les applications de « tracking ».

ANNEXES

Annexe 1

Diélectriques standards et fournisseurs

(Citée page 53)

De nombreux fournisseurs proposent des diélectriques standard dont les propriétés sont rassemblées dans deux tableaux.

- Le **tableau 1** présente les caractéristiques mesurées à 10MHz
- Le **tableau 2** présente les caractéristiques mesurées à 10 GHz (il est également plus récent)

Les produits proposés dans ces tableaux sont disponibles en France. Les sociétés correspondantes aux produits ainsi que les responsables à contacter sont présentés dans le **tableau 3**.

Des produits intéressants sont proposés par d'autres sociétés qui sont présentées dans le **tableau 4**. Par exemple la société FRIATEC propose des céramiques avec de fortes permittivités et de faibles pertes.

Enfin le **tableau 5** présente la gamme de produit ARLON qui s'est étendue récemment et dont certains produits n'apparaissent pas dans les deux premiers tableaux comparés.

A noter que la plupart de ces sociétés fournissent gratuitement des échantillons de leurs produits aux laboratoires universitaires. Les échantillons sont au minimum de la taille d'une feuille A4.

Remarque : Certains matériaux peuvent présenter des caractéristiques différentes suivant les directions x,y et z.

ARLON peut également réaliser des structures « sandwich » directement collées sur un plan métallique.

Annexe 2

Comment créer une bande interdite très large ?

(Citée page 99)

Dans certains cas, il peut être utile de créer une bande interdite la plus large possible de façon à contenir si nécessaire, un maximum de bandes permises. Ceci peut permettre également d'obtenir un coefficient de qualité important (du moins équivalent) pour toutes les bandes de fonctionnement. C'est ce qui a motivé l'étude qui va suivre.

Le but ici a été d'étudier le coefficient de transmission de plusieurs structures à bande interdite en fonction de la permittivité des diélectriques et du nombre de plaques utilisées. Le but est dans tous les cas d'obtenir la même profondeur de puit.

La **figure 1**, compare le coefficient de transmission de plusieurs structures BIE différentes par leur nombre de plaques et la permittivité du diélectrique, mais présentant toutes la même profondeur de puit d'environ -41 dB. Elles sont dimensionnées pour présenter une bande interdite à 20 GHz.

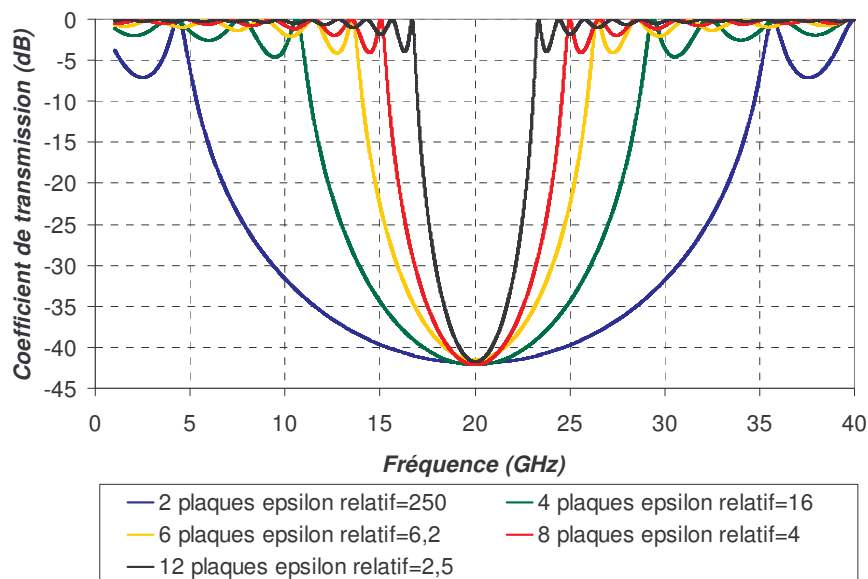


Figure 1 : Coefficients de transmissions pour différentes configurations

A profondeur égale, la largeur de la bande interdite peut passer de 6,7 GHz (33%) avec 12 plaques de faible epsilon à 31,5 GHz (152%) avec deux plaques et une forte permittivité.

Donc pour obtenir une large bande interdite, il faut privilégier de fortes permittivité avec peu de plaques plutôt que de nombreuses plaques de faible epsilon.

Annexe 3

Paramétrage bibande en fonction de la lame perturbatrice

(Citée page 105)

Tous les résultats obtenus sont présentés ici. Trois jeux de simulation ont été réalisés :

- Variation de la position de la lame
- Variation de l'épaisseur de la lame
- Variation de la permittivité du diélectrique de la lame

I. VARIATION DE LA POSITION DE LA LAME

Le **tableau 1** rassemble l'ensemble des valeurs obtenues pour les deux fréquences de fonctionnement en fonction de l'écart entre la lame perturbatrice et la plaque de diélectrique du BIE. L'épaisseur de la lame est de 3 mm et sa permittivité relative de 6. La position relative des plaques est indiquée sur la **figure 1**.

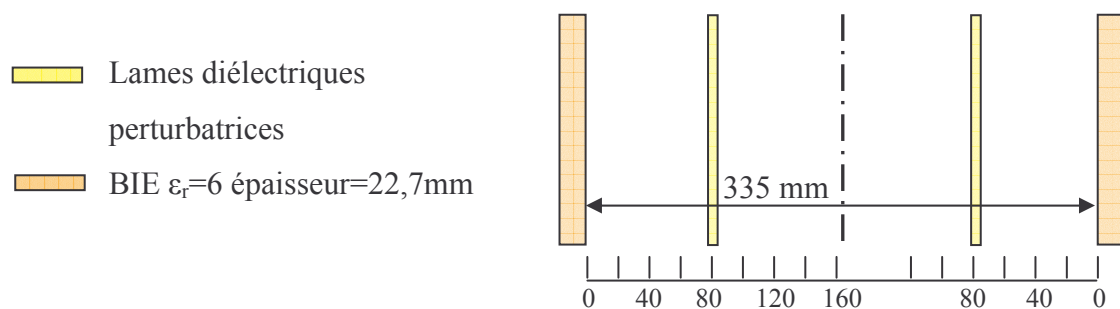


Figure 1 : Disposition des lames perturbatrices dans le BIE à défaut

Position en mm	fréq 1 (MHz)	Variation par rapport à la fréquence sans perturbation (MHz)	Pourcentage	fréq 2 (MHz)	Variation (MHz)	Pourcentage	delta (MHz)
10	947	2,5	0,264690312	1698	-45,5	-2,609693146	751
20	942	-2,5	-0,264690312	1640	-103,5	-5,936334958	698
30	931,7	-12,8	-1,355214399	1617	-126,5	-7,255520505	685,3
40	917,8	-26,7	-2,826892536	1619	-124,5	-7,140808718	701,2
50	903	-41,5	-4,393859185	1646	-97,5	-5,592199599	743
60	889	-55,5	-5,876124934	1688	-55,5	-3,183252079	799
70	879	-65,5	-6,934886183	1728	-15,5	-0,889016346	849
80	874	-70,5	-7,464266808	1748	4,5	0,25810152	874
90	873	-71,5	-7,570142933	1730	-13,5	-0,77430456	857
100	876	-68,5	-7,252514558	1690	-53,5	-3,068540293	814
110	884	-60,5	-6,405505558	1648	-95,5	-5,477487812	764
120	896	-48,5	-5,134992059	1620	-123,5	-7,083452825	724
130	910	-34,5	-3,65272631	1616	-127,5	-7,312876398	706
140	925,7	-18,8	-1,990471149	1643	-100,5	-5,764267278	717,3
150	938,6	-5,9	-0,624669137	1694	-49,5	-2,839116719	755,4
160	945,5	1	0,105876125	1740	-3,5	-0,200745627	794,5

Tableau 1 : Ensemble des valeurs simulées en fonction de la position de la lame

Les figures 2,3 et 4 représentent graphiquement ces résultats.

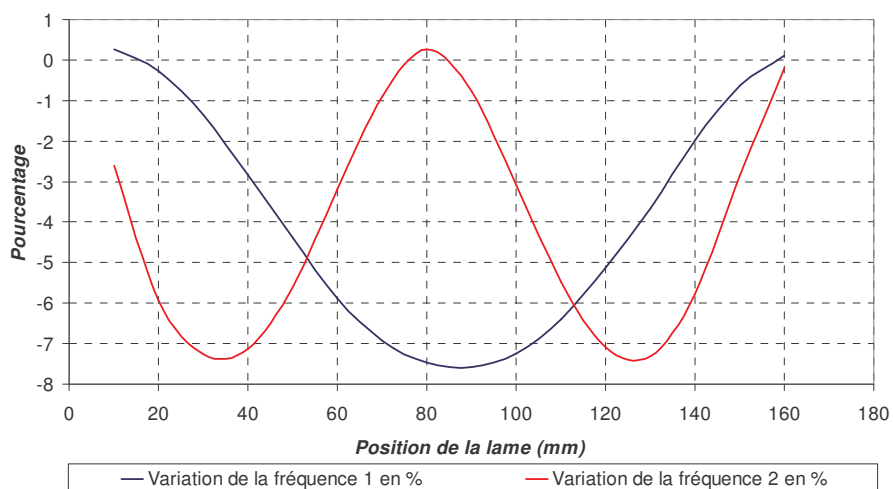


Figure 2 : Variation des fréquences en pourcentage par rapport à leur valeur initiale sans perturbation

Le mode 1 est fortement perturbé lorsque la lame est au centre du demi-défaut, le second mode est perturbé lorsque la lame est située à 35mm de la plaque ou 35mm du plan de symétrie. Ces courbes permettent également de voir à quel endroit le champ électrique correspondant au mode installé est important.

Les fréquences exactes sont tracées sur la **figure 3**.

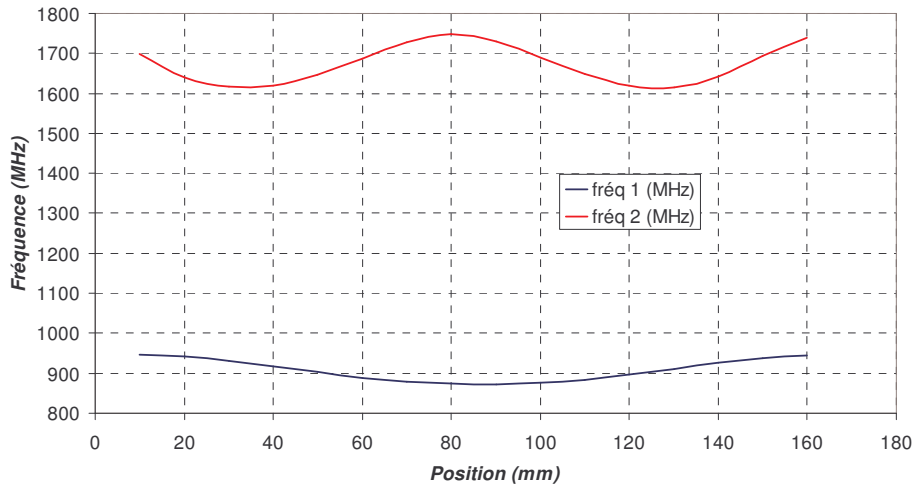


Figure 3 : Fréquence en MHz des deux modes de fonctionnement

L'écart fréquentiel entre les deux modes est tracé **figure 4**.

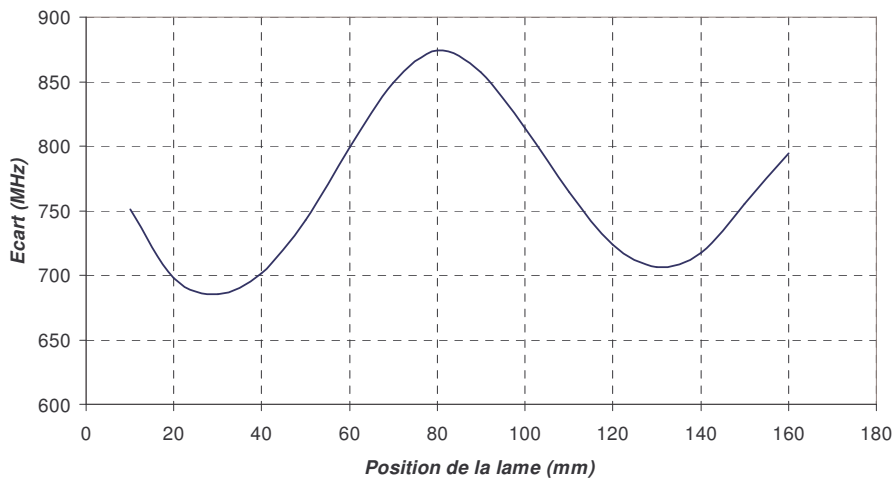


Figure 4 : Ecart entre les deux modes en MHz

L'écart fréquentiel est le plus important lorsque la lame est située au centre du demi-défaut. C'est dans cette configuration que nous nous plaçons pour les paramétrages suivants.

II. VARIATION DE LA PERMITTIVITE

Ici la permittivité de la lame varie. L'épaisseur est fixée à 3 mm et sa position à 80 mm de la plaque. La présentation des résultats est identique au paragraphe précédent.

epsilon	fréq 1 (MHz)	Variation par rapport à la fréquence sans perturbation (MHz)	Pourcentage	fréq 2 (MHz)	Variation (MHz)	Pourcentage	delta (MHz)
1	944,5	0	0	1743,5	0	0	799
2	929,7	-14,8	-1,566966649	1744,5	1	0,057355893	814,8
3	914,8	-29,7	-3,144520911	1745,5	2	0,114711787	830,7
4	901	-43,5	-4,605611435	1746,5	3	0,17206768	845,5
5	887	-57,5	-6,087877184	1747,5	4	0,229423573	860,5
6	874	-70,5	-7,464266808	1748,5	5	0,286779467	874,5
7	861	-83,5	-8,840656432	1749,5	6	0,34413536	888,5
8	849,5	-95	-10,05823187	1750	6,5	0,372813307	900,5
9	837,6	-106,9	-11,31815776	1752	8,5	0,487525093	914,4
10	825,7	-118,8	-12,57808364	1753	9,5	0,544880987	927,3
11	814,8	-129,7	-13,7321334	1754,4	10,9	0,625179237	939,6
12	803,9	-140,6	-14,88618317	1755,4	11,9	0,68253513	951,5
13	793	-151,5	-16,04023293	1756,4	12,9	0,739891024	963,4

Tableau 2 : Valeurs simulées pour une variation de la permittivité de la lame

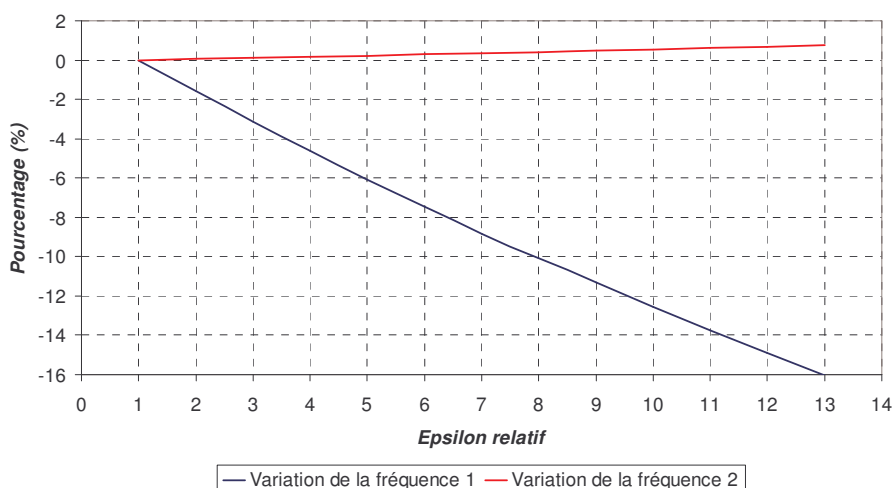


Figure 5 : Variation des fréquences en pourcentage par rapport à leur valeur initiale sans perturbation

Dans ce cas, la fréquence du second mode varie très peu (figures 5 et 6) en comparaison avec la fréquence 1 qui subit une variation de 13% lorsque la permittivité croit de 1 à 13.

C'est pourquoi l'écart entre les deux modes (figure 7) présente une croissance quasi linéaire en fonction de la permittivité de la lame perturbatrice.

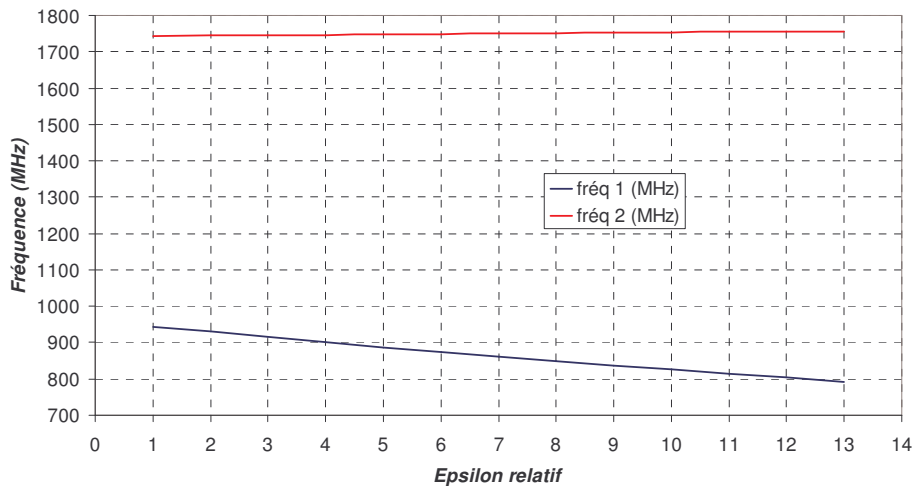


Figure 6 : Fréquence en MHz des deux modes de fonctionnement

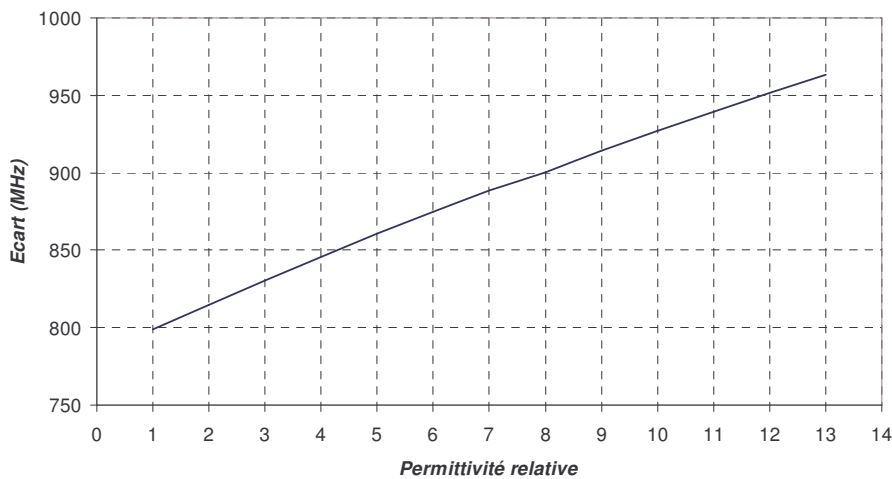


Figure 7 : Ecart entre les deux modes en MHz

III. VARIATION DE L'ÉPAISSEUR

Ici la permittivité est fixée à 6 et la position à 80 mm.

Le même type de résultats sont proposés ici avec une quasi constance du second mode face au premier. La première fréquence subit une variation de 12% pour une épaisseur allant de 0,5 mm à 5 mm.

L'écart fréquentiel est également quasi linéaire en fonction de l'épaisseur de la lame.

Epaisseur	fréq 1 (MHz)	Variation par rapport à la fréquence sans perturbation (MHz)	Pourcentage	fréq 2 (MHz)	Variation (MHz)	Pourcentage	delta (MHz)
0,5	931,68	-12,82	-1,357331922	1744,55	1,05	0,060223688	812,87
1	919,8	-24,7	-2,615140286	1745,5	2	0,114711787	825,7
1,5	907,9	-36,6	-3,875066173	1746,5	3	0,17206768	838,6
2	896	-48,5	-5,134992059	1746,5	3	0,17206768	850,5
2,5	885	-59,5	-6,299629434	1747,5	4	0,229423573	862,5
3	874,2	-70,3	-7,443091583	1748,5	5	0,286779467	874,3
3,5	863	-81,5	-8,628904182	1749,5	6	0,34413536	886,5
4	853	-91,5	-9,687665431	1750	6,5	0,372813307	897
4,5	842,5	-102	-10,79936474	1751	7,5	0,4301692	908,5
5	833	-111,5	-11,80518793	1752	8,5	0,487525093	919

Tableau 3 : Valeurs simulées pour une variation de l'épaisseur de la lame

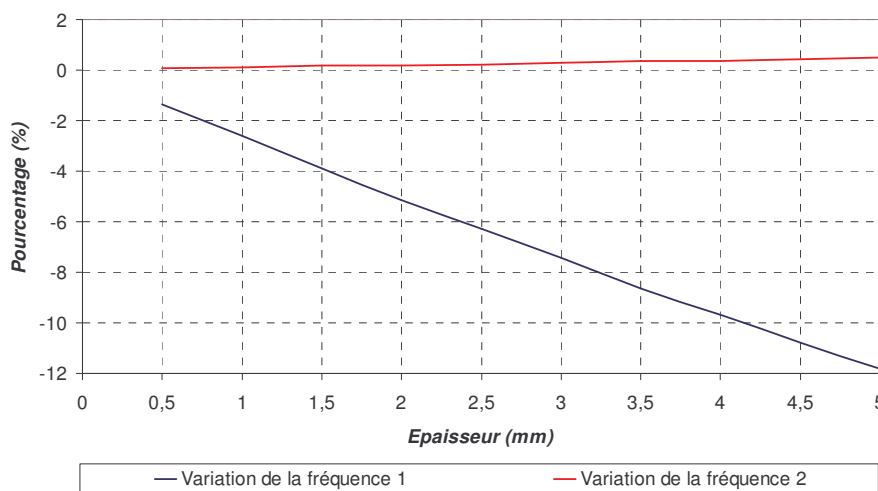


Figure 8 : Variation des fréquences en pourcentage par rapport à leur valeur initiale sans perturbation

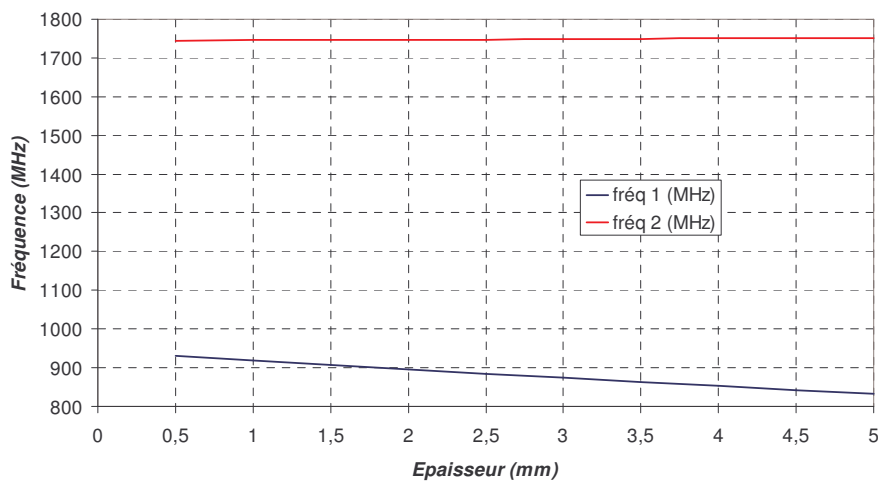


Figure 9 : Fréquence en MHz des deux modes de fonctionnement

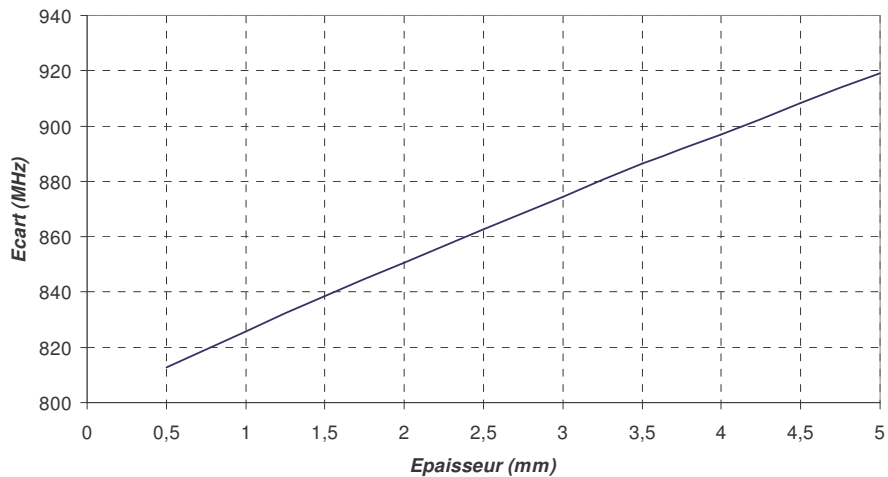


Figure 10 : Ecart entre les deux modes en MHz

L'écart est globalement moins important lorsque l'épaisseur augmente. Les fréquences sont donc plus sensibles à une variation de la permittivité relative de la lame perturbatrice.

Cette étude concerne une structure BIE à défaut, les résultats ne sont pas directement applicables en configuration antenne, puisque le passage à la finitude des dimensions implique un décalage des fréquences de résonances. Cependant cette technique peu coûteuse en temps de simulation permet de se donner une bonne idée de la perturbation à apporter pour ajuster les fréquences.

Annexe 4

Présentation de la base de l'IRCOM

(Citée page 111)

I. PRESENTATION

La **figure 1** est une photographie de la base de mesure d l'IRCOM (Chambre Anéchoïque ou Anéchoïde).

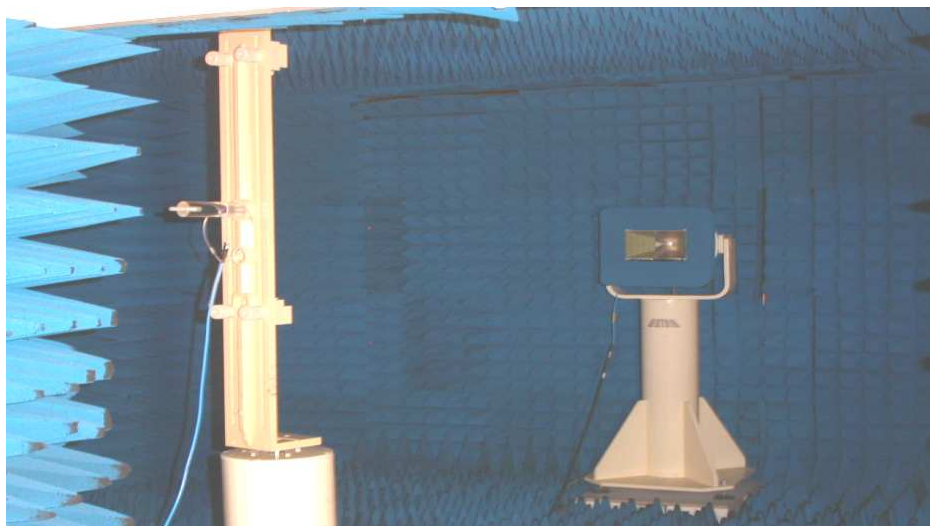


Figure 1 : *Photo de la base de mesure de l'IRCOM*

Cette chambre est dite anéchoïque car elle est pourvue, sur toute sa surface interne, d'absorbants permettant d'y simuler l'espace libre. En effet, les mesures de rayonnement d'antenne sont des opérations délicates qui doivent s'effectuer dans des zones dépourvues de toutes perturbations électromagnétiques.

La chambre anéchoïde de l'IRCOM est une pièce rectangulaire de 6 m de longueur sur 4,8 m de largeur et de hauteur 2,8 m. Ceci permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans le domaine de fréquences situé entre 500 MHz (pour les faibles gains) et 18 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquence 0,01 à 40 GHz.

II. MESURE EN ADAPTATION

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion (en amplitude et en phase) de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un pont « réflectomètre » qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur (**Figure 2**). La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne.

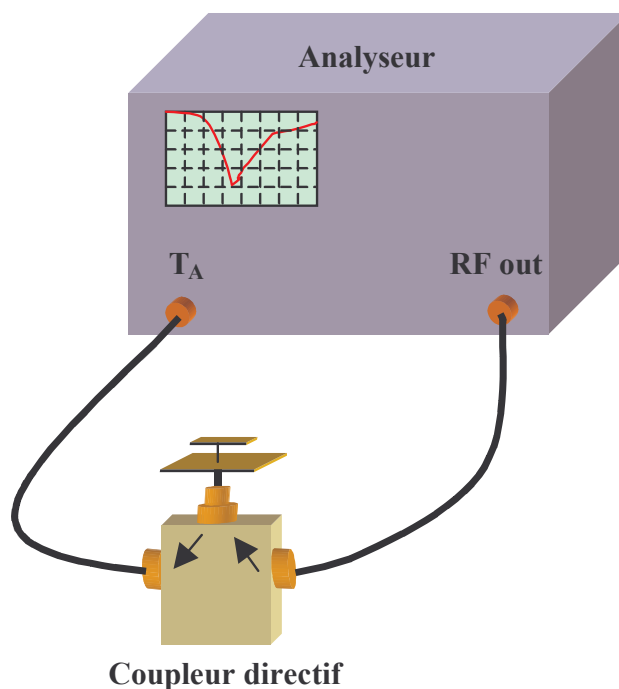


Figure 2 : Dispositif de mesure du coefficient de réflexion

III. MESURES EN RAYONNEMENT

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté en **Figure 3**.

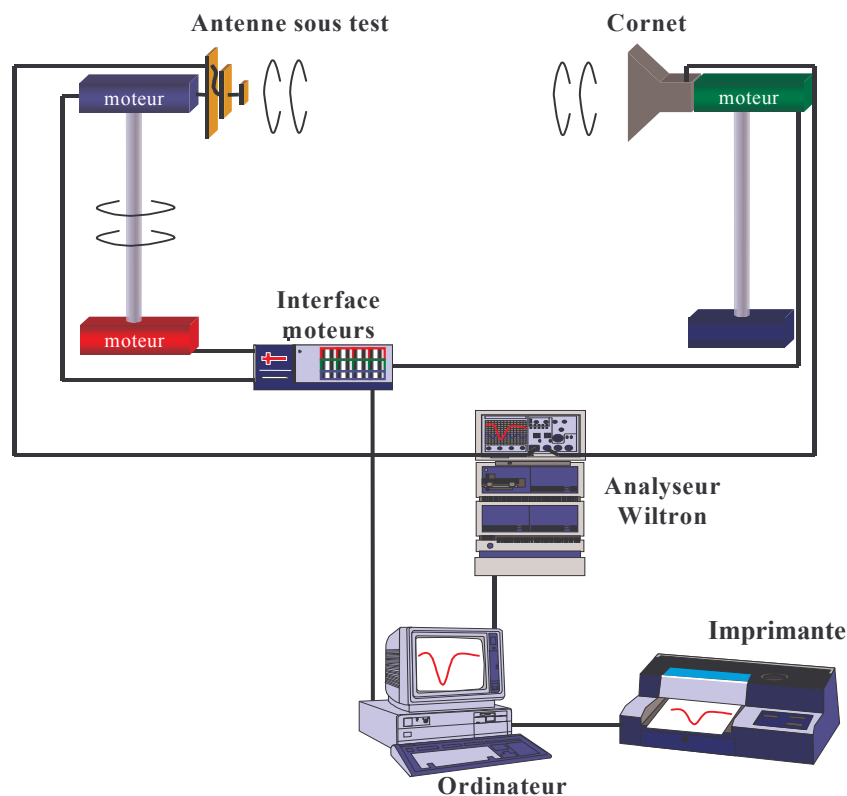


Figure 3 : Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement

A chaque extrémité de la chambre sont disposés deux piédestaux. Sur l'un est placé l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixé l'antenne de référence. Nous disposons d'une antenne de référence à polarisation linéaire qui est un cornet à une entrée fonctionnant pour les fréquences de 1 à 12 GHz. Cette antenne possède une liberté de rotation de 180° autour de l'axe afin de pouvoir mesurer les différentes polarisations du champ émis par l'antenne sous test. L'antenne sous test est elle placée sur un piédestal permettant une rotation de 360° autour de son axe (axe vertical). La disposition de cette antenne par rapport à l'antenne de référence permet de choisir le plan de coupe correspondant à la mesure. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée. Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats.

Le gain de l'antenne est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation α de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho \quad (1)$$

Soit :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (2)$$

Avec G_r : Gain réalisé de l'antenne sous test dans le direction du cornet,

G_{rc} : Gain réalisé du cornet dans son axe,

R : Distance entre l'antenne sous test et le cornet,

λ : Longueur d'onde de fonctionnement dans l'air,

ρ : Rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de α fournit directement la valeur de G_r .

Tenant compte d'une éventuelle désadaptation, l'obtention du gain de l'antenne nécessite une évaluation de la réflexion à l'entrée de l'antenne :

$$G_a = \frac{G_R}{1 - |S_{11}|^2} \quad (3)$$

Annexe 5

Calcul de la surface d'entrelacement de deux taches circulaires de rayonnement

(Citée page 141)

Considérons deux disques de rayon R et dont les centres sont espacés d'une distance d (**Figure 1**).

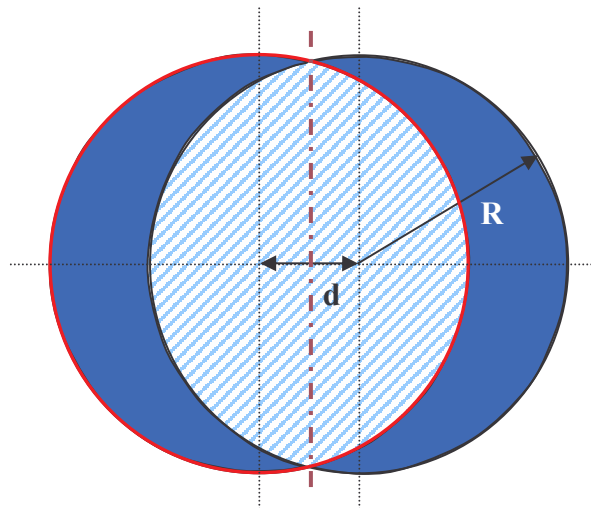


Figure 1 : Schéma d'entrelacement des deux surfaces circulaires

Nous allons calculer la surface d'entrelacement des deux disques, symbolisée par la zone hachurée en bleu ciel.

Pour cela traçons la droite passant par les deux points d'intersection des cercles noir et rouge (en pointillés mauves sur la figure AIII.1).

Cette droite divise en deux la surface hachurée. Nous allons donc calculer la partie à droite de cette verticale et nous reviendrons au résultat en multipliant par deux.

Considérons donc la **figure 2**.

On exprime l'angle θ de la façon suivante :

$$\frac{\theta}{2} = \arccos\left(\frac{d}{2R}\right) \text{ ou } \frac{\theta}{2} = \arcsin\left(\frac{h}{2R}\right)$$

On a également $\tan\frac{\theta}{2} = \frac{h}{d}$ donc $h = d \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)$

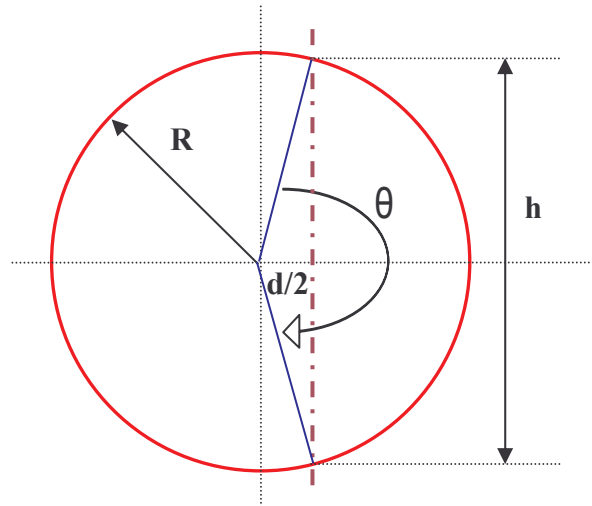


Figure 2 : Schéma des différentes surfaces considérées

Nous allons calculer deux surfaces indépendamment :

- La surface du triangle délimitée par les deux droites bleues et la droite verticale mauve (Figure 2)

La surface du triangle s'écrit :

$$S_{\text{triangle}} = \frac{h}{2} \times \frac{d}{2} = \frac{hd}{4} = \frac{d^2}{4} \tan\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{d^2}{4} \tan\left(\arccos\left(\frac{d}{2R}\right)\right)$$

- La surface du camembert définie par la partie du disque qui se situe à droite des lignes bleues (Figure 2)

Nous la calculons comme une portion du disque complet par une règle de trois avec l'angle θ .

$$S_{\text{camembert}} = \frac{\pi R^2 \times \theta}{2\pi} = \frac{\theta R^2}{2} = R^2 \left(\arccos\left(\frac{d}{2R}\right) \right)$$

On en déduit la demi surface d'entrelacement par la différence des deux :

$$\frac{S_{\text{entrelacement}}}{2} = S_{\text{camembert}} - S_{\text{triangle}} = R^2 \left[\arccos\left(\frac{d}{2R}\right) \right] - \frac{d^2}{4} \tan\left[\arccos\left(\frac{d}{2R}\right) \right]$$

Et donc en revenant à la surface totale d'entrelacement :

$$S_{\text{entrelacement}} = 2R^2 \left[\arccos\left(\frac{d}{2R}\right) \right] - \frac{d^2}{4} \tan\left[\arccos\left(\frac{d}{2R}\right) \right]$$

On pourra alors calculer la surface totale des deux cercles entrelacés en retranchant à la somme des deux surfaces des disques la surface d'entrelacement.

Annexe 6

Comparaison des performances de l'antenne BIE multisources avec celles des réseaux imprimés

(Citée page 149)

Nous allons comparer différents résultats concernant les réseaux imprimés et les antennes BIE multisources.

I. DIRECTIVITE

Dans un premier temps, comparons simplement les directivités pour tous les réseaux utilisés précédemment avec et sans structure BIE. Les directivités des réseaux seuls ont été calculées avec le logiciel de synthèse PCAAD et les directivités avec la structure BIE ont été calculées par une méthode FDTD.

Les résultats sont rassemblés dans le **tableau 1**.

Structure su réseau	Directivité du réseau seul (dB)	Directivité du réseau avec le BIE (dB)
16 sources espacées de $0,5 \lambda_0$	17.4	25
16 sources espacées de $1 \lambda_0$	18.9	27.2
16 sources espacées de $1,5 \lambda_0$	18.5	29.4
16 sources espacées de $2 \lambda_0$	19.2	30.6
16 sources espacées de $2 \lambda_0$ pondéré en amplitude	18.8	29.6
2 sources espacées de $1 \lambda_0$	10	24
4 sources espacées de $1 \lambda_0$	13.1	25.2
2*4 sources espacées de $1 \lambda_0$	15.8	26
36 sources espacées de $1 \lambda_0$	22.1	29.1
81 sources espacées de $1 \lambda_0$	25.2	31.6

Tableau 1 : Directivité des réseaux avec et sans structure BIE

La directivité est donc fortement améliorée puisque sur les résultats présentés, elle augmente au minimum de 6,4 dB et au maximum de 14 dB, avec la structure BIE.

II. BANDE DE RAYONNEMENT

En ce qui concerne la bande de rayonnement, nous avons vu qu'elle dépendait du coefficient de qualité du matériau BIE à défaut (chapitre II). En insérant de multiples sources d'excitation la bande de rayonnement reste inchangée, elle augmente même avec des espacements intersources importants. Nous avons vu dans le cas « 16 sources espacées de $2\lambda_0$ » que la bande de rayonnement pouvait atteindre 4,3% avec une directivité de 29,6 dB.

Pour un réseau imprimé classique, la bande est limitée par le réseau d'alimentation. De façon générale la bande est de quelques pourcents.

III. LOBES SECONDAIRES

Les niveaux des lobes secondaires peuvent être réduits dans les deux cas par pondération en amplitude sur chaque élément mais avec un net avantage pour la conception de l'antenne BIE en raison du nombre de sources réduit, qui simplifie le réseau d'alimentation.

IV. PERTES

Les pertes des réseaux imprimés sont réalisées dans les nombreuses lignes et interconnexions. Elles sont la cause de la limitation en gain de cette antenne.

Le même type de pertes intervient pour l'antenne BIE mais avec beaucoup moins de sources à gain équivalent, donc moins de lignes. Il faut néanmoins ajouter les pertes diélectriques du BIE qui dépendent de la nature du matériau.

Annexe 7Alumine du prototype à 42 GHz*(Citée page 202)*

- Dimensions des plaques : 120*120*0,58 mm
- Type : Alumine pressée iso. F99,7.
- Fournisseur : **FRIATEC DLP SA**
 Z.A. La Grande Borne
 BP 107 – Darvault
 F 77793 NEMOURS CEDEX
- Contact : **Pascal PARMENTIER**
 Ingénieur commercial
 Tel : 33(0) 1 64 45 23 62
 Fax : 33(0) 1 64 45 23 60
 Mobile : 33(0) 6 19 83 24 29

Nom commercial	F 99,7
Symbole	Al ₂ O ₃
Densité apparente	3,9
Résistivité électrique	$>10^{15} \Omega \cdot \text{cm}$ à 20°C
Rigidité diélectrique	25 kV/mm
Constante diélectrique à 1 GHz	10 (pas de caractérisation à 40 GHz)
Tangente de perte à 1 GHz	$5 \cdot 10^{-4}$ (pas de caractérisation à 40 GHz)

Tableau des caractéristiques du matériau

Annexe 8

Présentation de la base compacte millimétrique du CREAPE

(Citée page 205)

La fonction d'une base compacte de mesure d'antennes est de reproduire la condition de champ lointain à une distance relativement faible. Une onde sphérique provenant de la source d'émission est transformée en onde plane après réflexion sur la parabole. Elle est, ensuite, dirigée vers l'antenne sous test. Le volume dans lequel l'onde est parfaitement plane est appelé zone tranquille. La solution technique la plus simple utilise une parabole à source décalée.

I. MESURES REALISABLES

- Il est possible de mesurer la plupart des caractéristiques d'une antenne à savoir:
- Adaptation ($|S_{11}|$)
- Diagramme de rayonnement (pas possible de 0.25°)
- Diagramme de polarisation
- Gain réalisé fréquentiel (précision de ± 0.35 dB)
- Directivité sur une fréquence (précision du gain)

Le poids de l'antenne doit être inférieure à 10 Kg

II. DESCRIPTION

Un cornet source éclaire la parabole avec un angle d'offset d'environ 25° . Le centre de phase de ce cornet doit être positionné au point focal de la parabole. Ainsi, l'onde réfléchie est une onde quasi plane sur une longueur d'environ 15 m (**Figure 1**).

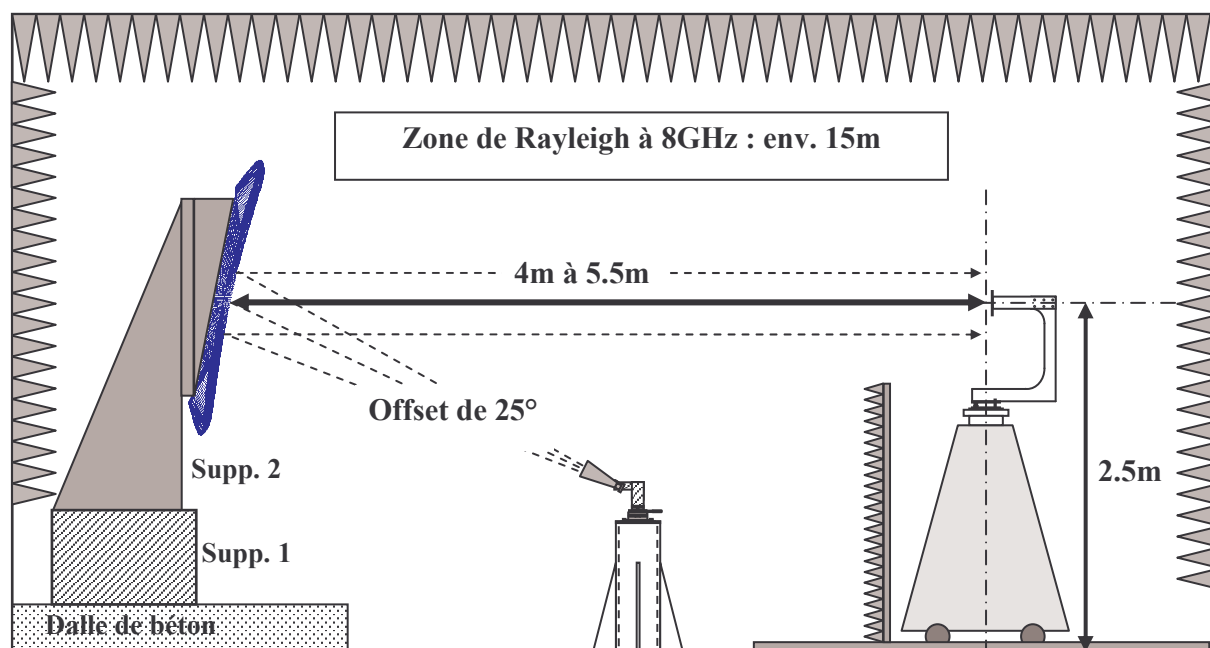


Figure 1 : Schéma de la base

- Fréquence de travail : 8 à 50 GHz découpée en cinq bandes
 - 8-12 GHz
 - 12-18 GHz
 - 18-26 GHz
 - 26-40 GHz
 - 33-50 GHz
- Zone tranquille : supérieure à 40 cm de diamètre pour une apodisation de 0.5 dB, sur 1 m de profondeur, centrée à 2.5 m de hauteur.
- collimateur : simple parabole à source décalée, plan d'offset vertical. Le réflecteur en aluminium (ALU 5083) est composé d'une parabole carrée de 90 cm avec une focale de 3 m et des enroulements périphériques. Ces derniers permettent de réduire les phénomènes de diffraction. Ainsi, le diamètre total du réflecteur est d'environ 1.7 m avec une épaisseur maximale de 16 cm (**Figure 2**). Sa masse totale est de 680 kg. Elle a été usinée avec une tolérance de surface de 50 μm . Cette valeur est nécessaire pour garantir le bon fonctionnement de la base dans le domaine des fréquences millimétriques. Les équations de la géométrie du réflecteur ont été fournies par le CREAPE, après optimisations numériques.

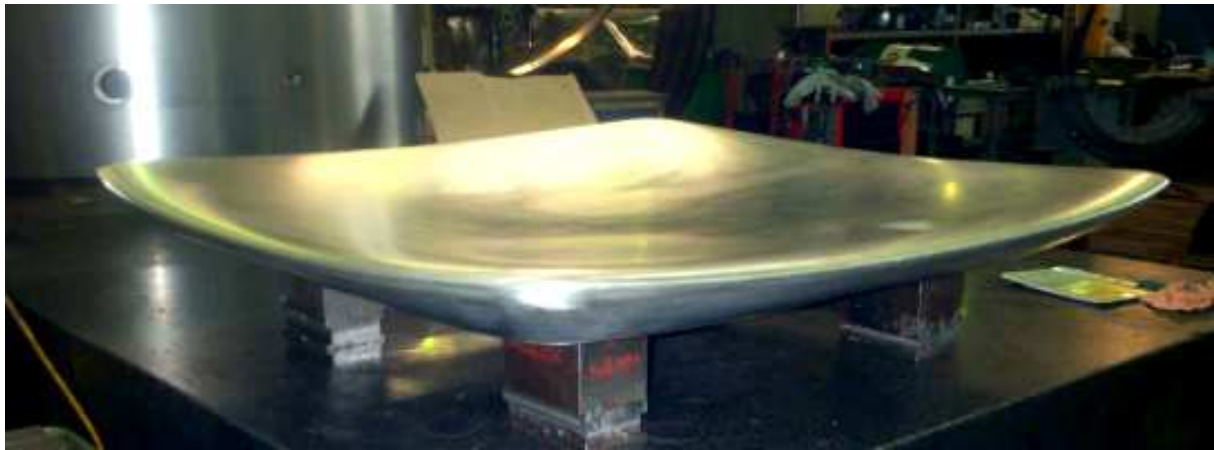


Figure 2 : Photographies du réflecteur (dans sa phase d'usinage).

- Locaux : ESTER TECHNOPOLE (LIMOGES)

Les dimensions de la chambre anéchoïque est $7.6 \text{ m} \times 5 \text{ m} \times 5 \text{ m}$ (L×l×H), climatisée à $21^\circ \pm 1^\circ\text{C}$ (température d'équilibre du réflecteur). Elle est composée de panneaux à deux faces métalliques et d'une âme centrale de 10 cm en polystyrène (matériau employé pour les chambres froides). L'enceinte est tapissée sur son intérieur de panneaux absorbants de type pyramidal et dièdre. Ils permettent de reproduire la propagation du champ en espace libre, en absorbant les rayonnements électromagnétiques parasites. Douze luminaires (type encastrés basse luminance), placés sur la face externe du plafond, ont été nécessaires pour obtenir un confort visuel suffisant, sans que cela perturbe les mesures

- Positionneurs et Electronique de commande et d'acquisition :

Les sources sont positionnées sur des tables de précision qui placeront leur centre de phase au point focal de la parabole.

Dans l'alignement de la source et du réflecteur est installé un rail de guidage. Sur ce dernier est placé un cône diélectrique sur roulettes, supportant la motorisation de gisement, la table de translation X, le réglage en site manuel et le support déporté d'antenne sous test.

La chaîne d'acquisition des mesures se compose d'un analyseur de réseau vectoriel (MVNA 8-350) d'ABmillimètre. Un logiciel pilote simultanément l'analyseur, le moteur de gisement et celui de la source (précision $\pm 0.25^\circ$).

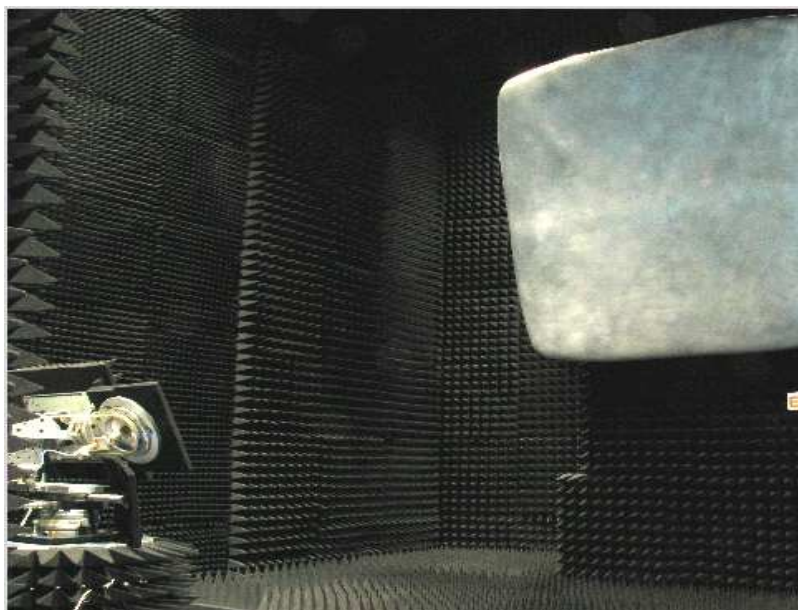


Figure 3 : Photographie de la base.

III. CONTACT

Eric ARNAUD Ingénieur d'études CNRS

CREAPE

ESTER-TECHNOPOLE

BP 6912

87069 LIMOGES

TEL: (33) 555 426 047

FAX: (33) 555 426 055

Email: eric.arnaud@unilim.fr

Annexe 9

Caractérisation des matériaux RADIALL

(Citée page 225)

Les matériaux réalisés pour notre application ont été caractérisés à 5,8GHz. Deux matériaux différents sont présentés ici, nommés A1 et E1 respectivement en rose et orange sur les graphiques. Le matériau utilisé pour l'antenne planaire est le A1 (en rose).

I. CONSTANTE DIELECTRIQUE

La **figure 1** présente l'évolution de la constante diélectrique en fonction de la température pour plusieurs échantillons (Diam3 et Diam 5) et pour trois fréquences chacun (2,1 GHz, 4,8 GHz et 7,5 GHz).

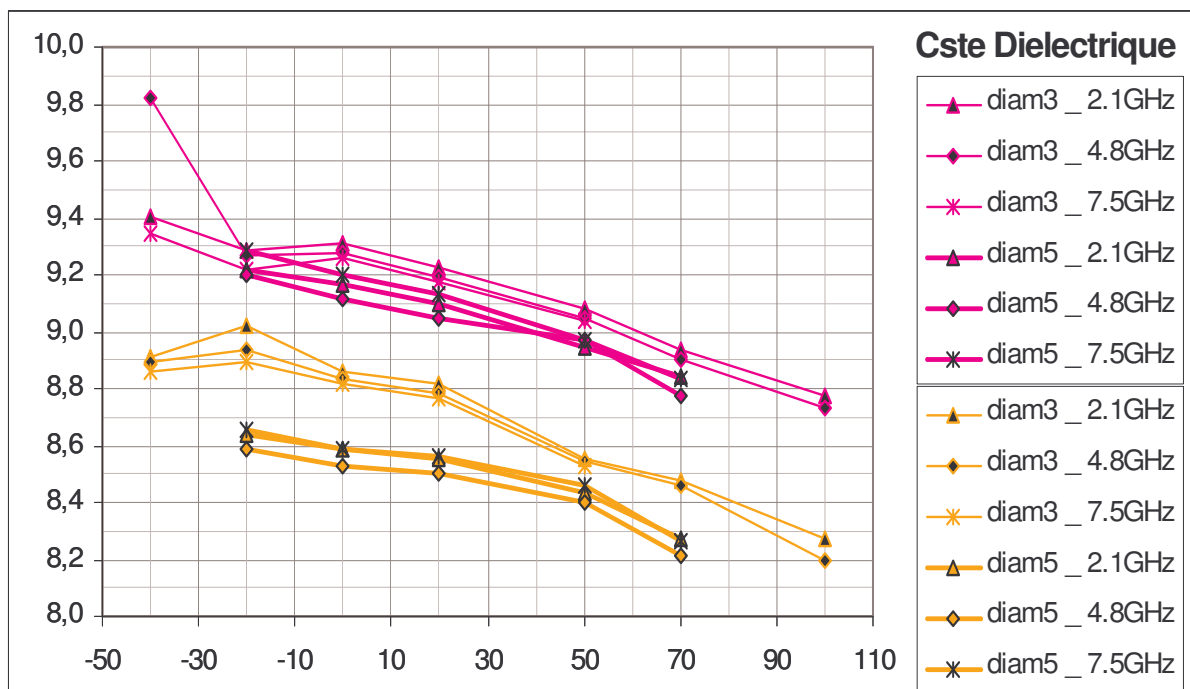


Figure 1 : Evolution de la permittivité relative des matériaux

A température ambiante (20 degrés) le matériau A1 présente un permittivité relative d'environ 9,2.

II. TANGENTE DE PERTES

La **figure 2** présente l'évolution de la tangente de pertes pour ces échantillons.

Le matériau A1 présente une tangente de pertes relativement constante en fréquence et en température, pour une valeur moyenne de 3.10^{-3} .

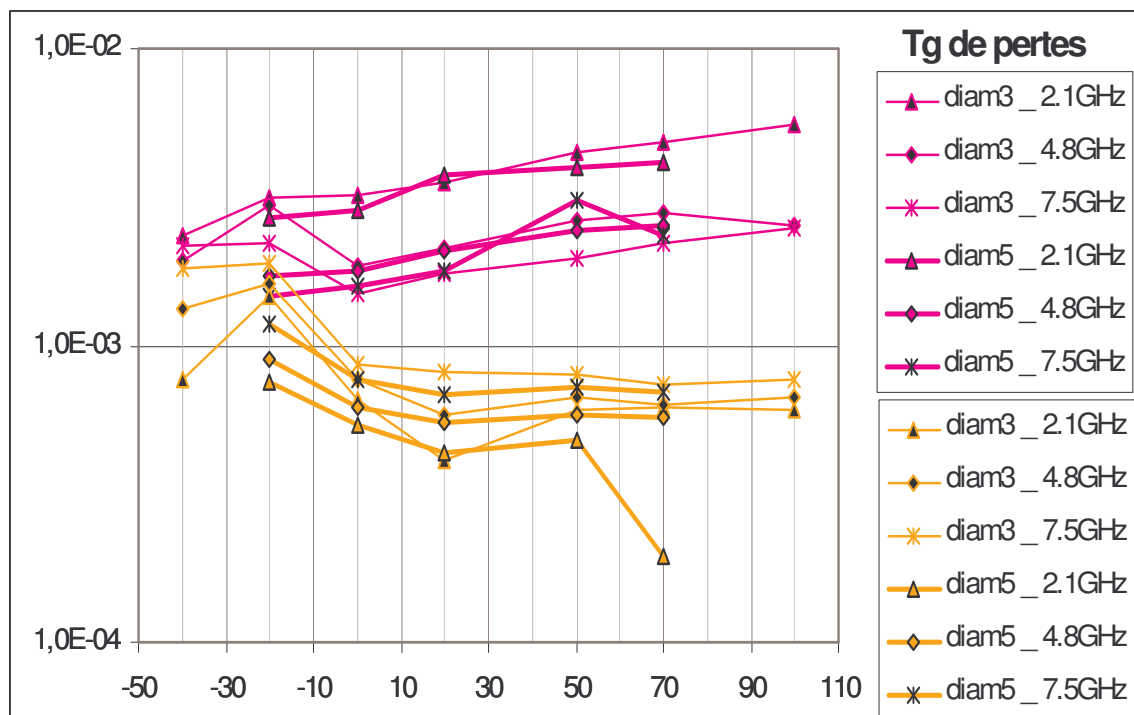


Figure 2 : Evolution de la tangente de pertes des matériaux

Annexe 10

Etude du couplage interpatch dans la réalisation de la bipolarisation pou l'antenne BIE de RADIALL

(Citée page 233)

Nous étudions ici le couplage qui peut intervenir entre les patches excitateurs de la structure BIE. Cette étude a été motivée lors du projet RADIALL qui nécessitait la création d'une antenne à double polarisation.

I. BIPOLARISATION AVEC 4 PATCHS

Le cahier des charges impose une double polarisation linéaire orthogonale (horizontale et verticale).

Une double polarisation avec un accès par polarisation est réalisable par deux systèmes de lignes d'alimentation de patches comme par exemple sur la **figure 1**.

Légende de couleurs des
voies d'accès :
1- Polarisation verticale
2- Polarisation horizontale

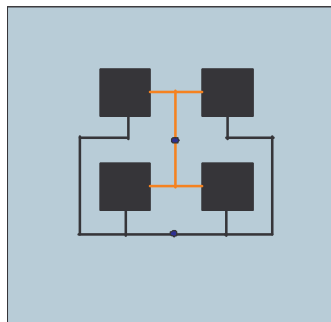


Figure 1 : Double réseau d'alimentation de 4 patches pour effectuer une double polarisation orthogonale

Un espacement important entre les patches (ici λ_0) est ici un sérieux avantage pour réaliser un double réseau de lignes d'alimentation tout en limitant le couplage par proximité des éléments.

II. PRINCIPE DE L'ETUDE

Cette double polarisation n'a pas pu être simulée avec le réseau de ligne correspondant en revanche, nous avons pu simuler sur chaque patch du réseau deux sondes d'excitation. Le couplage entre les deux sondes d'un même patch a pu être simulé lorsque le réseau de 4 patches excite la structure BIE. Nous avons relevé le coefficient de transmission entre les sondes 1 et 2 (**Figure 2**).

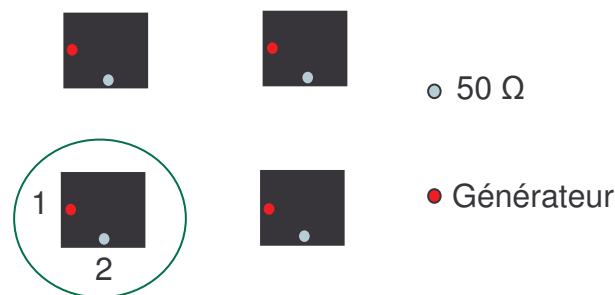


Figure 2 : Schéma de disposition des sondes sur les patches

III. RESULTATS

Le coefficient de transmission **Figure 3** indique que le niveau entre les deux voies du même patch reste inférieur à -20 dB sur presque la totalité de la bande de fonctionnement de l'antenne (5,725 à 5,825 GHz). Néanmoins, une partie de la bande (le début) reste au dessus de ce niveau.

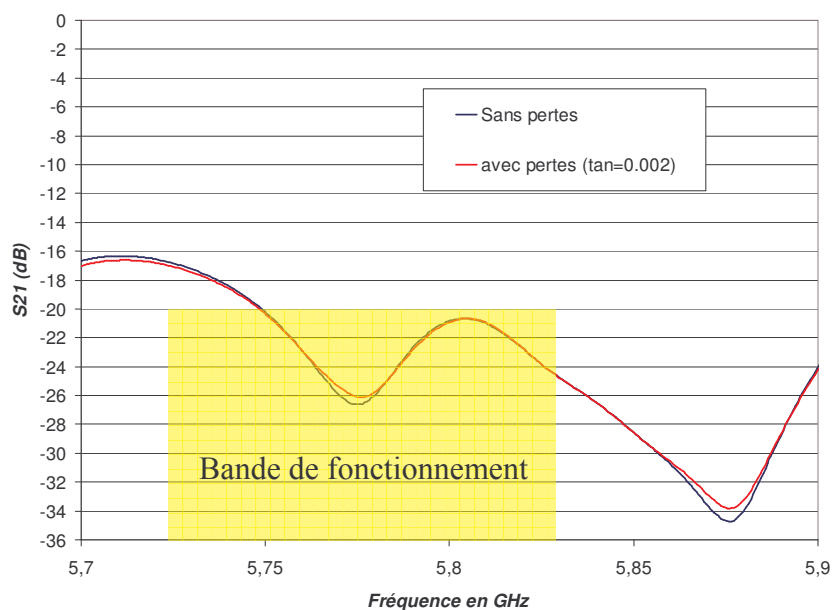


Figure 3 : S21 entre les deux sondes d'un même patch (Hauteur du substrat 1,5 mm)

Le niveau de découplage requis par le cahier des charges (-20 dB) peut être atteint sur la bande totale en diminuant la hauteur du substrat des patches comme le prouve la **figure 4** avec par exemple un substrat d'une hauteur de 0,5mm.

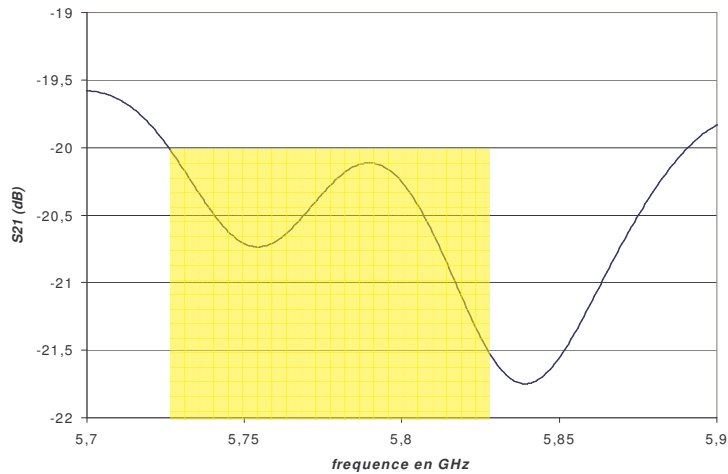


Figure 4: S_{21} entre les deux sondes d'un même patch (Hauteur du substrat 0,5 mm)

Le niveau de couplage reste inférieur à -20 dB sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne.

En conclusion, nous avons vu qu'en nous plaçant dans le pire des cas, c'est-à-dire ne étudiant deux connecteurs du même patch, le couplage entre les deux reste maîtrisable grâce à la hauteur du substrat. Ces résultats nous permettent d'espérer un bon découplage entre les deux voies d'accès du réseau final.

LISTE DES TRAVAUX

Liste des travaux

- **Brevet** :

B. JECKO, R. CHANTALAT, L. LEGER, M. THEVENOT, T. MONEDIERE, P. DUMON

« Antenne à matériau BIP multifaisceaux et/ou multifréquences et système mettant en œuvre ces antennes »

Brevet n° FR 02 13326 – 24 Octobre 2002

- **Publications dans les revues scientifiques internationales:**

L. LEGER - R. GRANGER - M. THEVENOT - T. MONEDIERE and B. JECKO

“Multifrequency dielectric EBG antenna”

Microwave and Optical Technology Letters – March 5 2004 Vol 40-n°5 – pp 420-423.

L. LEGER – C. SERIER – R. CHANTALAT - M. THEVENOT - Th. MONEDIERE - B. JECKO

“1D Dielectric EBG resonator antenna design”

Annales des télécommunications Vol. 59, n°3-4, mars-avril 2004, Contributions

- **Communications internationales** :

L. LEGER – Th. MONEDIERE – M. THEVENOT – B. JECKO

« Multifrequency and beam steered electromagnetic bandgap antennas »

APS – 20-26 June 2004- Monterey California-US

L. LEGER – Th. MONEDIERE – M. THEVENOT – B. JECKO

« Methodology to design high gain EBG antennas. Enhancement of the gain and bandwidth »

PIERS 2004 – 28-31 March 2004- PISE – ITALIE

V. LARRAY – L. FREYTAG – L. LEGER – E. POINTEREAU – A MADELAINE – T MONEDIERE – B JECKO

“Directional and omnidirectional dielectric electromagnetic band gap antennas for base station of wireless network”

IST Mobile & Wireless Communications Summit 2004 27-30 June- Lyon- FRANCE.

T. JAFFRE - L. LEGER - B. JECKO - J. CLAUS - C. CHAPUT

« Laser Rapid Prototyping of 3-D Alumina Photonic Bandgap Structures. Application to the Design of Directive Antennas »

ICMAT 2003 (International Conference on Materials for Advanced Technologies 2003). SINGAPORE - 7-12 December 2003

T. JAFFRE - L. LEGER - B. JECKO - J. CLAUS - C. CHAPUT

“Fabrication of 3-D Alumina Photonic Bandgap Structures by Laser Rapid Prototyping. Application to the Design of Three Dimensional Photonic Crystal Resonator Antenna”

IEEE ICECOM 2003 – 17TH International Conference on Applied Electromagnetics and Communications – 1 – 3 October 2003 – DUBROVNIK – CROATIA – pp. 255-258.

C. SERIER - R. CHANTALAT - L. LEGER - M. THEVENOT - T. MONEDIERE - B. JECKO - P. DUMON - H. LEGAY

« Antenne résonateur à bande interdite photonique pour application spatiale en bande KU »
12^{ème} Journées Internationales de Nice sur les Antennes - NICE - 12-14 Novembre 2002.

B. JECKO - T. MONEDIERE - M. THEVENOT - C. SERIER and L. LEGER

"Anisotropic properties of PBG materials. Applications to design a new kind of antenna"

NATO ARW Bianisotropics'2002 - May 8-11, 2002 KENZI FARAH Hotel, Marrakech – Morocco (*Papier invite*)

• **Communications nationales :**

L. LEGER – R. GRANGER – T. MONEDIERE – M. THEVENOT – B. JECKO

“Antenne résonateur BIE bibande”

13^{ème} Journées Nationales Microondes – 21-23 mai 2003 – LILLE – FRANCE – pp. 552-553

Résumé :

L'antenne BIE planaire est réalisée à partir de matériaux à bande interdite électromagnétique. Le filtrage spatial et fréquentiel des ondes obtenu avec ces matériaux périodiques permet de contrôler les directions privilégiées du rayonnement ainsi que la directivité de l'antenne. Les diverses potentialités qu'offre cette structure rayonnante ont permis de nombreux développements qui sont présentés dans ce mémoire. Il propose outre une technique de dimensionnement fiable, de nouvelles avancées comme le fonctionnement multifréquences et multifaisceaux. De plus, une excitation multisources associée à une technique de calcul simple a permis une augmentation significative du gain et de la bande de rayonnement. Cette antenne peu encombrante et fort gain convient à un panel d'applications variées. Les réalisations présentées confirment avec succès les différents fonctionnements proposés.

NEW DEVELOPMENTS AROUND THE POTENTIALITIES OF THE PLANAR EBG ANTENNA.

Abstract :

Planar EBG antenna is realized from electromagnetic band gap materials. The spatial and frequency waves' filtering obtained with those materials allows controlling the radiation directions as well as the directivity of the antenna. The several potentialities which offers this radiating structure allowed numerous developments which are presented in this report. It proposes besides a reliable design technique, new improvements as multifrequency or multibeam functioning. Furthermore, an excitation with several sources combined with a simple calculation technique allowed a significant increase of the gain and the radiation bandwidth. This high gain and cumbersome antenna is convenient for a sample group of numerous applications. The presented realizations confirm successfully the various proposed functioning

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Mots clés :

Bande interdite électromagnétique	Réseau
Structure multicouches	Multisources
Fort gain	Multifréquences
Elargissement de la Bande de rayonnement	Dépointage
Ouverture rayonnante	Multifaisceaux

Adresse du laboratoire : IRCOM, Equipe CREAPE, Faculté des Sciences – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex