

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

Année : 2003

Thèse N° 14-2003

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

David BIDOU

le 28 Mai 2003

**CONTRIBUTION A L'ETUDE D'ANTENNES FORT GAIN.
APPLICATIONS DANS LE DOMAINE MILLIMETRIQUE.**

Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE

JURY :

Monsieur D. CROS	Président
Monsieur G. ALQUIE	Rapporteur
Monsieur M. DRISSI	Rapporteur
Monsieur B. JECKO	Examineur
Monsieur G. GAUTHIER	Examineur
Monsieur T. MONEDIERE	Examineur
Monsieur I. WOLK	Examineur
Monsieur J. BERTRAND	Invité

SOMMAIRE

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

CHAPITRE I

PRESENTATION DE L'ETUDE

I – CONTEXTE DE L'ETUDE	7
II – LA BANDE MILLIMETRIQUE.....	8
III – LES SUBSTRATS DIELECTRIQUES.....	12
IV – LES PARABOLES	14
IV.1 – PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES PARABOLOÏDES	14
IV.2 – AVANTAGES	15
IV.3 – INCONVÉNIENTS.....	15
V – LES ANTENNES LENTILLES.....	17
V.1 – PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES LENTILLES	17
V.2 – AVANTAGES.....	21
V.3 – INCONVÉNIENTS	23
VI – LES RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES	25
VI.1 – L'ANTENNE PLAQUE ÉLÉMENTAIRE.....	25
VI.2 – LA MISE EN RÉSEAU D'ANTENNES PLAQUES	26
VI.3 – AVANTAGES	28
VI.4 – INCONVÉNIENTS.....	29
VII– LES ANTENNES A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE.....	29
VII.1 – INTRODUCTION.....	30
VII.2 – COMPORTEMENT ÉLECTROMAGNÉTIQUE DES STRUCTURES BIP	31
VII.3 – PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES BIP DÉVELOPPÉES À L'IRCOM	33
VII.4 – AVANTAGES	35
VII.5 – INCONVÉNIENTS	35
VIII – BILAN COMPARATIF	36

CHAPITRE II

MOYENS D'ETUDE THEORIQUES ET EXPERIMENTAUX

I – INTRODUCTION	41
II – LA METHODE DES DIFFERENCES FINIES.....	42
III – METHODE DE CONCEPTION DES RESEAUX D’ANTENNES IMPRIMEES	43
III.1 – ÉTUDE DE L’ÉLÉMENT RAYONNANT PRIMAIRE	43
III.1.1 – <i>Caractéristiques électriques fréquentielles des antennes.....</i>	44
III.1.2 – <i>Diagramme de rayonnement</i>	44
III.1.3 – <i>Gains d’une antenne.....</i>	46
III.2 – DÉTERMINATION DE LA GÉOMÉTRIE DU RÉSEAU	47
III.3 – CALCUL DES PONDÉRATIONS.....	48
III.3.1 – <i>La synthèse de réseau.....</i>	49
III.3.2 – <i>Les logiciels d’analyse de réseaux.....</i>	50
III.3.3 – <i>Calcul du champ rayonné.....</i>	50
III.3.4 – <i>Calcul d’un réseau linéaire pondéré en amplitude.....</i>	52
III.4 – LE RÉSEAU DE DISTRIBUTION	54
III.4.1 – <i>Les transformations d’impédances</i>	54
III.4.2 – <i>Méthode de pondération.....</i>	55
III.5 – AUTRES MÉTHODES D’ANALYSE ÉLECTROMAGNÉTIQUE UTILISÉES	57
III.5.1 – <i>Simulateurs de type circuit</i>	57
III.5.2 – <i>Les simulateurs électromagnétiques.....</i>	58
IV – MODELISATION DES ANTENNES LENTILLES	58
IV.1 – PRINCIPE GÉNÉRAL DE LA MÉTHODE	59
IV.2 – GAIN DU SYSTÈME COMPLET	61
IV.3 – NIVEAU D’APODISATION OPTIMAL	62
V – MODELISATION DES ANTENNES A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE.....	63
VI – MOYENS D’ETUDE EXPERIMENTAUX.....	63
VI.21 – LA BASE DE MESURE MILLIMETRIQUE	65
VI.2 – LA BASE COMPACTE.....	65
VI.2.1 – <i>Dispositif de mesures.....</i>	66
VI.2.2 – <i>Caractéristiques du réflecteur</i>	67
VI.3 – GRANDEURS MESURÉES	67
VII – CONCLUSION	68

CHAPITRE III

CONCEPTION DU RESEAU D'ANTENNES IMPRIMEES DE L'INTERROGATEUR B.I.F.F.

I – PRESENTATION	71
II – L’EXISTANT	73
III – CONCEPTION D’UN RESEAU LINEAIRE SERIE	77
III.1 – ETUDE DE L’ÉLÉMENT RAYONNANT PRIMAIRE	78
III.1.1 – <i>Le patch carré alimenté en coin</i>	78
III.1.2 – <i>Détermination de l’impédance du patch</i>	79
III.1.3 – <i>Etude de l’ensemble ligne-patch</i>	80
III.1.4 – <i>Conclusion sur le patch élémentaire</i>	85
III.2 – CONCEPTION DU RÉSEAU LINÉAIRE SÉRIE À PATCHS ALTERNÉS	86
III.2.1 – <i>Géométrie du réseau</i>	88
III.2.2 – <i>Excitation des éléments</i>	88
III.2.3 – <i>Conception du réseau d’alimentation</i>	89
III.2.4 – <i>Simulation sous différences finies</i>	90
III.2.5 – <i>Réalisations</i>	92
III.2.6 – <i>Conclusion</i>	93
III.3 – CONCEPTION DU RÉSEAU LINÉAIRE SÉRIE À PATCHS NON ALTERNÉS	94
III.3.1 – <i>Géométrie du réseau</i>	94
III.3.2 – <i>Excitation des éléments</i>	95
III.3.3 – <i>Prise en compte des pertes linéïques</i>	96
III.3.4 – <i>Conception du réseau d’alimentation</i>	98
III.3.5 – <i>Insertion de l’excitation du circuit</i>	98
IV – RESEAU COMPLET 42 * 16	100
IV.1 – NÉCESSITÉ DE PONDÉRATION PLAN E	100
IV.2 – TRAVAUX D’OPTIMISATION DANS LE PLAN E	101
IV.2.1 – <i>Diagrammes de rayonnement</i>	101
IV.2.2 – <i>Adaptation</i>	103
V – DIMENSIONNEMENT D’UN ANNEAU HYBRIDE	104
V.1 – PRÉSENTATION DE L’ANNEAU HYBRIDE	104
V.2 – DISCONTINUITÉS À 37 GHz	107
V.3 – DIMENSIONNEMENT DE L’ANNEAU	109
V.4 – MESURE	112

V.5 – CONFIGURATION FINALE	115
VI – REALISATION ET MESURE DU RESEAU COMPLET.....	117
VII – ETUDE DU B.I.F.F. EN ANTENNE A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE DIELECTRIQUE .	119
VII.1 – CONFIGURATION DE L’ANTENNE.....	120
VII.2 – RÉSULTATS THÉORIQUES DE L’ANTENNE	123
<i>VII.2.1 – Configuration de l’étude</i>	<i>123</i>
<i>VII.2.2 – Impédance d’entrée.....</i>	<i>124</i>
<i>VII.2.3 – Gain.....</i>	<i>125</i>
<i>VII.2.4 – Diagrammes de rayonnement et écart entre voies</i>	<i>126</i>
<i>VII.2.5 – Etude électromagnétique.....</i>	<i>128</i>
VII.3 – BILAN.....	131
VII – CONCLUSION	132

CHAPITRE IV

CONCEPTION D'ANTENNES FORT GAIN ET LARGE BANDE POUR DES APPLICATIONS HAUT DEBIT

I – INTRODUCTION.....	137
II – LE PROJET EUROPEEN LOTTO.....	138
III – ANTENNE LENTILLE EXCITEE PAR UN RESEAU DE PATCHS 2*2	140
III.1 – CHOIX ET OPTIMISATION DE LA CONFIGURATION	141
III.2 – ETUDE DE L’ANTENNE IMPRIMÉE SOURCE	144
<i>III.2.1 – Caractéristiques du réseau 2 * 2.....</i>	<i>145</i>
<i>III.2.2 – Méthode d’alimentation du réseau.....</i>	<i>146</i>
<i>III.2.3 – Performances du réseau.....</i>	<i>148</i>
III.3 – L’ANTENNE LENTILLE	152
<i>III.3.1 – Description de la lentille diélectrique</i>	<i>152</i>
<i>III.3.2 – Performances électromagnétiques de la lentille</i>	<i>154</i>
III.4 – CONCLUSION.....	162
IV – ANTENNE LENTILLE EXCITEE PAR UNE ANTENNE A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE	163
IV.1 – CHOIX DE LA CONFIGURATION	164

IV.2 – ETUDE DE L’ANTENNE BIP SOURCE	170
IV.2.1 – Antenne BIP initiale.....	170
IV.2.2 – Antenne BIP dimensionnée pour la réalisation	172
IV.2.3 – Mesure de l’antenne BIP réalisée.....	179
IV.3 – ETUDE DE L’ASSOCIATION ANTENNE BIP – ANTENNE LENTILLE	188
IV.4 – CONCLUSION	194
IV.5 – DIMENSIONNEMENT D’UNE ANTENNE BIP EN BIPOLARISATION	195
V – CONCLUSION	198
CONCLUSION GENERALE	201
ANNEXES	207
ANNEXE 1 – les principales applications dans le domaine des ondes millimétriques	209
ANNEXE 2 – les matériaux hyperfréquences et leur caractérisation	211
ANNEXE 3 – les antennes imprimées.....	215
ANNEXE 4 – Le logiciel des différences finies dans le domaine temporel	221
ANNEXE 5 – Les lignes microrubans	227
ANNEXE 6 – Le logiciel MOMENTUM.....	233
ANNEXE 7 – Le réseau linéaire 1 * 21 du B.I.F.F.....	237
ANNEXE 8 – Caractéristiques des matériaux utilisés pour l’antenne BIP 15 dB	239
BIBLIOGRAPHIE	241

INTRODUCTION GENERALE

Le domaine des télécommunications connaît depuis plusieurs décennies une croissance sans précédent et des services de plus en plus variés (téléphonie mobile, services multimédia interactif...) se voient proposés par de nombreux systèmes (systèmes cellulaires, radiomessagerie, radiocommunication professionnelle, transfert de données sans fil, systèmes satellitaires) permettant ainsi au grand public d'accéder à ces nouvelles technologies (taux de pénétration en Europe de l'Ouest de 73.3 % pour les mobiles en Mars 2002 **[Int.1]** et de 31 % pour Internet en Décembre 2001 **[Int.2]**). Malgré la situation actuelle de ralentissement du secteur, cette expansion devrait continuer dans l'avenir (marché des équipements télécoms en relative baisse en 2002 **[Int.3]**, mais croissance de 10 % prévue pour 2002 pour l'ensemble des services télécoms mondiaux **[Int.4]**, marché des services télécoms à 200 billions d'euros actuellement annoncé à 320 billions d'euros pour fin 2006 **[Int.5]** et recettes globales des opérateurs en France en hausse de 10.6 % en 2001 **[Int.6]**) grâce à l'émergence de nouveaux produits (mobiles de troisième génération avec l'UMTS mais aussi Bluetooth, le WLAN, la Boucle Locale Radio) et le renouvellement des services existants (le GPRS étant la phase 2+ du GSM).

Cependant, l'abondance des offres proposées s'accompagne d'une saturation des réseaux de transmission de l'information. Une solution consiste à déployer de nouveaux et nombreux réseaux comme les fibres optiques, les câbles coaxiaux et les lignes de cuivre. Mais ces supports de transfert de l'information s'avèrent coûteux à l'installation.

Un autre moyen plus souple, plus rapide et économique est la propagation par faisceaux hertziens pour laquelle la transmission des informations se fait dans l'air. La présence de stations de base permet alors d'émettre ou de rediriger les signaux vers un grand nombre d'abonnés.

Malheureusement, ce type de transport de l'information a pour inconvénient de provoquer un encombrement du spectre fréquentiel : le nombre, le volume et l'interactivité grandissante des services (applications multimédia et Internet) obligent à utiliser des nombres et des bandes de fréquences utiles plus larges et donc à se positionner vers des plages de fréquences toujours plus élevées. En effet, les portées des liaisons doivent être les plus grandes possibles. Une importante quantité d'informations (parole, vidéo, images...) doit être rapidement transmise, nécessitant des débits de communications de plus en plus élevés (170

Kbits/s pour le GPRS, 2 Mbits/s pour l'UMTS, 11 Mbits/s pour le WLAN et plusieurs centaines de Mbits/s attendus à terme avec le LMDS) imposant un fonctionnement sur de larges plages de fréquences (quelques centaines de mégahertz à quelques gigahertz) et donc une montée en fréquence vers le **domaine millimétrique** (s'étendant de 30 GHz à 300 GHz). L'exploitation du domaine des hautes fréquences ainsi que de hauts débits de transmission contraignent les concepteurs à relever des défis technologiques liés à la miniaturisation des systèmes.

Dans le cadre d'un système de communications hertziennes, l'antenne est un élément incontournable pour assurer l'émission et la réception de l'information matérialisée par les ondes se propageant dans l'atmosphère. Aux fréquences millimétriques, ce type de liaison nécessite des **antennes fort gain** pour permettre des communications longue portée et de **larges bandes passantes** pour assurer le haut débit. Les exigences se portent également sur un faible coût en particulier lorsque l'on envisage des dispositifs grand public.

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire portent sur **la conception d'antennes fort gain dans le domaine millimétrique**. Ils ont été menés au sein de l'IRCOM (Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes) dans l'équipe "Creape", et plus particulièrement sur le site du CREAPE (Centre de Recherche en Electromagnétisme sur les Antennes à Pointage Electronique) de Limoges.

Un partenariat avec THALES Communications à Colombes a consisté à améliorer et développer un **réseau d'antennes imprimées fort gain** pour une application de type militaire (système anti-fratricide d'identification sur champ de bataille). Une étude de faisabilité du même système en **antenne à bande interdite photonique** est présentée.

Puis le projet européen LOTTO (Low Cost Millimeter Wave Transmitter/Receiver Module for Telecommunication Applications) nous a amené à étudier des dispositifs grande série, donc faible coût, pour des applications télécommunications utilisées dans des domaines professionnels et grand public. Les caractéristiques devaient comporter un **fort gain**, une **large bande passante** et la **bipolarisation** (double polarisation linéaire). Le choix s'est porté sur une **antenne lentille** illuminée par une antenne imprimée placée au foyer de la lentille.

Une **antenne à bande interdite photonique** a par la suite été mise au point à 42 GHz puis à son tour positionnée au foyer.

Le premier chapitre de ce mémoire est une **présentation générale de l'étude**. Après un rappel des données de la bande de fréquences millimétriques, il met brièvement en avant l'importance d'une connaissance précise des caractéristiques des matériaux choisis pour une conception dans le domaine millimétrique. Puis un comparatif des différents systèmes fort gain est mené en montrant les avantages et les inconvénients des paraboles, des réseaux d'antennes imprimées, des antennes lentilles et des antennes BIP en fonction des contraintes proposées.

Le second chapitre est consacré à la description des **moyens d'études théoriques et expérimentaux** utilisés pour la modélisation des antennes précitées. Tout d'abord est présenté un outil numérique développé dans notre équipe et basé sur la résolution des équations de Maxwell dans le domaine temporel par la méthode des différences finies. Il permet de modéliser les antennes BIP et les antennes plaques. Ensuite sont montrés des outils numériques basés sur l'Optique Géométrique et la théorie des ouvertures rayonnantes menant à la modélisation des antennes lentilles. Des outils complémentaires propres à chaque type d'antennes ont également été nécessaires. Le chapitre se termine par la description des bases de mesures.

Le troisième chapitre est dédié à la présentation de la conception d'une **nouvelle architecture de l'antenne de l'interrogateur BIFF** (Battlefield Identification for Friend and Foe) reposant sur un **réseau d'antennes imprimées** autour de 37 GHz. Le cahier des charges, fourni par THALES Communications de Colombes, impose des spécifications strictes en terme de gain, de forme de diagramme de rayonnement et d'encombrement. Une étude de faisabilité de cette même antenne dans une **version antenne à bande interdite photonique planaire diélectrique** poursuit ce chapitre.

Dans le quatrième chapitre sont présentées les solutions apportées à 42 GHz au projet européen LOTTO et répondant à un fort gain, une large bande passante et la bipolarisation. Les dispositifs retenus associant une **antenne lentille** et un réseau d'antennes plaques ainsi que cette même lentille avec une **antenne à bande interdite photonique** tout diélectrique

sont expliqués. Ce double choix d'antennes a pour objectif de fournir au système les avantages de chacune d'elles (le fort gain grâce à la lentille, la largeur de bande pour l'antenne BIP). Les quelques limites apparues, principalement dues aux difficultés de tenir de grandes précisions lors des réalisations, sont exposées.

Ce mémoire se termine par une conclusion sur les travaux présentés et par les perspectives ouvertes par ceux-ci.

CHAPITRE I

PRESENTATION DE L'ETUDE

* * * * *

- ❑ CONTEXTE DE L'ETUDE
- ❑ LA BANDE MILLIMETRIQUE
- ❑ LES SUBSTRATS DIELECTRIQUES
- ❑ LES PARABOLES
- ❑ LES ANTENNES LENTILLES
- ❑ LES RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES
- ❑ LES ANTENNES BIP
- ❑ BILAN COMPARATIF

I – CONTEXTE DE L'ETUDE

Le développement des communications et la quantité des offres proposées ont amené à diversifier les types de supports de l'information. La propagation par faisceaux hertziens offre des avantages incontestables avec notamment des économies à l'installation (seules des stations de base à positionner sur les toits des immeubles). Tous les secteurs (privé, public, militaire) l'utilisent soit comme moyen de communication intégral soit plutôt en complément des autres types de support (le gros du transport se faisant par fibre optique entre Internet et les commutateurs, véritables nœuds du réseau).

Les applications en particulier Internet demandent une rapidité, une souplesse et une interactivité toujours plus grande (les contenus multimédia occupent beaucoup d'espace mémoire et demandent des transmissions en temps réel exigeant des débits importants, les vidéos sont gourmandes en bande passante, les visioconférences requièrent une combinaison de tout cela...). Seule l'utilisation de fréquences encore vierges et élevées à l'intérieur de la **bande millimétrique** permet d'envisager avec optimisme ce challenge. Cette montée en fréquence qui continue de s'opérer à l'intérieur même de cette gamme (passage vers les 40 GHz mais aussi 60 GHz pour certaines applications) comporte donc des avantages mais aussi des inconvénients.

Les antennes faisant partie intégrante des systèmes de communications doivent ainsi, à cause de ces applications liées aux nouvelles technologies, posséder de **larges bandes passantes** (pour assurer le haut débit) et des **gains élevés** pour permettre des communications longues portées. Par conséquent, plus le gain est grand, moins le générateur doit fournir de puissance à l'entrée du dispositif.

Pour atteindre de tels objectifs, plusieurs types d'antennes se dégagent : les paraboles, les réseaux d'antennes imprimées, les lentilles et les antennes à bande interdite photonique. En fonction de la propriété de l'antenne que l'on souhaite privilégier (fort gain, large bande, aspect économique pour une commercialisation grand public...), le choix se portera sur un type d'antenne naturellement approprié qu'il conviendra alors d'adapter et de dimensionner.

Après avoir décrit la bande de fréquence millimétrique et les matériaux utilisables, nous nous proposons de présenter ces différents types d'antennes et de faire un **comparatif**

des avantages et des inconvénients de chacune d'entre elles en fonction des contraintes posées.

II – LA BANDE MILLIMETRIQUE

La bande millimétrique (aussi appelée *Extremely High Frequency*) s'étend de **30 à 300 GHz**, ce qui correspond à des longueurs d'onde de 1 cm à 1 mm en espace libre (**figure I.1**). Elle est très utilisée depuis quelques années en raison de l'encombrement du domaine des radiofréquences et hyperfréquences.

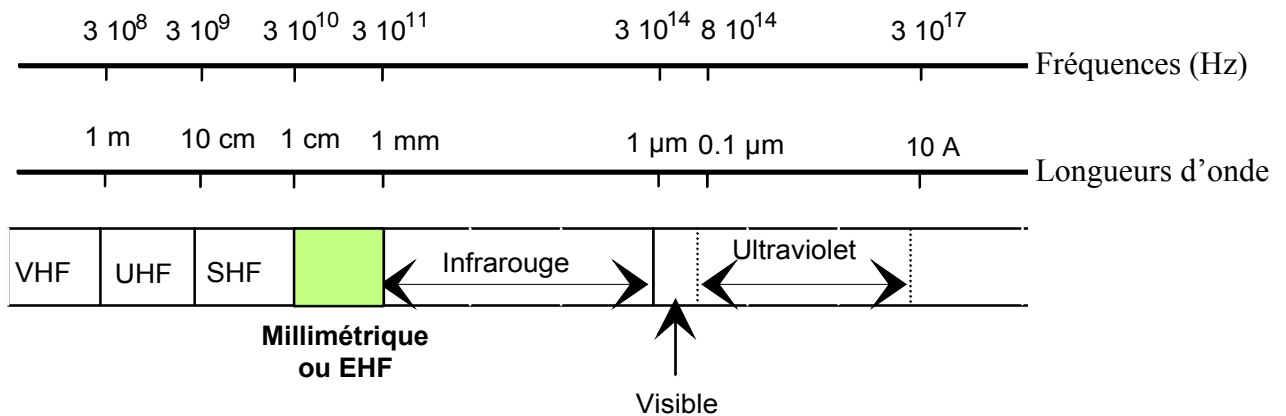


Figure I.1 : *Spectre fréquentiel*

De plus, elle offre les **avantages** et les opportunités suivants [I.1] [I.2]:

- La réduction des longueurs d'onde implique une diminution de la taille et du poids des composants particulièrement recherchée pour des applications aéroportées (missiles, avions, satellites...). De plus, elle permet de conformer des faisceaux étroits à gain élevé autorisant par exemple une précision accrue dans la recherche, l'identification et la poursuite de cibles ainsi qu'une haute résolution angulaire.

- Les largeurs de bande importantes peuvent supporter les communications et les transmissions de données à haut débit (>> 1 Mbit/s) et de très hautes résolutions radars.

- Les fréquences millimétriques sont situées en dehors de la bande de fréquence des brouilleurs classiques.

- Les caractéristiques de propagation dont les pertes et les atténuations atmosphériques (en temps clair ou dans les aérosols, les atmosphères poussiéreuses ou enfumées) sont relativement faibles comparées à celles des fréquences optiques ou infrarouges. De telles propriétés sont favorables aux transmissions de données dans les conditions "polluées" des champs de bataille.

Toutefois, il convient aussi d'énumérer les principaux **inconvénients** propres aux caractéristiques de la bande millimétrique [I.1] [I.2]:

- La réduction des longueurs d'onde nécessite une précision technologique accrue augmentant les coûts de fabrication.

- L'interaction avec l'environnement réduit la portée des communications qui devient difficile à 50 km et impossible à 100 km.

- La technologie millimétrique pose des problèmes pour émettre de très fortes puissances essentiellement liés à la dissipation thermique.

Les **applications** dans le domaine millimétrique, rendues possibles par une technologie à présent maîtrisée, sont très nombreuses tant dans le domaine civil que militaire (**annexe 1** et [I.3]). Ce domaine a surtout été exploité dans le cadre des systèmes de télécommunications, pour des applications militaires, des systèmes de télémesures et des services télévision et Internet multimédia. En effet, dans la bande 35-50 GHz, on obtient des performances de liaison intéressantes à des fréquences moins sensibles aux brouilleurs. On peut citer :

- Le système anti-fratricide d'identification sur champ de bataille fonctionnant autour de 38 GHz qui concernera notre étude dans le chapitre III [I.4].

- Les radars anti-collision, aussi nommés Services d'Aide à la Conduite Automobile, dont les missions sont de mesurer la distance et la vitesse d'approche de l'obstacle afin de prévenir le conducteur et de gérer les dispositifs de freinage et de sécurité (type Airbag) [I.5]. Les bandes de fréquence allouées sont situées vers 77 GHz en Europe et autour de 24 GHz aux Etats-Unis [I.6].

- Le système Sky Station, service de télécommunications multimédia fonctionnant autour de 47 GHz, basé sur des plates-formes stratosphériques inhabitées en orbite au-dessus d'une zone très urbanisée, devait favoriser l'utilisation de systèmes de communications sans fil à haut débit sur de larges bandes de fréquence (Internet, la vidéoconférence, la téléphonie à longue distance...) [I.7]. Ce système est en cours d'abandon.

- La Boucle Locale Radio (ou Wireless Local Loop) qui regroupe l'ensemble des réseaux locaux sans fil et permet de délivrer tout type de services (voix, données, images) se destinant donc à concurrencer le réseau filaire. Les bandes allouées se situent vers 3.5 GHz pour la téléphonie puis vers 26 et 40 GHz pour l'audiovisuel et Internet haut débit. Le débit maximum est de plusieurs Mbps [I.8] mais il varie en fonction de la fréquence.

Le principe est le suivant : une station de base radio joue le rôle d'émetteur-récepteur et permet de relier immeubles ou maisons équipés d'une simple antenne dans un rayon de 3 km à 40 GHz (**figure I.2**). Une borne et quelques antennes suffisent donc à constituer l'architecture de ces réseaux formant une boucle locale radio. De ce fait, les avantages en sont des coûts de mise en service réduits et progressifs, en particulier pour l'abonné, permettant aux régions isolées ou pays émergents de rattraper leur retard et des débits importants.

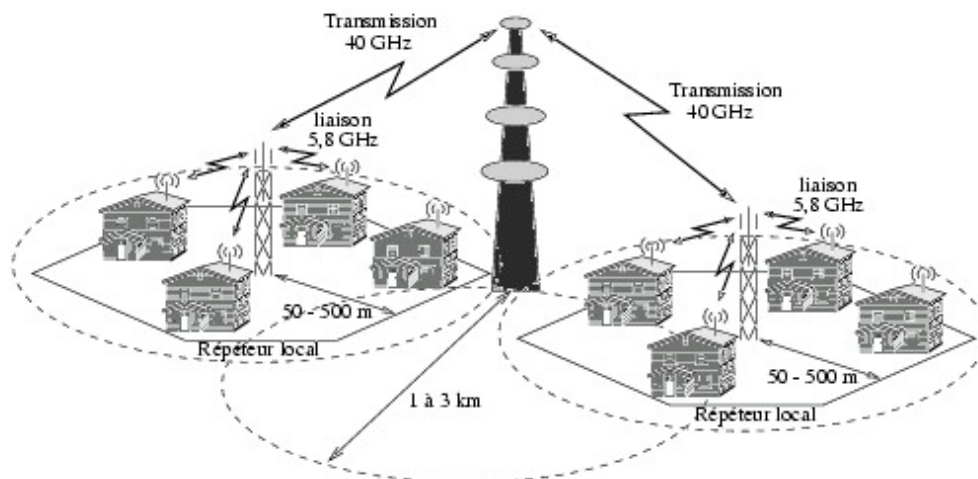


Figure I.2 : La Boucle Locale Radio

La boucle locale radio emploie les technologies point-multipoint (PMP) bande étroite (à 3.5 GHz pour la téléphonie), points-multipoints large bande plus haut en fréquence

(notamment 26 GHz pour les professionnels) et un système point-multipoint à 28 ou 40 GHz (Internet haut débit et audiovisuel interactif) : le LMDS.

- Le L.M.D.S. (Local Multipoint Distribution System) [I.9], fonctionne dans la bande 27.5 - 29.5 GHz (disponible aux USA) et 40.5 - 42.5 GHz (en Europe) et utilise les faisceaux hertziens de proximité (< 5 km) entre quelques stations de base et une multitude d'abonnés (**figure I.3**). Les services offerts concernent le multimédia, avec l'accès rapide à Internet et la réception de programmes de télévision numérique (**figure I.3**) dans les zones peu peuplées.

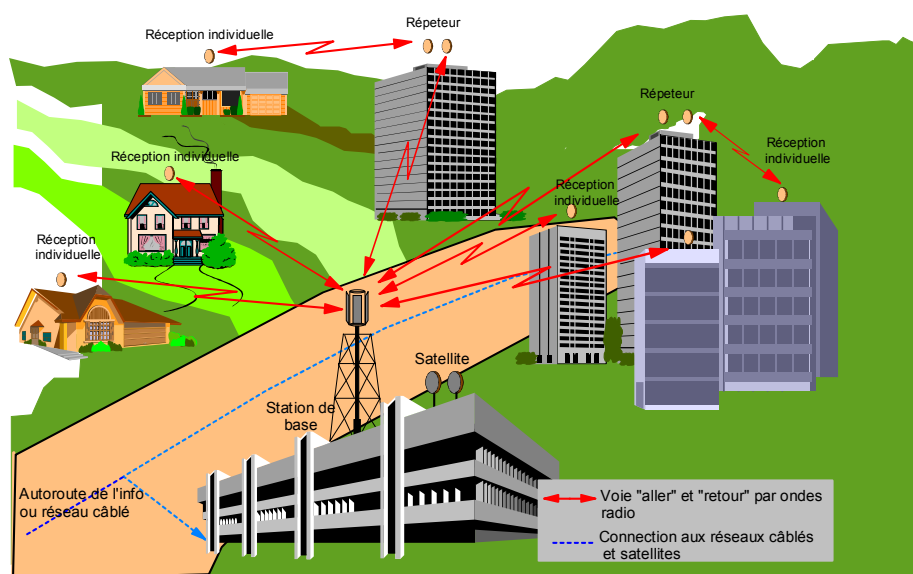


Figure I.3 : Principe du L.M.D.S.

- Les SATCOMS, systèmes de télécommunications utilisant les satellites géostationnaires ou en orbites basses comme intermédiaires et destinés à assurer, dans la zone de couverture, des services dans la bande 20 - 40 GHz. Ils correspondent à des réseaux de satellites multimédia large bande équivalent à des constellations de satellites basse altitude (LEO Low Earth Orbit satellite) associés ou non à des satellites géostationnaires (projets Iridium et Teledesic pour une disponibilité des services en n'importe quel point de la planète [I.10]).

- Les réseaux locaux indoor WLAN (Wireless Local Area Network) et communications outdoor entre objets mobiles à 60 GHz : l'exploration de bandes de fréquences vierges élevées à 60 GHz permet de disposer d'une bande passante très large et d'espérer atteindre de très hauts débits alors que la forte atténuation des ondes dans

l'atmosphère à 60 GHz facilite la réutilisation des fréquences et assure une grande discrétion des communications.

Les substrats diélectriques vont maintenant être brièvement présentés. Il convient en effet d'en avoir une bonne connaissance pour choisir les matériaux qui permettront d'obtenir de bonnes performances d'antennes lors de la conception de celles-ci.

III – LES SUBSTRATS DIELECTRIQUES

Outre son rôle de support mécanique de la structure, un substrat diélectrique influe directement sur les performances de l'antenne. En effet, un substrat à faibles pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 2.10^{-3}$) est nécessaire pour obtenir un bon rendement de l'aérien ; un diélectrique à faible permittivité ($\epsilon_r \leq 2,5$) favorise le rayonnement de la structure tout en diminuant les pertes par onde de surface pour une épaisseur donnée. Il intervient dans la détermination des caractéristiques électriques de la ligne microruban, des circuits ou des antennes.

Le matériau est caractérisé par sa permittivité relative ϵ_r , sa hauteur h et son facteur de pertes $\tan \delta$, et doit répondre à certaines exigences, en particulier :

- la conservation de la forme originelle,
- la stabilité en température (pour soudure) et aux conditions atmosphériques,
- l'uniformité de la permittivité relative et de la hauteur (sur de grandes plaques),
- de faibles pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 3.10^{-3}$) pour une meilleure efficacité,
- une résistance aux produits chimiques (pour les phases de photolithographie),
- une faible rugosité,
- une facilité d'usinage.

Un grand nombre de substrats diélectriques est disponible pour les différentes applications dans le domaine des hyperfréquences (détail de ces matériaux **annexe 2**). Pour résumer, donnons les principales catégories utilisées pour les structures imprimées :

- Les matériaux ferromagnétiques
- Les matériaux céramiques
- Les matériaux semi-conducteurs
- Les matériaux synthétiques
- Les verres Téflon METCLAD
- Les matériaux TMM
- Les matériaux composites
- Les mousses ROHACELL

Lors de nos réalisations, le choix des matériaux se fera en fonction de la permittivité et des pertes (tangente et pertes linéiques) pour les réseaux. La rigidité et la facilité d'usinage seront grandement prises en compte pour les antennes BIP. Une attention particulière sera toujours portée au coût et à la stabilité mécanique et la stabilité en température (applications destinées à être placées en extérieur).

Les caractéristiques des substrats précités sont issues des catalogues des fabricants dont les valeurs sont généralement fournies à 10 GHz. Il convient donc, pour des applications 40 GHz, soit d'extrapoler ces valeurs de manière très approximative soit de caractériser les matériaux pour une connaissance précise.

Il existe différentes méthodes de caractérisation des propriétés électromagnétiques des matériaux [I.11], chacune présentant avantages et inconvénients en fonction de la précision demandée, la bande de fréquence d'étude, la possibilité ou non d'usiner l'échantillon...

Parmi les méthodes applicables aux antennes conçues dans ce mémoire, la méthode des lignes de transmission et la méthode de l'anneau résonnant servent à caractériser les substrats utilisés lors de la conception de réseaux d'antennes imprimées (la connaissance précise de ϵ_r détermine la valeur de l'impédance caractéristique des lignes et la connaissance de $\tan \delta$ quantifie l'atténuation du signal dans le circuit de distribution et les pertes qui en résultent) alors qu'un banc focalisé en espace libre permet une meilleure connaissance des matériaux destinés à la conception d'antennes BIP (**annexe 2**).

Ainsi la connaissance précise des caractéristiques des matériaux à 40 GHz permet une meilleure évaluation des pertes et un dimensionnement des structures antennes plus précis. De ce fait, on espère s'approcher davantage de la réalité et des futures réalisations en anticipant la valeur du gain réel, des couplages, des atténuations...

La suite de ce chapitre est une présentation des divers types d'antennes appropriées pour générer dans le domaine millimétrique du grand gain et de larges bandes passantes, à l'issue de laquelle un bilan comparatif des avantages et des inconvénients de chaque solution sera dressé.

IV – LES PARABOLES

IV.1 – Principe de fonctionnement des paraboloïdes

Les paraboles sont des antennes à projecteurs d'onde assimilables à des ouvertures rayonnantes de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde [I.12] [I.13] [I.14] [I.15] [I.16]. Leur rôle est de transformer une onde sphérique en onde plane : la source est placée au point focal (foyer) du système à lentilles ou à réflecteurs (**figure I.4**). Elle produit une onde sphérique que le projecteur d'onde transforme en onde plane sur une section de dimension finie. En vertu de la théorie de la diffraction des ouvertures rayonnantes, cette onde plane se transforme peu à peu en onde sphérique. Le rayonnement obtenu forme un faisceau très directif. Un grand gain et de faibles lobes secondaires sont également constatés.

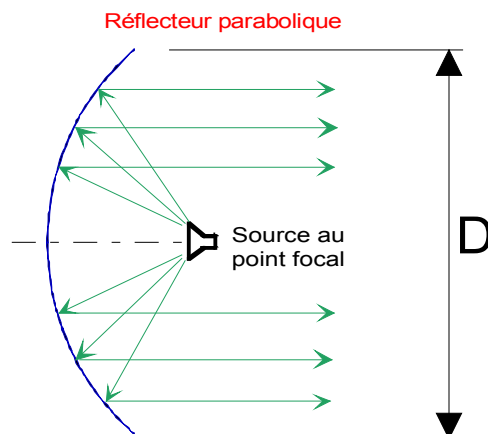


Figure I.4 : *Principe des réflecteurs paraboloïdes*

Le système rayonnant le plus simple et le plus répandu est constitué par un seul réflecteur éclairé par une antenne source ([I.12] [I.13] [I.14] [I.15] [I.16]). Sa surface réfléchissante est un paraboloïde à symétrie de révolution. Différentes antennes peuvent constituer la source primaire mais, dans la grande majorité des cas, ce sont les cornets qui jouent ce rôle.

IV.2 – Avantages

Le principal avantage des paraboles [I.12] [I.13] [I.14] est leur **gain très élevé** (supérieur à 30 dB sans souci, 40 à 50 dB régulièrement atteints) permettant ainsi des communications longue portée. Des **faisceaux très fins** sont aussi obtenus (angle d'ouverture à -3 dB inférieur à 1°). Ces deux points en font des antennes très utilisées dans le domaine des télécommunications terrestres par faisceaux hertziens (paraboloïdes de plusieurs mètres de diamètre).

Le domaine des communications grandes distances et les applications radar haute résolution nécessitent, en plus des caractéristiques de fort gain et de faisceaux étroits, d'avoir des diagrammes comportant de faibles lobes secondaires, ce qui est le cas avec ce type d'antennes. Un bon découplage de polarisation et une large bande passante sont également souhaités et obtenus.

D'autres atouts des paraboloïdes simples sont leur **simplicité**, leur légèreté et le fait que ce sont des montages largement connus (**matures**), ce qui explique leur large utilisation dans des secteurs grand public. Leur **coût** de fabrication est de plus **limité**.

IV.3 – Inconvénients

Ce dispositif a des inconvénients liés, en particulier, à la forme du diagramme de rayonnement de la source primaire et à la géométrie de la parabole [I.12] [I.13].

Plusieurs types de **pertes** nuisent au rendement de l'antenne. Tout d'abord les pertes par débordement ou **spillover** correspondant à une énergie qui n'est pas interceptée par le réflecteur et qui n'est pas utilisée pour former le diagramme du paraboloïde (part du

rayonnement de la source situé au-delà de la direction ϕ_0 dans la zone hachurée sur la **figure I.5**). Cette illumination non parfaite de la parabole par la source primaire induit une diminution du gain de l'antenne (par l'intermédiaire du facteur de gain) et la création d'un lobe secondaire de révolution pouvant amener à des brouillages dans certains cas.

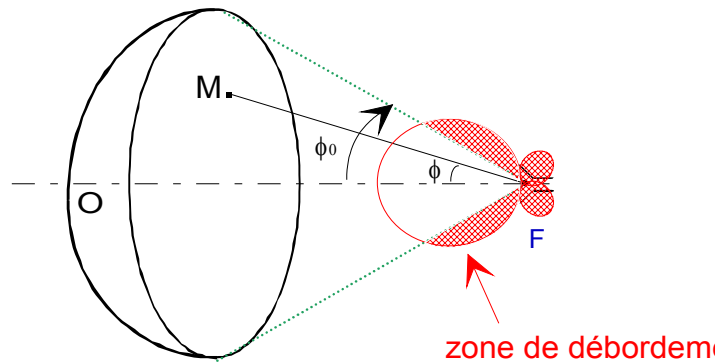


Figure I.5 : Pertes par débordement (spillover)

L'antenne parabolique n'est par ailleurs pas illuminée de la même manière au centre et sur les bords du fait de la non uniformité du diagramme primaire présentant un maximum d'énergie au centre. Ces **pertes par apodisation** traduisent donc un écart de champ moyen et il convient donc de réduire ce niveau aux extrémités, de s'approcher du niveau d'illumination du centre sous peine de diminution du facteur de gain de la source.

On peut également noter des pertes dues à des erreurs de phase (erreurs d'usinage du réflecteur, défocalisation lorsque le centre de phase de la source primaire n'est plus ponctuel...) provoquent une perte de gain, un élargissement du lobe principal et une remontée des lobes secondaires.

On peut enfin citer le mauvais rapport signal sur bruit des paraboloïdes simple, empêchant son utilisation pour les télécommunications spatiales.

La prise en compte de ces dégradations de performances a conduit à modifier le montage initial simple réflecteur. Ces améliorations sont constatées sur des configurations plus compliquées comportant plusieurs réflecteurs. C'est le cas des antennes Cassegrain [I.12] [I.13] [I.15] constituées de deux réflecteurs qui offrent des améliorations importantes

en termes d'illumination, de débordement, de gain global (gain très élevé de l'ordre de 60 dB), de lobes secondaires très bas et de faisceaux très fins (en minutes d'angle) malgré le léger effet de masque du miroir auxiliaire. D'où l'emploi très fréquent de ce montage en télécommunications spatiales et en radioastronomie.

Les paraboloïdes à alimentation décalée [I.12] [I.13] [I.15] sont quant à eux utilisés pour réduire les lobes secondaires et les effets d'ombre de la source. Ils offrent la possibilité de remplacer la source primaire par un réseau permettant ainsi de réaliser des antennes multisources autour du foyer et donc multifaisceaux (et par conséquent possibilité de conformer des diagrammes).

V – LES ANTENNES LENTILLES

De la même manière que les paraboloïdes, les antennes lentilles sont des projecteurs d'ondes transformant une onde sphérique en onde plane [I.12] [I.13] [I.14] [I.15] [I.16] [I.17] [I.18]. D'ailleurs, un certain nombre de similitudes existent entre des deux types d'antennes capables de rayonner l'énergie d'une source primaire dans une direction donnée.

V.1 – Principe de fonctionnement des lentilles

Le **principe** des antennes lentilles est basé sur le principe de collimation lorsque l'on se trouve en mode d'émission. En micro-ondes comme en optique, une lentille a pour rôle de modifier la phase et la direction du rayonnement émis par une source primaire [I.14] [I.17] : d'une source ponctuelle placée au foyer de la lentille, on génère une onde sphérique puis une onde plane après passage au travers de la lentille assimilée à une ouverture rayonnante (**figure I.6**).

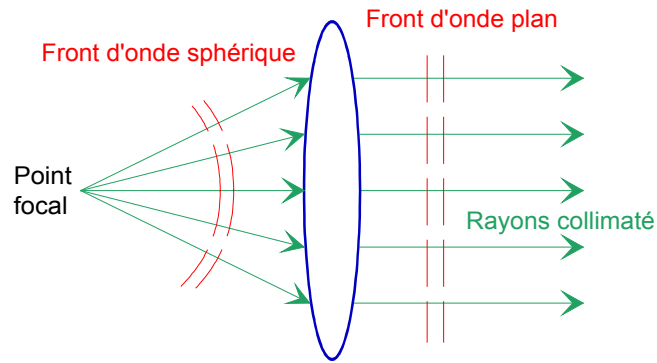


Figure I.6 : *Principe des lentilles*

L'amplitude et la modification de phase attendues seront réalisées par le choix de la forme des surfaces d'entrée et de sortie et par la permittivité du matériau employé. Ceci amène à définir plusieurs familles de lentilles en fonction d'un retard de phase recherché, en particulier au centre (lentilles à indice de réfraction $n > 1$ amenant donc à une épaisseur plus grande au centre que sur les bords) ou une avance de phase ($n < 1$ dans ce cas d'où une épaisseur plus grande en périphérie). La forme finale des lentilles dépend alors du choix de forme pour les surfaces (une des deux équiphase et plane ou les deux de forme courbe **figure I.7**) et des caractéristiques recherchées (diagramme de rayonnement particulier : apodisation faible, bas niveau de lobes secondaires...détaillées plus loin).

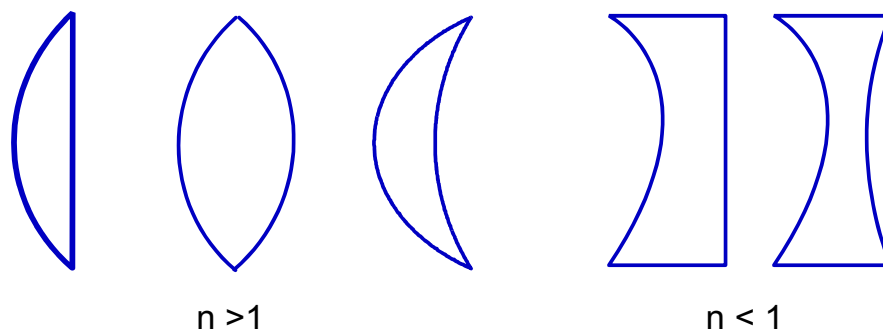


Figure I.7 : *Exemples de géométries de lentilles*

Ceci conduit à définir des classes de lentilles en fonction de leur indice [I.14] [I.17] : pour $n > 1$, les lentilles sont faites de diélectriques naturels (une ou les deux surfaces convexes **figure I.7**, de permittivités relatives allant de 2 pour le téflon à 2.6 pour le plexiglass) ou artificiels, ces derniers étant constitués par un empilement de feuilles planes ou

diélectrique naturel sur lesquelles sont disposés des obstacles métalliques régulièrement répartis [I.12].

Dans le cas $0 < n < 1$ pour des vitesses de phase supérieures à la vitesses dans l'air, on utilise des configurations de lentilles ayant une ou les deux surfaces concaves (**figure I.7**). Ce cas peut aussi être obtenu à l'aide d'un assemblage de plaques métalliques ou de guides d'onde rectangulaires dont le but est d'obliger la propagation de l'énergie à se faire dans une direction parallèle à l'axe de la lentille ("lentilles contraintes" dont les applications sont des développements embarqués sur satellites [I.17]). On peut aussi citer les lentilles à indice variable que sont les lentilles de Luneberg dont l'indice varie en fonction de la distance radiale [I.17] (applications aux larges balayages en millimétrique).

La classification des lentilles peut aussi se faire selon la géométrie de leur ouverture (lentille cylindrique ou sphérique à ouverture circulaire qui nous intéressera précisément) et le nombre de sources les alimentant.

Les lentilles peuvent être comparées, au moins d'un point de vue optique, aux réflecteurs à deux miroirs. En effet, la surface de la lentille se situant la plus près de la source primaire est équivalente au réflecteur auxiliaire contrôlant la distribution en amplitude à travers l'ouverture alors que la seconde surface est équivalente au réflecteur principal corrigeant surtout la phase. Cette analogie permet de reprendre la même méthode pour déterminer le rayonnement global de la lentille en considérant donc cette dernière comme une ouverture circulaire équiphase.

Connaissant la configuration de lentille, on calcule les équations des surfaces d'entrée et de sortie et, par des méthodes précédentes liées à l'optique géométrique, on évalue la loi d'éclairement sur l'ouverture [I.17] [I.18]. Il apparaît alors que les caractéristiques de distribution en amplitude et phase correspondent au produit du diagramme de rayonnement de la source par une fonction de transfert spécifique à la lentille et qu'elles dépendent d'un certain nombre de facteurs dont l'indice n .

Pour une lentille à surface d'entrée sphérique, on se rend alors compte, au travers de l'évolution de la fonction de transfert en puissance $R(\theta)$ (**figure I.8**), de l'influence de la

forme et de l'indice de réfraction de la lentille sur la distribution en champ sur l'ouverture rayonnante.

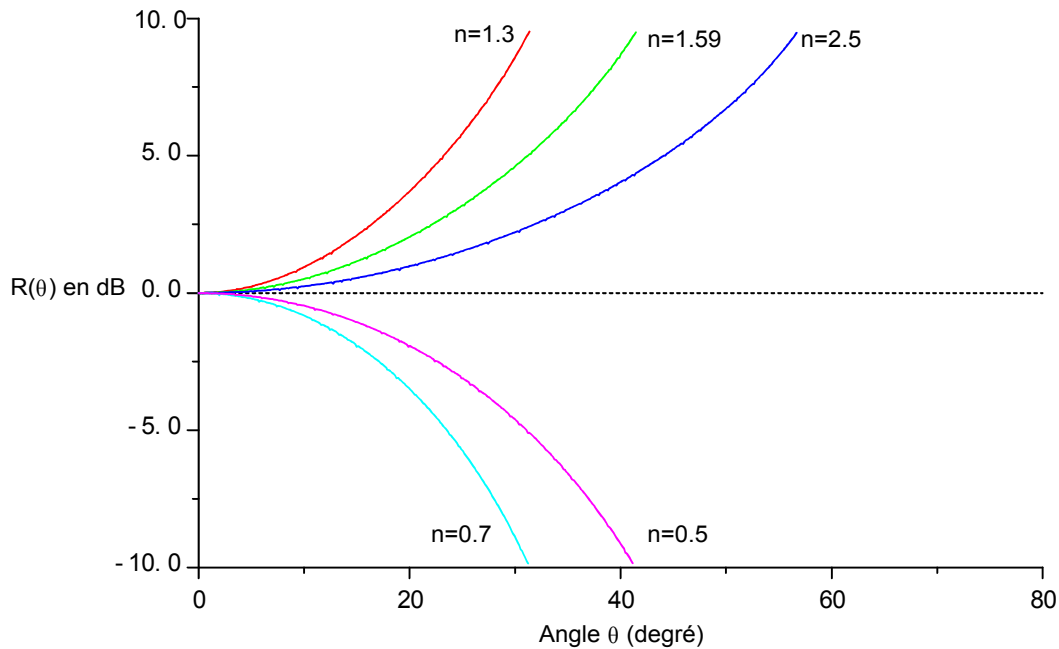


Figure I.8 : Influence de l'indice de réfraction sur la loi d'éclairement

Pour $n > 1$, la déviation de l'énergie par la lentille a pour effet de s'opposer à l'apodisation engendrée par l'illumination de la source. La distribution en amplitude sur l'ouverture a tendance à se rapprocher de la distribution uniforme. D'après la théorie des ouvertures rayonnantes, les diagrammes de rayonnement de telles lentilles ont des gains optimaux, des ouvertures du lobe central à mi-puissance étroites et des lobes secondaires élevés. Dans le cas $n < 1$ des lentilles contraintes, l'apodisation sur l'ouverture rayonnante est plus importante car l'effet de la lentille s'ajoute à l'effet de la source. Les diagrammes de rayonnement ont donc un gain plus faible, des ouvertures à mi-puissance plus importantes et des lobes secondaires plus bas. On s'orientera donc plutôt vers le premier cas de gains élevés.

Par la même méthode, on peut comparer la distribution d'amplitude sur l'ouverture d'un réflecteur parabolique simple et d'une lentille à surface de sortie plane pour l'indice de réfraction n fixé (**figure I.9**):

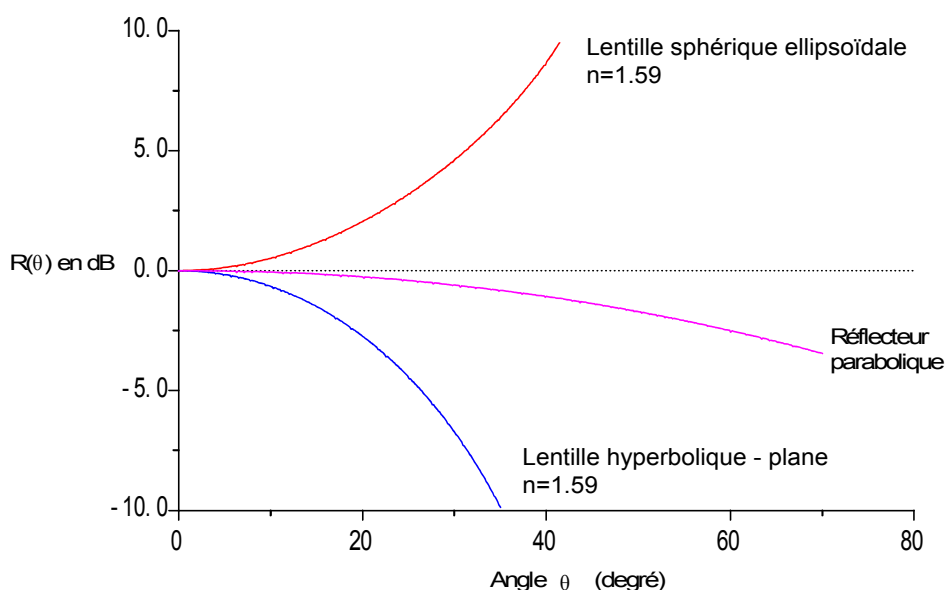


Figure I.9 : Influence de la forme des lentilles sur la loi d'éclairement

Dans le cas du paraboloïde, la surface principale est celle du réflecteur lui-même. Par rapport aux lentilles, l'effet de la parabole sur la loi est moindre mais doit quand même être pris en compte. La surface principale de la lentille (plane en sortie) correspond à la surface d'entrée présentant une forme hyperbolique. Si l'on considère des sources et des matériaux diélectriques identiques, l'antenne lentille plane en entrée doit permettre de diminuer les lobes secondaires du diagramme de rayonnement au détriment de l'optimisation du gain par rapport à la lentille sphérique en entrée.

Il en ressort donc que les lentilles peuvent présenter des performances très intéressantes pour les antennes dans le domaine millimétrique, même si des choix appropriés de configuration de lentilles et de matériaux devront être faits pour y parvenir.

V.2 – Avantages

Les paraboloïdes et les antennes lentilles sont utilisés dans le domaine millimétrique pour les mêmes types applications pour leurs performances en terme de **fort gain** (supérieur à 30 dB), de **largeur de bande**, de **faibles lobes secondaires**, d'efficacité et de polarisation

croisée. Malgré ces similitudes, la comparaison de ces deux projecteurs d'ondes montre un certain nombre de points avantageux en faveur des lentilles [I.1] [I.14] [I.16] [I.17].

En effet, on note tout d'abord [I.16] [I.17] l'élimination de la zone d'ombre engendrée par la source : les lentilles travaillant, contrairement aux réflecteurs, en transmission, la source n'est donc pas placée devant l'ouverture rayonnante. Les problèmes d'ombre, de diffraction et de rayonnement arrière de la source sont éliminés par rapport à une antenne parabolique simple. Ces phénomènes entraînent une baisse de l'efficacité de l'antenne que l'on résume par le terme de "pertes par blocage". Ceci rend possible l'utilisation de sources de dimensions plus grandes sans conséquence néfaste.

La **flexibilité du dessin** est un atout important [I.17]. Les lentilles offrent par rapport aux réflecteurs la possibilité de jouer sur la géométrie des deux surfaces et sur le choix de l'indice de réfraction pour adapter l'architecture de la lentille à une application donnée.

Les tolérances mécaniques sont bien moins critiques avec les lentilles [I.14] du fait de leur indice de réfraction faible puisque l'irrégularité des surfaces a une incidence moindre sur les performances de rayonnement obtenues. Les tolérances mécaniques de la lentille sont moins contraignantes, facilitant leur construction et diminuant ainsi les coûts de fabrication. La simplicité et le faible coût sont par ailleurs accrus grâce aux moyens actuels d'usinage assisté par ordinateur.

La rigidité mécanique de la structure est également améliorée car, du fait que l'on peut placer la lentille et les sources dans un boîtier solidarissant l'ensemble, le système global est moins sensible aux perturbations. Le boîtier sert de blindage protecteur et la lentille peut être utilisée comme radôme.

La furtivité des lentilles diélectriques est un aspect intéressant grâce aux matériaux diélectriques transparents dans les bandes de fréquences généralement utilisées pour les radars [I.17]. Les lentilles diélectriques peuvent remplacer avantageusement les réflecteurs métalliques qui ont une signature radar importante.

On peut enfin parler des qualités des performances de l'antenne avec des sources défocalisées [I.12] [I.17] car certaines formes de lentilles autorisent le déplacement de la

source par rapport au foyer idéal sans dégradation excessive des caractéristiques de rayonnement des faisceaux désaxés.

V.3 – Inconvénients

Les lentilles comportent cependant des inconvénients limités dans le cas des réflecteurs. Les raisons pouvant jouer en défaveur des lentilles [I.14] [I.16] [I.17] sont les **pertes** par réflexions sur ses interfaces, les pertes par débordement accrues et la simplicité de la configuration des antennes à parabole unique (plus faciles à concevoir car elles comportent une seule surface à dimensionner donc les lois de l'optique sont plus faciles à appliquer que sur un système à plusieurs interfaces tel que les lentilles).

De plus, les lentilles permettent d'atteindre des gains un peu moins élevés (de 1 à 2 dB) [I.14]. Dans certains cas, le poids et l'encombrement, même s'ils se réduisent grandement en travaillant aux hautes fréquences, peuvent s'avérer supérieurs [I.14] [I.17] car la distance focale est plus grande par rapport à celle d'une parabole de même ouverture. Ceci induit, pour un système à lentille, une augmentation des pertes par débordement par rapport à une antenne parabolique illuminée par la même source (l'angle d'illumination θ_m étant plus faible, il faut utiliser des sources plus directives).

Les pertes sont donc des effets pénalisants sur le gain par rapport aux paraboles du fait d'une interface supplémentaire. Il y a tout d'abord les **pertes par débordement** (pertes par spillover) correspondant à l'énergie rayonnée par la source qui n'est pas interceptée par la lentille ou la parabole (**figure I.10**).

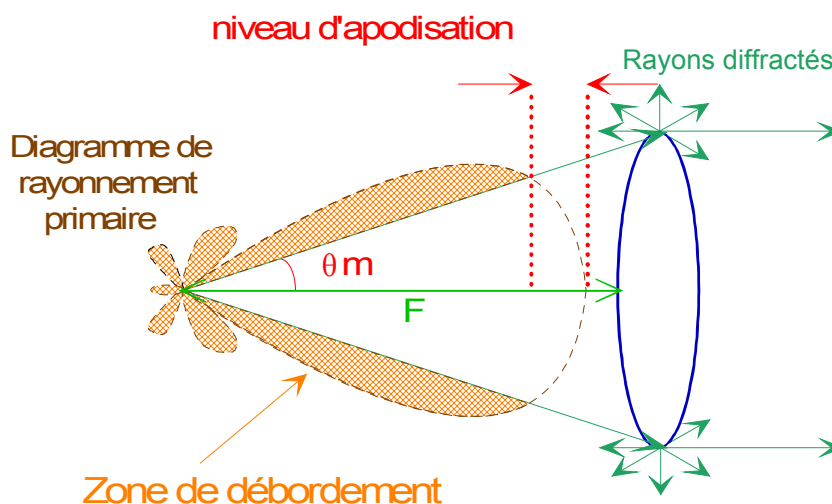


Figure I.10 : *Pertes par spillover*

De la même manière que pour les paraboles, les **pertes par apodisation** sont responsables d'une perte de gain global par diminution du facteur de gain de la source et doivent donc être minimisées [I.17].

Les réflexions sur les interfaces de la lentille sont également à prendre en compte [I.17]: ces **réflexions multiples** pouvant induire des couplages entre la source et la lentille sont responsables d'une baisse de rendement de l'antenne mais aussi d'une désadaptation de la source et d'une remontée des lobes secondaires. L'apparition d'interférences entre l'onde directe et les ondes plusieurs fois réfléchies peut entraîner une détérioration du diagramme de rayonnement, en particulier sur le niveau des lobes diffus. Il est donc important de tenir compte de ces multi-réflexions dans l'évaluation des performances de l'antenne (tout du moins les premières réflexions [I.19]).

Ceci amène à quantifier les pertes par transmission en plus des pertes diélectriques [I.17] (en générale évaluée en dixièmes de dB par une constante d'atténuation). Malgré le fait que l'on utilise de nouveaux matériaux faibles pertes (faible facteur de dissipation), ayant une faible permittivité relative ($\epsilon_r < 4$ pour que les coefficients de réflexion restent acceptables), légers et à bas prix, ces pertes par réflexions peuvent être chiffrées autour de 2 dB [I.20].

Malgré ces quelques inconvénients qu'il convient de réduire autant que possible, les antennes lentilles sont utilisées dans de nombreux domaines. A l'origine employées comme système de correction de phase sur les réflecteurs, on les trouve maintenant aussi bien pour des services de communications civiles ou militaires, les radars, le contrôle à distance, la radiométrie... [I.16] [I.17].

Pour réduire ces inconvénients, des améliorations peuvent être apportées : l'application d'un traitement anti-réflexion des surfaces [I.17] permet de réduire les pertes par réflexions, des lentilles contrôlant l'apodisation aident à fixer le diagramme secondaire et en particulier un très bas niveau de lobes secondaires et un gain supérieur (exemple de lobes inférieurs à -35 dB et de gain à 36 dB_i donné par LEE en [I.21]), le zonage sur une ou les deux faces des lentilles diminue le poids et l'encombrement [I.15] [I.16] [I.17].

VI – LES RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES

VI.1 – L'antenne plaque élémentaire

Les **antennes imprimées** sont largement employées de nos jours puisqu'elles permettent de répondre à de nombreuses contraintes imposées par les systèmes [I.2] [I.22] [I.23]. Leur forme et dimensions favorisent leur intégration sur de nombreux mobiles (avion, voiture, missile, téléphone portable,...).

La technologie de ces antennes imprimées est issue de celle des circuits imprimés ce qui leur confère certains **avantages** par rapport aux antennes classiques (cornet, dipôle filaire, ...) dont :

- un faible poids,
- une épaisseur et un encombrement minimes,
- la faculté de se conformer à des surfaces courbes (ailes d'avions, missiles...),
- la possibilité de réalisation en grande série et à faible coût,
- la possibilité de générer de la polarisation circulaire.

Elles présentent cependant quelques **inconvénients** tels que :

- une faible bande passante (1 à 5 %),
- un gain restreint,
- une forte influence de la qualité du substrat diélectrique utilisé sur les performances de l'antenne,
- faible puissance admissible,
- un rayonnement parasite de l'alimentation et des ondes de surface.

L'intérêt pour ces antennes est tel que de nombreuses études ont été menées afin d'améliorer leurs performances intrinsèques pour qu'elles puissent répondre aux différentes contraintes requises par les systèmes antennaires [I.22] [I.23] [I.24]. Les supports diélectriques du circuit imprimé de commande et de l'élément rayonnant peuvent être

imprimés sur une même couche ou sur des couches différentes permettant ainsi d'intégrer des composants électroniques (amplificateurs, déphaseurs...) au sein du circuit de commande.

Les différentes catégories d'antennes imprimées ainsi que leur description, leur principe de fonctionnement et leurs différentes méthodes d'alimentation sont bien connues [I.4] [I.22] [I.23] [I.24]. Ces aspects sont regroupés en **annexe 3**.

VI.2 – La mise en réseau d'antennes plaques

L'utilisation d'une antenne plaque unique s'avère souvent insuffisante pour répondre aux contraintes de rayonnement imposées. Des caractéristiques spécifiques comme un gain élevé ou un lobe principal conformé ne peuvent généralement être obtenues que par le regroupement de plusieurs sources rayonnantes pour former un système appelé "réseau".

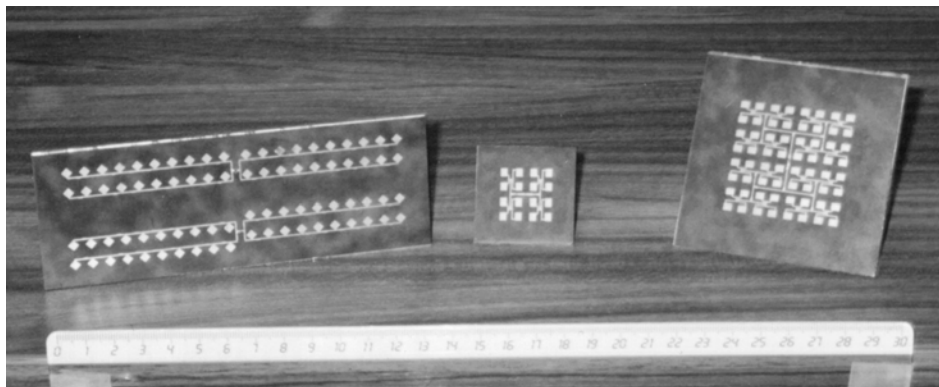


Figure I.11 : *Exemples de réseaux d'antennes plaques à 37 GHz (C.R.E.A.P.E.)*

Le groupement en réseau le plus simple est obtenu avec des sources identiques qui se déduisent les unes des autres par translation pour former des réseaux linéaires et plans.

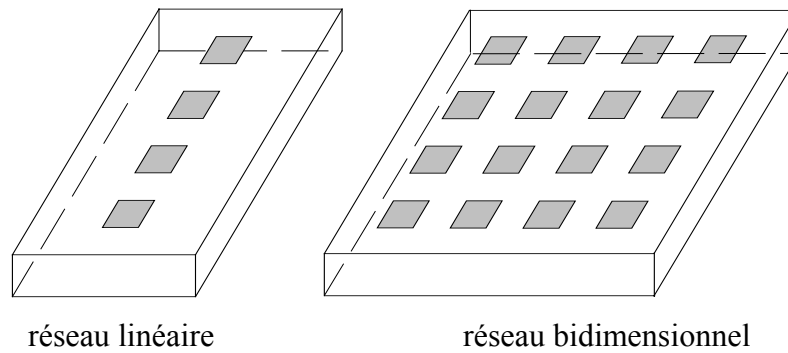


Figure I.12 : *Architecture de base des réseaux*

Pour le réseau linéaire, on cherche à conformer le diagramme de rayonnement seulement dans le plan contenant les sources. Lors d'une modification du diagramme de rayonnement sur l'ensemble de l'hémisphère, les sources élémentaires doivent être disposées suivant le réseau bidimensionnel.

Dans une antenne réseau, l'énergie est distribuée entre les diverses sources rayonnantes selon une loi donnée : les caractéristiques de rayonnement du système dépendent à la fois du diagramme de rayonnement de l'élément de base, des coefficients d'excitation en amplitude et en phase sur chaque source et de la distance entre éléments.

La géométrie du réseau est déterminée grâce aux étapes suivantes:

- ✓ Le gain, la taille maximale de l'antenne, les ouvertures angulaires des diagrammes dans les plans principaux déterminent le nombre d'éléments rayonnants nécessaires.
- ✓ La distance entre deux éléments rayonnants successifs peut varier de $0,6$ à $0,75 \lambda_0$ pour que la directivité du réseau soit maximale. Si les éléments sont trop rapprochés, le phénomène de couplage qui se crée fait diminuer la valeur maximale de la directivité. S'ils sont trop éloignés, des lobes de réseau apparaissent.
- ✓ Si le diagramme de rayonnement doit vérifier un gabarit éventuellement imposé, des outils de synthèse de réseau permettent de déterminer les pondérations et déphasages à appliquer à chaque élément. La pondération en amplitude permet notamment de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération en phase de diriger le lobe principal dans une direction privilégiée.

- ✓ Ensuite, à partir de la théorie des lignes, il faut élaborer le circuit des lignes microrubans alimentant les différents éléments rayonnants. L'objectif de cette étape est double : d'une part, il faut réaliser l'adaptation 50Ω de l'antenne au niveau du point d'excitation et, d'autre part, réaliser les répartitions en phase et en amplitude calculées au cours de l'étape précédente.
- ✓ La dernière étape consiste à faire l'analyse rigoureuse du réseau et des lignes d'alimentation par la méthode des différences finies.

VI.3 – Avantages

La mise en réseau en millimétrique permet d'atteindre des gains de l'ordre de 28 dB_i , valeur correcte mais néanmoins en dessous des lentilles et surtout des paraboles. Les 30 dB_i ne sont que rarement atteints [I.16] [I.22], valeur limitée par les pertes.

Les valeurs d'adaptation rencontrées sont très bonnes grâce au travail réalisé sur les largeurs de lignes du circuit de distribution.

De larges bandes passantes peuvent par ailleurs être obtenues sur des réseaux conçus à cet effet pour assurer le haut débit [I.4] [I.22] [I.25]. On a alors recours de préférence à des antennes multicouches ou éventuellement à l'insertion d'élément parasite. Par ces solutions, on atteint 40 à 50 % de largeur de bande sur un élément de base et près de 10 % sur le réseau global [I.4] [I.22] [I.25] [I.26].

Le fait que l'on puisse **conformer le diagramme de rayonnement** à souhait en fonction de l'application envisagée est un avantage indiscutable des réseaux d'antennes imprimées par rapport aux autres types d'antennes. Cette conformabilité se fait grâce aux pondérations en amplitude et en phase et grâce au circuit de distribution. Les **lobes secondaires** des diagrammes peuvent ainsi comporter des niveaux allant jusqu'à -20 à -30 dB selon le modèle de pondération adopté. Quant à l'ouverture du lobe principal de rayonnement (largeur à -3 dB), on peut faire en sorte qu'elle se situe de quelques degrés à quelques dizaines de degrés suivant l'application souhaitée pour le réseau dessiné.

La possibilité de générer de la polarisation circulaire est également très intéressante pour un grand nombre d'applications telles que les communications, la navigation, les systèmes radar... [I.14] [I.25] [I.30].

Enfin, le **faible poids** et l'**encombrement réduit** (en particulier en épaisseur) est un dernier avantage des réseaux de patches.

VI.4 – Inconvénients

Les niveaux de gain obtenus avec des réseaux, tout en étant corrects en s'approchant des 30 dB_i, s'avèrent tout de même légèrement inférieurs à ceux des lentilles et très en dessous des paraboles. La raison principale en est les **pertes**, de l'ordre de plusieurs dB, générées tout au long du circuit de distribution. Les couplages jouent en plus un rôle non négligeable en millimétrique.

Un autre inconvénient est la complexité de réalisation compte tenu des précisions à tenir sur les faibles largeurs des différentes lignes aux fréquences de travail élevées (apparition de surgravures). Ceci est d'autant plus vrai lorsque l'on a à fabriquer des réseaux multicouches nécessitant des réalisations très délicates et des coûts de fabrication plus conséquents.

Globalement, les réseaux d'antennes imprimées sont des antennes très utilisées compte tenu de leurs nombreux avantages. La possibilité que l'on puisse jouer sur de nombreux facteurs et donc adapter le diagramme notamment aux exigences les plus variées des cahiers des charges explique le fait que leurs **domaines d'applications** sont extrêmement **variés**. On peut citer des applications [I.16] [I.22] dans les systèmes mobiles et satellitaires, réseaux conformés sur surfaces coniques (ailes d'avions, missiles...) mais ces antennes trouvent leurs réalisations utilisées dans absolument tous les secteurs du millimétrique (**annexe 1**).

VII– LES ANTENNES A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE

VII.1 – Introduction

Les matériaux à bande interdite photonique sont des structures diélectriques ou métalliques composées d'un assemblage périodique de deux ou plusieurs matériaux dont la périodicité peut exister dans une, deux ou les trois dimensions de l'espace [I.27] [I.28]. Les matériaux élémentaires composant cette structure, peuvent quant à eux avoir la forme de plaques (1D), de barreaux cylindriques ou parallélépipédiques (2D). Les structures périodiques 3D sont obtenues par enchevêtrement de tiges ou par positionnement de formes telles que des sphères (**figure I.27**).

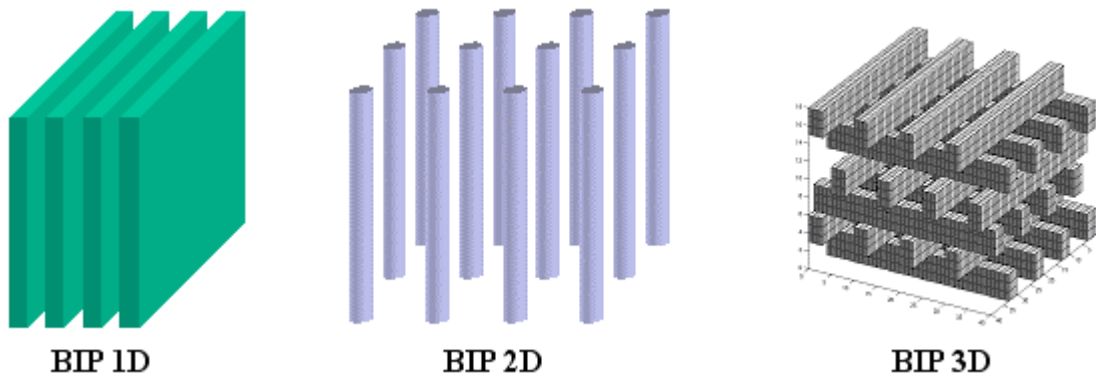


Figure I.13 : *Visualisation de structures BIP 1D, 2D et 3D*

La **propriété fondamentale** d'un matériau à bande interdite photonique est de réfléchir les fréquences comprises dans la bande et d'être transparent aux autres fréquences. Ce concept des structures BIP a été développé pour la première fois par BRAGG il y a moins d'un siècle par l'intermédiaire du miroir de BRAGG. Composé d'un empilement de surfaces planes transparentes, ce dernier permet grâce à des phénomènes d'interférences constructives

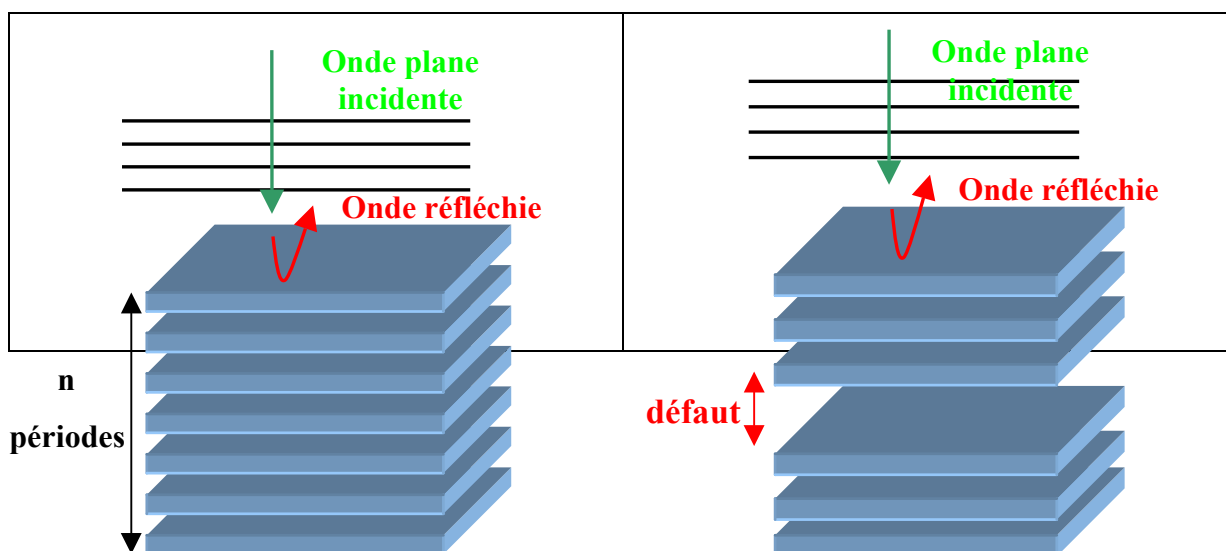
de réfléchir 99,5% de l'énergie incidente à condition que cette dernière attaque le miroir sous une incidence proche de zéro degré.

Puis c'est en 1987 que Eli Yablonovitch [I.29] proposa d'étendre le concept des miroirs de Bragg à des structures à deux ou trois dimensions (**figure I.13**), permettant ainsi de piéger les photons à l'intérieur d'une structure cristalline et d'obtenir des matériaux offrant des bandes interdites totales (interdiction aux ondes électromagnétiques de pénétrer dans le matériau) quel que soit l'angle d'incidence de l'onde électromagnétique et quelle que soit sa polarisation.

VII.2 – Comportement électromagnétique des structures BIP

L'étude d'une structure périodique à une dimension d'un matériau à bande interdite photonique se fait en calculant le coefficient de transmission d'un matériau de dimensions finies dans une direction éclairé par une onde plane (**figure I.14 a**).

La variation fréquentielle du coefficient de transmission obtenu présente plusieurs zones (**figure I.14 a**) illustrant les propriétés de filtrage fréquentiel des matériaux BIP. On constate des zones pour lesquelles le niveau du coefficient oscille autour de 0 dB où l'énergie peut traverser la structure (bande passante). Dans la bande centrale, la courbe présente une zone à très faible transmission traduisant la bande interdite du matériau pour laquelle les ondes sont donc réfléchies. La largeur de cette bande interdite ainsi que sa position et sa profondeur peuvent être modifiées par le choix de la structure. Ainsi, le niveau de transmission sera d'autant plus faible au centre de la bande que le nombre n de périodes dans le matériau (nombre de plaques) ou l'écart des permittivités relatives entre les couches seront grands [I.28]. La position en fréquence de ce niveau minimal augmente inversement avec l'écart en distance entre plaques et leur épaisseur.



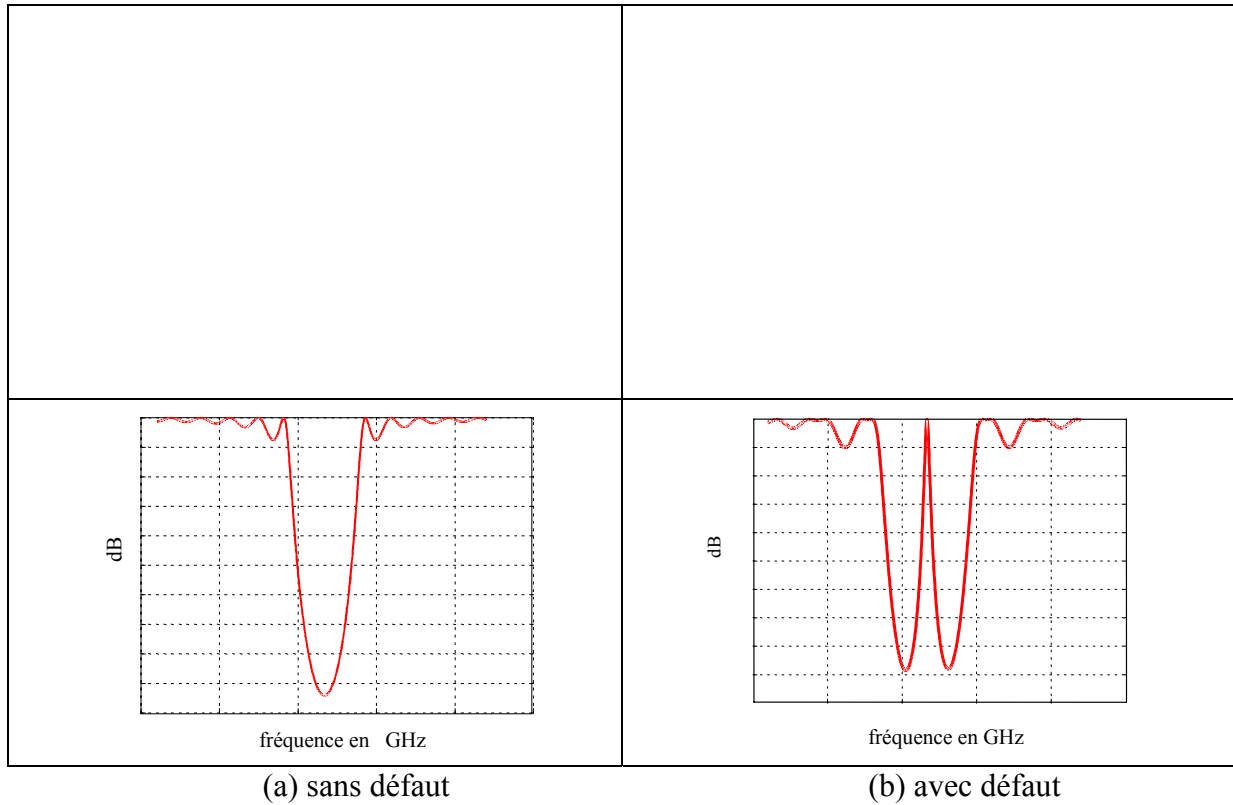


Figure I.14 : Insertion d'un défaut dans une structure BIP

Sur la **figure I.14 b**, un défaut est introduit dans la répartition périodique parfaite de la structure diélectrique. Ce défaut peut être une rupture locale de la périodicité de la structure ou une variation locale de la permittivité relative. Son effet est une modification de la forme du coefficient de transmission (**figure I.14 b**). En effet, on observe l'apparition d'une bande de fréquence autorisée à l'intérieur de la bande de fréquence interdite photonique. En plus de l'apparition de ce pic de transmission, on constate un élargissement de la bande interdite totale ainsi que des profondeurs de bandes interdites moins importantes que dans le cas d'une structure sans défaut. Ceci peut conduire à une transmission proche de 100% avec un facteur de qualité très grand ($Q > 10000$).

La position du pic de transmission dans la bande interdite est directement liée aux dimensions du défaut : pour centrer le pic au milieu de la bande interdite, il faut créer un défaut de hauteur λ_0 [I.28]. En effet, **l'insertion d'un défaut crée une "cavité résonnante"** au centre de la structure, la fréquence de résonance de cette cavité contrôlée par ses dimensions définissant la position du pic de transmission. La largeur et la position de la bande autorisée sont donc pilotées par les caractéristiques du défaut. [I.28] Ces études fréquentielles peuvent être considérées comme la toute première étape de la conception des antennes BIP.

VII.3 – Principe de fonctionnement des antennes BIP développées à l'IRCOM

L'étude électromagnétique précédente permet de tracer le coefficient de transmission ainsi que la répartition de champ à l'intérieur de cette structure. On peut alors constater [I.28] [I.31] que le champ se confîne principalement dans la zone du défaut, jouant un rôle de résonateur capable de stocker l'énergie. Le module du champ est réparti de manière symétrique par rapport au plan de symétrie du matériau et la partie réelle de ce champ est nulle au niveau du plan médian de la structure avec des valeurs opposées de part et d'autre (**figure I.15**). On en conclut donc que l'énergie se répartit équitablement dans la cavité, à la fréquence de résonance de celle-ci, de chaque côté du plan médian qui devient par conséquent un plan de symétrie pour la structure.

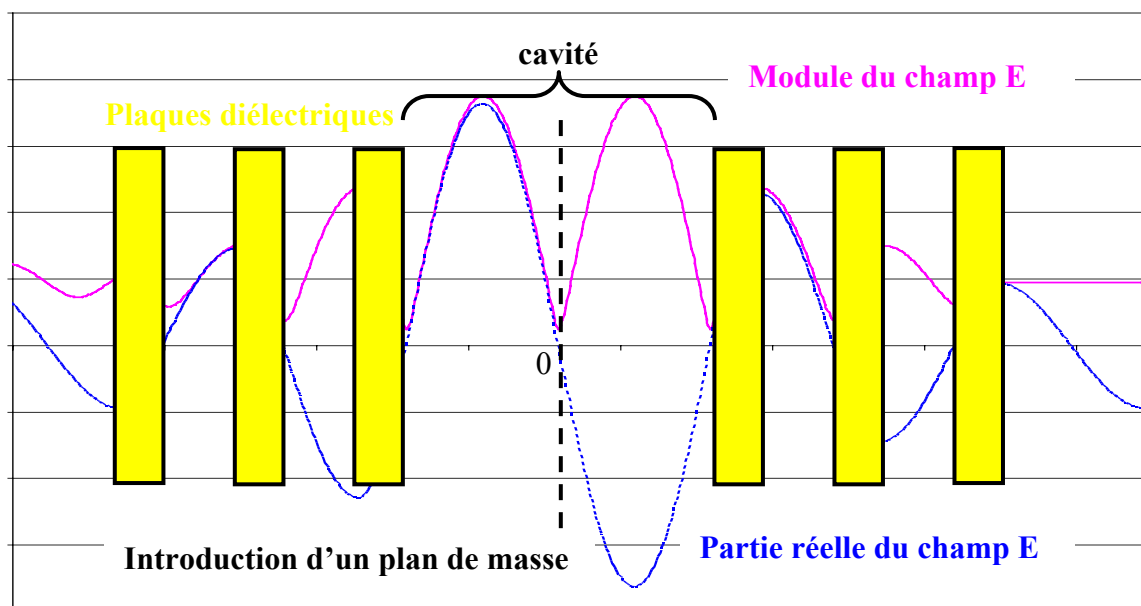


Figure I.15 : Allure du champ dans une structure BIP à défaut

L'idée a alors été [I.27] de remplacer au centre de la cavité le plan précité par un plan métallique parfait jouant le rôle de plan de masse, les conditions de court-circuit électrique imposées par la paroi métallique permettent de ne pas changer la répartition des champs dans le matériau et donc de conserver le même mode de fonctionnement. Ce plan de masse associé

à un patch va permettre d'exciter la structure pour obtenir un fonctionnement d'antenne (excitation par patch, lignes ou fentes). Il divise aussi la taille de la structure par deux et privilégie une seule direction de propagation en éliminant le rayonnement arrière et latéral.

Une **antenne BIP planeaire** à air est ainsi constituée **figure I.16** d'une cavité résonante remplie d'air servant à alimenter la structure BIP qui rayonne par sa face supérieure, de plaques diélectriques d'épaisseur $\lambda_g/4$ séparées par des couches d'air $\lambda_0/4$ et d'une excitation reposant sur un plan de masse. La présence de la structure BIP au-dessus du patch a pour effet de considérablement **augmenter la directivité** comme le montre les diagrammes de la **figure I.17** : le gain dans l'axe du patch passe de 6 dB à environ 30 dB dans le meilleur des cas. Le calcul du gain peut être **approximé** par la formule des ouvertures rayonnantes idéales :

$$G_{dB} = 10 \log \frac{4\pi S}{\lambda^2} \quad (I.1)$$

avec S la surface circulaire inscrite dans le carré formé par la structure.

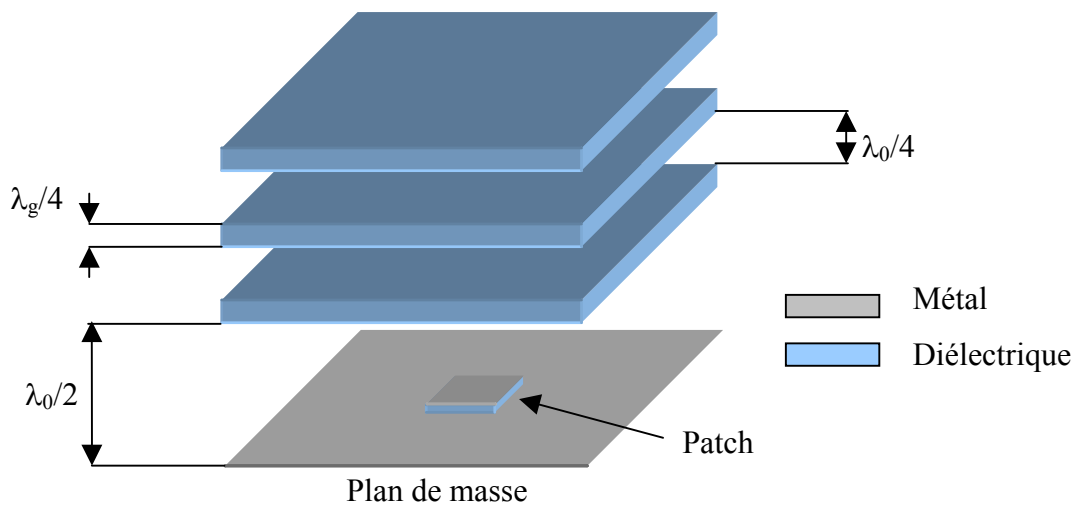


Figure I.16 : Structure de base d'une antenne BIP planeaire à air

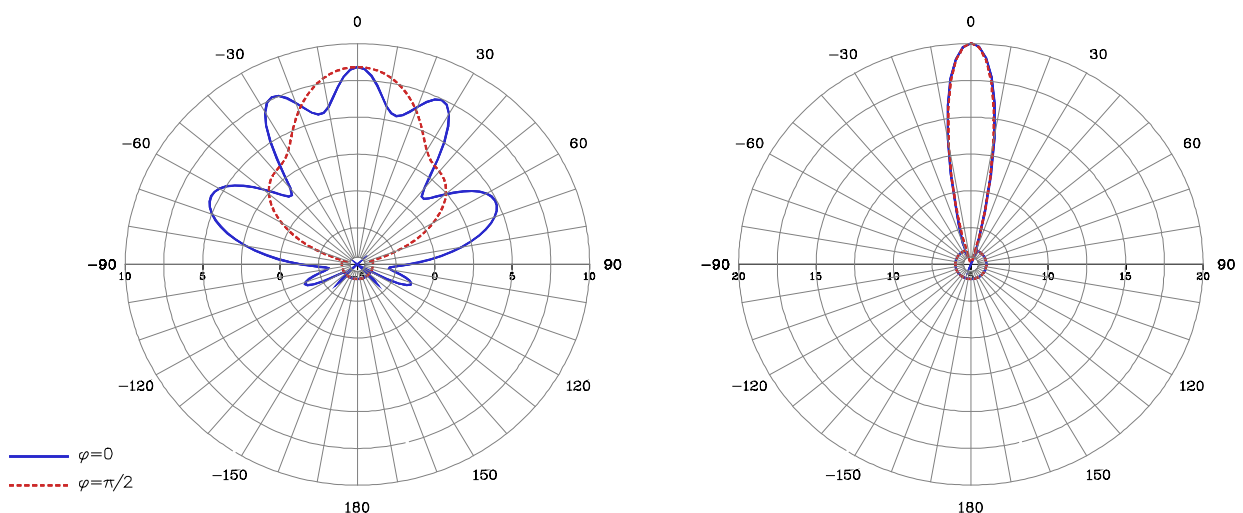


Figure I.17 : *Effet du BIP sur le rayonnement du patch*

VII.4 – Avantages

De la même manière que pour les réseaux d'antennes imprimées, les valeurs de gain atteignent péniblement les 30 dB_i. Elles sont donc bonnes quoique en dessous des lentilles et des paraboles. Pour les antennes BIP, cette limite est obtenue et dépassée en simulation, toutefois sur une étroite bande passante (< 1%). Des réalisations visant à obtenir ces valeurs sont en cours.

Les diagrammes de rayonnement présentent quant à eux une **forte directivité** et de **très faibles lobes secondaires**. Ils sont ajustables dans une certaine mesure par le choix des matériaux des plaques, l'écart de permittivités entre celles-ci ou par le choix de la source.

Par comparaison avec les réseaux de patches, les pertes liées aux structures BIP sont atténuées. En effet, les pertes dues au circuit de distribution sont supprimées même si des pertes dans les plaques de matériaux et au niveau du patch exciteur existent. Elles sont également plus faciles à concevoir que les réseaux.

Les antennes BIP ont de plus l'avantage d'être relativement **légères et peu encombrantes** (quelques λ_0 d'épaisseur) donc discrètes.

VII.5 – Inconvénients

Cependant, dans le cas d'une excitation par patch, les médiocres niveaux du coefficient d'adaptation (- 10 dB au mieux à cause de la structure BIP dégradant l'adaptation du dispositif d'alimentation seul) viennent atténuer le gain réalisé (voir chapitre IV), ce qui fait que les valeurs de gain situées autour 30 dB_i en théorie (sur une bande étroite) ne seront que partiellement atteintes en mesure. Ce problème ne se pose par contre pas avec un autre

type d'excitation (excitation par fente à 12 GHz [I.32]) pour lequel l'adaptation réalisée est très bonne.

Dans un premier temps, on pourrait penser que la réalisation de ces antennes est aisée et leur coût restreint (de simples plaques de diélectriques à découper latéralement et à coller). Mais étant donné que l'on travaille à des fréquences millimétriques, la précision de réalisation demandée sera très grande (épaisseurs de plaque non standards de l'ordre du millimètre très dures à tenir), ceci ayant pour conséquence de réduire le choix des matériaux utilisables et usinables suivant leur épaisseur. Ce délicat **problème d'usinage de plaques** induit des coûts supplémentaires non négligeables. La partie connectique (patch avec substrat limité et sa propre excitation par fil) n'est de plus pas simple à faire.

Enfin, les largeurs de bande de fonctionnement jusqu'alors constatées [I.31] sont réduites.

Les antennes BIP diélectrique étant des dispositifs récents par comparaison avec les paraboles, les lentilles et les réseaux imprimés d'antennes patches, des points restent à résoudre (adaptation, largeur de bande...) mais les champs d'application semblent vastes et les **perspectives** offertes par ces antennes sont **prometteuses**. De nombreuses études sont actuellement en cours et la suite de ce mémoire en montrera certaines.

VIII – BILAN COMPARATIF

La présentation au cours de ce chapitre des **dispositifs fort gain existant dans le domaine millimétrique** a mis en avant leur **principe de fonctionnement**, leurs **avantages** et leurs **inconvénients**. Le **tableau I.1** regroupe l'ensemble de leurs caractéristiques.

	FORTGAIN	LARGE BANDE	ADAPTATION	FORME DU DIAGRAMME	AUTRES
PARABOLES	😊	😊	😊	😊 grande directivité	😊 simplicité, maturité du concept, coût 😞 pertes, asymétrie, encombrement

ANTENNES LENTILLES				conforme par la source et la géométrie	flexibilité du dessin pertes, poids, coût
RESEAUX DE PATCHS				conforme, faibles lobes secondaires	faibles poids et encombrement coût pertes (sur réseau)
ANTENNES BIP				directivité, conforme par la source, faibles lobes secondaires	faible poids et encombrement, pertes limitées, nouveauté du concept donc améliorations à venir coût difficulté de réalisation actuelle en millimétrique

Tableau I.1 : *Résumé des caractéristiques principales des antennes millimétriques*

Le **choix** vers telle ou telle antenne se fera par la suite **en fonction des objectifs du cahier des charges** à atteindre : si l'on souhaite uniquement du fort gain c'est-à-dire un gain supérieur à 30 dB, ou plusieurs points à atteindre avec le gain plus la largeur de bande par exemple, ou des contraintes plus particulières comme la polarisation circulaire ou la bipolarisation, on encore des contraintes économiques en terme de coût et de distribution grand public ou des contraintes industrielles de réalisations grande série.

La suite de ce mémoire présente des travaux associant autant que possible la théorie et l'expérimentation de plusieurs antennes. Auparavant, le chapitre II est une description des outils théoriques (méthodes des différences finies et outils d'analyse basés sur des formulations approchées lorsque les tailles de structures sont trop importantes) utilisés lors de la conception des différents types d'antennes envisagées. C'est aussi la présentation des outils expérimentaux permettant la mesure des antennes une fois celles-ci réalisées.

CHAPITRE II

***MOYENS D'ETUDE THEORIQUES ET
EXPERIMENTAUX***

* * * * *

- ❑ METHODE DES DIFFERENCES FINIES
- ❑ METHODE DE CONCEPTION DES RESEAUX
D'ANTENNES IMPRIMEES
- ❑ MODELISATION DES ANTENNES LENTILLES
- ❑ MODELISATION DES ANTENNES BIP
- ❑ MOYENS D'ETUDE EXPERIMENTAUX

I – INTRODUCTION

Ce chapitre traite de l'ensemble des **moyens théoriques** et **expérimentaux** utilisés pour la conception des divers types d'antennes présentées au cours des chapitres III et IV, en l'occurrence un réseau d'antennes imprimées, une antenne lentille et une antenne à bande interdite photonique.

La première partie de ce chapitre est consacrée à la présentation d'un logiciel développé au sein de l'équipe C.R.E.A.P.E. de l'I.R.C.O.M. et basé sur la **méthode des différences finies** dans le domaine temporel (F.D.T.D.) appliquée aux trois types d'antennes précitées. Cette méthode permettra de déterminer les caractéristiques électriques (impédance d'entrée, adaptation) et de rayonnement (diagramme, gain) d'une antenne.

En plus de cet outil commun, la conception des différentes antennes s'appuiera sur des **outils complémentaires** plus spécifiques à chacune d'elles. Pour les réseaux d'antennes imprimées, le logiciel de résolution de problèmes électromagnétiques MOMENTUM (HP EESOF), basé sur la méthode des moments, sera considéré comme un complément aux différences finies, chacun ayant ses propres avantages en fonction de la structure à traiter, sa taille, la précision de ses détails...JOMEGA, logiciel circuit 2D, a quant à lui permis de vérifier le bon choix des dimensions de lignes choisies ainsi que les impédances ramenées. Lorsque la taille de ces réseaux devient trop importante, induisant des volumes et donc des places mémoires et temps de calcul extrêmement grands, ces antennes ne sont plus simulables dans leur globalité et il convient alors d'utiliser des **outils d'analyse et de synthèse** théoriques basés sur des formulations approchées (PCAAD3, SARA).

Les antennes lentilles ont nécessité l'emploi supplémentaire de **méthodes d'analyse fréquentielle** basées sur la théorie des ouvertures rayonnantes alors que la conception des antennes BIP doit débiter par une étude matériaux (détermination du coefficient de qualité et du coefficient de transmission) avant la modélisation sous différences finies.

La dernière partie décrit les **moyens expérimentaux** disponibles au C.R.E.A.P.E pour caractériser par la mesure les antennes.

II – LA METHODE DES DIFFERENCES FINIES

Le logiciel d'électromagnétisme développé à l'I.R.C.O.M. dans l'équipe C.R.E.A.P.E. est basé sur la **méthode des différences finies dans le domaine temporel** (F.D.T.D.). Les principaux avantages de cette méthode résident dans la formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme et surtout dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquences, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel [II.1].

La **résolution numérique des équations de Maxwell** nécessite une fine discrétisation spatio-temporelle. L'espace est donc divisé en cellules élémentaires (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques, à l'intérieur desquelles sont calculées les 6 composantes orthogonales des champs électromagnétiques (E_x , E_y , E_z et H_x , H_y , H_z). La forme particulière des équations de Maxwell conduit à calculer les composantes du champ électrique au milieu des arêtes des mailles, tandis que celles du champ magnétique sont déterminées au centre des faces (**figure II.1**).

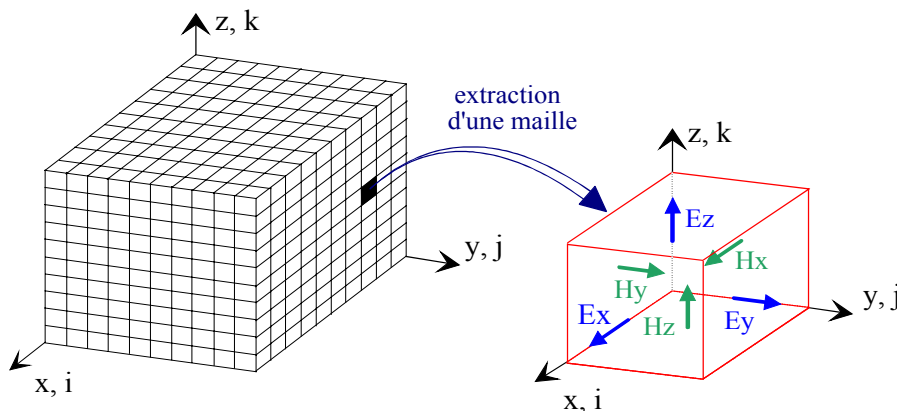


Figure II.1 : *Volume de calcul et cellule élémentaire*

A partir de cette méthode des différences finies dans le domaine temporel dont une présentation plus détaillée est donnée en **annexe 4**, on peut connaître l'ensemble des caractéristiques [II.2] [II.3] des antennes étudiées dans ce mémoire, que ce soit les réseaux d'antennes imprimées, les antennes BIP excitées par patch ou les antennes lentilles associées à un réseau ou une antenne BIP.

La détermination des caractéristiques fréquentielles de l'antenne est obtenue à partir des courant et tension d'excitation (**annexe 4**). Néanmoins, on peut également les obtenir par

le calcul du flux du vecteur de Poynting à travers des surfaces placées dans les plans d'entrée et de sortie de la structure, ce flux caractérisant la densité de puissance s'écoulant à travers de chacune de ces surfaces [II.3].

Les grandeurs disponibles ([II.2] [II.3] et **annexe 4**) sont l'impédance d'entrée, le coefficient de réflexion, le coefficient de transmission, le gain et les caractéristiques en rayonnement de l'antenne étudiée. Diverses cartographies (courants, champs, densités de puissance, flux du vecteur de Poynting...) aident de plus à avoir une bonne compréhension du fonctionnement des antennes.

Après cette présentation des différences finies largement utilisées pour la conception de chaque type d'antennes, des logiciels ayant servis de manière complémentaire et plus spécifique à chacune d'entre elles vont maintenant être présentés.

III – METHODE DE CONCEPTION DES RESEAUX D'ANTENNES IMPRIMEES

Quel que soit le cahier des charges à respecter, la démarche reste la même pour concevoir un réseau d'antennes imprimées. Les principales étapes de la conception sont :

- étude de l'élément de base
- détermination de la géométrie du réseau : nombre et distance entre éléments
- calcul des pondérations permettant de respecter le gabarit du diagramme
- mise au point du circuit de distribution à partir de la théorie des lignes permettant de ramener une impédance de 50Ω au niveau de la connexion
- analyse rigoureuse de vérification et de correction du réseau ainsi déterminé

III.1 – Etude de l'élément rayonnant primaire

L'élaboration d'un réseau d'antennes dépend entièrement des caractéristiques obtenues sur l'antenne élémentaire, en terme de fréquence de résonance, de bande passante, de diagramme de rayonnement et de gain. C'est pourquoi une étude approfondie de cet élément de base est absolument nécessaire pour son dimensionnement.

III.1.1 – Caractéristiques électriques fréquentielles des antennes

Les caractéristiques électriques d'une antenne imprimée sont d'abord obtenues par des méthodes de calculs approchés (donnant les dimensions approximatives de l'élément rayonnant par la méthode de la cavité à fuite **annexe 3**) puis à l'aide d'outils numériques électromagnétiques (F.D.T.D.) montrant la nécessité de redimensionner l'antenne de base par rapport aux modèles approchés pour fonctionner à la fréquence centrale désirée. En général, on choisit une impédance à partie imaginaire nulle à la fréquence de travail pour simplifier les calculs du circuit d'alimentation. Il est également nécessaire de déterminer le diagramme de rayonnement et le gain dans les deux plans principaux de l'antenne.

III.1.2 – Diagramme de rayonnement

A grande distance r d'un système rayonnant supposé à l'origine du système de référence, l'onde rayonnée est sphérique et présente localement les propriétés d'une onde plane. Dans une direction donnée (θ, ϕ) , la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide est une grandeur indépendante de r , reliée au champ électrique en régime harmonique par la relation :

$$\psi(\theta, \phi) = \frac{1}{2\eta_0} |\vec{E}(r, \theta, \phi)|^2 \cdot r^2 \quad (\text{II.1})$$

avec $\eta_0 = 120\pi \Omega$ impédance d'onde dans le vide.

Soit (θ_0, ϕ_0) la direction du maximum de cette densité. On exprime alors la fonction $d(\theta, \phi)$ normalisée à 1 par :

$$d(\theta, \phi) = \frac{\psi(\theta, \phi)}{\psi(\theta_0, \phi_0)} \quad (\text{II.2})$$

$$d(\theta, \phi) = \frac{|\vec{E}(r, \theta, \phi)|^2}{|\vec{E}(r, \theta_0, \phi_0)|^2} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{avec} \quad |\vec{E}(r, \theta, \phi)| = \sqrt{E_\theta^2(r, \theta, \phi) + E_\phi^2(r, \theta, \phi)} \quad (\text{II.4})$$

La fonction $d(\theta, \phi)$ représente le **diagramme de rayonnement** de l'antenne. Ce diagramme, indépendant de la puissance d'alimentation de l'aérien, caractérise la répartition de la puissance rayonnée dans l'espace à grande distance. Une expression simplifiée peut alors être établie et sera utilisée pour évaluer numériquement le diagramme de rayonnement. La formule (II.10) est généralement exprimée en dB, ($d_{dB}(\theta, \phi) = 10 \cdot \log_{10} d(\theta, \phi)$).

La visualisation de la forme du diagramme dans tout l'espace est généralement difficile, aussi est-il souvent représenté dans des plans de coupe particuliers. Lorsque la polarisation de l'antenne est linéaire, les coupes sont effectuées dans deux plans principaux [II.2] :

- le plan E contenant le vecteur champ électrique,
- le plan H contenant le vecteur champ magnétique.

Dans le cas d'une antenne plaque excitée sur le mode de fonctionnement TM_{10} , les plans E et H peuvent être déduits de la direction principale des courants induits sur l'élément rayonnant, lorsque ceux-ci sont tous dirigés dans le même sens (**figure II.2**) : le plan E correspond au plan XoZ ($\phi=0$ ou $\phi=\pi$) contenant le vecteur du courant surfacique principal \vec{J} , le plan H au plan YoZ ($\phi=\pi/2$ ou $\phi=3\pi/2$) perpendiculaire à \vec{J} .

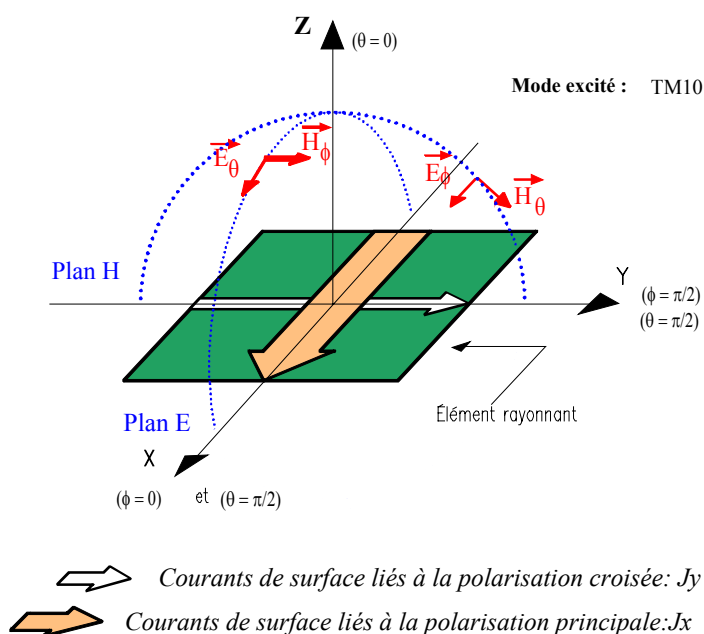


Figure II.2 : Diagrammes de rayonnement et courants de surface

Toutefois, à ce courant principal vient s'ajouter un courant surfacique perpendiculaire (**figure II.2**) dû à l'excitation des modes supérieurs de la cavité (les pertes provoquent en effet un étalement spectral du mode fondamental et des modes supérieurs). De ce fait, ce courant J_y participe au rayonnement des composantes croisées du champ. La polarisation croisée est donc le niveau de rayonnement perpendiculaire à la polarisation principale dans le cas d'une polarisation linéaire.

III.1.3 – Gains d'une antenne

Le **gain** du réseau dépend de celui de l'antenne élémentaire défini par la relation [II.3]:

$$G(\theta, \phi) = \psi(\theta, \phi) \cdot \frac{4\pi}{P_n} \quad (\text{II.5})$$

avec $\psi(\theta, \phi)$ la densité de puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, ϕ) et P_n la puissance de normalisation.

Suivant la nature de P_n , trois types de gain sont définis :

- le **gain réalisé** $G_R(\theta, \phi)$ pour $P_n = P_i$, avec P_i la puissance incidente prenant en compte les pertes par désadaptation et les pertes dans l'antenne (pertes diélectriques, pertes par effet Joule...); c'est le gain que l'on obtient en mesure
- le **gain intrinsèque** $G_a(\theta, \phi)$ pour $P_n = P_a$, avec P_a la puissance acceptée dans l'antenne ne prenant pas en compte les pertes par désadaptation. Si l'antenne est adaptée ($S_{11} = 0$), le gain réalisé est égal au gain intrinsèque. C'est le gain donné par le logiciel F.D.T.D.

$$G_{\text{intrinsèque}} = \frac{G_{\text{réalisé}}}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{II.6})$$

- la **directivité** $D(\theta, \phi)$ pour $P_n = P_R$ avec P_R la puissance totale rayonnée ; c'est une caractéristique intrinsèque de l'antenne seule, représentant la capacité de l'antenne à concentrer l'énergie dans une direction particulière.

Les trois gains sont reliés entre eux par la relation **[II.3]** :

$$G_R(\theta, \phi) = (1 - |S_{11}|^2) \cdot Ga(\theta, \phi) = \frac{P_R}{P_a} (1 - |S_{11}|^2) \cdot D(\theta, \phi) \quad (\text{II.7})$$

où le paramètre $|S_{11}|$ exprime la fraction de puissance incidente réfléchie par l'antenne.

Une fois l'ensemble des caractéristiques de l'élément de base précisément connues, on peut passer à l'étape suivante qui est la mise en réseau de ces éléments primaires, à savoir la détermination de sa géométrie puis l'élaboration du circuit de distribution.

III.2 – Détermination de la géométrie du réseau

Déterminer la géométrie du réseau consiste à **mettre en réseau les éléments rayonnants primaires** suivant une disposition géométrique particulière **[II.2]** **[II.4]** permettant de répondre au mieux aux exigences imposées en terme de gain, de taille maximale et de diagrammes de rayonnement (ouvertures des diagrammes, leur formation étant vue ultérieurement). L'objectif est de choisir le **nombre total d'éléments** et l'**espacement** entre ceux-ci (le pas du réseau).

La formation du diagramme de rayonnement avec les niveaux de gain voulus impose de déterminer le nombre d'éléments nécessaires à la réalisation de ce réseau. Empiriquement, lorsque l'on double le nombre d'éléments, on admet que l'on double également la valeur du gain (ce qui correspond à un ajout de +3 dB). Cependant, cette formule ne prend en compte aucune perte (couplage, pondération...).

En effet, l'espacement entre les éléments rayonnants est un critère important à prendre en compte car il agit directement sur le diagramme et sur le gain. Afin de constater son influence, notamment sur la directivité, un abaque (**figure II.3**) a été tracé permettant de calculer la directivité du réseau en fonction de la distance entre les sources ponctuelles isotropes et de leur nombre **[II.2]**.

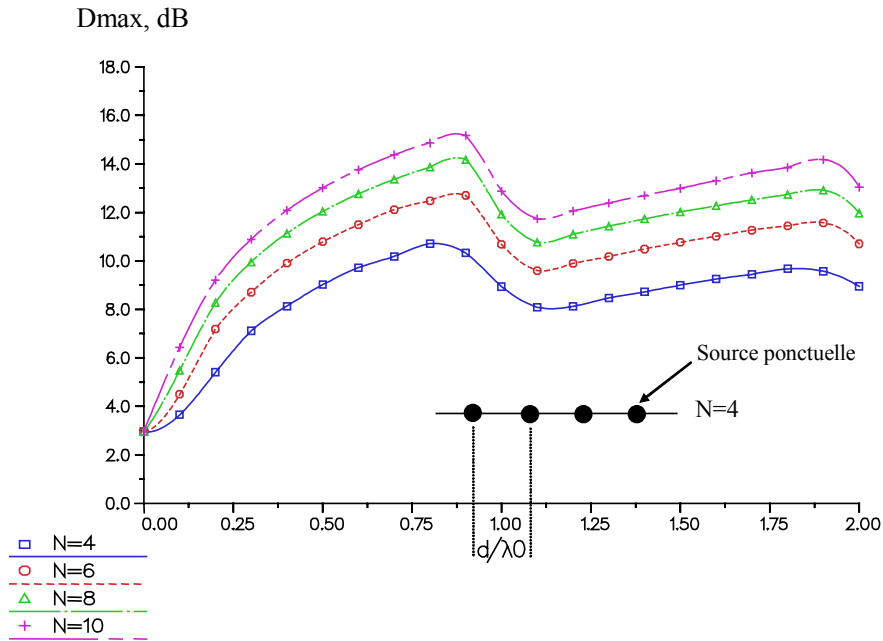


Figure II.3 : Directivité maximale d'un réseau linéaire de sources ponctuelles isotropes en fonction de la distance entre sources.

Sur cet abaque, il est important de noter que le gain maximum est obtenu lorsque la distance entre sources est comprise entre 0.5 et $0.9\lambda_0$. Si les sources sont trop proches les unes des autres, un phénomène de couplage réduit la valeur du gain. Lorsqu'elles sont trop éloignées, des lobes de réseaux apparaissent et réduisent également le gain dans l'axe. La distance entre éléments sera fixée en fonction des contraintes de gain mais aussi de place imposées par le cahier des charges, ainsi que celles sur le gain.

Une fois le nombre d'éléments et la distance choisie, il reste à déterminer la valeur des amplitudes et phases que recevra chaque antenne, pour que le diagramme de rayonnement rentre dans le gabarit imposé. La pondération en amplitude permet notamment que de diminuer le niveau des lobes secondaires et la pondération en phase de diriger le lobe principal dans une direction privilégiée. Ceci est généralement réalisé au moyen de logiciels de synthèse et d'analyse.

III.3 – Calcul des pondérations

Un **logiciel de synthèse de réseau** permet de déterminer les lois d'excitation à appliquer sur les sources pour que le diagramme de rayonnement rentre dans un gabarit donné. A l'inverse, un **logiciel d'analyse**, vérifie si la loi de pondération appliquée fournit le diagramme attendu.

III.3.1 – La synthèse de réseau

Un logiciel de synthèse de réseau SARA [II.5] (Synthesis of Arrays of Antennas) a été développé au C.R.E.A.P.E.. Il évalue les **lois d'excitation** en amplitude et phase des différents éléments du réseau afin de répondre aux contraintes de rayonnement (réduction des lobes secondaires, amélioration du lobe principal, pointage du lobe...). Il permet d'**approcher** au mieux la fonction de rayonnement désirée par l'évaluation adéquate des amplitudes et phases d'excitation des différents éléments du réseau. La méthode de synthèse adoptée est une technique itérative de résolution des équations non-linéaires avec un critère d'optimisation minmax. Le logiciel de synthèse peut être présenté selon le synopsis de la **figure II.4**.

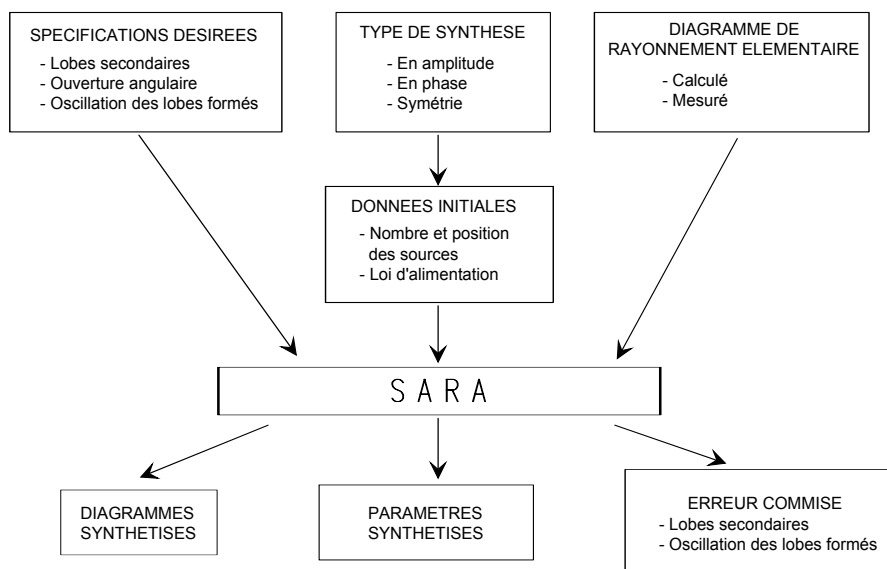


Figure II.4 : *Synopsis du logiciel de synthèse SARA*

D'autres logiciels très simples sont commercialisés comme **PCAAD3** (Personal Computer Aided Antenna Design) développé par POZAR. Les lois d'amplitude et de phase sont obtenues en appliquant la méthode basée sur les polynômes de Tchebyscheff, qui permet

d'obtenir le maximum de gain pour un niveau de lobes secondaires donnés. La méthode de Tchebyscheff a l'inconvénient de donner tous les lobes secondaires au même niveau. Si l'on veut des lobes décroissants on préférera appliquer, dans ce logiciel, la méthode de Taylor.

Un logiciel d'analyse de réseau nous permet ensuite de vérifier, voire de simplifier les lois obtenues.

III.3.2 – Les logiciels d'analyse de réseaux

L'analyse du réseau d'antennes consiste à évaluer, par des **formules approchées**, le champ rayonné, **connaissant la loi d'excitation des éléments** qui le composent. Ainsi, lorsque la taille du réseau devient beaucoup trop importante pour être étudiée au moyen de simulateurs d'électromagnétisme proprement dits, ces formules permettent de rendre compte de façon précise de l'évolution des paramètres sur le rayonnement. Le logiciel d'analyse développé dans notre équipe [II.6] permet ainsi de visualiser l'influence de la distance inter éléments, de la pondération en amplitude ou en phase ou l'influence du couplage. Il est à noter que l'influence du circuit de distribution n'est pas prise en compte.

III.3.3 – Calcul du champ rayonné

Considérons un réseau de $M \times N$ antennes élémentaires, dans le plan xOy (**figure II.5**). Chacune de ces sources (s_{mn} , $m \leq M$ et $n \leq N$) rayonne un champ qui peut s'écrire, à grande distance, d'après le théorème de superposition [II.7] :

$$\vec{E}_{mn}(r, \theta, \phi) = \vec{f}_{mn}(\theta, \phi) e^{jk_0(x_m \cos \phi + y_n \sin \phi) \sin \theta} \cdot \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (\text{II.8})$$

avec : $\vec{f}_{mn}(\theta, \phi)$: caractéristique vectorielle de rayonnement de la source s_{mn} en présence des autres aériens,

(x_m, y_n) : position du centre de la source s_{mn} dans le plan (xOy) ,

(r, θ, ϕ) : coordonnées sphériques du point d'observation,

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$: nombre d'onde dans l'air.

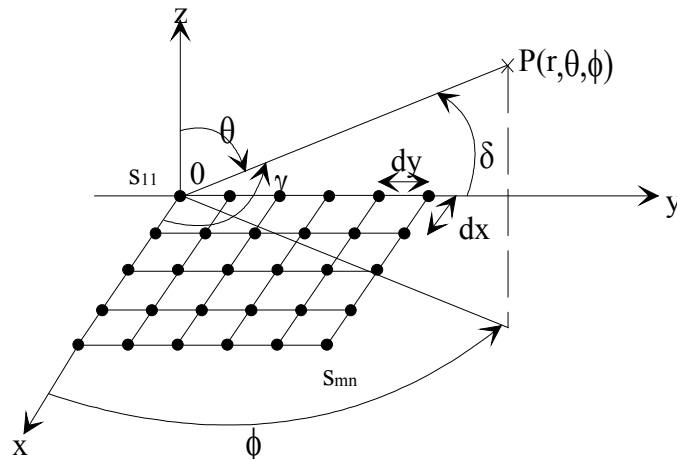


Figure II.5 : Réseau plan rectangulaire

L'application du théorème de superposition [II.8] permet de calculer le **champ total** $\vec{E}(r, \theta, \phi)$ rayonné par le réseau :

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \vec{f}_{mn}(\theta, \phi) e^{j[k_0(x_m \cos\phi + y_n \sin\phi) \sin\theta]} \cdot \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (\text{II.9})$$

Les termes $\vec{f}_{mn}(\theta, \phi)$ prennent en compte la spécificité du rayonnement de chaque source élémentaire ainsi que l'influence des sources voisines ou encore de la proximité du plan de masse.

Lorsque les sources sont très faiblement couplées, des coefficients d'excitation complexes (a_{mn}) sont introduits via la relation :

$$\vec{f}_{mn}(\theta, \phi) = a_{mn} \vec{e}(\theta, \phi) \quad (\text{II.10})$$

où $\vec{e}(\theta, \phi)$ représente la caractéristique vectorielle de rayonnement normalisée (indépendante de la puissance d'alimentation), supposée identique pour chaque source, ce qui implique que les éléments du réseau soient tous orientés et polarisés de la même façon.

Le champ total rayonné s'écrit alors :

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = \vec{e}(\theta, \phi) \cdot F(\theta, \phi) \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \quad (\text{II.11})$$

avec :

$$F(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N |a_{mn}| e^{j[k_0(x_m \cos\phi + y_n \sin\phi) \sin\theta] \sin\theta - j\beta_{mn}} \quad (\text{II.12})$$

$$a_{mn} = |a_{mn}| e^{-j\beta_{mn}}$$

Le terme $F(\theta, \phi)$ est appelé communément le "facteur de réseau"; il ne dépend que de la répartition des éléments dans le réseau et de leurs coefficients d'excitation.

Le **diagramme de rayonnement du réseau** est donné par la relation suivante :

$$d(\theta, \phi) = \frac{|\vec{e}(\theta, \phi)|^2 |F(\theta, \phi)|^2}{|\vec{e}(\theta_0, \phi_0)|^2 |F(\theta_0, \phi_0)|^2} \quad (\text{II.13})$$

où (θ_0, ϕ_0) est la direction du maximum du terme : $|E(r, \theta, \phi)| \cdot r$.

La **directivité maximale du réseau** est calculée par l'expression :

$$D_{\max} = \frac{4\pi |\vec{e}(\theta_0, \phi_0)|^2 \cdot |F(\theta_0, \phi_0)|^2}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi/2} |\vec{e}(\theta, \phi)|^2 \cdot |F(\theta, \phi)|^2 \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\phi} \quad (\text{II.14})$$

pour un rayonnement uniquement dans le demi-espace supérieur au plan du réseau.

III.3.4 – Calcul d'un réseau linéaire pondéré en amplitude

Pour cet exemple, nous nous intéressons principalement à la pondération en amplitude.

Le niveau du premier lobe secondaire d'un diagramme obtenu sans pondération est d'environ -13 dB (pondération naturelle). Pour diminuer ce niveau, il faut alimenter les sources avec des amplitudes différentes, les sources marginales ayant des amplitudes plus faibles que les sources centrales.

A partir de l'antenne élémentaire, on cherche à déterminer un diagramme de rayonnement dont les lobes secondaires sont par exemple (à voir en fonction des contraintes

imposées) inférieurs à -25 dB du maximum. Pour cela on applique une loi de Tchebyscheff 25 (donnée par PCAAD3) dont la pondération en amplitude permet d'obtenir un diagramme de rayonnement avec pondération que l'on peut comparer au diagramme sans pondération (**figure II.6** pour un réseau de 8 antennes plaques).

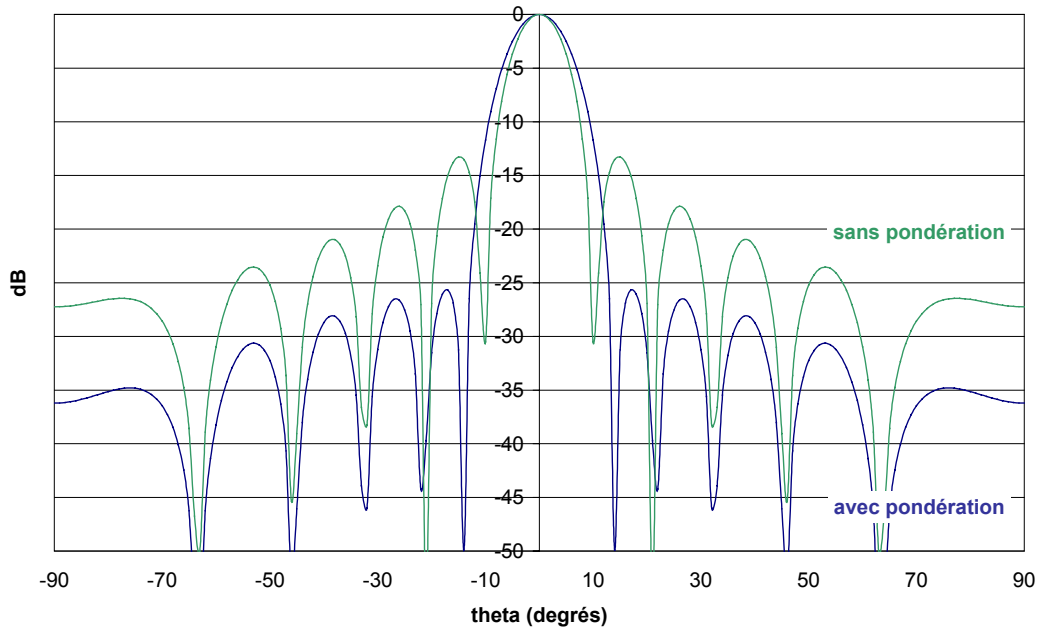


Figure II.6 : Comparaison des diagrammes de rayonnement pour une loi d'éclairement uniforme et une loi de pondération de type Tchebyscheff 25

Pour une loi d'éclairement uniforme, le niveau du premier lobe secondaire est autour de -13.5 dB pour un gain dans l'axe de 17.1 dB, tandis qu'en pondérant les sources suivant la loi choisie, les lobes secondaires théoriques ont un niveau inférieur à -25 dB pour un gain de 16.6 dB.

La perte de gain par pondération (en dB) est obtenue par la formule suivante [II.4] :

$$P_{\text{pondération}} = 10 \times \log \left(\frac{\left(\sum_N A_n \right)^2}{\sum_N A_n^2} \times \frac{1}{N} \right) \quad (\text{II.15})$$

où A_n est l'amplitude appliquée à l'élément n et N le nombre d'élément du réseau.

Dans l'exemple choisi, les pertes calculées en utilisant la formule (II.15) sont de - 0.47 dB.

La dernière étape consiste à réaliser cette loi de pondération au moyen du circuit de distribution.

III.4 – Le réseau de distribution

A partir de la **théorie des lignes**, on élabore le circuit des lignes microrubans alimentant les différents éléments rayonnants. L'objectif de cette étape est, d'une part, de réaliser l'adaptation 50Ω de l'antenne au niveau du point d'excitation et, d'autre part, réaliser les répartitions en phase et en amplitude calculées au cours de l'étape précédente.

III.4.1 – Les transformations d'impédances

Le réseau de distribution peut être réalisé au moyen d'alimentations séparées. Cependant, dans le cas d'antennes imprimées il reste préférable d'utiliser la même technologie et de réaliser l'alimentation de chaque élément, soit par contact direct, soit par couplage, avec des lignes microrubans (**annexe 5**). Un autre rôle de ce réseau d'alimentation est de permettre une adaptation à l'impédance du générateur au niveau de la connexion.

Pour cela on réalise une transformation successive d'impédance. La théorie des lignes permet de déterminer la valeur de l'impédance ramenée Z_r au bout d'une longueur l de ligne, en fonction de l'impédance caractéristique de la ligne Z_c et de l'impédance de charge de la ligne Z_L :

$$Z_r = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \operatorname{tg}\beta l}{Z_c + jZ_L \operatorname{tg}\beta l} \quad (\text{II.16})$$

$$\text{où } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (\text{II.17})$$

Ainsi on peut noter que pour des valeurs remarquables de longueurs de lignes l'expression (II.16) se simplifie. Par exemple,

$$\text{- pour } l = \lambda_g/4 \text{ on a } Z_r = \frac{Z_c^2}{Z_L} \quad (\text{II.18})$$

$$\text{- pour } l = \lambda_g/2 \text{ on a } Z_r = Z_L \quad (\text{II.19})$$

L'expression (II.18) montre qu'il est préférable que la réactance d'entrée de l'antenne soit nulle. Cela permet d'utiliser des transformateurs quart d'onde afin d'obtenir des impédances purement réelles, facilitant ainsi l'adaptation à 50Ω à la connexion.

III.4.2 – Méthode de pondération

Les lois d'excitation en amplitude proposées par les logiciels de synthèse sont appliquées au travers d'une série de transformateurs quart d'ondes alimentant chacun des patches :

- la longueur de la ligne entre 2 éléments consécutifs impose leur différence de phase
- les impédances des transformateurs imposent le rapport d'amplitude entre 2 éléments consécutifs.

Considérons une cellule élémentaire de deux antennes séparées par deux transformateurs quart d'onde d'impédance caractéristique Z_{ci} . Si l'antenne est modélisée par une impédance Z_p , la théorie des lignes permet d'analyser la cellule avec le circuit équivalent de la **figure II.7 [II.2]**.

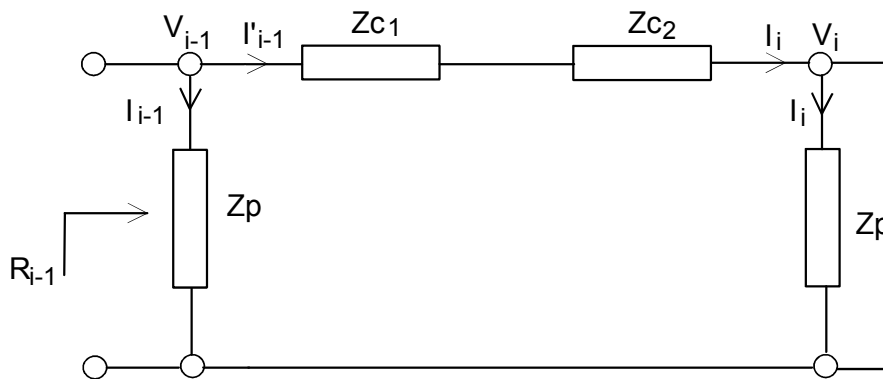


Figure II.7 : Schéma équivalent de la cellule {patch - ligne - patch}

On peut donc écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{i-1} \\ I'_{i-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & j.Z_{c1} \cdot \sin \theta_1 \\ \frac{j \cdot \sin \theta_1}{Z_{c1}} & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & j.Z_{c2} \cdot \sin \theta_2 \\ \frac{j \cdot \sin \theta_2}{Z_{c2}} & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_i \\ I'_i \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

avec : $\theta_i = (\alpha_i + j\beta_i)l_i$ constante de propagation complexe de la ligne i
 α_i constante d'atténuation

β_i constante de propagation

l_i longueur de ligne

A la résonance, les pertes sont négligées, $\theta_i = \frac{\pi}{2}$ puisque $l_i = \frac{\lambda_g}{4}$. Soit $Z_p = R_p$, la résistance de résonance, on a :

$$V_{i-1} = R_p I_{i-1} \quad (\text{II.21})$$

$$V_i = R_p I_i \quad (\text{II.22})$$

La relation matricielle nous donne :

$$\frac{V_i}{V_{i-1}} = \frac{I_i}{I_{i-1}} = \frac{-Z_{c2}}{Z_{c1}} \quad (\text{II.23})$$

De la même façon, dans le cas où les éléments rayonnants sont séparés d'une longueur λ_g , la pondération s'effectue avec 4 transformateurs quart d'onde en série selon la relation :

$$\frac{V_i}{V_{i-1}} = \frac{I_i}{I_{i-1}} = \frac{Z_{c4}}{Z_{c3}} \cdot \frac{Z_{c2}}{Z_{c1}} \quad (\text{II.24})$$

La connaissance des caractéristiques de l'élément primaire, souvent obtenue au moyen de logiciels d'électromagnétisme, doit être extrêmement précise de manière à effectuer une mise en réseau des éléments la plus proche possible des futures réalisations et par conséquent répondant le mieux aux contraintes imposées par le cahier des charges. En effet, les formules approchées ne permettant pas de caractériser parfaitement cet élément, l'erreur commise se répercute ou se multiplie lors de la mise en réseau.

Par contre, les logiciels d'analyse et de synthèse de réseau, sont de bons outils pour évaluer les caractéristiques en rayonnement en fonction de la distance et du nombre d'éléments.

Cependant, la réalisation du circuit d'alimentation reste une étape très délicate, car de nombreuses règles de conception sont à respecter en terme de place, de variation de largeur de ligne et des différentes discontinuités.

A la suite de ce paragraphe, sont détaillées les méthodes numériques utilisées de manière complémentaire pour la caractérisation de circuits, en plus de la méthode des différences finies précédemment présentée.

III.5 – Autres méthodes d'analyse électromagnétique utilisées

De nombreux logiciels ont été développés dans les équipes universitaires ou sont disponibles dans le commerce. Ces simulateurs peuvent être classés en 3 grandes catégories utilisant des méthodes d'analyse différentes :

- Les **simulateurs de type circuit**, qui utilisent des modèles équivalents de circuit passif.
- Les **simulateurs électromagnétiques** dit **2D^{1/2}** qui permettent de résoudre les équations de Maxwell pour des structures composées d'un empilement de couches homogènes.
- Les **simulateurs 3D**, qui permettent d'étudier n'importe quelle structure tridimensionnelle.

III.5.1 – Simulateurs de type circuit

En ce qui concerne ce type de simulateurs, on peut citer CADENCE, MDS, SERENADE mais surtout **JOMEGA** (HP-Eesof) que nous possédons à l'IRCOM et qui a été utilisé pour l'élaboration des circuits de distribution des réseaux.

JOMEGA est basé sur la méthode nodale (lois de courant - tension de Kirchoff). Il permet une simulation rapide de circuits complexes comportant des circuits localisés (selfs, capacités...), des éléments distribués représentés par des circuits équivalents (cas des lignes microrubans), et des éléments actifs (transistors..).

Cet outil est bien adapté lorsque les schémas équivalents des circuits sont valables. Cependant, aux longueurs d'ondes millimétriques, il faut utiliser ce genre de simulateurs avec

prudence, la validité des modèles pouvant être critiquable. De plus, ce type de logiciel ne prend pas en compte les interactions électromagnétiques, telles que le couplage entre éléments.

Cependant, lors de la conception de circuit de distribution dans les réseaux d'antennes imprimés, JOMEGA permet de délivrer une première approche des impédances ramenées à chaque embranchement de sous-réseaux, de l'adaptation finale par le calcul du $|S_{11}|$ de la structure, ainsi que des pondérations appliquées sur les éléments rayonnants par un calcul de S_{1j} avec $j \neq 1$, comme nous verrons au chapitre III.

III.5.2 – Les simulateurs électromagnétiques

Les méthodes numériques utilisées peuvent être de différent ordre : la méthode des éléments finis (FEM), des lignes de transmission (TLM), des moments (MOM) ou des différences finies (FDTD) par exemple. Ces deux dernières méthodes ont été utilisées lors de nos conceptions, la première ayant déjà été présentée en début de chapitre.

La méthode des moments (**annexe 6**) fait appel à la résolution des équations de Maxwell en 3 dimensions suivant une formulation intégrale. Elle fait intervenir les courants surfaciques induits sur les obstacles métalliques de la structure étudiée (ligne microruban ou antenne plaque par exemple).

De nombreux logiciels basés sur cette méthode $2D^{1/2}$ sont disponibles : **MOMENTUM** (**annexe 6**) de Hewlett – Packard a été utilisé pour plusieurs études de ce mémoire. HFSS, SONNET de Sonnet Software et SAPHIR existent aussi.

IV – MODELISATION DES ANTENNES LENTILLES

Plusieurs types de **méthodes asymptotiques** peuvent être mises en œuvre pour évaluer les performances des antennes à ouverture rayonnante que sont les antennes à réflecteurs et les antennes lentilles [II.7] [II.8] [II.9] [II.10] [II.11] [II.12].

Chacune de ces techniques présente des avantages et des inconvénients particuliers selon la géométrie du dispositif à réflecteurs, le temps et la précision du calcul. Les méthodes indirectes (méthode dite des "champs sur l'ouverture équivalente", Optique Géométrique et Optique Physique), autorisant un calcul rapide, permettent de déterminer le diagramme de rayonnement pour le lobe central et les premiers lobes secondaires (zone de quelques degrés par rapport à l'axe de rayonnement maximal). Les autres méthodes (Théorie Physique de la Diffraction, Théorie Géométrique de la Diffraction), plus rigoureuses mais plus coûteuses en temps de calcul, prennent en considération des phénomènes dont l'énergie mise en jeu est moindre. Elles sont utilisées pour calculer plus précisément les performances de rayonnement, en particulier pour les lobes diffus (lobes secondaires dus à la diffraction par le contour de l'ouverture situés dans la zone des angles supérieurs à quelques degrés par rapport à l'axe).

Pour la modélisation des antennes lentilles conçues dans notre équipe [II.10], la **méthode indirecte de l'ouverture rayonnante équivalente associée à l'Optique Géométrique** a été utilisée et développée numériquement [II.10] : elle est particulièrement adaptée à l'étude des diélectriques et les résultats obtenus au travers de plusieurs formes de lentilles sont suffisamment précis par rapport aux exigences demandées [II.10].

IV.1 – Principe général de la méthode

Schématiquement, la méthode employée suit les trois étapes suivantes :

- La première étape consiste à déterminer les **caractéristiques de rayonnement de la source**. Dans notre cas, la source sera un réseau d'antennes imprimées ou une antenne BIP dont la modélisation sera réalisée par la méthode des différences finies. L'étude préliminaire de la source permet de déterminer les caractéristiques de rayonnement suivantes :
 - le gain intrinsèque de l'antenne.
 - le diagramme de rayonnement primaire.

- la polarisation du champ.

On considère que, sauf au voisinage du point focal, les champs présentent une structure d'onde plane rendant valide l'application de la théorie de l'Optique Géométrique. Cette hypothèse est vérifiée lorsque les dimensions de la source sont très inférieures à la distance focale de la lentille. Autrement dit, il faut que la surface d'entrée de la lentille soit en zone de champ lointain par rapport à l'antenne source. On rappelle que, pour une ouverture rayonnante équiphase de plus grande dimension D , la zone de champ lointain appelée zone de FRAUNHOFER correspond à la distance [II.9] [II.12] :

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda_0} \quad (\text{II.25})$$

- Dans ces conditions, les propriétés de rayonnement de la source et la géométrie de la lentille étant connues, les **champs** électriques et magnétiques sont calculés **sur l'ouverture équivalente** par la méthode de l'Optique Géométrique. Les composantes de champs sont supposées nulles au-delà de l'ouverture équivalente. La connaissance des composantes tangentielles de champ sur l'ouverture plane, perpendiculaire à l'axe de la lentille, est suffisante.
- La dernière étape consiste à appliquer le principe d'équivalence de HUYGENS. L'espace étant représenté par un repère cartésien (x, y, z) , l'ouverture est dans le plan (xoy) . Le point P d'observation est situé dans le demi espace $z > 0$ **figure II.8**. On cherche à calculer le champ au point P correspondant au **champ diffracté par l'ouverture rayonnante**. Les champs tangentiels sur l'ouverture sont considérés comme un nombre infini de sources secondaires élémentaires qui rayonnent dans le demi-espace $z > 0$. Le champ au point P est représenté sous la forme d'une superposition des ondes émises par les sources élémentaires. La formulation mathématique de ce principe aboutit à une formulation de l'intégrale de rayonnement.

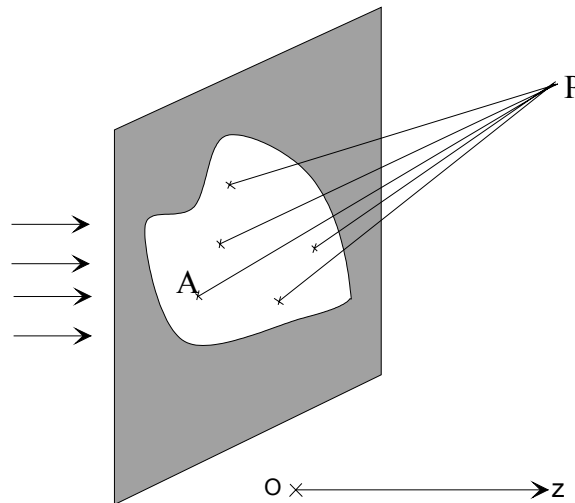


Figure II.8 : *Source d'Huygens sur une ouverture rayonnante*

De nombreux ouvrages exposent la théorie des ouvertures rayonnantes. Ce type d'étude est capital dans le domaine des grandes antennes pouvant être assimilées à des ouvertures rayonnantes. Selon les conditions de départ, les approximations, les repères, ce problème peut être traité de différentes façons pour aboutir à des expressions de l'intégrale de rayonnement dont l'écriture et la dénomination diffèrent selon les ouvrages [II.9] [II.10] [II.11] [I.12].

IV.2 – Gain du système complet

Le **calcul du gain**, dans l'axe de l'antenne lentille, peut être mis sous la forme suivante afin de faire apparaître le rôle des divers facteurs de gain [II.10] :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} K_1 K_2 K_3 K_4 \quad (\text{II.26})$$

- K_1 est un coefficient de gain traduisant les pertes par apodisation. Il correspond au facteur de gain d'une ouverture dont la distribution normalisée en amplitude n'est pas uniforme.
- K_2 est le coefficient correspondant aux pertes par débordement (ou spillover : énergie non interceptée par la lentille c'est-à-dire située au-delà de l'angle d'illumination θ_m , angle maximum pour lequel la lentille intercepte le diagramme primaire).

- K_3 est le coefficient de pertes par polarisation croisée.
- K_4 est le coefficient regroupant les pertes par réflexions, les pertes ohmiques, les pertes par désadaptation, les problèmes de tolérance de fabrication, d'alignement...

IV.3 – Niveau d'apodisation optimal

La définition du gain, telle qu'elle vient d'être présentée, permet de mettre en évidence la notion de directivité primaire optimale : il s'agit de déterminer la directivité de la source permettant d'optimiser le gain du système centré. Parmi les différents facteurs, les coefficients d'apodisation et de spillover sont à considérer particulièrement car ils varient en sens inverse en fonction de la directivité primaire. Autrement dit, il faut trouver un **compromis entre les pertes par débordement** (elles sont importantes si la source est peu directive) et **les pertes par apodisation** (elles sont importantes si la source est très directive).

Si ces deux coefficients sont exprimés en fonction du niveau d'apodisation N_i de l'illumination de la source, le maximum du produit de K_1 et K_2 permet de définir un **niveau d'apodisation optimal**. On en déduit le diagramme primaire et la directivité de la source. Le calcul du niveau d'apodisation optimal peut être effectué numériquement. De manière approchée, en considérant une forme analytique classique du diagramme primaire et une fonction de transfert constante, on montre (**figure II.9**) que le facteur de gain est maximum pour un niveau d'apodisation de -11 dB [**II.10**].

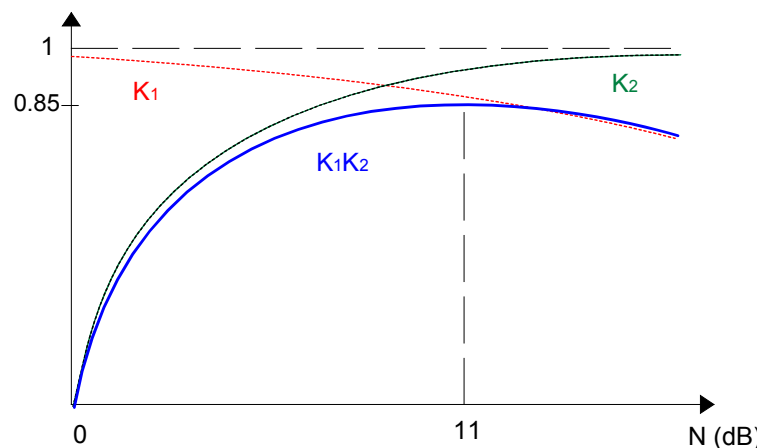


Figure II.9 : Evolution du facteur de gain en fonction du niveau d'apodisation de l'illumination

V – MODELISATION DES ANTENNES A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE

L'essentiel du travail de modélisation de ce type d'antenne est réalisé à l'aide des **différences finies** présentées au début de ce chapitre.

Comme il a déjà été vu au chapitre I, il convient au préalable de faire une **étude fréquentielle du matériau** dont le but est de paramétrer et régler les caractéristiques du défaut introduit pour une fréquence précise. Le but est également la détermination du coefficient de qualité lié au gain désiré ainsi que l'évolution fréquentielle des coefficients de réflexion et de transmission [II.13] [II.14]. Cette étude permet enfin de constater la répartition de champ dans la structure aboutissant à la possibilité d'introduire un plan de masse au centre de celle-ci où les composantes sont nulles et symétriques de part et d'autre.

Une fois les méthodes de modélisation des réseaux d'antennes imprimées, des antennes lentilles et des antennes à bande interdite photonique abordées, les moyens d'étude expérimentaux vont maintenant être présentés.

VI – MOYENS D'ETUDE EXPERIMENTAUX

Les mesures des différentes antennes ont été réalisées dans la **base millimétrique** du C.R.E.A.P.E., spécialisée dans les applications en millimétrique, ainsi que dans la nouvelle **base compacte** récemment mise en place.

VI.1 – La base de mesure millimétrique

Le principe de cette base est la détermination des caractéristiques de rayonnement effectuée en mesurant en transmission un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception.

Le dispositif de mesures comporte :

- un positionneur pour l'antenne sous test, permettant une rotation de l'antenne selon les trois axes principaux. Seule la rotation autour le l'axe vertical est motorisée
- un positionneur pour l'antenne de mesure, permettant une rotation motorisée de l'antenne autour d'elle-même (mesure de taux d'ellipticité) selon les 3 axes principaux
- la commande de ces positionneurs
- un analyseur de réseau vectoriel (génération, détection des signaux et mesure des paramètres de transmission et de réception en module et phase)
- une antenne de mesure
- une antenne de référence
- un système d'acquisition des données angulaires du positionneur
- un système de calcul de mise en forme et de tracé des caractéristiques radioélectriques de l'antenne sous test

Les appareils de la base de mesure d'antennes du C.R.E.A.P.E., photographiés sur la **figure II.10**, sont reliés entre eux et pilotent les positionneurs maintenant les antennes sous test et de référence placées dans la chambre anéchoïde. Parmi ces appareils nous distinguons :

- un analyseur de réseau vectoriel de la société AB MILLIMETRE : le MVNA8-350 à très grande dynamique. Les signaux sont issus de sources centimétriques (8GHz - 18 GHz) puis multipliés en fréquence par des générateurs harmoniques. Les têtes millimétriques acquises permettent d'effectuer les mesures dans la bande [30 GHz – 70 GHz]
- un oscilloscope pour visualiser l'onde détectée
- un compteur-stabilisateur de fréquence EIP575
- un PC de contrôle et de traitement des données qui pilote l'analyseur et les moteurs permettant la rotation des positionneurs

Des panneaux d'absorbants mobiles sont disposés de façon à former une chambre anéchoïde de dimensions $\{L = 6 \text{ m} ; l = 3 \text{ m} ; h = 1,985 \text{ m}\}$.

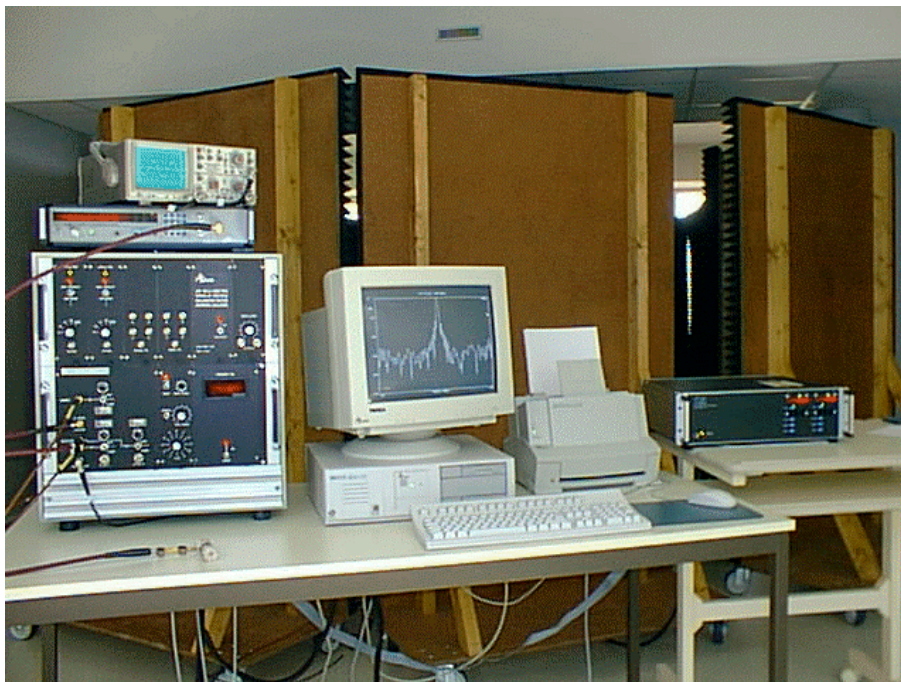


Figure II.10 : Banc de mesure d'antennes millimétriques du C.R.E.A.P.E.

Cette base permet d'avoir une excellente dynamique de mesure (supérieure à 60 dB sur les diagrammes de rayonnement). Ses dimensions (maximum 6 m entre l'antenne sous test et le cornet référence) sont à la limite "champ lointain" des antennes testées (notamment la lentille dont le champ lointain est égal à 7 m à 40 GHz). Les mesures de gain seront données à ± 0.5 dB près.

VI.2 – La base compacte

Jusqu'alors, la plupart des antennes pouvaient être mesurées dans la base millimétrique précédemment décrite car nécessitant dans tous les cas un critère de champ lointain au maximum égal à 6-7 mètres. Cependant, pour certains types d'antennes (notamment très grand gain à certaines fréquences), les champs lointains peuvent atteindre plusieurs dizaines de mètres, impossibles à tenir dans cette base.

Une base compacte a donc été envisagée [II.15], devant permettre la **mesure en champ proche de tous types d'antennes**, à petits ou grands diamètres selon le gain, dans un local réduit, pour une bande de fonctionnement allant de 10 à 50 GHz.

VI.2.1 – Dispositif de mesures

La fonction d'une base compacte [II.15] de mesure d'antennes est de reproduire la condition de champ lointain à une distance relativement faible. Une onde sphérique provenant de la source est transformée en onde plane après réflexion sur le réflecteur. Elle est ensuite dirigée vers l'antenne sous test. Cependant, cette onde doit respecter des critères de planéité, c'est à dire présenter des variations maximales de ± 0.5 dB en amplitude et $\pm 5^\circ$ en phase, devenu standard universel depuis la mise en place des premières bases [II.15]. Le volume où ces critères sont vérifiés est appelé zone tranquille. La solution technique la plus simple utilise une parabole à source décalée, avec un plan d'offset en position verticale. Cinq principaux éléments composent une base compacte [II.15] :

- La salle anéchoïde (de dimensions 8×5×5 m)
- Le réflecteur
- La source d'émission
- Le support de réception de l'antenne sous test, centré dans la zone tranquille
- Le dispositif d'acquisition des mesures (analyseur de réseau vectoriel MVNA 8-350 d'ABmillimètre), l'électronique de commande ...

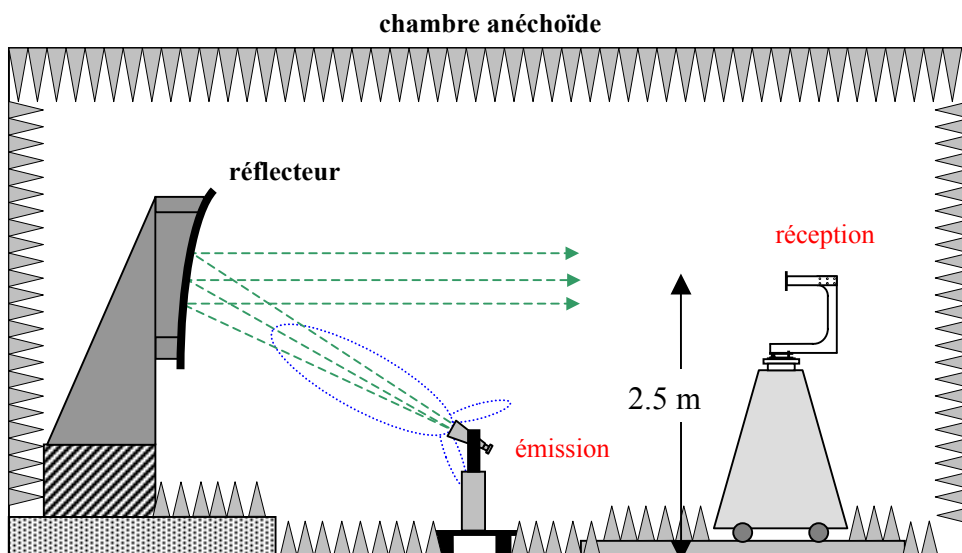


Figure II.11 : Base compacte du C.R.E.A.P.E.

VI.2.2 – Caractéristiques du réflecteur

Le réflecteur en aluminium est composé [II.15] d'une parabole carrée de 90 cm avec une focale de 3 m et des enroulements périphériques (permettant 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.

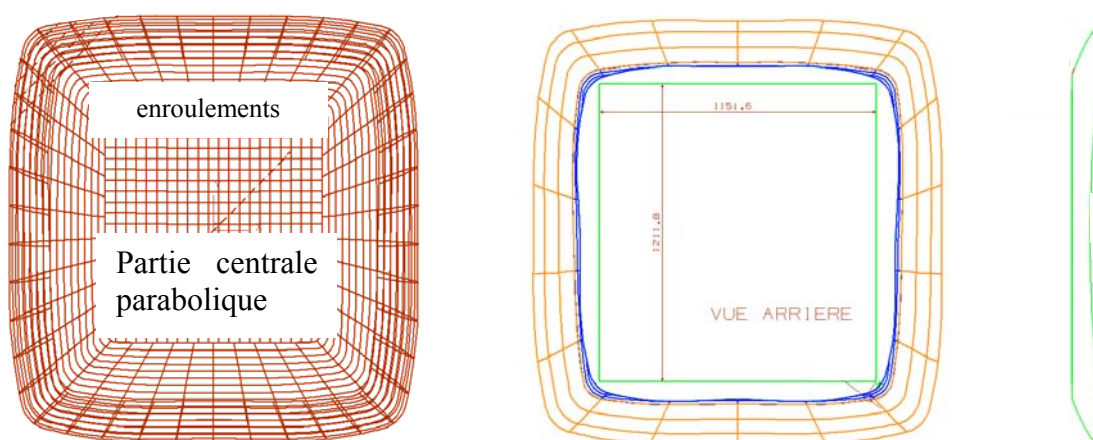


Figure II.12 : *Réflecteur de la base compacte*

VI.3 – Grandeurs mesurées

La base de mesures d'antennes millimétriques et la base compacte permettent de mesurer l'**adaptation**, le **diagramme de rayonnement** dans différents plans de mesure, les **diagrammes de polarisation**, le **gain réalisé** de l'antenne sous test et le coefficient de couplage entre antennes.

L'analyseur de réseau vectoriel permet la mesure des paramètres S_{ij} . En particulier, le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence est calculé grâce à la comparaison entre l'onde réfléchi par l'antenne et l'onde incidente dans le plan de référence imposé au cours de la calibration du dispositif. L'impédance d'entrée de l'antenne n'est pas directement mesurable. Elle est déduite de l'évaluation du coefficient de réflexion $S_{11}(f)$.

Quant au gain de l'antenne, il est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement. Le principe est basé sur la mesure de l'atténuation entre les deux accès (signal émis et signal reçu), l'atténuation d'une liaison radioélectrique étant reliée au gain par la formule de FRISS [II.3].

Les deux bases permettent donc de mesurer les mêmes grandeurs, la différence se faisant sur les valeurs de champ lointain de chacune.

VII – CONCLUSION

Ce chapitre a permis de détailler l'ensemble des **méthodes de modélisation des différentes antennes** qui seront conçues dans les chapitres suivants. Une grosse part de ces outils théoriques revient à la méthode des différences finies, des logiciels plus spécifiques à chaque antenne étant employés de manière complémentaire. Les **moyens expérimentaux** à notre disposition pour la mesure des antennes réalisées ont aussi été décrits.

Les chapitres III et IV à venir sont consacrés à l'application de ces méthodes dans le domaine millimétrique (autour de 40 GHz) pour des réseaux d'antennes imprimées dans un premier temps puis pour des dispositifs plus grand gain ensuite avec des antennes lentilles et des antennes à bande interdite photonique.

CHAPITRE III

***CONCEPTION DU RESEAU D'ANTENNES IMPRIMEES
DE L'INTERROGATEUR B.I.F.F.***

* * * * *

- L'EXISTANT
- CONCEPTION D'UN RESEAU LINEAIRE SERIE
- CONCEPTION DU RESEAU COMPLET
- DIMENSIONNEMENT D'UN ANNEAU HYBRIDE
- REALISATION ET MESURE DU RESEAU COMPLET
- ETUDE DU BIFF EN ANTENNE A BANDE INTERDITE
PHOTONIQUE DIELECTRIQUE

I – PRESENTATION

Ce chapitre est consacré à la **conception d'un réseau d'antennes imprimées fort gain** : le réseau de l'interrogateur **B.I.F.F.** (Battlefield Identification for Friend and Foe) qui est un système à finalité militaire permettant l'identification entre chars sur le champ de bataille en faisant la différence entre "ami" et "ennemi". Discret et sécurisé du fait de l'utilisation de la technologie millimétrique et des techniques d'étalement de spectre, ce système d'identification doit délivrer à l'opérateur le caractère ami ou ennemi de la cible visée ainsi que le nombre et la distance des objets amis situés dans le secteur d'interrogation.

Ce réseau est une antenne **réseau monopulse à deux voies** permettant de créer deux diagrammes distincts dans le plan H : un diagramme somme (lorsque les deux sous-réseaux qui constitueront le réseau complet seront excités en phase) et un diagramme différence (excitation en opposition de phase) avec une contrainte forte de recouvrement (hors du lobe principal) des lobes secondaires du diagramme de rayonnement en voie somme par celui en voie différence.

Le cahier des charges fourni par THALES Communications Colombes, impose des spécifications strictes en terme de gain, de forme de diagramme de rayonnement et d'encombrement :

- **Bande de fréquence** de travail : **36.7 à 37 GHz** (300 MHz)
- Fréquence centrale : 36.85 GHz
- T.O.S = 1.5 ($S_{11} < -15$ dB)
- Ecart entre voies : 6 dB
- Polarisation rectiligne
- **Directivité** de l'antenne en voie somme : **supérieur à 30 dB** (34 dB cas idéal)
- Ouverture nominale à -3 dB en voie somme :
 - En site (plan E) : 4.3°
 - En gisement (plan H) : 2.9°
- Ouverture utile (zone de recouvrement voie somme / voie différence autour de $\theta=0^\circ$ dans le plan H) : 3.4°

- Zones de recoupement : $\pm 40.4^\circ$ à $\pm 45.2^\circ$
- Ecart minimal entre voies hors des zones de recoupement : 6 à 7 dB à $\pm 69.5^\circ$
- Dimensions totales maximales : 220 * 110 mm

Les premières versions du réseau, malgré des améliorations apportées [III.1], ont montré leurs limites par rapport à plusieurs points du cahier des charges qui n'était pas rempli (gain et écart entre voies principalement). Il a donc été décidé de redessiner le réseau dans son ensemble (forme des patches, nombre de patches, pas du réseau, type d'alimentation...) : les patches élémentaires de ce nouveau réseau seront des patches carrés alimentés en coin que l'on associera en réseaux linéaires. Une alimentation des patches de type série remplacera donc l'alimentation parallèle présente sur les solutions précédemment construites. La mise en réseau de ces réseaux linéaires sera ensuite traitée, conduisant à de nombreuses difficultés pour des raisons d'encombrement, de couplage voire de modification de diagramme de rayonnement.

Quant à l'alimentation de la totalité du système, elle se fera par l'intermédiaire d'un **anneau hybride**, élément à dimensionner, qui excitera en phase ou en opposition de phase les deux sous-réseaux en fonction du lieu où l'on fournit l'énergie sur celui-ci. Pour le réseau précédent, cette partie alimentation se faisait de manière électronique et était située à l'arrière de l'antenne. Une attention particulière sera portée à ce coupleur de manière à répartir convenablement l'énergie. De plus, la moindre incertitude de dimensionnement peut avoir des conséquences non négligeables aux fréquences millimétriques de travail.

Des réalisations seront faites à plusieurs reprises pour valider par étapes les études théoriques et mieux comprendre les phénomènes pouvant nuire aux performances attendues. Les différents types de pertes ainsi que leurs effets sur le gain seront évalués pour l'ensemble du réseau.

Enfin, une étude théorique du même système sous la forme d'une **antenne à bande interdite photonique** sera menée en simulation, l'avancée actuelle technologique ne permettant pas encore la fabrication de ces antennes grand gain.

II – L'EXISTANT

Le **réseau BIFF V3** existant est constitué de **deux réseaux de patches 16*16** symétriques (**figure III.1**) de façon à créer dans le plan H un diagramme somme (excitation en phase des deux réseaux 16*16) et un diagramme différence (excitation de ces réseaux en opposition de phase). Il faut que, hors du lobe principal, le diagramme différence soit au-dessus du diagramme somme.

Composé de patches rectangulaires alimentés par lignes, fonctionnant proche du mode de cavité TM_{01} et organisés en cellules de base 2*2, ce réseau devait fonctionner dans sa version V3 dans la **bande de fréquence** de travail **36,97 GHz-37,27 GHz** (largeur 300 MHz) centrée sur une fréquence centrale de 37.12 GHz. Le diagramme souhaité devait être formé grâce aux valeurs de pondérations appliquées aux patches et à l'arborescence du circuit de distribution (visant bien entendu également à une optimisation du niveau d'adaptation).

L'**alimentation** de l'antenne se faisait à l'**arrière** en guides d'ondes rectangulaires. Un té magique associé à un répartiteur en guide d'onde (schéma de principe du té en **III.2**) permettait l'excitation en phase ou en opposition de phase des deux réseaux 16*16 conduisant aux diagrammes de rayonnement en voies somme et différence. Cette antenne était également munie d'un radôme (hydrophobe pour l'environnement extérieur dans lequel se trouve le système) et d'un polariseur.

Cette version d'antenne réseau BIFF ainsi décrite devait en principe permettre d'atteindre les objectifs fixés. C'est en tout cas ce que les résultats théoriques avançaient sur la **figure III.2** : ils donnaient un gain intrinsèque (directivité en fait) de 34 dB_i, des lobes secondaires à -28 dB du max en voie somme, une ouverture de 2.95° dans le plan H, une voie différence nettement au-dessus de la voie somme amenant à un écart entre voies supérieur au 6 dB souhaités (voire 8 dB sur toute la courbe) en dehors de la zone de recoupement située entre $\pm 40^\circ$ et $\pm 50^\circ$ **III.1**.

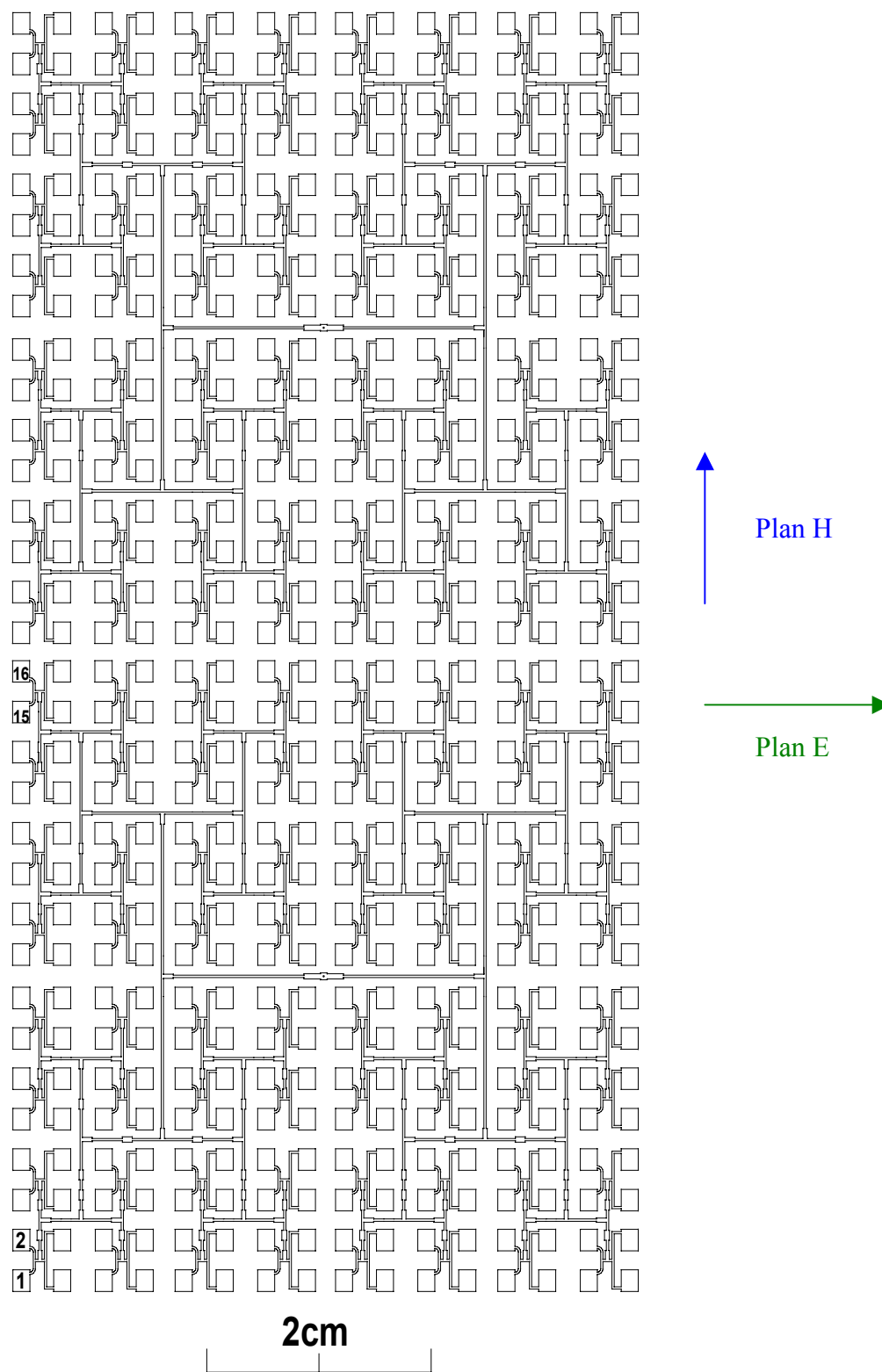


Figure III.1 : *Silhouette du réseau d'antennes BIFF V3*

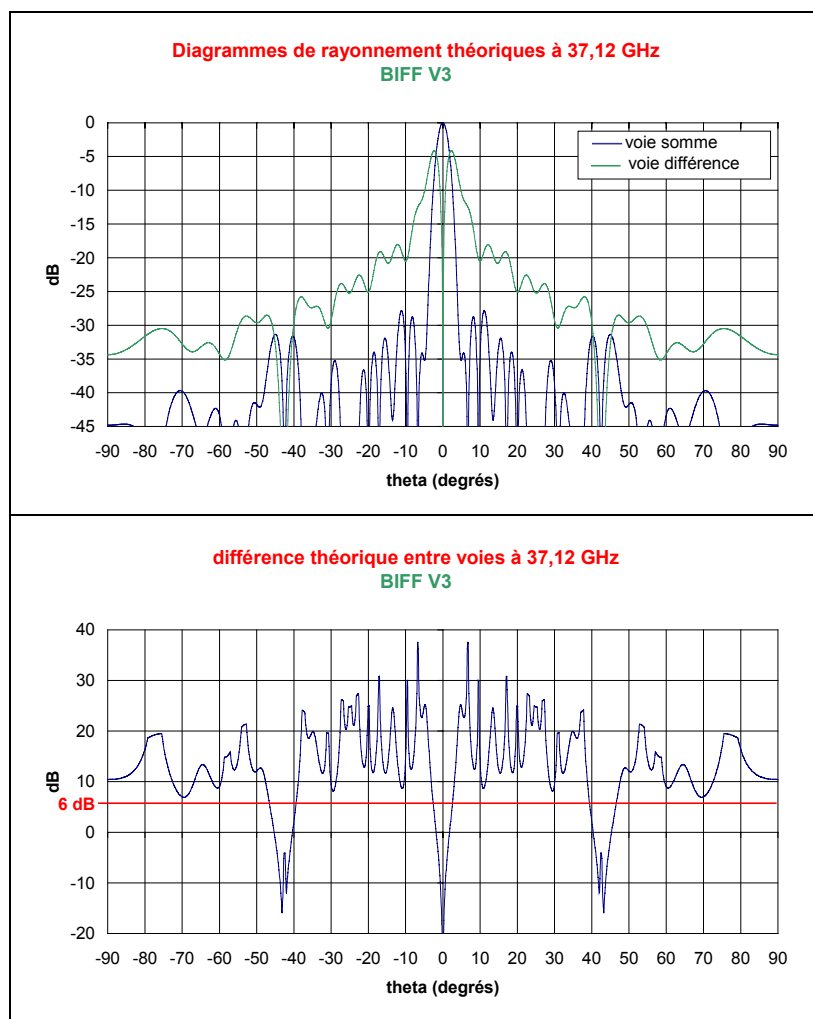


Figure III.2 : Diagrammes de rayonnement théoriques et différence entre voies à 37,12 GHz

Par comparaison de ces résultats théoriques aux mesures du réseau effectuées dans la base millimétrique du CREAPE (**figure III.3** et **III.1**), on observe un **écart** entre les voies somme et différence dans le plan H bien **moins important** qu'en théorie puisque la valeur attendue de 6 dB limite n'est que très rarement atteinte. Ceci est en particulier dû à une remontée des lobes secondaires en voie somme (à -22 dB/max).

En plus de la confirmation de la zone de recouvrement autour des $\pm 40^\circ$, des **recouvrements supplémentaires** apparaissent autour de $\pm 20^\circ$ et $\pm 70^\circ$, nuisant fortement aux performances désirées. Le gain vaut par ailleurs 28 dB_i. Le **tableau III.1** regroupe la comparaison de l'ensemble de ces résultats.

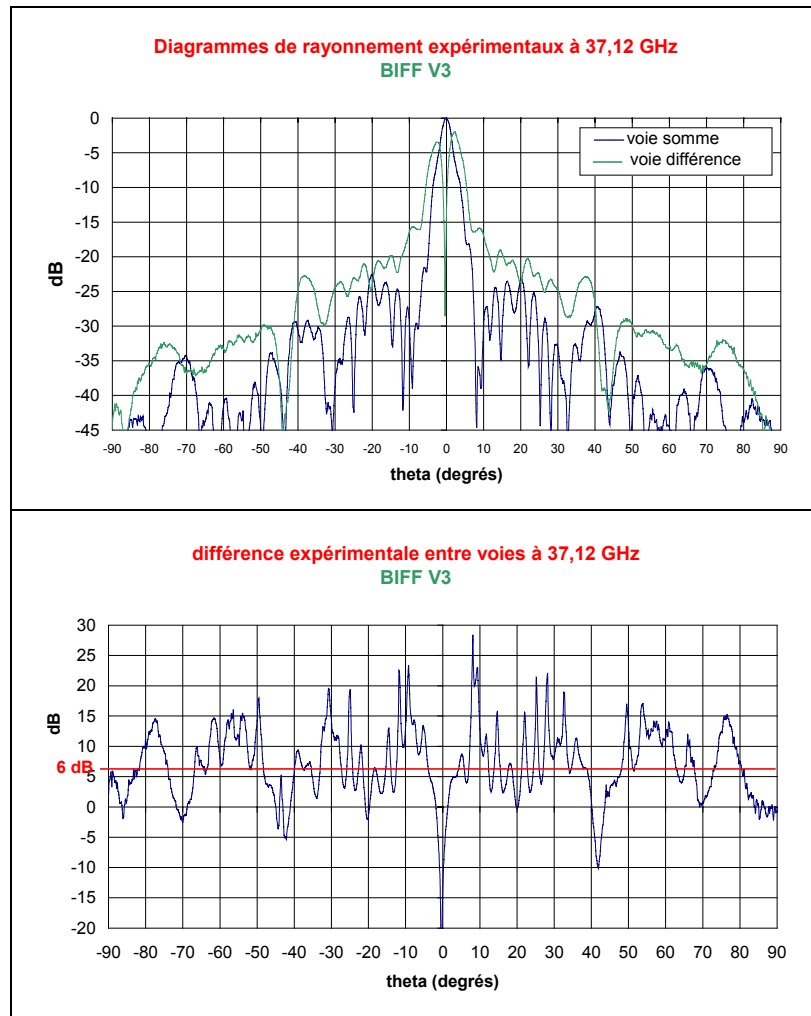


Figure III.3 : Diagrammes de rayonnement expérimentaux et différence à 37,12 GHz

	cahier des charges	théorie	expérience
Directivité	34 dB _i	34 dB _i	Gain=28 dB _i
Ouverture à -3 dB plan H	2.9°	2.95°	3.1°
Ouverture utile	3.4°	3.6°	2.7°
Zones de recoupement	±40.4° à ±45.2°	±40.4° à ±45.4°	±20.9° à ±19.8° ±41° à ±45° ±71.7° à ±68.8°
Ecart minimal entre voies (hors des zones derecoupement)	6 dB	7.2 dB	1.6 dB

Tableau III.1 : Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux à 37,12 GHz

L'écart sur le gain entre théorie et mesures s'élève à près de 6 dB. Des explications ont été données dans [III.3] [III.4] pour en donner les raisons et chiffrer les différents types de pertes entrant en jeu.

L'étude successive, à l'aide des différences finies, des lignes, des coudes et des tés constituant le circuit de distribution du réseau de patches permet d'évaluer l'ensemble des **pertes** diélectriques, métalliques et par rayonnement à hauteur de 2.2 dB ([III.4]).

L'excitation de cette antenne à l'aide du dispositif précédemment décrit ajoute des pertes de l'ordre de 1.4 dB. Cette valeur est décomposée en 0.4 dB pour le connecteur, 0.3 dB pour la transition vers le circuit microstrip, 0.3 dB pour le guide d'ondes et 0.4 dB pour le té magique. On peut ajouter 1 dB du au lobe parasite dans le plan E et aux lobes en polarisation croisée. Finalement, une majeure partie de l'écart (4.6 dB) a été expliquée. mais certains types de pertes ont pu être sous-évalués.

Des travaux complémentaires sur ce réseau ont été menés [III.1] : notamment la pondération qui fut affinée afin de réduire les premiers lobes secondaires et supprimer les remontées de lobes lointains liés à la périodicité du réseau. Peu d'amélioration furent constatées [III.3] mise à part l'élimination des zones de recoupement situées à $\pm 20^\circ$. Le cahier des charges n'était donc toujours que partiellement rempli.

C'est pourquoi il fut décidé de reprendre totalement la conception de l'antenne sous une forme différente pour atteindre les valeurs de gain fixées et les formes de diagrammes désirées. Des patches carrés directement alimentés en coin par ligne, une nouvelle architecture du réseau de distribution visant à diminuer les pertes le long de celui-ci (largement incriminées dans la version V3) et un autre type d'excitation du réseau global en voies somme et différence furent alors étudiés.

III – CONCEPTION D'UN RESEAU LINEAIRE SERIE

Par rapport à la configuration précédente de la version V3 du BIFF, le **réseau série** devrait permettre de réduire les pertes désignées comme responsable des niveaux de gain insuffisants. Le **patch carré alimenté en coin**, "posé" sur sa ligne d'alimentation fait que les longueurs de lignes du circuit de distribution sont fortement diminuées. Les discontinuités (coudes, tés) s'en trouve également en nombre très inférieur. Par conséquent, la nouvelle forme de ce réseau série doit amener des pertes inférieures le long de celui-ci.

Il sera de plus vu ultérieurement que l'alimentation arrière de l'antenne en guides d'ondes sera remplacée par une **excitation sur le circuit lui-même** par l'intermédiaire d'un anneau hybride, toujours dans le but de réduire les pertes et d'augmenter le gain. La priorité est donc de gagner des dB partout où il est possible de le faire sur cette antenne pour aboutir à des **valeurs de gain les plus grandes possibles** sur la bande étroite de travail. Il est à noter que les pertes participent à la pondération.

La première étape a consisté à définir le patch élémentaire, à étudier minutieusement son fonctionnement et l'ensemble de ses caractéristiques et en particulier à connaître précisément son impédance pour alors construire le réseau linéaire. Ce dernier a alors été dimensionné en terme de nombre de patches, d'encombrement et d'arborescence.

III.1 – Etude de l'élément rayonnant primaire

III.1.1 – Le patch carré alimenté en coin

C'est sur ce type de patches [III.5] [III.6] [III.7] [III.8] que le choix s'est porté : des réseaux avec patches abusivement dits "en losange" avaient montré des résultats satisfaisants à des fréquences moins élevées et ces patches peuvent en général être facilement adaptables et intégrables dans des réseaux par simple contact sur la ligne d'alimentation.

Lors de l'alimentation en coin d'un patch carré, le modèle de la cavité peut être appliqué [III.5] : l'antenne est assimilée à une cavité de modes TM_z par rapport à la direction verticale dont les parois rayonnent. Le modèle de la cavité montre que les champs internes

excités sont constitués par 2 modes fondamentaux d'égale amplitude, à savoir les modes TM_{01} et TM_{10} .

La superposition de ces 2 champs internes est à l'origine de la distribution des courants magnétiques le long des bords du patch **figure III.4**. Les contributions de J_1 et J_2 étant identiques, le courant total est alors vertical. Il en résulte que le courant total correspond à la somme des contributions des courants des modes (0,1) et (1,0). On a donc une polarisation linéaire parallèle à la diagonale passant par le coin de l'alimentation.

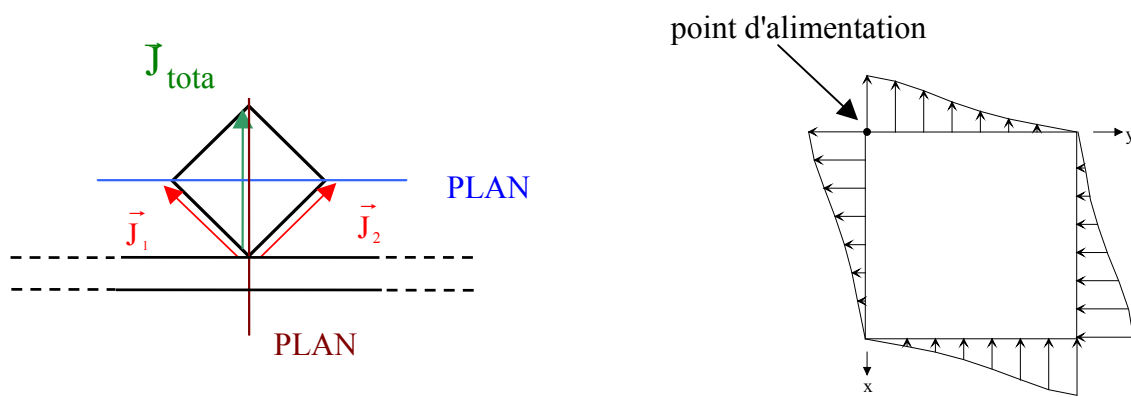


Figure III.4 : Sens des courants et courant magnétique résultant

III.1.2 – Détermination de l'impédance du patch

Etant donné que l'on souhaite créer un réseau linéaire et ensuite un réseau global à partir de ces réseaux linéaires, la connaissance très précise de l'élément de base puis des réseaux linéaires s'avère d'une grande importance d'où l'attention particulière apportée à cette détermination. La fréquence de résonance devra elle aussi être bien connue car l'on cherche à élaborer des antennes à faible bande passante.

Plusieurs méthodes ont été testées [III.9] à l'aide des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D.) pour la détermination de cette impédance. Le patch carré est tourné et enfoncé dans la ligne puisqu'il présente un méplat fixé à 200 μm pour des raisons de conception technologique.

La méthode la plus satisfaisante consiste à poser le patch (de côté 2.495 mm avec un méplat légèrement supérieur à 200 μm) sur une ligne (alimentation par ligne comme ce sera le cas en réalité en tenant ainsi compte d'un éventuel couplage ligne-patch) et à faire un relevé dans des plans perpendiculaires à cette ligne situés à λ_{geff} ou $\lambda_{\text{geff}}/2$ du patch (**figure III.5**). On obtient ainsi directement l'impédance du patch par la valeur donnée dans ces plans.

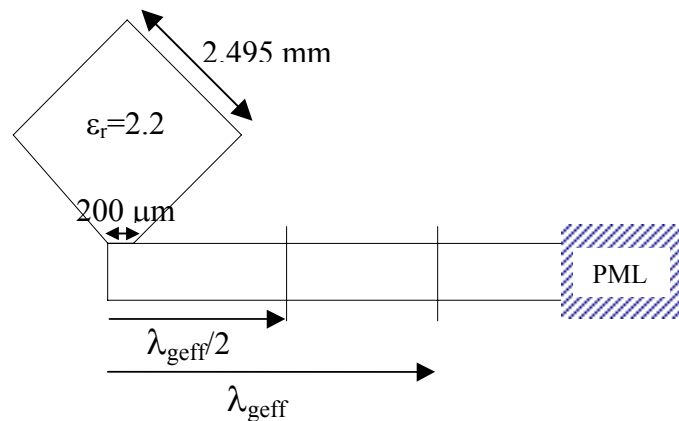


Figure III.5 : Méthode de détermination de l'impédance

La valeur alors obtenue est $Z_{\text{patch}} = 408 \Omega$ (on travaille à partie imaginaire nulle pour pouvoir ensuite concevoir le réseau) à la fréquence centrale de 36.85 GHz (courbe **figure III.6**) et sera conservée pour élaborer le réseau linéaire, de même que les cotes du patch élémentaire. La même structure simulée sous Momentum a donné des résultats identiques.

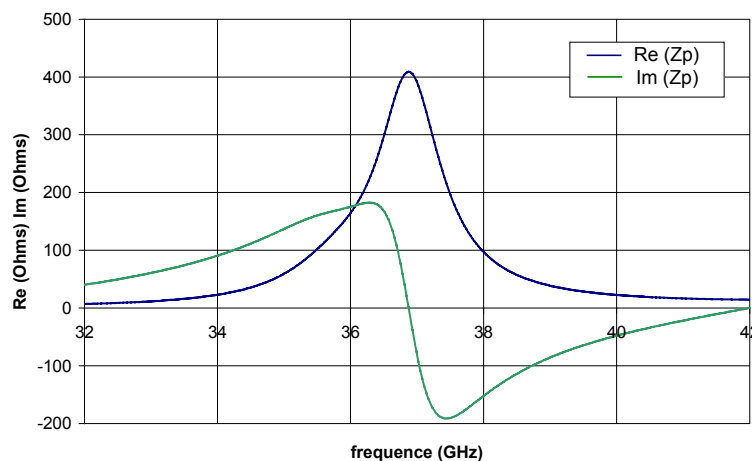


Figure III.6 : Impédance du patch alimenté en coin par ligne

III.1.3 – Etude de l'ensemble ligne-patch

Caractéristiques en rayonnement

Le but est ici de déterminer le gain élémentaire de cette structure faible bande et de comprendre les diagrammes de rayonnement des différentes composantes de cet ensemble ligne-patch.

On traite deux cas: le patch carré seul alimenté en coin par fil et le patch tourné posé sur la ligne d'alimentation. Le premier cas donne un gain de 7.0 dB et il n'y a pas de composantes liées à la polarisation croisée (E_ϕ nul dans le plan E et E_θ nul dans le plan H pour $\theta=0^\circ$). Le deuxième cas présente le cas réel où le patch est excité par ligne. Le gain est alors de 5.5 dB et les diagrammes sont modifiés en forme et en symétrie (**figure III.7**).

Des cartographies des courants et du champ (**figure III.8**) confirment les formes visualisées de ces diagrammes en rayonnement. On pensait y voir des courants uniquement sous la forme J_y mais on se rend compte que des courants J_x apparaissent de manière non négligeable sur les bords du patch. Ce sont des courants liés à la **polarisation croisée** participant au rayonnement des composantes croisées du champ.

Quant au champ E_z , il est maximum sur les coins supérieurs et inférieurs du patch. Là encore, les cartographies attendues ne sont pas tout à fait obtenues puisque la symétrie de la cartographie par rapport à la diagonale horizontale est légèrement modifiée, ceci pour les mêmes raisons que précédemment.

Effet de la ligne d'alimentation sur le patch

Ce type de patch permet de limiter, de par sa position enfoncée dans la ligne d'alimentation, le nombre de discontinuités génératrices de partie imaginaire. L'enfoncement du patch dans la ligne provoque quelques problèmes, essentiellement de couplage comme l'on pouvait s'y attendre.

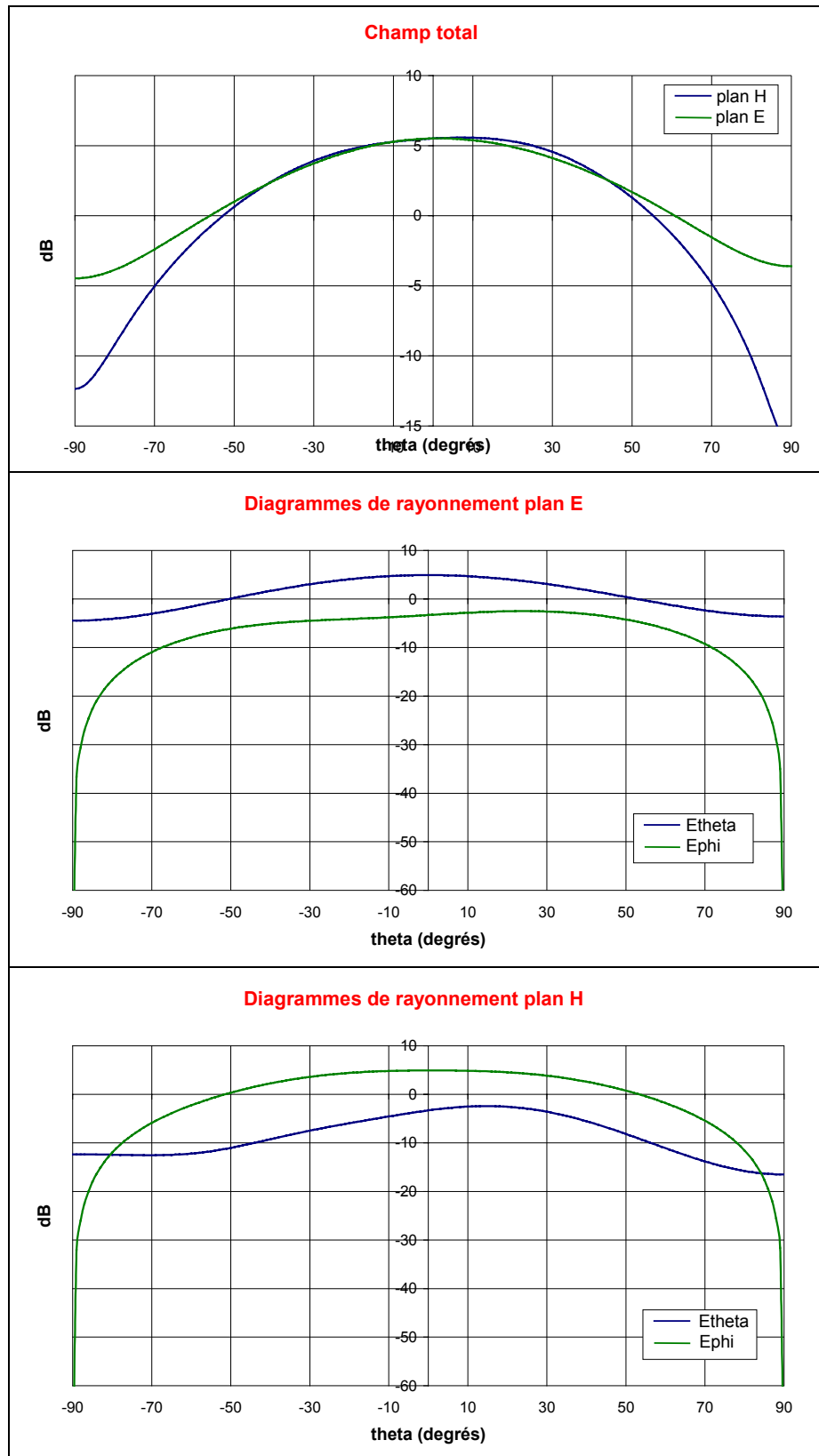


Figure III.7 : *Caractéristiques en rayonnement à 36.85 GHz du patch alimenté en coin par ligne*

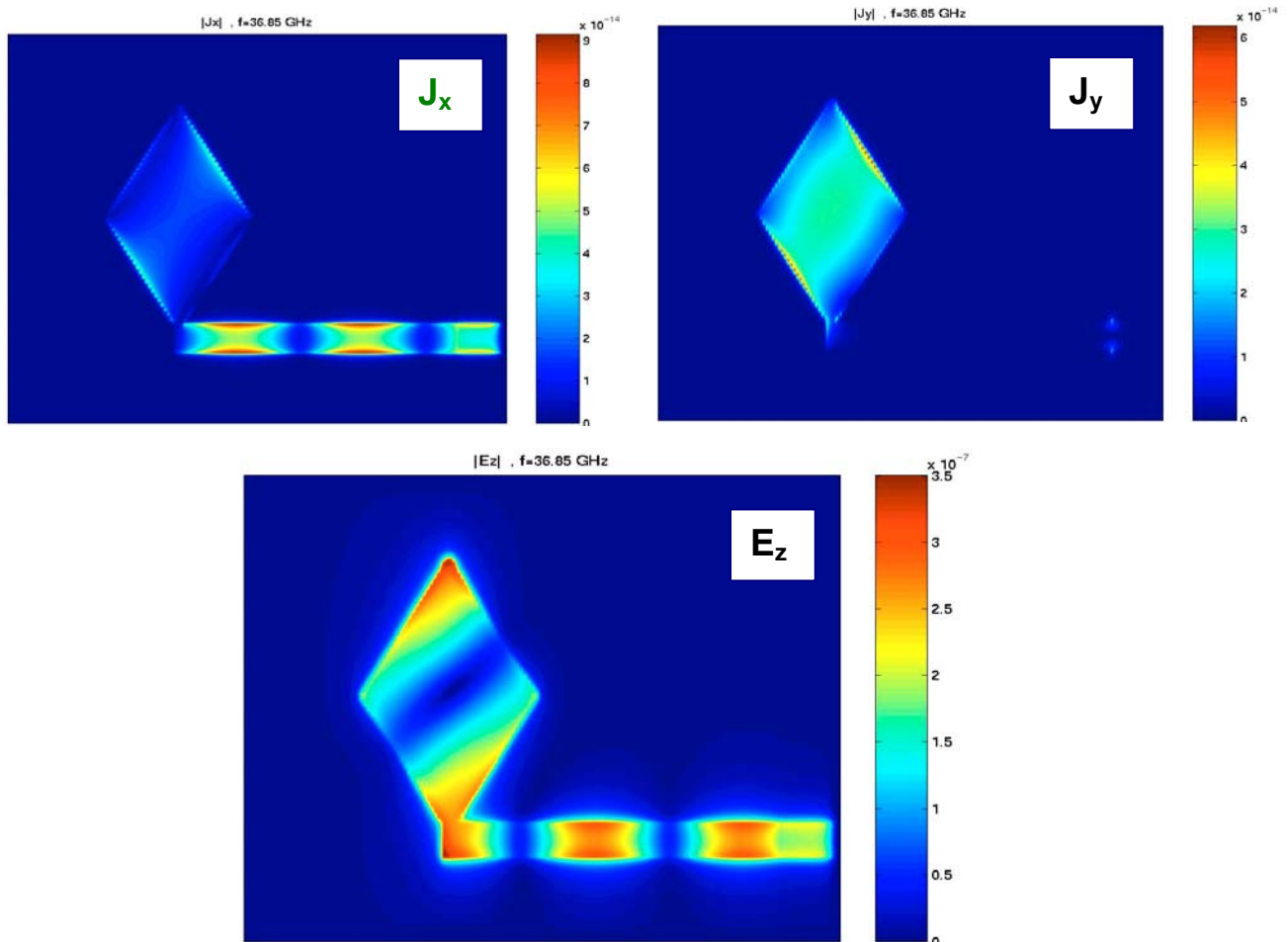


Figure III.8 : *Cartographies des courants et champs de l'ensemble ligne-patch*

Le couplage entre la ligne et l'antenne ainsi que l'alimentation transversale contribuent à diminuer la valeur de l'impédance d'entrée du patch et à augmenter la fréquence de résonance (par rapport au modèle théorique de la cavité).

Il semble par ailleurs que cette diminution de l'impédance d'entrée soit également induite par l'enfoncement progressif du patch dans la ligne. La jonction constituée par la ligne et l'antenne joue ainsi un rôle de réducteur des dimensions effectives de l'élément, lui conférant donc une fréquence de résonance plus élevée et un comportement légèrement inductif du au resserrement des courants au niveau de cette jonction.

L'augmentation de la fréquence de résonance est également provoquée par l'élargissement W de la jonction ligne-antenne [III.6] [III.8]. La ligne agit par conséquent là

aussi sur les dimensions effectives de la cavité résonnante qui se voit réduite de $\frac{W}{2\sqrt{2}}$ (**figure III.9**) W étant la largeur de la jonction ligne-antenne.

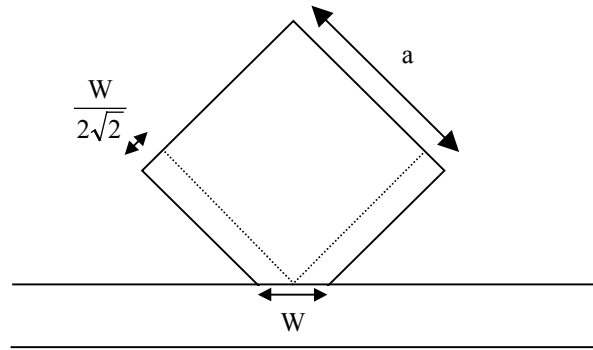


Figure III.9 : Réduction des dimensions effectives du patch

Une formule corrigée de la fréquence de résonance tenant compte de la structure inhomogène et du débordement des champs de la cavité peut alors être dégagée **[III.6] [III.8]**:

$$f_r = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}} \left(a - \frac{W}{2\sqrt{2}} + 2\Delta \right)} \quad (\text{III.1})$$

la constante diélectrique effective ϵ_{eff} prend en compte les effets de la dispersion en fréquence et Δ représente le débordement de champ.

On peut ajouter qu'il est possible d'élaborer un modèle équivalent de cette structure **[III.6] [III.7] [III.8] [III.9]** qui peut s'avérer intéressant notamment pour caractériser son adaptation. Ce modèle à éléments localisés de l'ensemble ligne-patch peut se résumer **[III.6] [III.7]** à une résistance R qui peut alors être donnée par une formule empirique fonction de la fréquence de résonance, de la largeur W de la jonction et de la hauteur du substrat :

$$R_r = 113 \frac{(f_r[\text{GHz}])^{0.354}}{\left(\frac{W}{H}\right)^{0.24}} \quad (\text{III.2})$$

A l'origine utilisée jusqu'à environ 20 GHz, la validité de cette formule peut être testée aux fréquences millimétriques : on montre qu'elle est applicable à la fréquence d'étude (36.85 GHz) en donnant des résultats proches de l'impédance trouvée par simulation à l'aide de la méthode des différences finies (**tableau III.2**).

R d'après formule	R d'après FDTD	Ecart
429 Ω	408 Ω	4.9 %

Tableau III.2 : Comparaison des résultats des impédances

III.1.4 – Conclusion sur le patch élémentaire

L'élément rayonnant caractérisé présente donc une impédance de **408 Ω** , les dimensions du **carré** sont un côté de **2.49 mm**, le méplat fait 200 μm et le gain est évalué à environ 6 dB. Ceci pour le substrat MY2 de hauteur $H=0.254$ mm et de permittivité $\epsilon_r = 2.2$.

Mais THALES a par la suite décidé de changer de substrat puisque l'on est passé au **RT/DUROID 6002** de permittivité supérieure qui devrait permettre de mieux se rapprocher des contraintes du cahier des charges. Cette décision s'est en fait produite à l'issue des premières réalisations de réseaux linéaires montrant que le critère principal de très fort gain risquait ne pas être atteint.

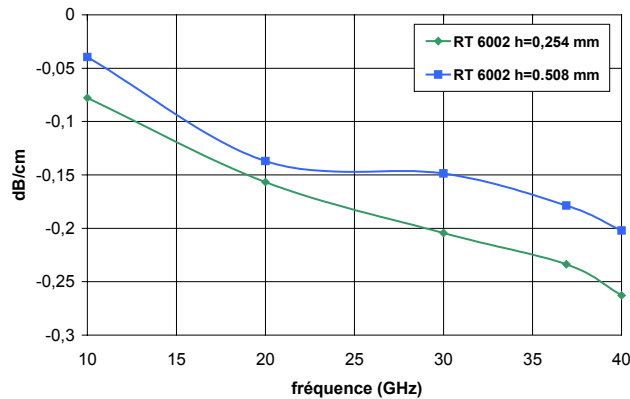
Le 6002 est un matériau à faibles pertes qui offre de très bonnes propriétés électriques et mécaniques. Ce substrat, plus stable, présente les caractéristiques suivantes :

$$\begin{array}{ll} \epsilon_r = \mathbf{2.94} & \tan \delta = 3.38 \cdot 10^{-3} \text{ (à 37 GHz) mesurée} \\ H = 0.254 \text{ mm} & \text{pertes linéiques} = 0.3 \text{ dB/cm mesurées} \end{array}$$

Par la méthode des lignes de transmission décrite en **annexe 2**, THALES a caractérisé ce substrat et montré d'une part, les différences pouvant exister entre les valeurs obtenues lors d'une caractérisation et les données constructeur à 10 GHz et, d'autre part, l'évolution fréquentielle de ces valeurs jusqu'à 40 GHz (**figure III.10**). Les pertes linéiques ont aussi été mesurées et cette valeur sera prise en compte pour la suite avec la plus grande attention.

TANGENTE DE PERTES	RT 6002	RT 6002
Fréquence (GHz)	$h = 0.254 \text{ mm } \epsilon_r = 2.94$	$h = 0.508 \text{ mm } \epsilon_r = 2.94$
<i>10 GHz constructeur</i>	$1.20 \cdot 10^{-3}$	$1.20 \cdot 10^{-3}$
<i>10 GHz mesure</i>	$2.18 \cdot 10^{-3}$	$1.20 \cdot 10^{-3}$
<i>37 GHz mesure</i>	$3.38 \cdot 10^{-3}$	$2.20 \cdot 10^{-3}$

Pertes linéiques

**Figure III.10 :** Caractérisation du RT/DUROID 6002

L'étude complète du patch dimensionné pour le premier substrat a été présentée et la méthode a été validée grâce à une réalisation de réseau linéaire montrée plus loin. Suite au choix du nouveau substrat, l'ensemble de ces études ont été refaites. Les méthodes de conception ayant fait leur preuve, elles ne seront pas ici redonnées en détail avec le 6002.

La détermination des paramètres du patch avec ce nouveau substrat a donné les résultats suivants : **patch de 2.2 mm de côté avec méplat de 200 μm** pour les dimensions et **380 Ω** en ce qui concerne la valeur de l'impédance d'entrée.

C'est en fait la mise en réseau de ces patches alimentés en coin qui montre l'intérêt du choix porté sur ce type d'élément de base (facile à réaliser, facile à adapter dans des réseaux, grand gain plus facile à obtenir, pas de coudes, moins de pertes...).

III.2 – Conception du réseau linéaire série à patches alternés

La première étape de conception du réseau linéaire série vient d'être menée puisque le choix et la caractérisation de l'élément rayonnant ont été faits : les dimensions du patch, son

impédance d'entrée et les diagrammes de rayonnement sont maintenant connus.

Dans le cas des réseaux linéaires, deux éléments rayonnants élémentaires consécutifs sont séparés d'une longueur λ_g de ligne afin que tous fonctionnent en phase ou en opposition de phase si les éléments sont alternativement placés de part et d'autre de la ligne d'alimentation.



Figure III.11 : Réseaux linéaires à patches alternés ou non

Le choix initial porté sur ce type de **réseau à patches alternés (figure III.11)** vient du fait qu'un niveau non négligeable de polarisation croisée a été constaté lors de l'étude du patch posé sur sa ligne d'alimentation. En considérant deux patches successifs de part et d'autre de cette ligne donc en opposition de phase, on pense annuler ce niveau par association successive de deux patches. Les composantes de champ principales s'additionnent alors et les composantes de polarisation croisée s'annulent à cause de l'opposition de phase entre patches consécutifs.

De plus, dans un souci de compacité, on pensait pouvoir loger un nombre suffisamment important de patches sur un espace réduit dans le but d'atteindre les valeurs de fort gain souhaitées une fois l'ensemble des réseaux linéaires réunis.

Enfin, on peut souligner le fait que cette configuration de patches alternés permet d'obtenir une bande passante plus large qu'un réseau de patches tous situés du même côté [III.5], ce qui ne constitue pas un point particulièrement intéressant dans notre cas.

Pour le réseau linéaire, on cherche à conformer le diagramme de rayonnement seulement dans le plan contenant les sources. La conception de ce réseau peut être divisée en plusieurs étapes.

III.2.1 – Géométrie du réseau

La formation du diagramme de rayonnement avec les niveaux de gain voulus impose de déterminer le nombre d'éléments nécessaires. Les premiers choix se sont portés sur un réseau linéaire de 16 éléments. Un second identique lui fera face, alimenté en phase ou en opposition de phase pour générer les voies somme et différence. Il sera vu ultérieurement le nombre de ces réseaux linéaires à aligner verticalement pour aboutir aux valeurs de gain souhaitées après les différentes mises en parallèle.

L'étude de la directivité maximale d'un réseau linéaire en fonction de la distance entre éléments de base (**figure II.3** chapitre 2) a montré que le gain maximum est obtenu lorsque la distance entre sources est comprise entre $0.5 \lambda_0$ et $0.9 \lambda_0$. L'espacement ici choisi entre les éléments situés d'un même côté de ligne est $\lambda_g = 0.73 \lambda_0 = 5.92 \text{ mm}$ et la **distance entre deux patches consécutifs** de part et d'autre de cette ligne est par conséquent $\lambda_g/2 = \mathbf{0.36 \lambda_0} = 2.96 \text{ mm}$.

III.2.2 – Excitation des éléments

Pour un réseau linéaire, le diagramme se forme uniquement dans le plan contenant les sources. L'énergie distribuée entre les différents patches dépend du diagramme de rayonnement du patch élémentaire et de la distance entre éléments mais aussi des coefficients d'excitation en amplitude et en phase appliqués sur chaque patch selon une loi donnée.

Pour ce type de réseau, une pondération en amplitude (pas de pondération en phase) basée sur un gabarit de type **Tchebyscheff 22** est préférable à une loi d'illumination définie par un gabarit de type Taylor 22. En effet, ce dernier donne des valeurs de pondération globalement en dessous de celles du Tchebyscheff 22 et de décroissance plus abrupte, ce qui implique des écarts entre deux valeurs successives de pondération plus grands. N'ayant que deux transformateurs quart d'onde entre chaque patch pour appliquer ces valeurs, les transitions entre ceux-ci sont grandes générant des parties imaginaires à éviter, surtout en millimétrique.

Pour un réseau de 32 patchs carrés alternés, alimentés en coin et de dimensions 2.49 mm sur un substrat 0.254 mm et de permittivité $\epsilon_r = 2.2$, les diagrammes obtenus à l'aide du logiciel Analyse (présenté au chapitre II) avec ce gabarit **figure III.12** possèdent une **directivité de 18.6 dB_i** et conviennent aux exigences.

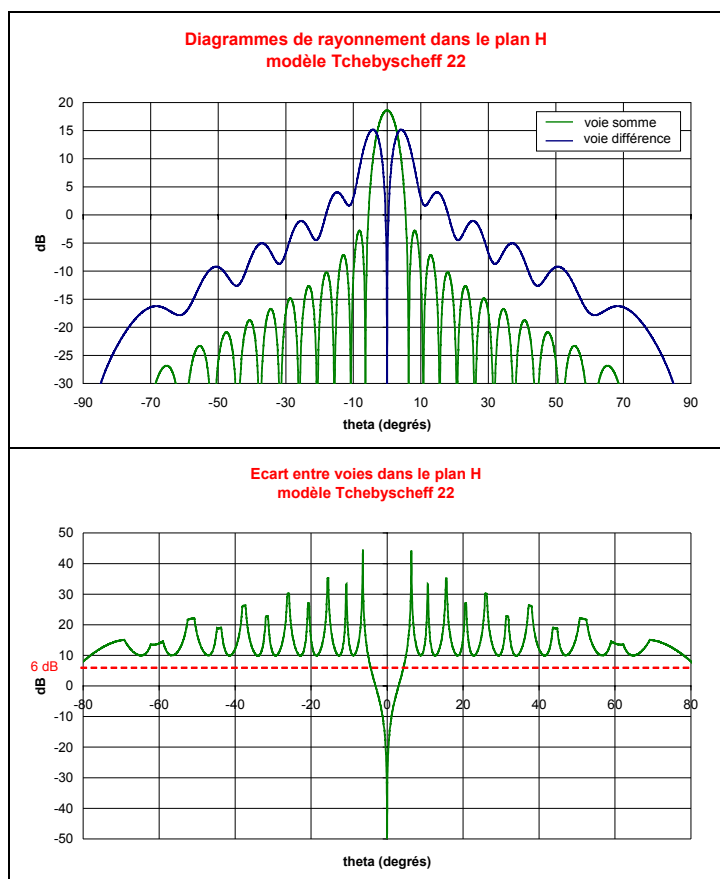


Figure III.12 : Gabarit de type Tchebyscheff 22 appliqué à un réseau de patchs alternés

III.2.3 – Conception du réseau d'alimentation

On cherche à adapter au mieux le réseau linéaire en jouant sur les largeurs des différentes lignes constituant le circuit de distribution dans le but de se rapprocher d'une valeur d'impédance de 50Ω en partie réelle et 0 en partie imaginaire au niveau de l'entrée du réseau. Pour cela, on réalise une transformation successive d'impédances en utilisant la théorie des lignes (chapitre II).

On évite au maximum des transitions importantes entre transformateurs successifs. De plus, ces transitions ne se feront pas au contact des patchs mais sur la face opposée des lignes

les touchant. On cherche ainsi à minimiser les discontinuités génératrices de partie imaginaire car elles pourraient modifier les impédances ramenées le long du réseau et jouer sur les valeurs des pondérations appliquées sur chaque patch, conduisant à modifier le diagramme de rayonnement.

Une fois le circuit de distribution dimensionné par l'ensemble des transformateurs quart d'ondes, on peut simuler le réseau linéaire à l'aide d'un simulateur de type circuit tel que JOMEGA. Par rapport à l'étape précédente de dimensionnement, JOMEGA permet de vérifier que l'on ramène ce que l'on attendait effectivement et que l'on a une bonne adaptation (**figure III.13**) : le S_{11} se situe **autour de -20 dB** sur la bande 36.7 – 37.0 GHz avec -19.7 dB à la fréquence centrale. On retrouve de manière assez fidèle ce que l'on a calculé "sur papier".

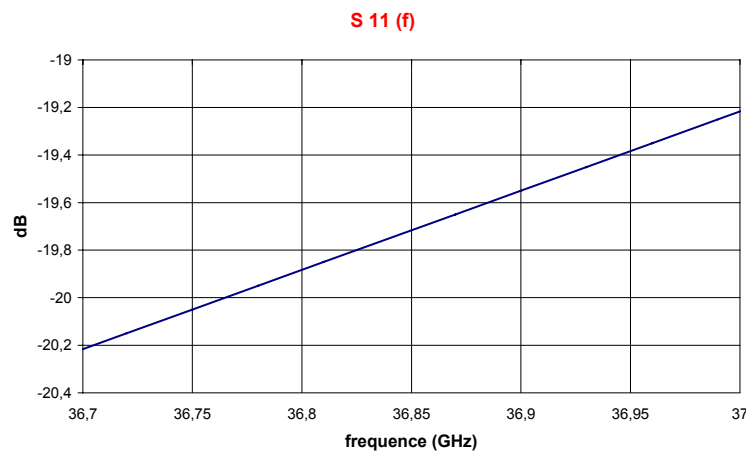


Figure III.13 : S_{11} du réseau linéaire sous JOMEGA

III.2.4 – Simulation sous différences finies

Même si les résultats obtenus sous JOMEGA sont intéressants, les modèles équivalents des circuits peuvent s'avérer légèrement inexacts aux fréquences millimétriques. De plus, ce logiciel ne tient pas compte des éventuels couplages entre éléments du circuit.

C'est pour cette raison qu'une simulation de type électromagnétique doit également être menée à l'aide des différences finies dans le domaine temporel (FDTD). Les résultats obtenus sont là aussi bons puisque l'on est **autour de -20 dB** sur la bande (**figure III.14**). A la fréquence centrale (36.85 GHz), la **partie réelle vaut 61.5Ω** , la partie imaginaire 5.6Ω et le S_{11} est égal à -19.9 dB.

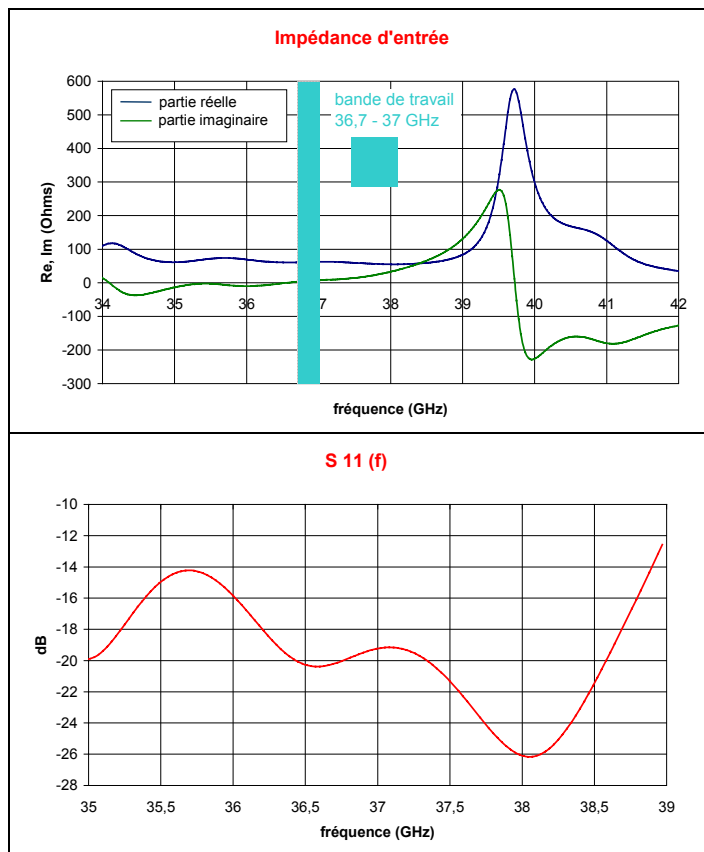


Figure III.14 : *Impédance d'entrée et adaptation sous FDTD*

De la simulation FDTD du réseau linéaire, on peut visualiser des cartographies de champ (**figure III.15**) ou de courants comme lors de l'étude du patch seul. Globalement, il ressort de cette cartographie à 36.85 GHz que l'énergie arrivant sur chaque patch est différente et décroissante en s'éloignant de la source d'excitation du fait de la pondération et de l'effet des pertes linéiques.

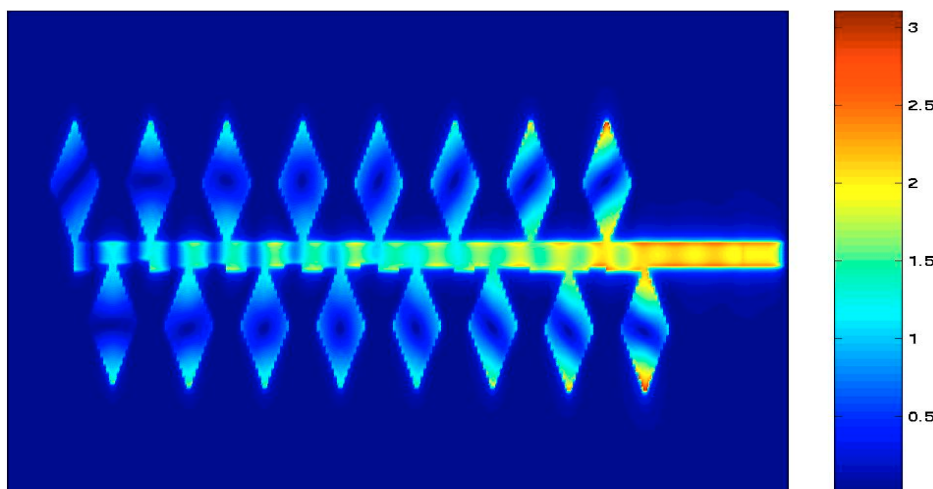


Figure III.15 : *Cartographie de champ de l'ensemble du réseau linéaire*

III.2.5 – Réalisations

Suite à ces études, des réalisations furent mises en œuvre chez THALES (**figure III.16**) pour tester la validité de nos conceptions avant d'aller plus loin dans la mise en parallèle de ces réseaux (connaître le niveau de gain intermédiaire atteint, si cette configuration de patches alternés est viable, les écarts théorie-expérience...).

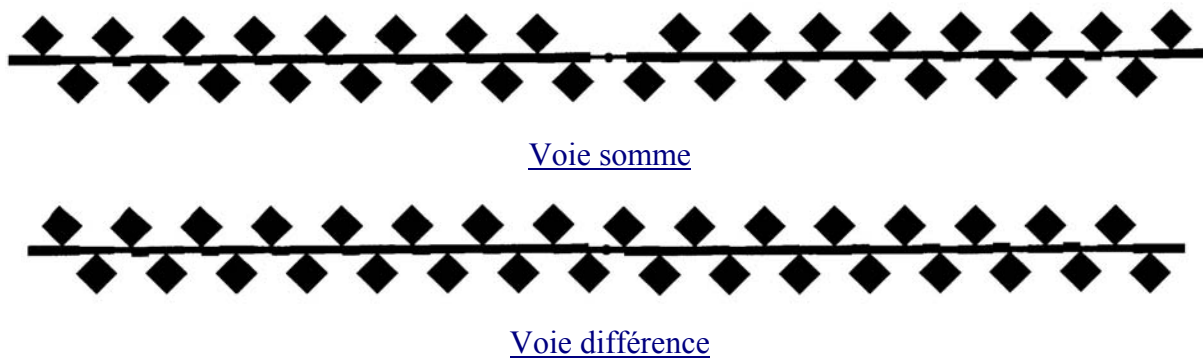


Figure III.16 : *Design des réseaux somme et différence*

Il en ressort que les **résultats [III.10]** sont relativement bons et **très proches de la conception**. En effet, les niveaux d'adaptation mesurés sont situés entre -11.8 dB (à 36.7 GHz) et -12.7 dB (à 37 GHz) sur la bande de travail pour le réseau somme et inférieurs à -23.1 dB entre 36.7 et 37 GHz (minimum pour $S_{11} = -45.4$ dB à 36.77 GHz) pour le réseau différence.

Concernant les diagrammes (**figure III.17**), la voie différence est strictement partout au-dessus de la voie somme et la directivité mesurée est 17.6 dB_i (contre 18.6 dB_i envisagé précédemment). La raison du niveau des premiers lobes secondaires mesurés à -16 dB pour le diagramme somme vient du fait que le pas est de $0.36 \lambda_0$ sur l'ensemble du réseau mis à part entre patches centraux où il est alors de $0.73 \lambda_0$. On retrouve assez fidèlement les allures des diagrammes somme et différence théoriques. L'écart entre voies est d'au moins 10 dB entre -27° et $+27^\circ$ donc très satisfaisant. Au-delà, il varie autour de quelques dB (de 2 à 8 dB).

Ces résultats montrent que nos **méthodes de conception** sont **fiables** et prouvent la validité des logiciels utilisés y compris aux fréquences millimétriques d'étude.

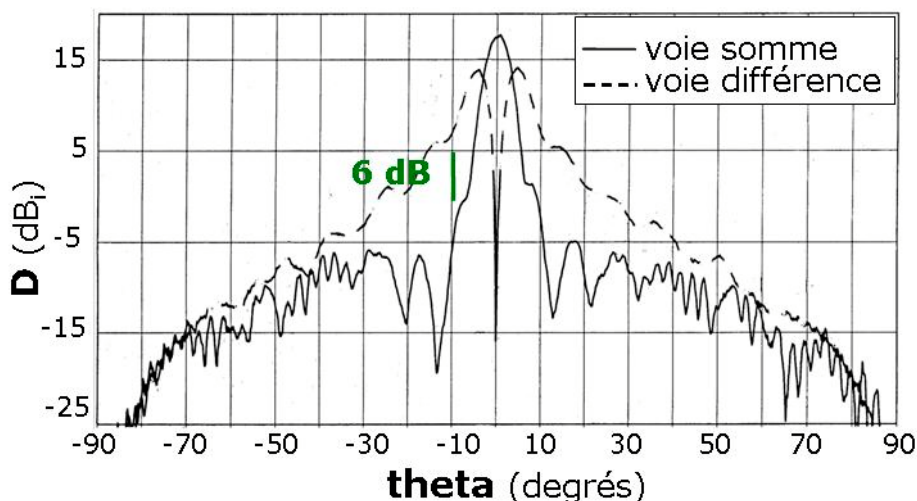


Figure III.17 : Diagrammes de rayonnement expérimentaux à 36.85 GHz

III.2.6 – Conclusion

Les niveaux d'adaptation, les diagrammes et le gain sont conformes aux études théoriques. L'étape est validée favorablement.

Néanmoins, plusieurs remarques s'imposent avant de penser relier les réseaux séries dans le but d'élaborer l'antenne réseau globale. 32 patches alternés sont nécessaires pour atteindre 18 dB environ. Si l'on applique la règle empirique, admettant que l'on double le gain (soit de +3 dB) lorsque l'on double le nombre d'éléments, on se rend compte par un rapide calcul que 32 réseaux linéaires de 32 éléments alternés seront nécessaires pour envisager un gain de 33 dB. Soit un réseau de 1024 patches. C'est beaucoup trop, d'autant plus que cette formule de calcul ne prend en compte aucune perte ni aucun couplage. Donc il faudrait encore multiplier par 2 le nombre de réseaux et de patches pour arriver aux forts niveaux de gain souhaité. Il est inconcevable de faire un réseau de 2048 patches.

De plus, ce réseau à patches alternés est encombrant suivant la hauteur et les différents alignements de réseau suivant cette dimension le rendrait trop volumineux ($H > 25$ cm).

Enfin, l'insertion de l'excitation au centre du réseau total semble plus que délicate, les deux patches centraux étant trop proches pour loger un élément excitateur opérationnel à la fois pour un fonctionnement en voie somme et en voie différence.

Donc, bien que ces réalisations de réseaux séries se soient avérées intéressantes, il a été décidé de **changer leur configuration** et de dessiner un **réseau linéaire à patches non alternés** (**figure III.11**) tout en gardant des patches alimentés en coin par ligne. Dans ce cas, du fait d'un pas de réseau à peu près double, on a besoin de deux fois moins de patches, par comparaison avec les réseaux de patches alternés, pour atteindre le même gain (16 patches du même côté de la ligne d'alimentation devraient permettre d'obtenir un gain de 18 dB) et d'un encombrement nettement inférieur.

A ce moment de l'étude, le **substrat** a lui aussi été **changé** pour tenter de relever encore un peu plus le gain. Augmenter la permittivité devrait en effet y contribuer. Le nouveau substrat choisi sera pour la suite de nos études le **RT/DUROID 6002** de caractéristiques :

$$\begin{array}{ll} \epsilon_r = 2.94 & \tan \delta = 3.38.10^{-3} \text{ (à 37 GHz) mesurée} \\ H = 0.254 \text{ mm} & \text{pertes linéiques} = 0.3 \text{ dB/cm mesurées} \end{array}$$

III.3 – Conception du réseau linéaire série à patches non alternés

L'étude de ce réseau sera beaucoup moins détaillée que celle du réseau précédent : la méthode de conception et les étapes successives sont les mêmes et ont montré une très bonne adéquation entre la théorie et les mesures. Seules les parties ayant amené à des modifications seront en particulier décrites.

III.3.1 – Géométrie du réseau

Un choix de nombre de patches plus conséquent fut décidé pour ce réseau avec 21 éléments pour avoir un gain déjà supérieur avant les différentes mises en parallèle des réseaux. On espère atteindre les valeurs de gain souhaitées pour le réseau global qui sera constitué de 42 patches suivant l'abscisse et 16 suivant la hauteur soit 672 patches en totalité.

Le pas du réseau retenu est $\lambda_g = 0.65 \lambda_0 = 5.292 \text{ mm}$ sachant que la distance entre éléments est également choisie en fonction des contraintes de place imposées par le cahier des charges.

III.3.2 – Excitation des éléments

Des pondérations en amplitude basées sur un **gabarit de type Taylor 22** ont été préférées ici au Tchebyscheff précédent. La remarque présentée sur les lois de pondération de type Taylor (écarts forts entre valeurs de pondérations) pour le réseau précédent n'est plus vraie maintenant puisque l'on dispose de quatre transformateurs quart d'ondes entre chaque patch et donc la possibilité de faire des transitions progressives et douces au travers de ces quatre éléments.

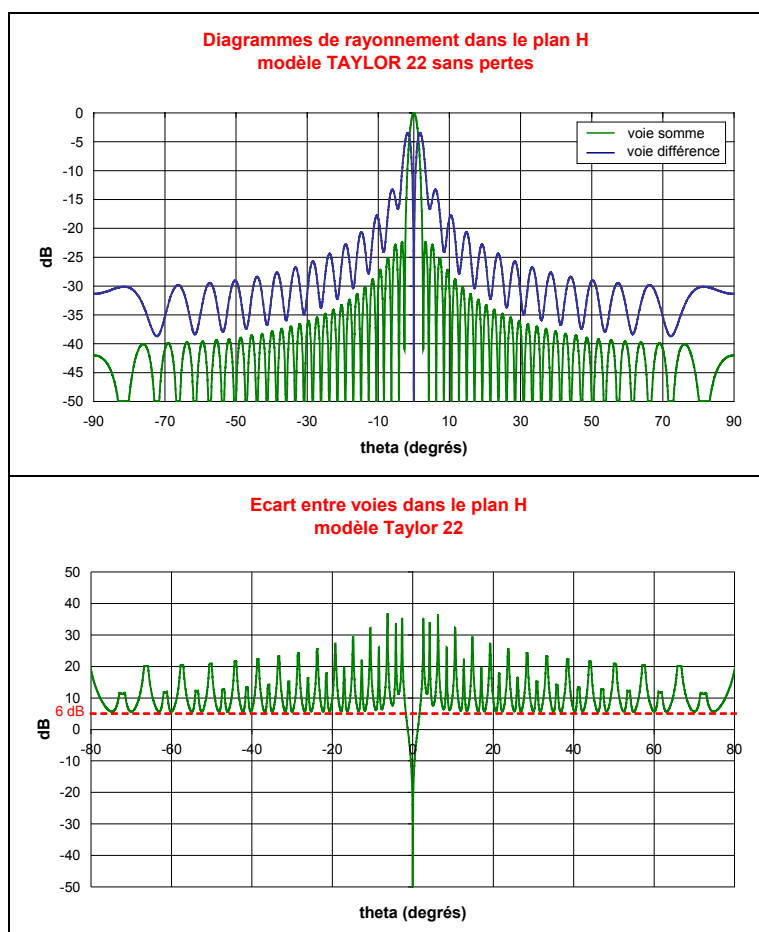


Figure III.18 : Gabarit de type Taylor 22 appliqué à un réseau linéaire de 42 patches

Les diagrammes de rayonnement et l'écart entre voies montrent **figure III.18** que ce gabarit appliqué à un réseau linéaire de 42 patches identiques alignés sur substrat RT/DUROID 6002 convient. La **directivité** est dans ce cas de **23.5 dB_i**, soit déjà 5 dB au-dessus de celle du réseau précédent de patches alternés.

III.3.3 – Prise en compte des pertes linéiques

Le substrat utilisé ayant été précisément caractérisé par THALES aux fréquences millimétriques d'étude, il a semblé intéressant d'en tenir compte au niveau des pondérations par l'intermédiaire des pertes linéiques (0.3 dB/cm, on préfère prendre une valeur légèrement supérieure aux pertes linéiques mesurées).

Connaissant cette donnée ainsi que la distance entre deux patchs consécutifs, on évalue aisément les pertes engendrées sur une longueur λ_g les séparant. Ceci amène à définir un **coefficient d'affaiblissement** α (lié à ces pertes) entre deux points de puissance P_1 et P_2 (s'ils sont distants de 1 cm sur une ligne, on perd 0.3 dB d'un point à l'autre). Les deux puissances sont alors liées par la formule :

$$\frac{P_2}{P_1} = e^{-\alpha z} \quad (\text{III.3})$$

d'où on extrait la valeur du coefficient d'affaiblissement : $\alpha = 6.91 \text{ m}^{-1}$

L'incidence sur les pondérations n'est pas la même en fonction du trajet de lignes parcouru entre le point d'alimentation et le patch en question (**tableau III.3** et **[III.9]**).

	Patch 2	Patch 10 central	Patch 21 extrême
Pondération initiale	0.994	0.772	0.464
Pondération avec pertes	0.958	0.540	0.216

Tableau III.3 : Incidence des pertes linéiques sur les pondérations

L'importance de cette prise en compte est ainsi montrée. La conséquence directe est une **modification** significative des **diagrammes figure III.19** : du fait de la diminution des valeurs de pondération, on constate un abaissement des niveaux de lobes secondaires en voie somme expliquant l'**amélioration de l'écart entre voies** qui passe partout supérieur à 10 dB. Quant à la directivité, elle vaut maintenant 22,4 dB_i soit 1,1 dB_i de moins qu'auparavant.

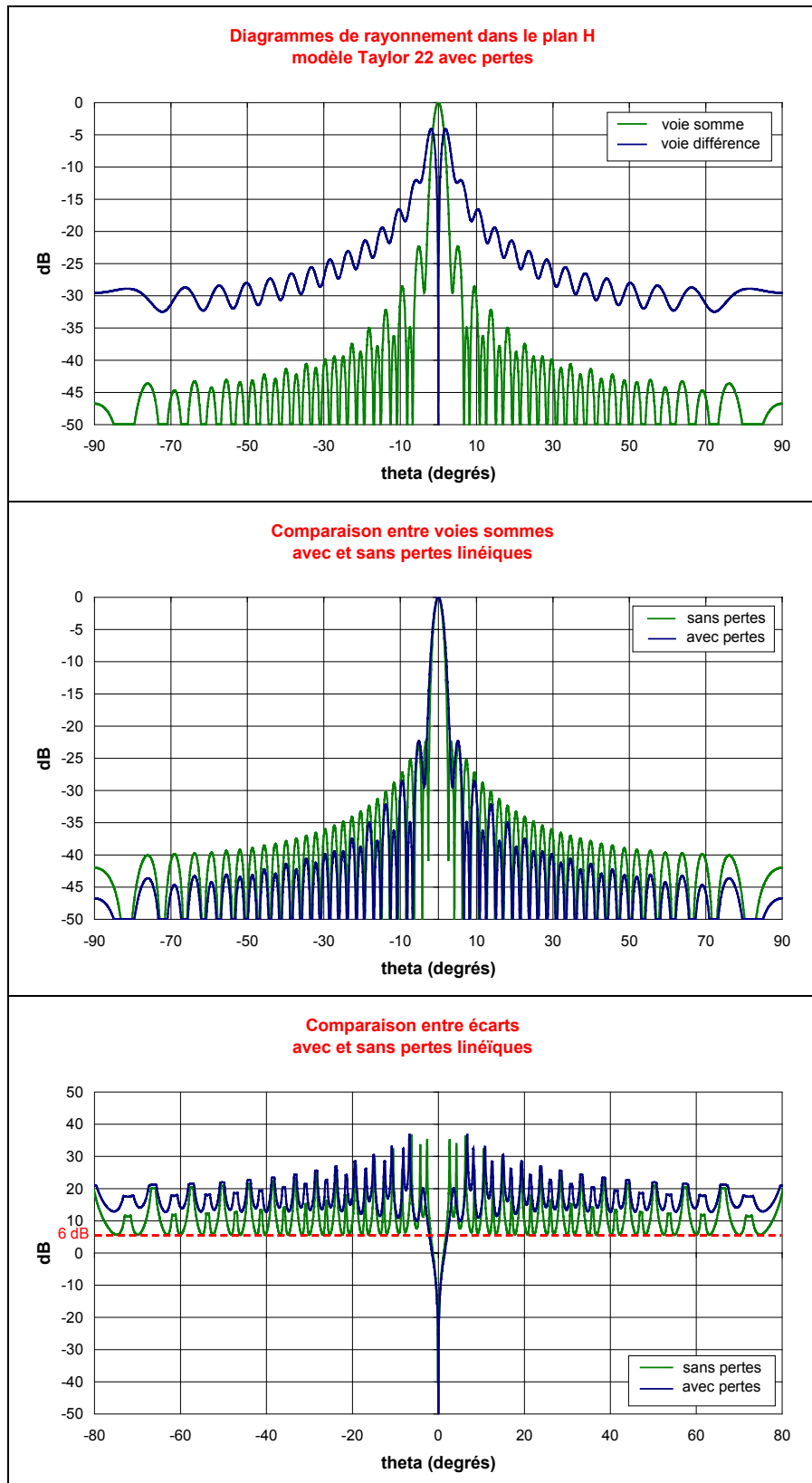


Figure III.19 : *Comparaison des diagrammes avec et sans pertes linéiques*

III.3.4 – Conception du réseau d'alimentation

Le pas du réseau étant fixé à $\lambda_g = 0.65 \lambda_0$ soit 5.29 mm, on dispose donc de 4 transformateurs quart d'onde entre chaque patch pour réaliser les pondérations précédentes et adapter le réseau linéaire. Les transitions génératrices de partie imaginaire peuvent par conséquent se faire progressivement.

Il s'avère suffisant de jouer sur un transformateur sur quatre seulement entre chaque patch pour adapter le réseau, en plaçant la transition sur la partie médiane entre patches. Finalement, les impédances caractéristiques des différents tronçons sur lesquels on joue iront de 70Ω (largeur $W = 0.368$ mm) à 74.2Ω ($W = 0.330$ mm), donc une disparité minimale.

La vérification de ces calculs sous JOMEGA est à nouveau concluante.

La prise en compte des pertes linéiques sur les pondérations basées sur un modèle de type Taylor 22 et la construction du réseau d'alimentation ont amené au dessin d'un réseau de 21 patches **figure III.20**, un second lui faisant face horizontalement dans le but de générer les voies somme et différence. L'ensemble des cotes de ce réseau de 21 patches, long de 10.95 cm, sont données en **annexe 7**.



Figure III.20 : *Masque du réseau linéaire de 21 patches*

Des simulations sous différences finies ont confirmé la justesse des résultats envisagés.

III.3.5 – Insertion de l'excitation du circuit

Pour l'instant a été considéré un réseau linéaire de 42 sources identiques alignées et alimentées symétriquement par rapport au centre avec un pas inchangé notamment au centre du réseau. Par contre, par la suite, lorsque l'on va chercher à assembler l'ensemble des réseaux

linéaires 2*21 patches, le problème de l'insertion d'une source d'excitation risque se poser. Il n'est pas évident du tout que l'on puisse garder le pas du réseau identique au centre entre ces 2 demi-réseaux.

On peut déjà évaluer **l'incidence d'un écartement au centre** et d'une modification locale du pas. Très vite, il apparaît évident (**figure III.21**) qu'un tel **écartement** (pas du réseau modifié entre les deux demi-réseaux) est **impossible** à cause de ses conséquences sur l'écart entre les diagrammes : même un simple écart ($\lambda_g \Rightarrow 1.2 \lambda_g$) ne permet pas de garder un écart entre voies supérieur à 6 dB.

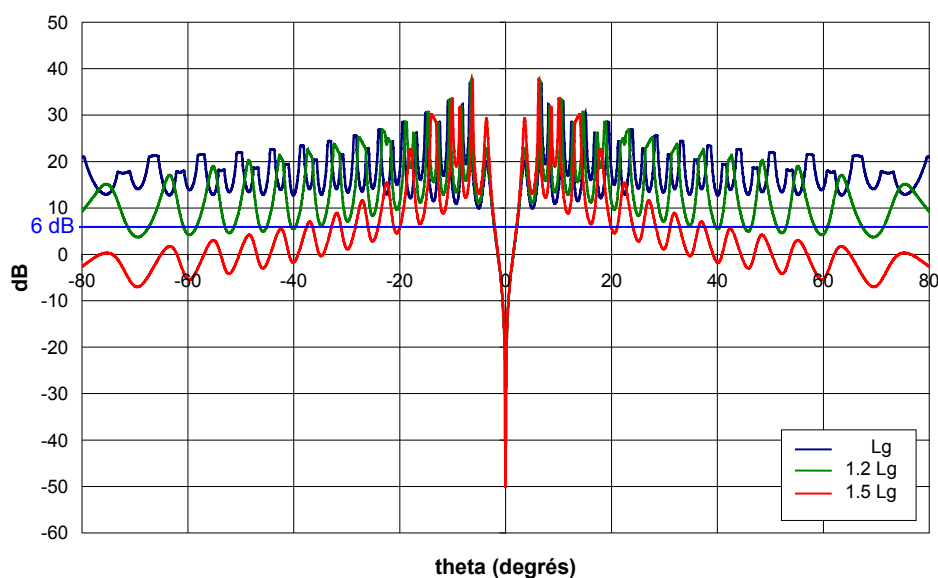


Figure III.21 : *Effet de l'écartement au centre sur l'écart entre voies*

Il faudra donc trouver une solution quant à la manière de placer l'excitation entre les deux demi-réseaux 16*21 patches. Une mise en parallèle des réseaux linéaires devra au préalable être effectuée.

Une fois la configuration définitive de réseaux linéaires adoptée grâce aux dimensionnements successifs du patch et du circuit d'alimentation, il va falloir chercher à **assembler l'ensemble de ces réseaux linéaires** puis à trouver l'élément excitateur du réseau entier dans le but de le placer au cœur de ce réseau.

IV – RESEAU COMPLET 42 * 16

Les études précédentes ont permis le dimensionnement horizontal (plan H) du réseau global par association de deux réseaux linéaires de 21 patchs séparés d'une distance égale au pas λ_g nécessaire à l'insertion du futur élément d'excitation. Les formes de diagrammes, l'écart entre voies dans ce plan ainsi que la directivité du 42*1 ont ainsi été vus. Il reste maintenant à **dessiner le réseau plan 42*16** dans le plan E et à déterminer les diagrammes d'ensemble et la directivité totale.

IV.1 – Nécessité de pondération plan E

A l'issue de la construction du réseau linéaire de 21 patchs non alternés, on a 50Ω à l'entrée du réseau. Par contre, la mise en parallèle des différents sous-réseaux fait que l'on ramène une valeur d'**impédance extrêmement faible** ($50 / 16$ soit 3Ω **figure III.22**) ce qui n'est pas concevable pour la suite.

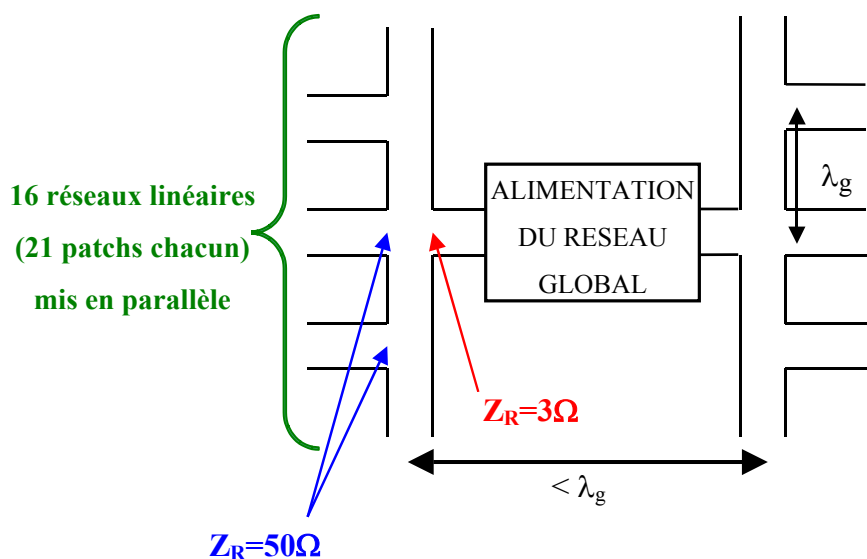


Figure III.22 : Mise en parallèle des réseaux linéaires

L'ajout éventuel d'un ou deux transformateurs quart d'ondes entre le point où l'on a 3Ω (après les mises en parallèle) et l'alimentation réalisée par un élément particulier (qui devrait être un anneau hybride dont on connaît l'encombrement habituellement rencontré) ne permettrait pas de ramener une valeur d'impédance correcte (**figure III.22**). De toute façon, étant donné que l'on cherche à conserver un pas λ_g constant tout au long du réseau (y compris

au centre), un tel ajout amènerait le pas au centre à une valeur proche de $2 \lambda_g$. Ceci provoquerait une très forte dégradation des diagrammes dans le plan H, situant leurs caractéristiques hors du cahier des charges.

Il a donc été décidé de réaliser une **pondération dans le plan E** : il s'agit alors non pas d'appliquer des pondérations sur les patches dans ce plan mais de faire varier les largeurs des différents quarts d'ondes verticaux situés entre chaque mise en parallèle, ceci dans le but de ramener une valeur d'impédance autour de 50Ω (et partie imaginaire proche de 0) sur l'élément d'excitation placé au centre du réseau.

Cet élément sera ultérieurement choisi (un anneau hybride) et précisément étudié. Il permettra d'exciter en phase ou en opposition de phase les deux sous-réseaux 21×16 .

IV.2 – Travaux d'optimisation dans le plan E

Les travaux d'optimisation sur les largeurs de lignes dans le plan E sont réalisés sous JOMEGA. On garde un pas égal à λ_g tout au long du réseau dans le plan H puisque il a été montré **figure III.21** qu'une très légère variation de cette distance au centre dégrade rapidement les diagrammes (dès que l'on passe à 1.1 ou $1.2 \lambda_g$). Pour garder cette valeur de λ_g au centre du réseau, de **nombreuses contraintes d'encombrement** sont apparues. On espère éviter par exemple les couplages en imposant systématiquement une distance minimum de $2 \times$ hauteur du substrat entre chaque ligne ou une ligne et un patch.

En plus des fortes contraintes d'encombrement, il convient à nouveau d'avoir des transitions minimales entre lignes adjacentes. Ces aspects sont pris en compte pour obtenir une bonne valeur de l'impédance ramenée et un bon S_{11} .

IV.2.1 – Diagrammes de rayonnement

La pondération des patches se faisant dans le plan H, on peut **écarter les sous-réseaux au centre suivant la hauteur** dans le plan E de $2\lambda_g$ ce qui ne modifie pas les diagrammes plan H (on retrouve les diagrammes de la **figure III.18**) et peu les diagrammes dans le plan E

du réseau complet pour lesquels les contraintes à tenir sont faibles (les lobes secondaires remontent très légèrement et l'ouverture à -3 dB passe de 5° à 4.4° sur la **figure III.23**). Le but de cet élargissement central est d'**insérer la future excitation** selon la configuration de la **figure III.24**. Chacune des deux sorties de cette alimentation sera reliée aux 2 demi-réseaux 21×16 éléments découlant de la mise en parallèle de 16 réseaux linéaires de 21 patches chacun.

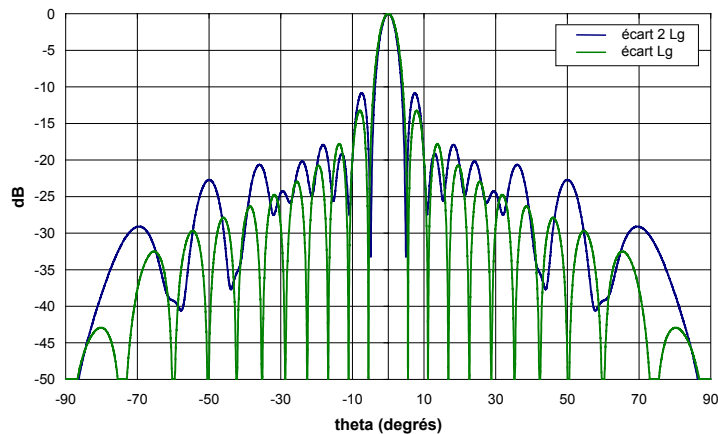


Figure III.23 : Effet de l'écartement des sous-réseaux au centre suivant la hauteur sur les diagrammes plan E du réseau complet

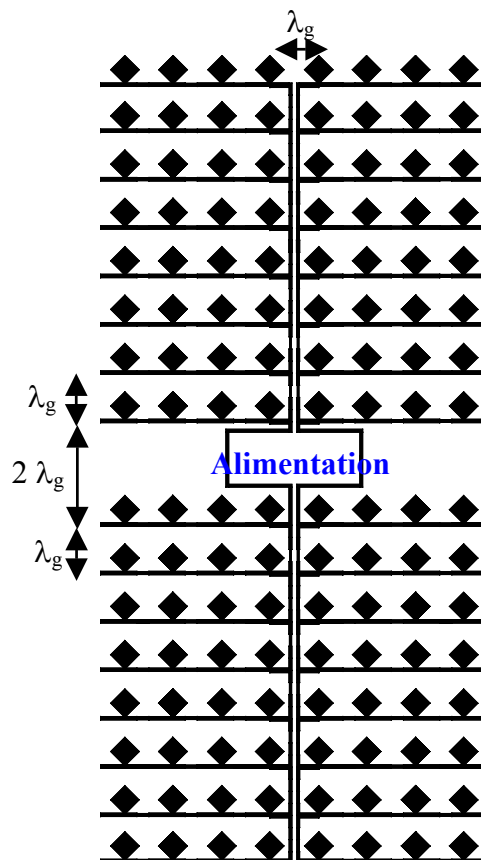


Figure III.24 : Configuration plan E pour l'insertion de l'alimentation

La directivité totale avec la configuration définitive adoptée pour les plans H (pas λ_g partout) et E (λ_g sauf au centre) est alors évaluée à 34.1 dB_i en tenant compte des pertes.

IV.2.2 – Adaptation

Les travaux d'optimisation sur les largeurs de lignes dans le plan E vertical, malgré l'existence de nombreuses contraintes d'encombrement, ont finalement permis de **ramener une impédance parfaitement égale à 50 Ω** en partie réelle et nulle en partie imaginaire à la fréquence centrale de 36.85 GHz. D'où le très bon niveau de S_{11} à cette fréquence et sur l'ensemble de la bande de travail sur laquelle il est inférieur à -29 dB **figure III.25**. Entre 36.7 et 37.0 GHz, la partie réelle s'écarte au plus de 0.6 Ω de 50 Ω (49.4 Ω à 36.7 GHz) et la partie imaginaire au plus de 3.5 Ω (3.5 Ω à 36.7 GHz).

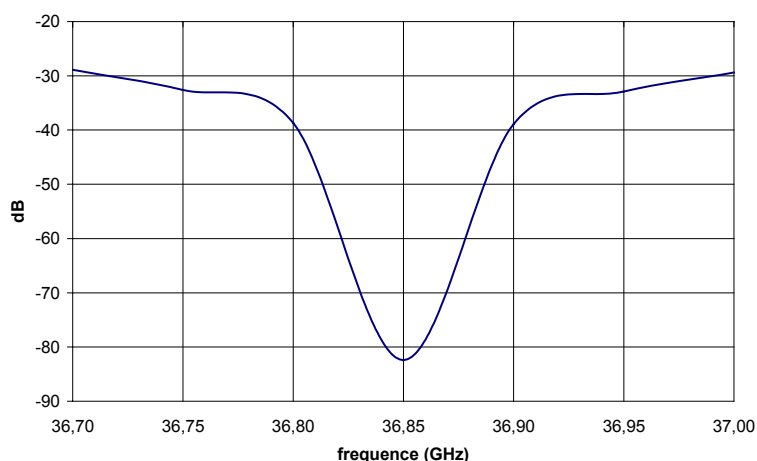


Figure III.25 : S_{11} à l'issue des travaux d'optimisation dans le plan E

Les différentes largeurs des transformateurs trouvées ont donc permis de dimensionner le réseau verticalement ainsi que le centre du réseau et donc d'insérer une zone pour insérer l'alimentation à définir. Le réseau 42 * 16 étant à présent défini au niveau de son architecture générale et de son circuit d'alimentation ainsi que des caractéristiques théoriques en rayonnement et en gain, il reste à choisir et à **dimensionner l'élément d'excitation** des deux sous-réseaux 21 * 16.

La réflexion à propos de l'élément qui conviendrait le mieux avait néanmoins été globalement menée auparavant pour connaître la place à laisser au centre du réseau. Il avait

alors été décidé qu'un anneau hybride jouerait le rôle d'excitation à la fois en voie somme et en voie différence. D'encombrement approximatif λ_g par λ_g , cet élément microstrip à deux entrées et deux sorties (vers les deux sous-réseaux) va remplacer l'alimentation en circuit guides d'ondes entrevues sur la version V3 du BIFF, ceci dans le but de réduire les pertes pour le fort gain et d'avoir la totalité du circuit en version microstrip sur la même face

V – DIMENSIONNEMENT D'UN ANNEAU HYBRIDE

Après avoir présenté dans un premier temps cet élément, son dimensionnement et son étude électromagnétique seront menés. Les mesures après réalisation seront ensuite montrées pour déboucher sur son intégration finale et définitive au centre du réseau complet.

V.1 – Présentation de l'anneau hybride

L'anneau hybride est un **élément à quatre ports** (deux entrées et deux sorties) très souvent **utilisé pour la division de puissance [III.5] [III.11]** lorsque l'on élabore des réseaux d'antennes en circuits imprimés dans le but de former des diagrammes de rayonnement particuliers. En effet, les bras de sorties sont isolés les uns des autres et l'impédance d'entrée est adaptée quand les autres bras sont chargés par des impédances adaptées. Ceci en fait un avantage indéniable par rapport aux diviseurs de puissance classiques tels que les jonctions en T ou en Y. C'est pourquoi on préfère ces coupleurs en anneau pour l'alimentation des réseaux d'antennes pour lesquels l'isolation entre les bras de sorties est cruciale pour minimiser le couplage entre éléments rayonnants.

Par rapport à un coupleur hybride classique (branchline coupler) défini **figure III.26**, l'anneau hybride (hybrid-ring coupler) présente plusieurs avantages **[III.11]**. Tout d'abord la limitation de la partie réelle aux hautes fréquences rend l'anneau préférable. Puis le fait qu'il n'y ait pas besoin d'élément compensateur de phase lors de l'excitation du réseau d'antennes par un réseau d'alimentation équiphase et symétrique. Enfin, l'anneau hybride a une largeur de bande plus importante que le coupleur hybride de forme rectangulaire.

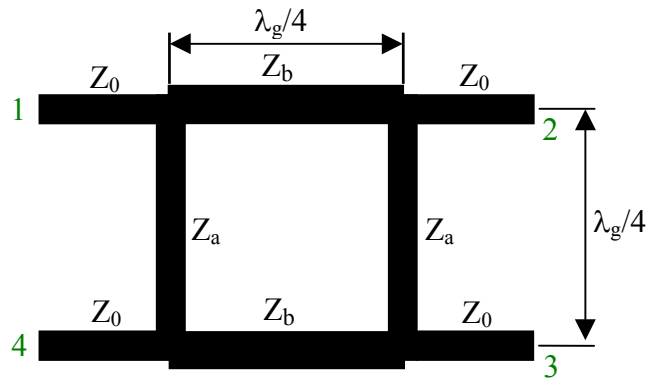


Figure III.26 : *Coupleur hybride rectangulaire*

L'anneau de circonférence $1.5 \lambda_g$ est constitué (**figure III.27**) de 4 ports soit **deux entrées et deux sorties vers les deux demi-réseaux**. On a $\lambda_g/4$ ou $3\lambda_g/4$ entre les ports et une différence de phase nulle ou de 180° entre sorties en fonction du bras d'excitation. Chaque port peut être adapté à la fréquence d'étude en choisissant correctement les impédances des lignes de chaque bras.

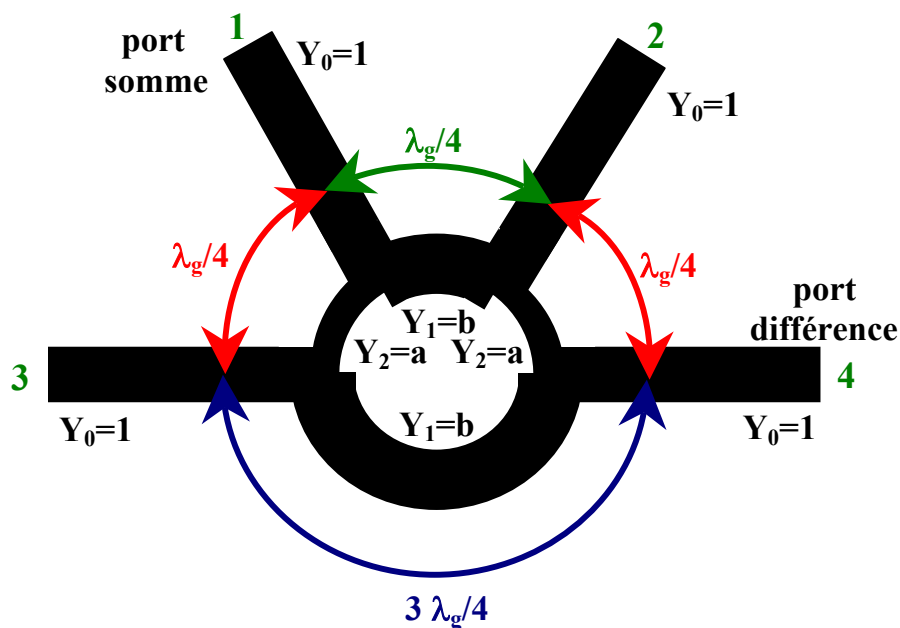


Figure III.27 : *Coupleur hybride en anneau*

Lorsque l'on alimente l'anneau sur le port d'entrée 1 (port somme **figure III.27**), on obtient des **sorties en phase** sur les ports 2 et 3. Il n'y a donc pas besoin d'ajuster les longueurs de lignes du réseau d'alimentation contrairement au coupleur classique rectangulaire. L'alimentation sur le port 4 (port différence) produira quant à elle des **signaux en opposition de phase** sur les ports de sortie 2 et 3.

Les admittances centrales (Y_1 et Y_2) et extérieures (Y_0) déterminent le degré de couplage des bras de sorties, les conditions d'adaptation pour le bras d'entrée et la division de puissance.

Si $a = Y_2$ et $b = Y_1$ alors la condition d'adaptation est

$$a^2 + b^2 = 1 \quad \text{ou} \quad Y_1^2 + Y_2^2 = Y_0^2 \quad (\text{III.4})$$

le facteur de couplage $\frac{P_3}{P_1} = a^2 \quad (\text{III.5})$

les pertes par insertion à travers le port $\frac{P_2}{P_1} = b^2 \quad (\text{III.6})$

la directivité à la résonance $\frac{P_4}{P_1} = 0 \quad (\text{III.7})$

la division de puissance $\frac{P_3}{P_2} = \frac{a^2}{b^2} \quad (\text{III.8})$

Le rapport de la division de puissance est en fait limité par les plus grandes impédances de lignes microstrips réalisables donc par les caractéristiques physiques du substrat (permittivité et hauteur). 150Ω constitue en général la limite d'impédance pour la plupart des substrats ce qui permet d'avoir une division de puissance d'environ 9 dB sur des coupleurs non modifiés [III.11].

Pour des rapports de puissance plus élevés, des anneaux hybrides modifiés [III.5] [III.11] [III.12] [III.13] ont été élaborés, toujours pour alimenter des réseaux d'antennes imprimées.

Enfin, lorsque l'on utilise un anneau hybride pour alimenter un réseau d'antennes, une des difficultés est son insertion au sein du réseau sans modification des diagrammes de rayonnement souhaités, étant donné que l'on peut grossièrement considérer que l'anneau possède une largeur et une hauteur de λ_g . Mais ce problème a précédemment été réglé. L'espace maximum lui étant alloué est réservé et deux de ses bras horizontaux (les sorties

raccordées vers les demi-réseaux) sont déjà définis en longueur à l'issue de la pondération effectuée dans le plan E (**figure III.24**).

Au-delà du dimensionnement de cet anneau, il faudra également veiller à bien prendre en compte les différents types de pertes, l'élément présentant un certain nombre de discontinuités génératrices de pertes par rayonnement.

V.2 – Discontinuités à 37 GHz

La première forme d'anneau étudiée a été rectangulaire [III.9] comme les formes classiques de coupleurs hybrides. Mais il est vite apparu qu'il n'était pas possible de la conserver du fait des discontinuités et de leur effet, en particulier aux fréquences millimétriques d'étude.

Aux fréquences élevées de travail, les discontinuités sont à l'origine de nombreux problèmes comme la dispersion, des pertes supplémentaires et l'apparition d'un rayonnement parasite (**annexe 5** et [III.14]). Des études particulières des discontinuités de la configuration originelle de cet anneau ont été menées notamment avec l'étude différences finies du té d'arrivée de l'énergie sur l'anneau et d'un des coudes (**figure III.28**).

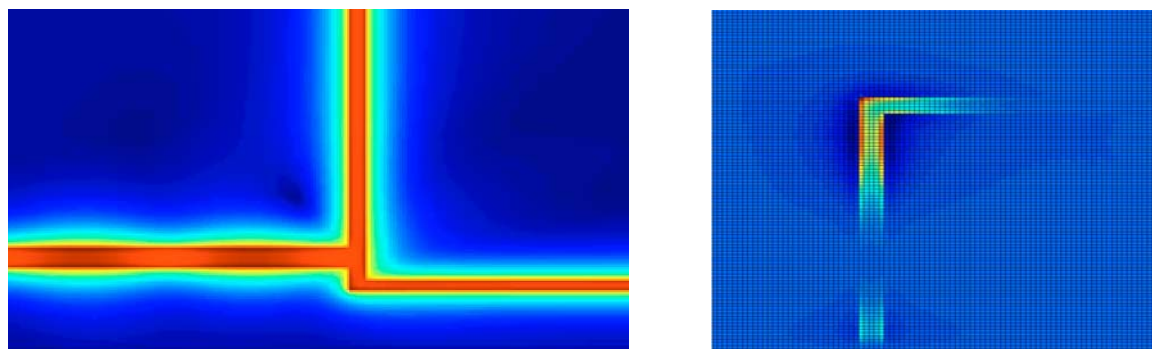


Figure III.28 : *Cartographie de l'énergie au niveau des discontinuités*

En plus du débordement d'énergie, un bilan de puissance en paramètres S permet d'évaluer les pertes à 7 % sur le té. Sachant que l'anneau comporte 4 tés et 4 coudes, on se rend vite compte que les pertes totales peuvent s'avérer très importantes, ce qui n'est pas acceptable dès l'élément d'excitation, bien avant les réseaux d'antennes. Il a donc fallu par la

suite changer la forme de l'anneau (rectangle → ellipse) en arrondissant les coudes et en ajoutant des biseaux sur certains tés pour aider au guidage de l'énergie dans les proportions souhaitées. Les mêmes bilans de puissance sur un té biseauté démontrent l'intérêt de ces ajouts puisque les pertes sont réduites de moitié.

L'application de la condition d'adaptation (III.4) permet de déboucher à une formule simplifiée reliant l'admittance au centre de l'anneau et l'admittance des bras extérieurs :

$$2 Y_{\text{centre}}^2 = Y_{\text{bras}}^2 \quad (\text{III.9})$$

Ne souhaitant pas avoir de lignes trop larges lors du choix, il fut alors décidé que l'anneau serait **composé de lignes de largeur 212 μm** soit 91.9 Ω au centre et de **lignes de largeur 420 μm** soit 65 Ω sur les bras extérieurs. Avec ces valeurs, le facteur de couplage et les pertes par insertion sont estimés à -39.2 dB d'après les formules (III.5) et (III.6) pour une division de puissance de 50 % vers chaque sortie donc vers chaque réseau 21 * 16.

Dans un premier temps, les lignes de l'anneau ainsi que celles trouvées lors de la pondération plan E ont été étudiées une à une à la fréquence de travail à l'aide des différences finies. Il en ressort que (**tableau III.4**), avec le substrat utilisé, les **largeurs de lignes doivent être redimensionnées** d'environ 4 à 9 % pour avoir la valeur d'impédance à **37 GHz**. Par exemple, pour l'anneau, les lignes au centre doivent avoir une largeur de 220 μm au lieu des 212 μm pris au départ pour obtenir 91.9 Ω et les largeurs des lignes extérieures doivent être augmentées jusqu'à 455 μm, au lieu des 420 μm initiaux, pour donner 65 Ω. Le **tableau III.4** regroupe ces valeurs ainsi que les longueurs d'ondes efficaces et montre qu'il faut donc absolument redimensionner de manière systématique chaque ligne suivant sa largeur aux fréquences auxquelles on travaille.

<i>Z_c désirée</i>	W_{initial}	W_{redimensionnée}	λ_{geff}	surdimensionnement
42 Ω	840 μm	910 μm	5.072 mm	+ 8.5 %
65 Ω	420 μm	455 μm	5.245 mm	+ 8 %
91.9 Ω	212 μm	220 μm	5.393 mm	+ 4 %

Tableau III.4 : Surdimensionnements sur les largeurs de lignes à 37 GHz

Ces études particulières sous différences finies ont ainsi montrées qu'il convient d'être très vigilant aux fréquences millimétriques à propos des largeurs de ligne et des discontinuités si l'on souhaite réduire le plus possible les parties imaginaires de chaque élément et la multiplication des pertes de manière générale.

Suite aux premières études de l'anneau hybride, une **configuration en forme d'ellipse**, des coudes transformés en arcs de cercle et des biseaux au niveau de certains coudes semblent être des améliorations devant permettre un dimensionnement adéquat.

V.3 – Dimensionnement de l'anneau

Les largeurs des lignes intérieures et extérieures ont été choisies. Il reste à faire une **étude électromagnétique de l'anneau** en forme d'ellipse pour aboutir à une forme optimisée et une dimensionnement répondant aux exigences suivantes : si l'on excite sur le port somme, on doit avoir une même quantité d'énergie arrivant aux ports de sorties reliés aux deux demi-réseaux et des phases identiques sur ces accès. Si l'on excite sur le port différence, une même quantité (ou un même paramètre S) devra être constaté sur les ports de sorties avec une opposition de phase.

C'est ce que le travail de dimensionnement des biseaux et des lignes doit permettre. Les écarts tolérés entre paramètres S des sorties sont de 0.2 dB dans le pire des cas car au-delà, une dégradation importante de l'écart entre voies somme et différence est constatée **figure III.29** (remontée des lobes en voie somme et écart critique de 6 dB entre voies moins facilement atteint).

Les entrées sont numérotées 1 et 4 et les sorties 2 et 3 (**figure III.30**), ces dernières étant référencées à 50 Ω puisque c'est ce que le travail de pondération effectué dans le plan E a permis de ramener. Les longueurs des bras horizontaux sur les sorties étaient fixées également par ces optimisations dans le plan E pour relier l'excitation vers les sous-réseaux. L'ensemble de ces études a permis d'aboutir au dessin de l'anneau hybride sur la **figure III.30**.

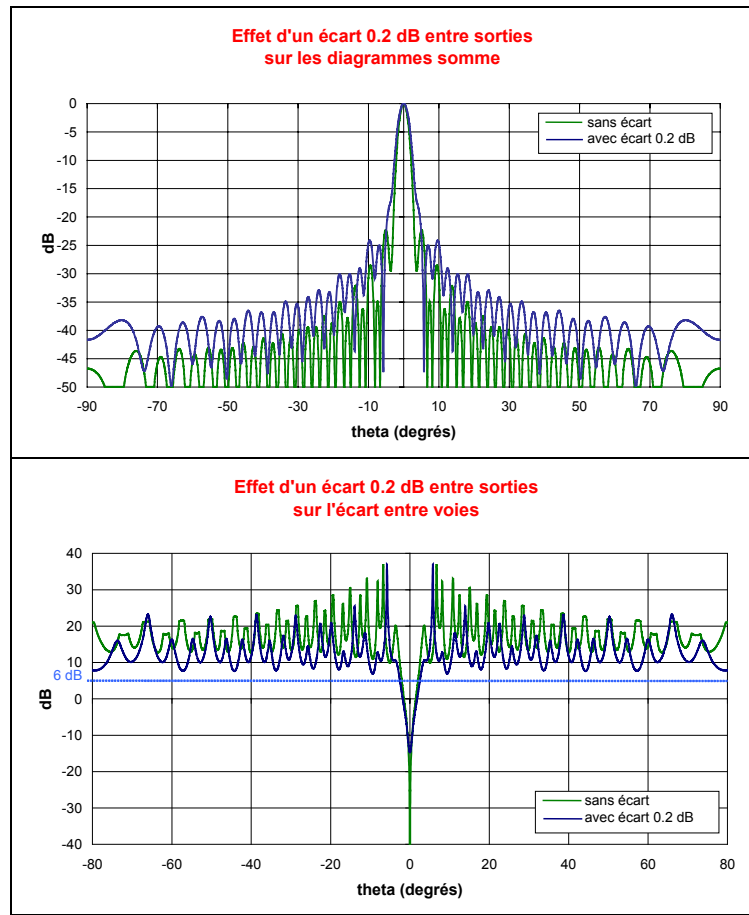


Figure III.29 : Effet sur les diagrammes d'un écart 0.2 dB entre sorties de l'anneau

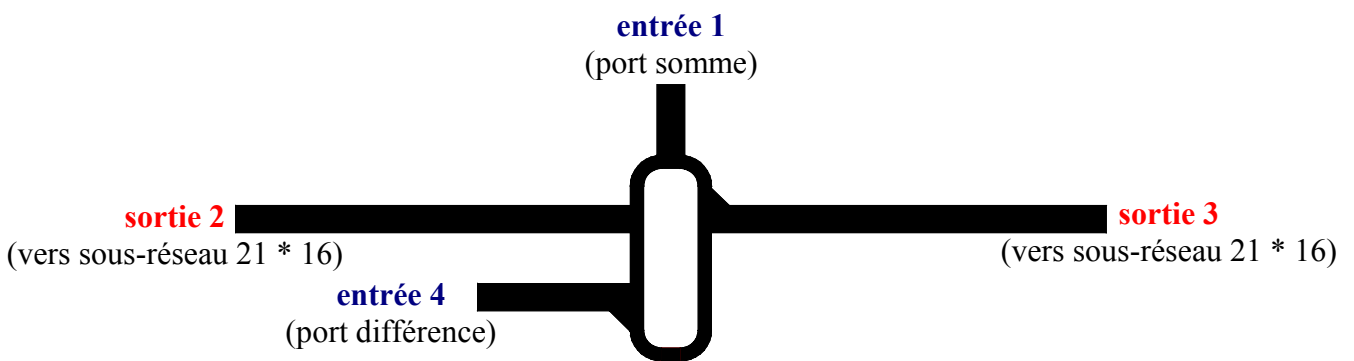


Figure III.30 : Configuration optimisée de l'anneau en forme d'ellipse

Les **résultats** obtenus avec cette configuration s'avèrent **très bons** (figure III.31). Pour une alimentation en 1, on obtient une adaptation autour de -17 dB, un écart entre sorties quasi-nul (0.027 dB au pire) et des phases qui diffèrent extrêmement peu (de 2.5 à 2.9°). Lorsque l'on excite l'anneau sur le port 4, l'adaptation se situe à environ -10.9 dB, l'écart

entre les ports 2 et 3 est à nouveau bon (de 0.016 à 0.039 dB) et l'écart entre phases autour de 176°. On vérifie de plus que les niveaux d'isolation sont très faibles.

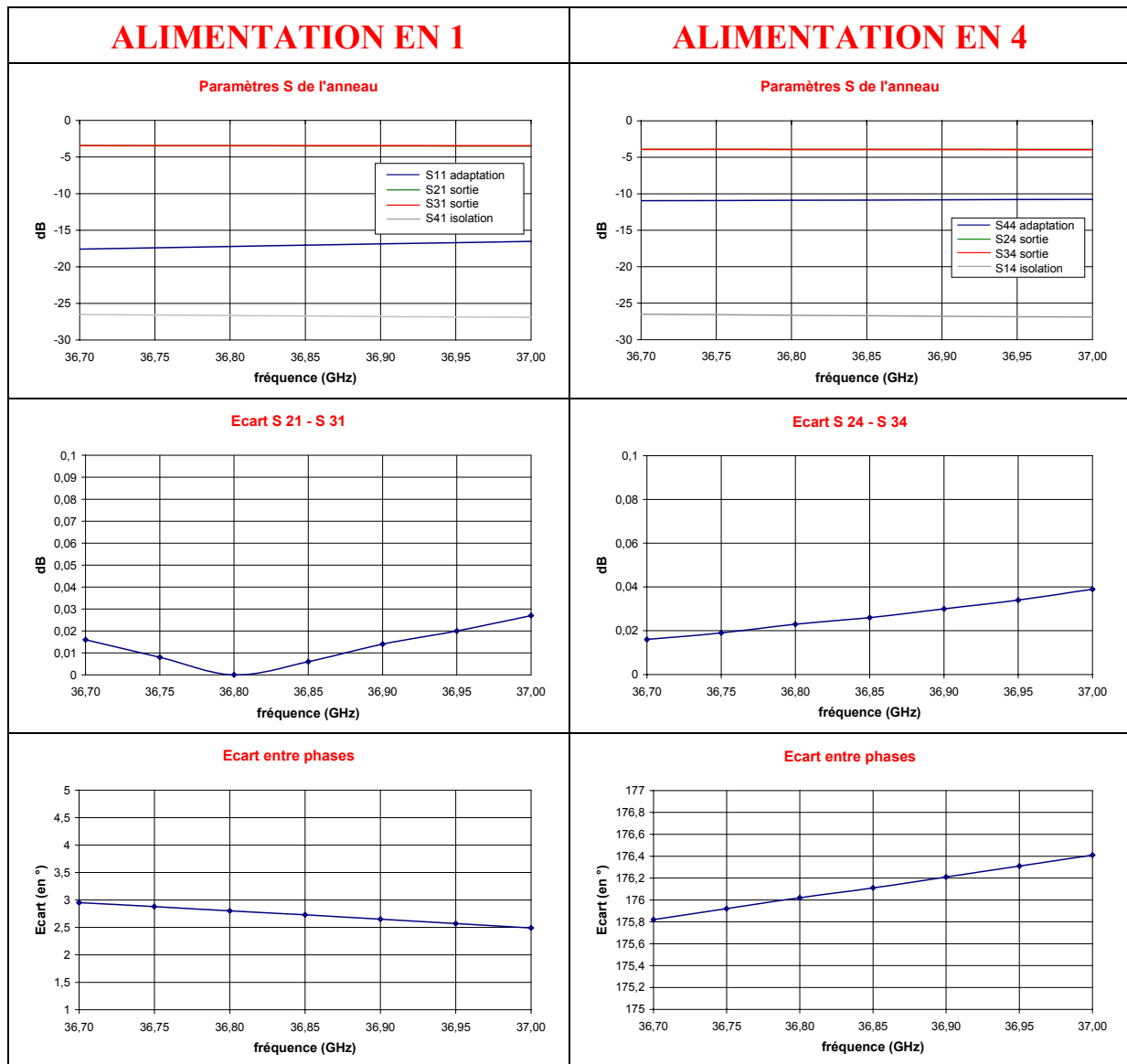


Figure III.31 : Configuration optimisée de l'anneau en forme d'ellipse

Il ressort de ces résultats que les pertes peuvent être évaluées à 7.71 % pour l'alimentation sur le port somme et à 10.63 % pour l'alimentation sur le port différence 4. L'absence d'égalité de ces valeurs peut s'expliquer par le fait que lors de l'excitation en 4, le chemin parcouru vers la sortie 3 est plus grand et le nombre de discontinuités rencontrées supérieur.

Des études ont par ailleurs permis d'évaluer la **part des différents types de pertes** (**figure III.32**) : les pertes diélectriques, les pertes métalliques et les pertes par rayonnement ont successivement été chiffrées. En fonction du port d'excitation, la part de chacune peut varier mais les pertes diélectriques sont globalement majoritaires.

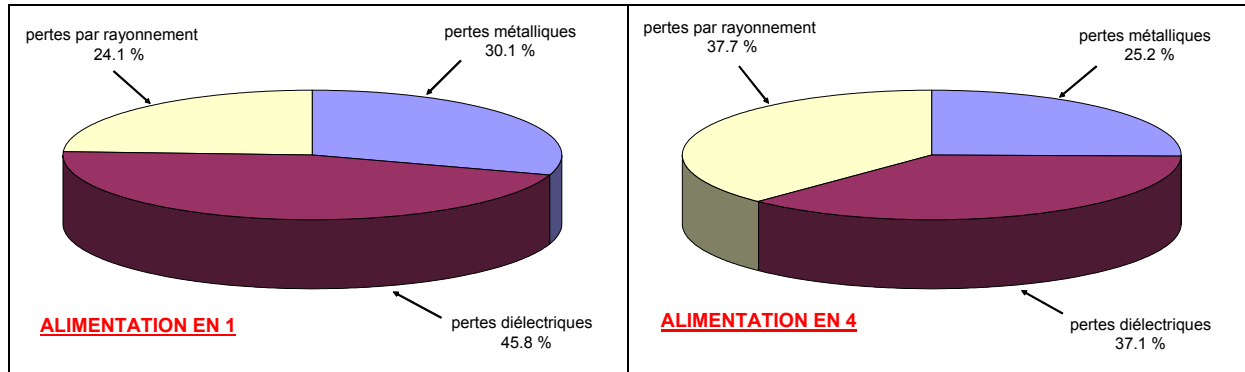


Figure III.32 : Répartition des différents types de pertes

Enfin, des études complémentaires visant à regarder l'**influence d'une incertitude sur la valeur de l'impédance ramenée** ont été faites. En effet, les travaux d'optimisation sur la pondération plan E ont permis d'avoir 50Ω au niveau des ports 2 et 3 connectés aux réseaux. Mais le trajet suivi par l'énergie au travers des lignes et des discontinuités ainsi que les écarts entre optimisation et réalité peuvent amener à avoir des impédances s'écartant de cette valeur parfaite.

Ces études permettent d'avancer le fait que des écarts de $\pm 20 \Omega$ autour de la valeur centrale de 50Ω pour la partie réelle et des écarts de $\pm 20 \Omega$ autour de la partie imaginaire nulle n'altèrent que modérément les résultats qui restent nettement dans les différences autorisées entre paramètres S (0.1 dB trouvés pour les écarts extrêmes de $\pm 20 \Omega$ alors que la valeur critique est à 0.2 dB). Les écarts entre phases varient dans ces conditions au plus de 1° par rapport à ceux précédemment avancés. Seules les adaptations s'en trouvent modifiées de manière significative.

V.4 – Mesure

L'étape suivante est la validation de cet élément en le construisant et en le mesurant.

Cependant, l'anneau sous sa configuration précédente (**figure III.30**) ne peut pas être directement caractérisé car il convient d'y ajouter les connecteurs pour les excitations et la mesure. Du fait des dimensions extérieures classiques des connecteurs SMA 2.92 (de dimensions 5.65 mm en largeur et 16 mm en hauteur) comparées à la taille de l'anneau (14.3 mm en largeur par 4.6 mm en hauteur **figure III.30**), il y a eu obligation de fortement rallonger les lignes d'accès vers chaque côtés d'un boîtier en laiton au niveau desquels les connecteurs seront fixés.

Une fois ces lignes tirées, il a donc fallu redimensionner l'anneau pour que ses caractéristiques restent dans les contraintes imposées. Ceci a conduit à une **nouvelle forme de l'élément figure III.33**, les contacts se faisant en bout sur des lignes 50 Ω .

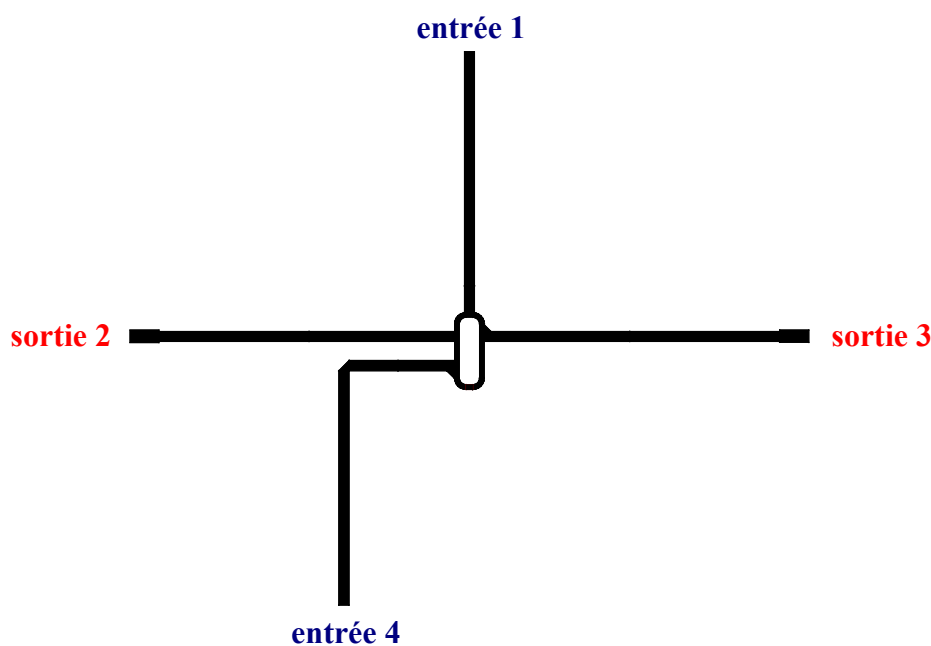


Figure III.33 : Configuration de l'anneau pour la mesure

La réalisation a alors été faite à l'IRCOM (**figure III.34**). Les connecteurs sont placés verticalement et vissés sur les flasques du boîtier. L'alimentation des lignes se fait ici transversalement, la partie centrale de la pinoche de chaque connecteur (de largeur 170 μm inférieure à la ligne) étant posée et soudée sur la ligne.

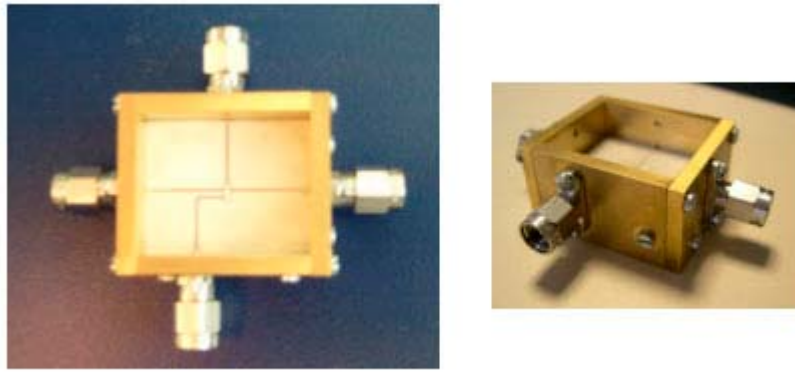


Figure III.34 : Réalisation de l'anneau hybride à 37 GHz

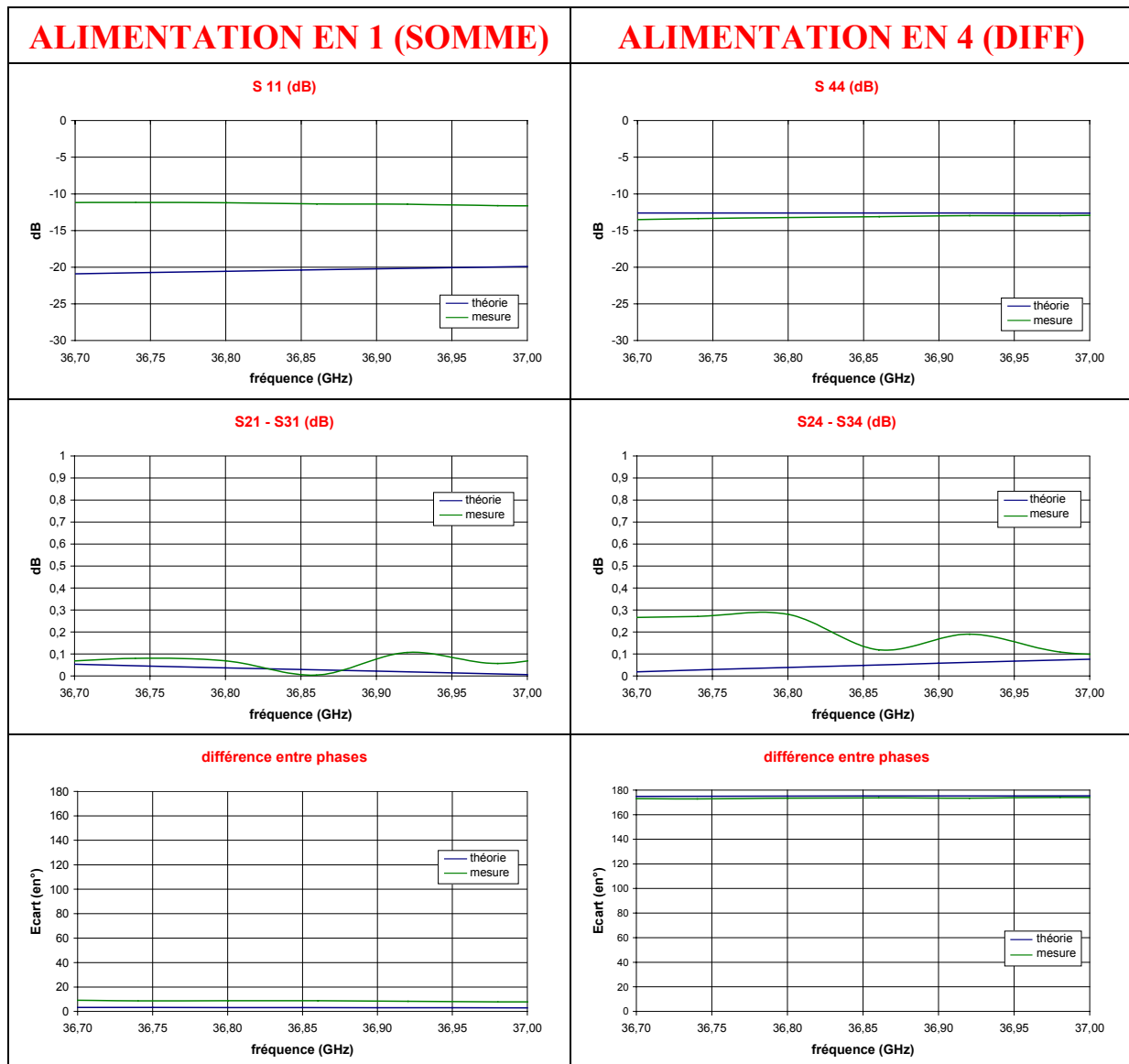


Figure III.35 : Comparaison entre théorie et mesure

La comparaison des courbes théoriques et expérimentales (**figure III.35**) confirme dans l'ensemble le **bon fonctionnement de l'anneau** même si plusieurs résultats obtenus par mesure sont dégradés par rapport aux simulations (notamment les écarts entre paramètres S des sorties qui s'éloignent un peu de 0).

On reste cependant dans les écarts maximum autorisés sauf pour $S_{24} - S_{34}$ qui franchit légèrement la limite critique des 0.2 dB. Les niveaux d'isolation sont par ailleurs très faibles en mesure ($S_{14} = S_{41} = -25.4$ dB).

Quant aux **pertes**, elles sont importantes, comme attendu, du fait des rallongements assez conséquents des lignes d'accès pour pouvoir positionner les connecteurs sur chaque flasque du boîtier. Multipliées par 2 ou 3 par rapport à la configuration précédente de la **figure III.30**, elles se chiffrent en simulation à 19.5 % lors d'une alimentation sur le port somme 1 (alors qu'elles sont de 25.7 % en mesure) et à 23.6 % pour une excitation en 4 (29.7 % déduits des mesures). Les pertes plus grandes lors de l'alimentation sur le port différence peuvent à nouveau s'expliquer par les trajets parcourus qui sont supérieurs dans ce cas. On peut enfin souligner que des pertes au niveau des connecteurs apparaissent (≥ 0.5 dB) lors de la mesure de paramètres S.

Malgré des résultats globalement satisfaisants, une des grandeurs (écart entre paramètres S pour une alimentation sur le port différence) semble expérimentalement s'éloigner des valeurs désirées. Des études complémentaires pour tenter d'en donner une interprétation supplémentaire ont été menées. Les écarts constatés ont été attribués à des **phénomènes de couplage**, en particulier entre les lignes horizontales reliées aux ports 2 et 4. Bien que distantes de 855 μm donc au-delà de la "distance de précaution" de 2 fois la hauteur de substrat (soit 500 μm) précieusement appliquée tout au long de la construction du réseau, un couplage entre ces 2 lignes semble exister avec échange d'énergie indésirable entre elles.

V.5 – Configuration finale

Pour éviter ce problème de couplage et donc améliorer les performances de l'élément d'excitation, l'**anneau** a été **légèrement modifié en conséquence** en éloignant ces deux

lignes. Là encore, pour des problèmes d'encombrement, l'inclinaison de la ligne inférieure doit être relative à cause de la proximité de lignes horizontales mises en place lors de la pondération dans le plan E (**figure III.23**).

Ce nouveau dimensionnement a conduit au dessin de la **figure III.36** et aux résultats du **tableau III.5** relevés à la fréquence centrale d'étude de 36.85 GHz. Au niveau de ce tableau, on peut constater une adaptation à -11.5 dB, des différences entre paramètres S de 0.035 dB et entre phases de 3.9° pour une alimentation sur le port vertical 1. Dans l'autre cas d'alimentation en 4, l'adaptation s'élève à -15.8 dB, le ΔS à 0.004 dB et le $\Delta\phi$ à 184.3°.

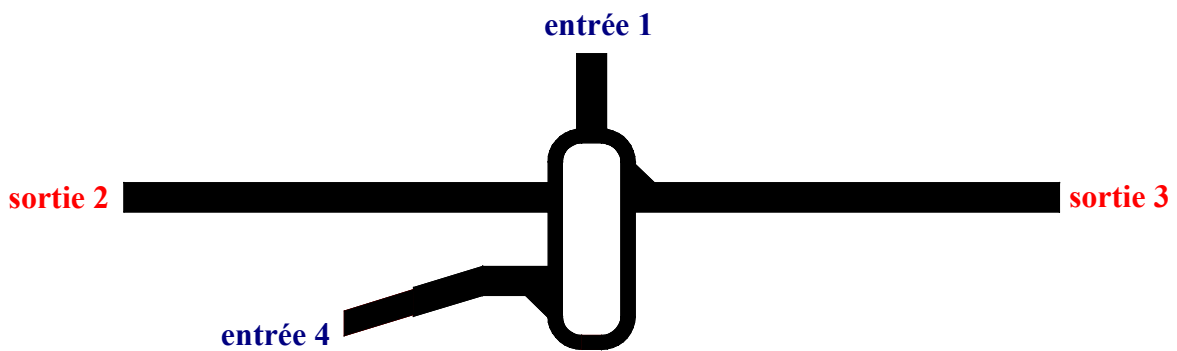


Figure III.36 : Configuration finale de l'anneau hybride

Alimentation sur l'entrée 1			Alimentation sur l'entrée 4		
S_{11}	-11.55 dB	7.0 %	S_{44}	-15.78 dB	2.6 %
S_{21}	-3.670 dB	42.9 %	S_{24}	-3.738 dB	42.3 %
S_{31}	-3.705 dB	42.6 %	S_{34}	-3.734 dB	42.3 %
S_{41}	-29.84 dB	0.1 %	S_{14}	-29.84 dB	0.1 %
ΔS	0.035 dB	0.9 %	ΔS	0.004 dB	0.55 %
$\Delta\phi$	3.9 °		$\Delta\phi$	184.3 °	
Pertes totales		7.34 %	Pertes totales		12.65 %

Tableau III.5 : Paramètres S de l'anneau sous sa forme finale

Les pertes avec cette forme d'anneau retrouvent le niveau déjà obtenu avec la configuration de la figure **III.30** avec à nouveau des valeurs supérieures dans le cas de

l'alimentation sur le port différence. Et naturellement des pertes fortement réduites par rapport au design d'anneau élaboré pour la mesure.

Cet **anneau hybride** peut alors être **inséré sous sa forme définitive au centre du réseau** complet de $42 * 16$ patches (**figure III.37**). Les **dimensions totales** de ce réseau de 672 patches sur substrat RT/DUROID 6002 ($\epsilon_r = 2.94$) sont de **21.99 cm de largeur par 8.83 cm de hauteur**.

VI – REALISATION ET MESURE DU RESEAU COMPLET

Les ports d'alimentation de l'anneau hybride vers les deux demi réseaux ont été écartés au maximum (entrées 1 et 4 de la **figure III.36**) pour à la fois éviter les problèmes de couplage et pouvoir placer les connecteurs alimentant le circuit par en dessous.

Malgré ces précautions, la distance s'avère être insuffisante compte tenu des dimensions classiquement rencontrées pour un connecteur comparées à la taille inférieure de l'anneau. Les lignes ne peuvent absolument pas être davantage éloignées à cause de l'existence de lignes horizontales situées autour de l'anneau. De plus, il faut faire attention à ne pas perturber les diagrammes comme cela a été montré auparavant (**figure III.20**).

La solution retenue a été de **déporter les alimentations** à l'arrière de l'antenne à l'aide de **câbles semi-rigides** au bout desquels les connecteurs seront fixés.

La réalisation technique de cette alimentation suivant la fabrication du réseau est actuellement en cours et devrait très prochainement nous être retournée. Les détails précis (schémas complets avec cotes, choix définitif des câbles et des connecteurs) de cette solution adoptée ne nous ayant pas encore été donnés par la société ayant en charge ce travail, ceux-ci seront précisés lors de la soutenance de thèse. Il en est par conséquent de même en ce qui concerne les mesures et leur interprétation.

La suite de ce chapitre est consacrée à la transcription de cette même antenne de l'interrogateur BIFF dans une version d'antennes novatrices avec les antennes à bande interdite photonique.

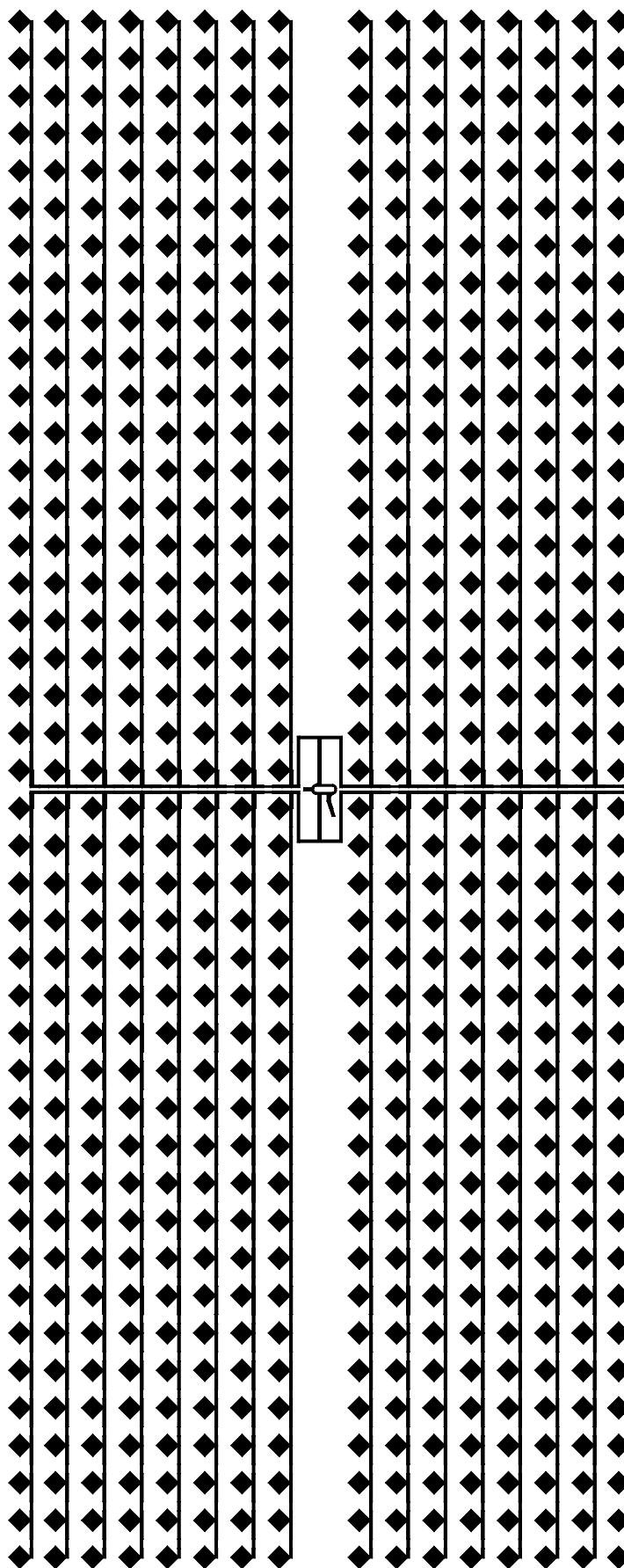


Figure III.37 : *Masque du réseau global*

VII – ETUDE DU B.I.F.F. EN ANTENNE A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE DIELECTRIQUE

Le but ici est une **étude de faisabilité** du système d'identification précédent BIFF sous la forme d'une **antenne à bande interdite photonique planaire diélectrique**. Ce type d'antenne a par le passé été étudié au sein de notre équipe et a montré des résultats extrêmement intéressants [III.15] [III.16] [III.17].

Ces antennes BIP planaires diélectriques n'ont cependant pas jusqu'alors été étudié en théorie dans le domaine millimétrique et ont par conséquent encore moins débouché sur des réalisations dans cette bande fréquentielle. Le gros soucis de la fabrication est l'usinage suivant l'épaisseur des plaques de diélectriques et le respect strict de ces valeurs sur une grande surface (problème de flèche) pour fonctionner à la fréquence correcte de travail. De plus, le fort gain recherché oblige à utiliser des plaques de matériaux de forte permittivité très souvent composée en plus ou moins grande partie de céramique donc cassantes.

Le principe de fonctionnement de ces antennes à bande interdite photonique diélectrique développées à l'IRCOM a été présenté au chapitre I. L'antenne **bande étroite et fort gain** à dimensionner par rapport au BIFF sera une **antenne BIP planaire à air** composée d'un empilement alternativement de lames d'air et de diélectrique. Le fonctionnement en voies somme et différence sur la bande d'étude 36.7 - 37.0 GHz sera rendu possible par **deux patches** venant exciter la cavité en phase ou en opposition de phase. Le gain intrinsèque en voie somme devra être le plus grand possible au-delà de 30 dB_i et l'écart entre voies supérieur à 6 dB.

Les étapes du dimensionnement de cette antenne seront dans un premier temps décrites. Les résultats de simulation seront ensuite donnés sous la forme du gain, des diagrammes de rayonnement et de l'écart entre voies. Des explications du fonctionnement de cette antenne en fonction de la fréquence seront parallèlement données.

VII.1 – Configuration de l'antenne

➤ Choix de la forme et du diamètre du BIP :

Les antennes BIP planaires à air sont constituées d'un **assemblage de plaques carrées d'un diélectrique d'épaisseur $\lambda_g/4$ séparées par des couches d'air d'épaisseur $\lambda_0/4$** , d'un espace entre le plan de masse et ces plaques (nommé pour la suite "cavité à air résonante" de manière parfois abusive) et d'un plan de masse métallique sur lequel repose l'excitation réalisée par deux patches (**figure III.38**). On préfère une structure BIP à air aux empilements tout diélectriques qui seront développés dans le chapitre IV car de grands écarts de permittivités sont nécessaires pour générer un fort gain.

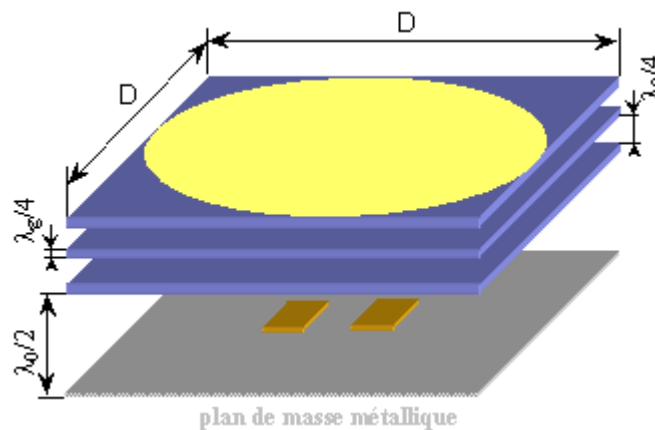


Figure III.38 : Antenne BIP planaire à air

La valeur du **gain** de l'antenne peut être **approximée** par la formule des ouvertures rayonnantes idéales :

$$G_{\text{dB}} = 10 \cdot \log \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} = 20 \cdot \log \frac{\pi D}{\lambda_0} \quad (\text{III.10})$$

avec S la surface circulaire inscrite dans le carré formé par la structure

D le diamètre de l'ouverture

et λ_0 la longueur d'onde dans le vide

car le gain, qui dépend de la répartition énergétique sur la plaque supérieure, est de forme circulaire ou elliptique s'inscrivant dans le carré formé par la plaque.

La surface rayonnante équivaut à un disque de diamètre égal à la largeur D des plaques de l'antenne. Si l'on cherche à avoir des gains nettement supérieurs à 30 dB (en

prenant alors 35 dBi), on peut alors calculer la surface et la largeur D pour obtenir de tels gains :

$$S=167 \text{ cm}^2 \quad \longrightarrow \quad D=14.6 \text{ cm} \quad \text{à la fréquence centrale de } 36.85 \text{ GHz}$$

L'étape suivante est la détermination de la permittivité des plaques conduisant à des valeurs de gain et de facteur de qualité souhaitées.

➤ **Facteur de qualité :**

Le facteur de qualité de la cavité est défini par la formule suivante (où Δf est la largeur de bande à - 3 dB) :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{III.11})$$

Cette grandeur peut être rattachée au gain maximum d'une antenne à résonateur BIP associée. La **figure III.39**, tracée à partir de la totalité des simulations menées dans notre équipe, donne le gain en fonction du facteur de qualité de la structure BIP composant l'antenne [III.17].

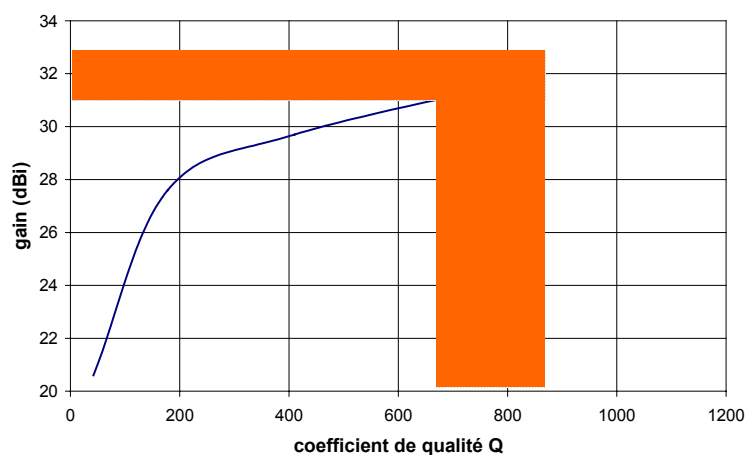


Figure III.39 : Gain en fonction du facteur de qualité

Le fort gain (au-delà de 31-32 dBi) devrait, d'après cette courbe, être obtenu pour des facteurs de qualité supérieurs à 700 mais c'est une partie de la courbe qui a jusqu'alors été très peu explorée. Les quelques cas traités l'ont uniquement été vers des fréquences de 14

GHz [III.17]. La phase suivante est la détermination du nombre de plaques et la nature des matériaux permettant d'obtenir cette grandeur de facteur de qualité.

➤ **Etude du coefficient de transmission :**

Le facteur de qualité est fonction du nombre de plaques et de l'écart de permittivité entre les plaques de diélectriques et les lames d'air. On peut illustrer ceci à l'aide de la **figure III.40** sur laquelle les coefficients de transmission centrés sur 36.85 GHz ont une profondeur de bande interdite et une largeur du pic de transmission plus ou moins importante [III.16].

Les courbes tracées pour des empilements de 3 plaques séparées par des couches d'air montrent que pour aboutir à des facteurs de qualité $Q \geq 700$, la permittivité des plaques devra être comprise entre 7 et 10.

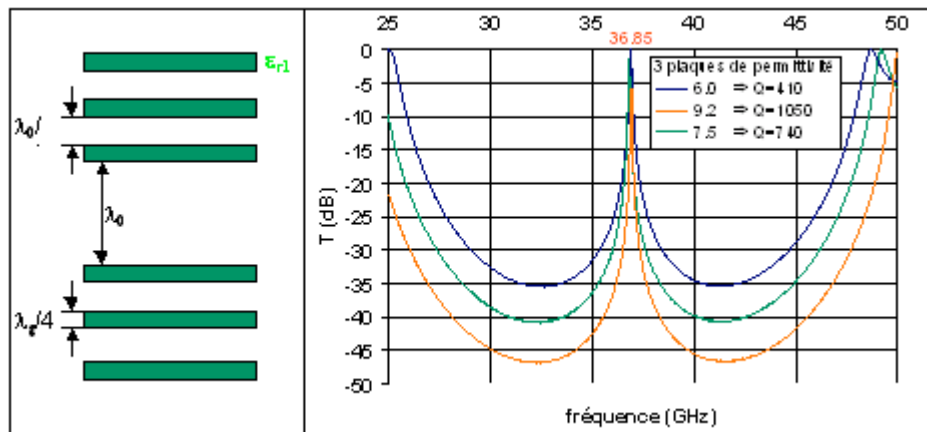


Figure III.40 : Coefficient de transmission de la structure BIP 1D

Les premières simulations sous différences finies avec un choix de $\epsilon_r = 9.2$ (matériau TMM 10) ont montré sous une structure beaucoup trop résonnante empêchant d'atteindre les objectifs fixés. Un matériau de permittivité intermédiaire a alors été choisi ($\epsilon_r = 7.5$) conduisant à un facteur de qualité $Q = 740$.

➤ **Choix de l'excitation :**

L'excitation par antennes patches est la solution la plus classiquement utilisée [III.15] [III.16] [III.17]. Ces antennes sont en effet largement connues et conviennent bien

ici. Deux patches sont nécessaires pour générer la voie somme (alimentation en phase de ces deux aériens) et la voie différence (alimentation en opposition de phase), sachant que les diagrammes sont à former dans le plan H.

Le patch excité par sonde fonctionne sur son mode fondamental. Il est dimensionné pour que sa fréquence de fonctionnement se situe avant celle de l'antenne BIP complète. On souhaite ainsi ne pas perturber le BIP par couplage du patch avec le mode du BIP.

➤ **Fréquence de fonctionnement :**

La fréquence de cavité a été à priori réglée à la fréquence centrale de 36.85 GHz lors de l'insertion du défaut de taille λ_0 (**figure III.40**). Elle doit cependant être corrigée car la hauteur de la cavité a été calculée en considérant les matériaux comme infinis lors de cette étude 1D des matériaux BIP.

Le fonctionnement de cette cavité repose sur le mode 111 dont il convient de faire correspondre la fréquence avec celle du matériau BIP. On cherche pour cela à ajuster sa hauteur pour se situer à la fréquence de fonctionnement de 36.85 GHz.

Les choix et le dimensionnement des différents paramètres de l'antenne décrits, l'ensemble des résultats théoriques vont être maintenant présentés et interprétés.

VII.2 – Résultats théoriques de l'antenne

VII.2.1 – Configuration de l'étude

L'antenne BIFF dans sa version BIP (**figure III.41**) possède des **dimensions totales de 14.6 cm × 14.6 cm × 1.04 cm** (donc très peu encombrante et discrète) et est constituée de :

- Un plan de masse sur lequel repose deux patches ($\epsilon_r=2.5$ alimentés en phase pour générer la voie somme ou en opposition de phase pour la voie différence)
- La cavité à air au-dessus de celui-ci (hauteur 4.070 mm)

- La structure BIP composée d'un empilement successif de couches de diélectriques (d'épaisseur 0.743 mm avec $\epsilon_r=7.5$) et d'air (épaisseur 2.035 mm).

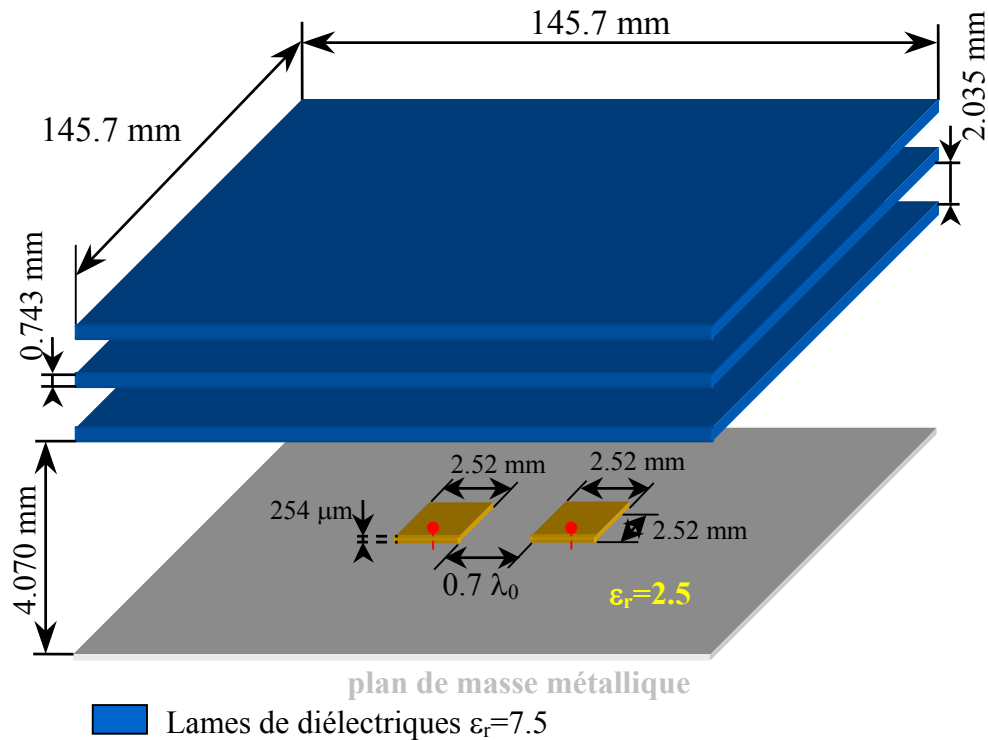


Figure III.41 : Antenne à résonateur BIP fort gain et bisource

VII.2.2 – Impédance d'entrée

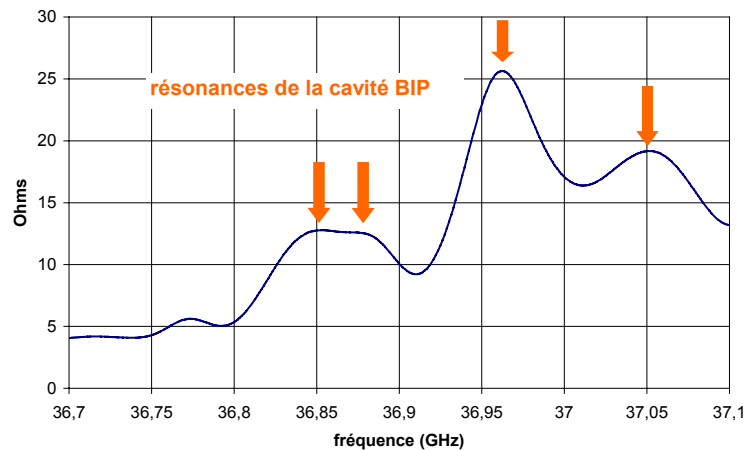


Figure III.42 : Impédance d'entrée de l'antenne BIP bisource

La courbe de la partie réelle de l'impédance d'entrée (**figure III.42**) fait apparaître **plusieurs résonances** sur la bande étroite de fonctionnement 36.7-37.0 GHz, sachant que la

résonance du patch sur son mode 10 est située plus bas en dehors de cette bande (vers 36 GHz comme souhaité).

Pour tenter de comprendre la signification de ces pics, on peut calculer les différentes fréquences des modes de résonance n, m, p de la cavité de dimensions L, l, h à l'aide de la formule suivante :

$$f_{n,m,p} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{n.\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{m.\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{p.\pi}{h}\right)^2} \quad (\text{III.12})$$

Par comparaison avec la courbe précédente de ces valeurs calculées sur la bande regroupées dans le **tableau III.6**, on peut penser que le premier pic de résonance relevé à 36.853 GHz correspond au **mode 111** de la cavité. Quant aux autres résonances de la **figure III.42**, elles doivent coïncider avec les fréquences des **modes supérieurs** 121 et 211 (à 36.87 GHz sur la courbe), 221 (nette résonance constatée à 36.962 GHz) et 331 (à 37.053 GHz). Les modes 021 et 201, 031 et 301, 131 et 311, 231 et 321 sont également susceptibles d'être excités sur cette bande de fréquences.

n	m	p	f (GHz)	n	m	p	f (GHz)	n	m	p	f (GHz)	n	m	p	f (GHz)
0	0	1	36.822	1	0	1	36.837	2	0	1	36.880	3	0	1	36.952
0	1	1	36.837	1	1	1	36.852	2	1	1	36.895	3	1	1	36.967
0	2	1	36.880	1	2	1	36.895	2	2	1	36.938	3	2	1	37.010
0	3	1	36.952	1	3	1	36.967	2	3	1	37.010	3	3	1	37.082

Tableau III.6 : *Fréquences des différents modes de la cavité*

VII.2.3 – Gain

Si l'on trace sur la **figure III.43** les différentes directivités retournées par les simulations différences finies en voie somme, de très forts niveaux sont obtenus puisque l'on se trouve quasiment **partout supérieur à 30 dB_i** avec un **maximum de 35.0 dB_i** à la fréquence centrale de 36.85 GHz voisin de la valeur précédemment calculée à l'aide de la formule des ouvertures rayonnantes (III.10). Ceci s'explique grâce à l'estimation des erreurs

faites en simulation (0.5 à 1 dB_i) dues à un maillage lâche et à l'amortissement relatif des signaux obtenus lors de ces simulations très gourmandes en heures de calcul.

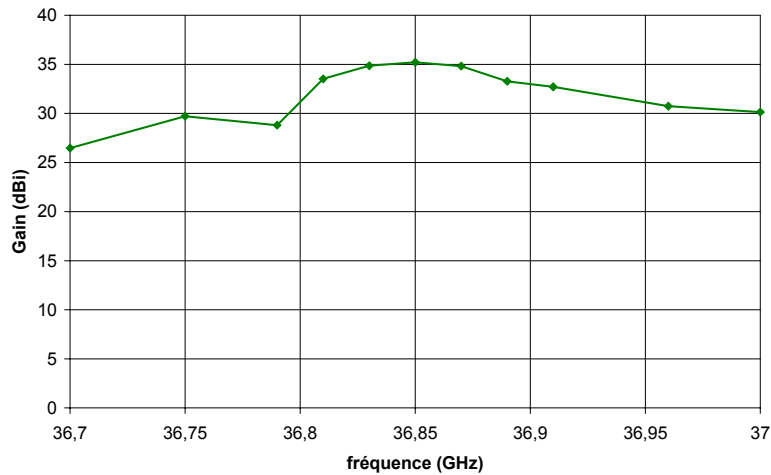


Figure III.43 : *Directivité de la voie somme sur la bande de fonctionnement*

On remarque donc que la fréquence de la directivité maximale coïncide avec la fréquence centrale d'étude et la fréquence du mode 111 de la cavité BIP. C'est exactement ce que l'on recherchait pour un bon fonctionnement et des performances optimales.

La très étroite largeur de bande (prise à -3 dB du max) est confirmée puisqu'elle est mesurée à 0.22 % sur cette figure.

VII.2.4 – Diagrammes de rayonnement et écart entre voies

Deux types de diagrammes de rayonnement sont à générer en fonction de l'alimentation des deux patchs (en phase ou en opposition de phase).

A la fréquence centrale de 36.85 GHz (**figure III.44**), le **diagramme somme** est **très directif** ($\theta_{-3dB}=3.4^\circ$ pour $D=35.2$ dB_i) et présente de faibles lobes secondaires alors que le diagramme différence est creusé dans l'axe et situé au-dessus de la voie somme partout ailleurs. Ceci conduit à un écart entre voies de l'ordre de 4-5 dB_i (**figure III.44**) hors de l'axe et des zones de recouvrement (au-delà de $\pm 30^\circ$ ici donc plus larges que celles énoncées dans le cahier des charges en début de chapitre).

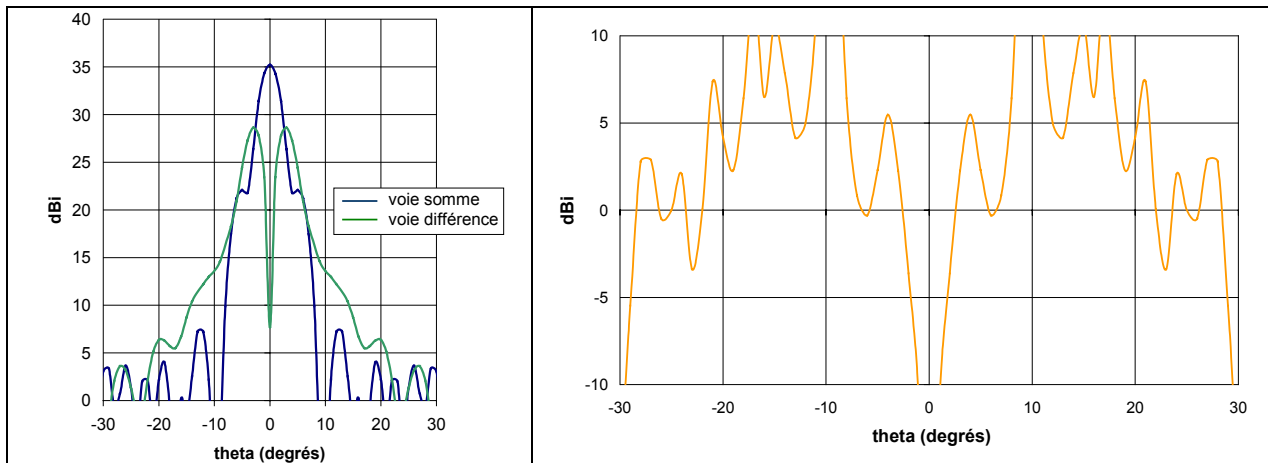


Figure III.44 : Diagrammes de rayonnement et écart entre voies à 36.85 GHz

Cet écart entre les voies somme et différence s'avère **supérieur aux 6 dB souhaités sur une première moitié de la bande** de fonctionnement avec de très bonnes valeurs de 36.70 à 36.83 GHz (**figure III.45**). Ces niveaux se détériorent ensuite progressivement et sont à relier aux variations des diagrammes de rayonnement après la fréquence centrale (**figure III.46**).

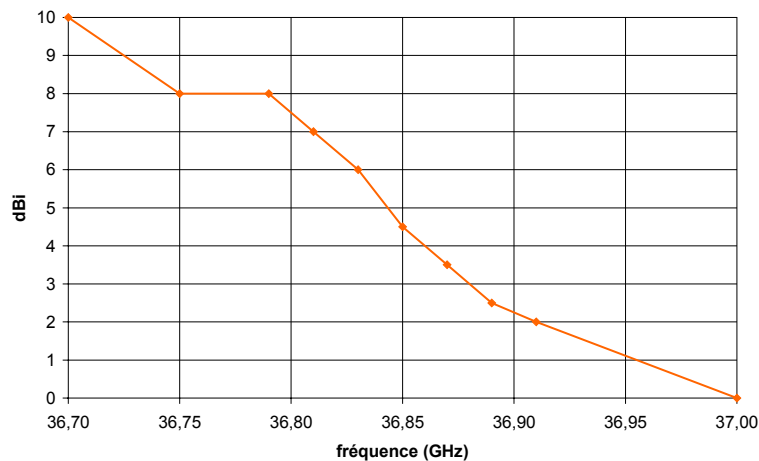


Figure III.45 : Evolution fréquentielle de l'écart entre voies somme et différence

En effet, des **dégradations du diagramme somme** sont visibles dès 36.85 GHz (**figure III.44**), fréquence du mode 111, avec l'apparition de lobes vers 5°. Au-delà, c'est-à-dire **après le passage du mode 111 de la cavité BIP**, la remontée de ces lobes s'accroît (**figure III.46**) jusqu'à dégrader complètement les diagrammes sur la fin de bande aux fréquences des modes supérieurs 221 (36.96 GHz) et 331 (37.05 GHz).

L'excitation de ces modes parasites perturbe les répartitions de champ internes à la cavité et les lobes secondaires des diagrammes sont alors supérieurs au lobe principal aussi bien en voie somme qu'en voie différence, expliquant ainsi les niveaux atténués de gain et d'écart entre voies.

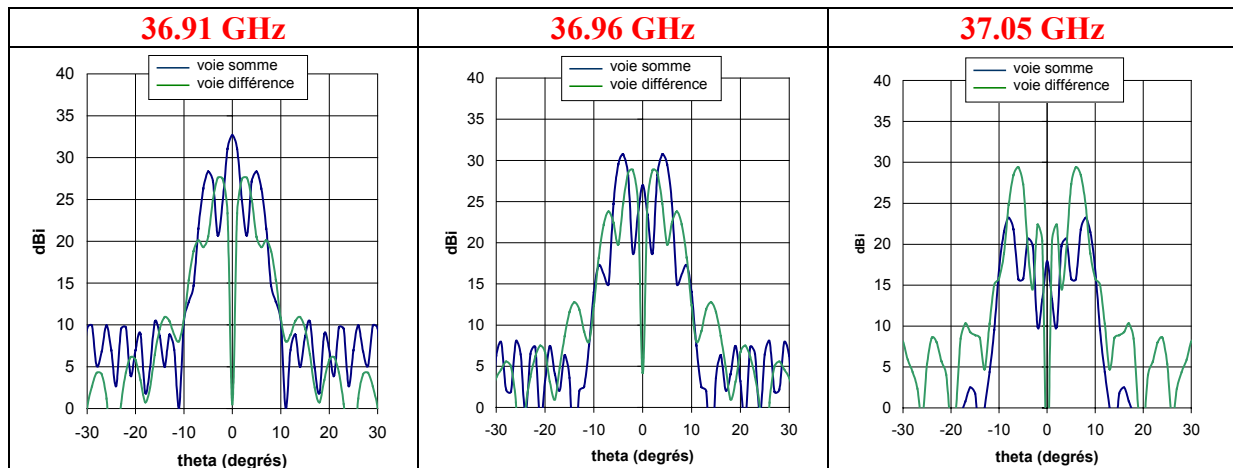


Figure III.46 : Diagrammes de rayonnement aux fréquences des modes supérieurs

Il est à noter que ces résultats ont été obtenus pour un **espacement entre patches de $0.7 \lambda_0$** mais qu'ils sont très proches pour un pas de λ_0 . Quasiment aucune différence n'est constatée sur la voie somme. Pour la voie différence, une amélioration intervient tout de même pour les forts angles avec $0.7 \lambda_0$ (remontée de ce diagramme) favorable à l'écart entre voies sur cette zone.

VII.2.5 – Etude électromagnétique

Une étude électromagnétique à l'aide de cartographies fréquentielles des différentes composantes de champ va permettre d'appuyer ces modifications de diagrammes rencontrées et d'essayer d'en donner une explication physique grâce à la répartition de ces champs à l'intérieur de la cavité BIP.

Les cartographies de champs électriques et magnétiques relevées dans un plan vertical pris au milieu de la structure antenne totale en voie somme montrent la **propagation de**

l'énergie de la cavité vers l'extérieur en traversant les plaques (**figure III.47**). Elles laissent entrevoir des répartitions différentes puisque le champ électrique est maximum au centre de la cavité alors que le champ magnétique l'est en haut de celle-ci juste en dessous de la première plaque. Ceci confirme le fait que ces deux types de champs doivent être relevés dans des plans distincts pour lesquels leurs amplitudes sont maximales [III.17].

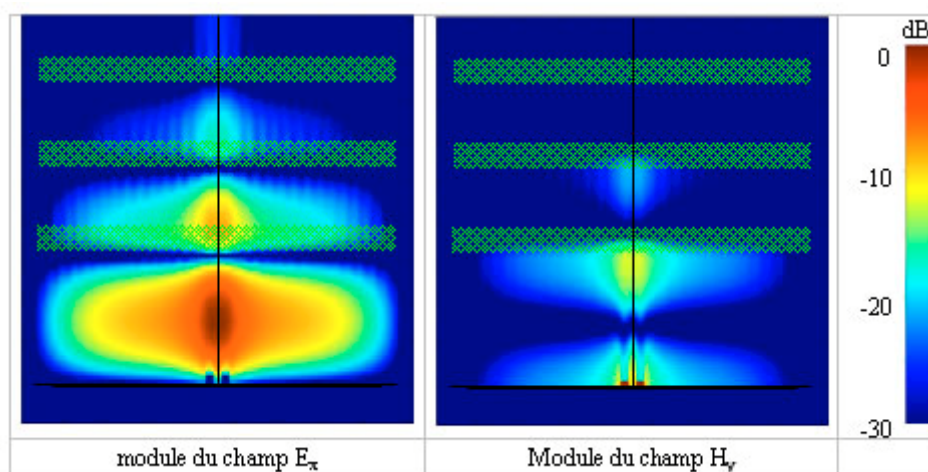


Figure III.47 : *Cartographies de champs dans un plan vertical*

La puissance observée en sortie au-dessus de la plaque supérieure à 36.85 GHz (**figure III.48**) confirme les **diagrammes très directifs au centre** (et décroissants autour avec de faibles lobes secondaires) précédemment trouvés en voie somme. Ces figures appuient aussi le fait que la distribution énergétique en sortie prend sa source dans la cavité

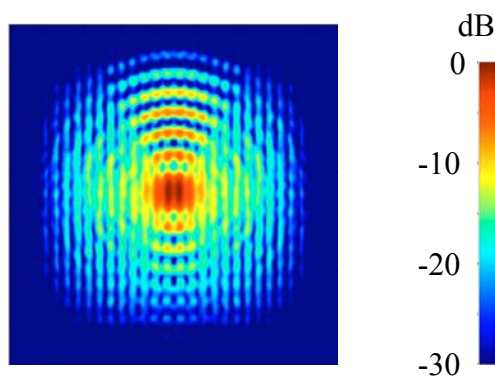


Figure III.48 : *Cartographies de champs dans un plan vertical*

Partant de ces constatations, on peut ensuite regarder les **composantes de champs majoritaires au sein de la cavité** pour la fréquence centrale de 36.85 GHz correspondant à la fréquence du mode 111 et pour les fréquences des modes supérieurs constatés sur l'impédance d'entrée (**figure III.42**).

La visualisation des modules des différentes composantes de champ à 36.85 GHz prouve l'existence de composantes majoritaires des champs électriques (relevées à mi-hauteur de la cavité) et magnétiques (relevées en haut de cavité **figure III.49**). Ainsi, à cette fréquence du mode 111 de la cavité BIP, les champs E_x et H_y apparaissent **prépondérants** et présentent un maximum au centre qui décroît progressivement en s'en écartant. Ces cartographies relativement propres sont à relier aux diagrammes non perturbés de la **figure III.44** et présentant le gain maximum.

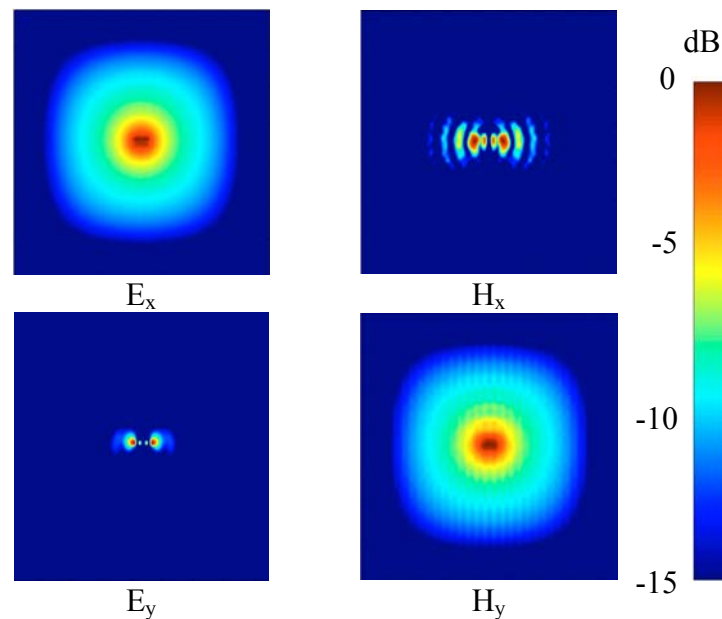


Figure III.49 : *Cartographies de champs dans la cavité BIP à 36.85 GHz*

L'évolution de ces mêmes cartographies aux fréquences des **modes supérieurs** confirme les **dégradations** observées sur les diagrammes de rayonnement (**figure III.46**). Il en ressort (**figure III.50**) que les modules des champs E_x et H_y sont progressivement détériorés après le passage du mode 111.

Leurs formes (apparition de plusieurs zones de champ fort) laissent penser que leurs fréquences d'observation successives correspondent aux modes 221 et 331, comme déjà entrevu sur l'impédance d'entrée. L'installation de ces modes parasites perturbe les répartitions de champs dans la cavité mais aussi en sortie de l'antenne (puissance prise juste au-dessus de la plaque supérieure sur la **figure III.50**) et dégrade les caractéristiques de rayonnement avec une poussée de lobes secondaires et une chute de gain.

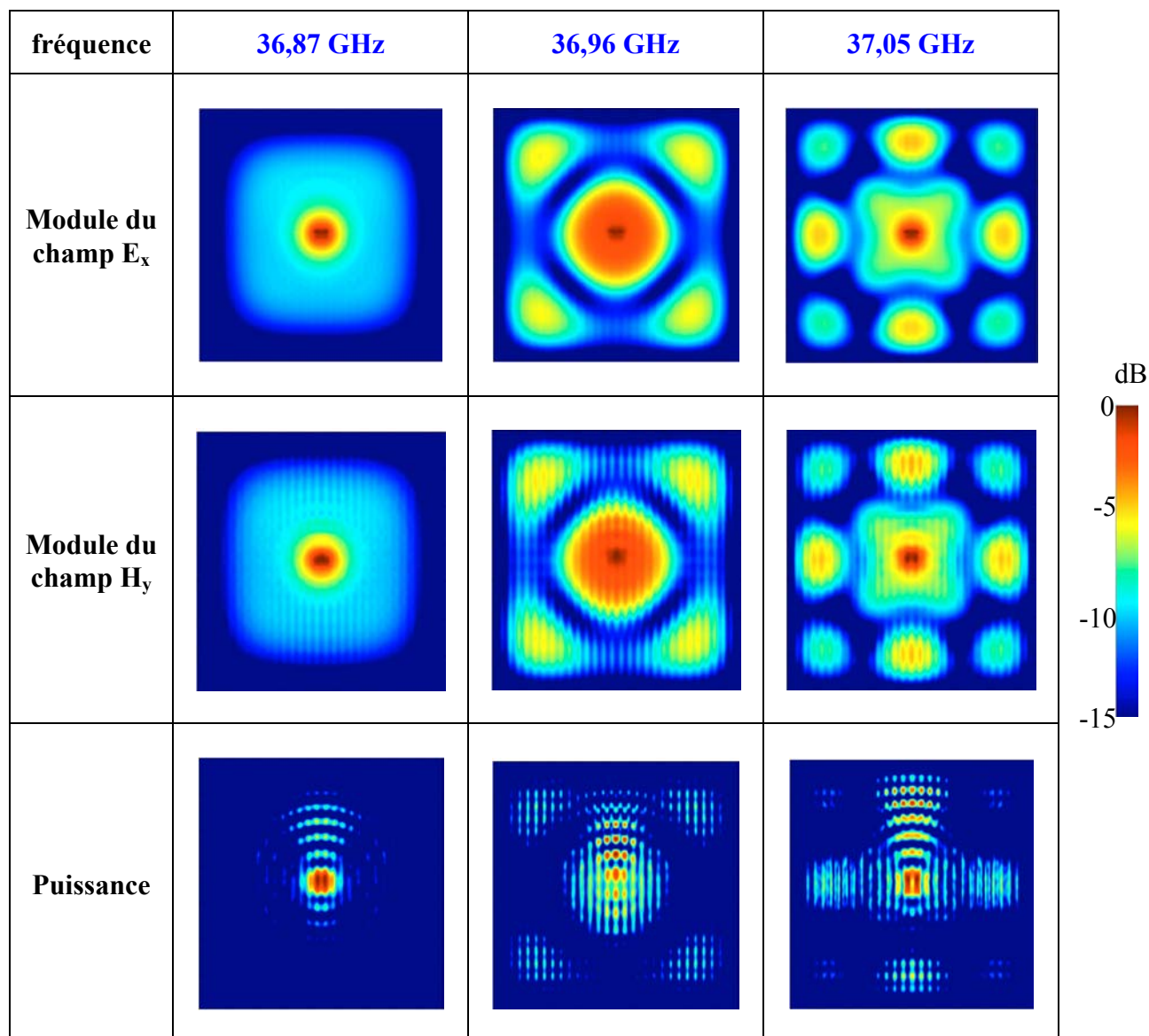


Figure III.50 : Cartographies de champs aux fréquences des modes supérieurs

VII.3 – Bilan

L'antenne BIP conçue dans le domaine millimétrique vers 37 GHz fait apparaître de **fortes valeurs de directivités en voie somme** avec un maximum de 35.2 dBi à la fréquence centrale de fonctionnement coïncidant avec la fréquence du mode 111 de la cavité BIP. Ceci conforte à priori le fait que l'on se trouve à des performances théoriques optimales. Ceci peut de plus être appuyé par la visualisation du flux du vecteur de Poynting de l'antenne (**figure III.51**). Elle montre que très peu de pertes existent (pas d'énergie s'échappant sur les côtés),

que l'on a bien une forte directivité au centre de la structure et que le choix des matériaux de départ était bien adapté.

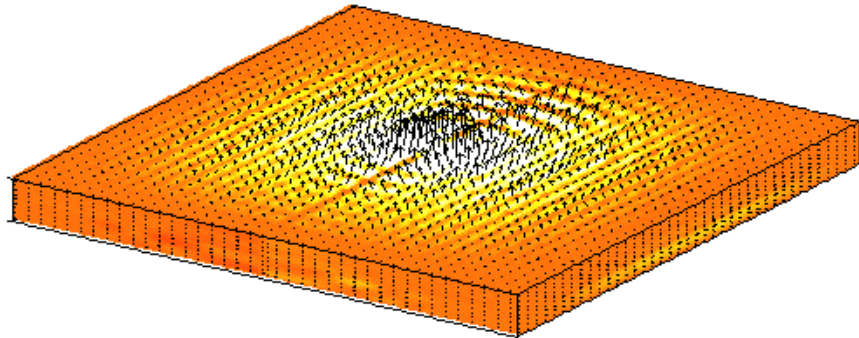


Figure III.51 : Flux du vecteur de Poynting de l'antenne BIP bisource à 36.85 GHz

Le **fonctionnement de cette antenne BIFF dans sa version BIP** est de plus plutôt **intéressant** puisque l'écart entre voies souhaités est réalisé sur une partie de la bande. Les formes de diagrammes s'avèrent conformes à celles attendues avec une voie différence située au-dessus de la voie somme. Les dégradations de ces diagrammes en voie somme après le passage du mode 111 de cavité ont été expliquées par un ensemble de courbes et de cartographies et attribuées aux modes supérieures de cavité.

VII – CONCLUSION

Ce troisième chapitre a permis de concevoir une **nouvelle configuration de réseau d'antennes imprimées de l'interrogateur BIFF**. Cette antenne a été complètement redessinée à partir du choix d'un nouveau patch carré alimenté en coin et posé sur sa ligne d'alimentation.

Ces patches ont ensuite été assemblés en réseaux linéaires série conduisant à la disposition horizontale définitive et ayant donné lieu à des réalisations en accord avec les travaux de dimensionnement menés. La mise en parallèle de ces réseaux a alors été faite en tenant compte des nombreuses contraintes d'encombrement dont le non-respect peut provoquer des dégradations des diagrammes, de leur différence et des phénomènes de couplage.

Une attention particulière a été portée à l'alimentation des demi réseaux de l'antenne globale dont l'excitation en phase ou en opposition de phase permet de générer les voies somme et différence. Un anneau hybride sous une forme microruban va permettre de les alimenter sur le circuit lui-même. Les mesures de la réalisation d'un boîtier ont confirmé les études théoriques menées.

Les mesures expérimentales du réseau complet de $42 * 16$ patchs seront très prochainement réalisées puisque la fabrication en cours doit très prochainement nous revenir.

Ce chapitre a par ailleurs montré une **étude de faisabilité** de l'antenne de cet interrogateur dans une version **antenne à bande interdite photonique planaire diélectrique**. Il s'agissait de voir en simulations si les performances attendues pouvaient être obtenues avec ce type d'antennes en plaçant deux patchs sources dans la cavité.

Les **résultats** s'avèrent relativement **concluants** puisque de fortes directivités sont constatées en voie somme et que les écarts entre voies sont très bons sur une moitié de bande. Les dégradations sur les diagrammes lors de la montée en fréquence ont été mises en parallèle avec les relevés cartographiques de champs au sein de la cavité BIP pour essayer d'en donner une interprétation physique.

CHAPITRE IV

***CONCEPTION D'ANTENNES FORT GAIN ET LARGE
BANDE POUR DES APPLICATIONS HAUT DEBIT***

* * * * *

- LE PROJET EUROPEEN LOTTO
- ANTENNE LENTILLE EXCITEE PAR UN RESEAU DE
PATCHS 2*2
- ANTENNE LENTILLE EXCITEE PAR UNE ANTENNE
A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE

I – INTRODUCTION

Ce quatrième chapitre est consacré à la **conception d'antennes fort gain et large bande passante** dans le cadre du projet européen LOTTO (Low Cost Millimeter Wave T/R Module for Telecommunications Applications) pour des applications haut débit telles que la télévision numérique interactive et Internet haut débit. La bande de fréquences millimétriques de fonctionnement sera située entre 40.5 et 43.5 GHz.

Destinées non seulement aux domaines professionnels mais aussi au grand public, l'objectif initial des antennes étudiées est de fournir des dispositifs grande série, donc faible coût, dans le but d'inonder le marché mondial de ces produits. Elles devront également répondre à un aspect bipolarisation (double polarisation linéaire).

Le cahier des charges de ce projet impose des spécifications assez pointues en terme de gain, de forme de diagramme de rayonnement et d'encombrement :

- **Bande de fréquence** de travail : **40.5 à 43.5 GHz** (3 GHz soit 7.1 %)
- Fréquence centrale : 42.0 GHz
- **Gain** minimum : 32 dB_i
- **Ouverture** (à -3 dB) : 3.0°
- T.O.S minimum = 1.2 ($S_{11} < -20$ dB)
- Diagrammes de rayonnement : selon normes ETSI EN301 215-3 classe TS4
- **Double polarisation linéaire** : verticale et horizontale
- Polarisation croisée minimum : 25 dB
- Rayonnement arrière minimum : 60 dB
- Encombrement : 17 cm (diamètre) par 30 mm

Le gain souhaité étant strictement supérieur à 30 dB, la solution la plus appropriée a semblé être une **antenne lentille** de forme et de dimensions adaptées aux applications envisagées. Une antenne réceptrice avec un gain de cette valeur doit en effet permettre à l'abonné de recevoir les signaux même s'il se trouve à une distance de plusieurs kilomètres de la station de base. Quant aux diagrammes de rayonnement recherchés, ils doivent être directif

dans les deux plans principaux de l'antenne de réception de l'abonné dirigée dans une seule direction.

D'après ce qui a été vu au second chapitre, le choix et la conception de la source placée au foyer d'une lentille doivent répondre à plusieurs contraintes pour obtenir un niveau d'apodisation optimal. Un gain autour de 15 dB et un diagramme de rayonnement primaire peu directif devront être constatés dans ce but.

Deux solutions ont été apportées et seront présentées au cours de ce chapitre. Conformément aux spécifications précitées, des études par simulation suivies de fabrications et de mesures ont permis de retenir un système constitué d'une **antenne lentille** illuminée par deux types de sources.

Tout d'abord un **réseau** existant de **2*2** antennes plaques imprimées [IV.7] placé au foyer de la lentille a été dans un premier temps étudié et mesuré seul, puis avec la lentille. L'autre solution réside en la mise au point à 42 GHz d'une **antenne à bande interdite photonique** faible gain à son tour positionnée au foyer de manière théorique et expérimentale à la suite de la fabrication de cette nouvelle antenne.

Enfin, la conception d'une antenne à double polarisation linéaire a été envisagée ainsi que le système dans sa globalité en découlant.

II – LE PROJET EUROPEEN LOTTO

Le **projet européen LOTTO** (Low Cost Millimeter Wave T/R Module for Telecommunications Applications) fait partie d'un grand programme européen PIDEA (Packaging and Interconnection Development for European Applications) de Recherche et Développement [IV.1] [IV.2].

Ce **programme PIDEA**, proposé dans le cadre EUREKA, vise à accroître la compétitivité de l'industrie électronique européenne par l'amélioration des technologies d'interconnexion et de packaging en faisant coopérer les acteurs des semi-conducteurs, des

substrats, des connecteurs...afin de garantir miniaturisation, performances, rapidité, portabilité, puissance et optimisation des coûts/performances des composants des systèmes et sous-systèmes, ces améliorations étant recherchées en partenariat avec les principaux secteurs utilisateurs [IV.1] [IV.2]. L'objectif est également de maîtriser les technologies de production en grands volumes pour lesquels l'Europe souffre d'un déficit.

Quant au projet européen LOTTO dans lequel nous sommes engagés, il a pour but la conception de modules T/R millimétriques bas coût pour des applications télécommunications [IV.3]. Plus précisément, il s'agit de développer un module d'émission/réception intégré bas coût dans le domaine millimétrique (bandes de fréquences 40.5-43.5 GHz [IV.4] et 24.5-29.5 GHz [IV.5] données par l'ETSI d'après les recommandations CEPT/ERC) pour des applications MVDS (Multipoint Video Distribution System) et MWS (Multipoint Wireless Services).

Au-delà de notre travail personnel, il faudra pour ce projet mettre au point des technologies de fabrication très grande série, donc bas coût, de ces modules millimétriques qui seront utilisés dans les domaines professionnels et grand public, modules qui devront tenir des performances électriques élevées pour un prix de revient faible pour permettre la pénétration des marchés grand public.

En ce qui concerne l'organisation de ce projet étalé sur 3 ans, 5 partenaires européens y prennent part :

- TELITAL UNICOM Centro Ricerche Telecomunicazioni (Italie utilisateur final)
- ELBASA (Espagne)
- VTT Electronics (Finlande)
- IRCOM (3 équipes France)
- THALES MICROWAVE (France leader)

chacun ayant en charge une partie technique et technologique du projet [IV.4] [IV.5] (analyse des marchés, analyse technique, packaging, conception de substrat, conception d'ASIC, conception d'antennes, MMIC, composants passifs RF, fabrication du démonstrateur...). L'ensemble de ces travaux est dirigé par THALES MICROWAVE.

Pour transmettre des informations à haut débit (télévision numérique, Internet...), le sans fil semble être le moyen le plus approprié dans les derniers kilomètres de cette transmission vers le client (facile à déployer, maintenance limitée, fiabilité...). Les systèmes sans fil point-multipoint qui seront utilisés pour le projet demandent à fonctionner sur des bandes de fréquences de plus en plus élevées pour augmenter la qualité et la quantité des services offerts aux abonnés.

Du fait des applications multimédia envisagées, le travail à accomplir en ce qui nous concerne est la **conception d'antennes fort gain et large bande**. La bande de fréquence de travail est 40.5-43.5 GHz et l'ensemble des caractéristiques (gain, forme du diagramme de rayonnement...) devra être conforme aux spécifications techniques du projet [IV.4] et au standard européen en télécommunications ETSI EN 301 215-3 [IV.6]. Le critère de double polarisation linéaire est de plus à traiter lors de l'étude de ces antennes. Enfin, une réduction de la taille et du poids du matériel à placer chez l'abonné est souhaitée.

La conception de l'antenne lentille [IV.7] ainsi que celle des deux antennes excitatrices placées en son foyer vont maintenant être présentées. Tout d'abord en énonçant les choix faits pour le dimensionnement de la lentille et de l'antenne imprimée source, puis en présentant leurs performances théoriques qui seront alors comparées aux mesures.

III – ANTENNE LENTILLE EXCITEE PAR UN RESEAU DE PATCHS 2*2

Ce système existait auparavant dans notre équipe suite aux études menées en [IV.7]. Notre travail a consisté à voir si ces études réalisées sur une bande de fréquence proche de la notre pouvaient être adaptées et, dans le cas contraire, à apporter les modifications nécessaires. Pour cela, des études théoriques ainsi que des mesures sont faites dans ce chapitre pour voir si l'ensemble lentille et réseau 2*2 peut fonctionner pour nos applications. Des explications complémentaires et des aspects liés à la compacité globale sont de plus données.

III.1 – Choix et optimisation de la configuration

➤ Choix de la forme de la lentille :

En ce qui concerne la forme de la lentille, le choix s'était porté [IV.7] sur une **lentille** présentant une **surface d'entrée sphérique** et une **surface de sortie ellipsoïdale**. En effet, d'après ce qui a été décrit au chapitre I, cette forme de lentille permet d'avoir un gain de l'antenne très élevé, un lobe central du diagramme de rayonnement très étroit et de s'opposer à l'apodisation engendrée par l'illumination de la source.

➤ Choix du diamètre de la lentille :

Comme il a été vu au chapitre II, le calcul du gain se fait par l'intermédiaire de la formule suivante faisant apparaître les divers facteurs de gain :

$$G = \frac{4\pi S}{\lambda^2} K_1 K_2 k \quad (\text{IV.1})$$

où K_1 traduit les pertes par apodisation (**figure IV.1**)

K_2 représente les pertes par débordement ou spillover

k regroupe les pertes ohmiques, les pertes par réflexions sur les surfaces de la lentille, les pertes par génération de polarisation croisée, par désadaptation, par défocalisation de la source.

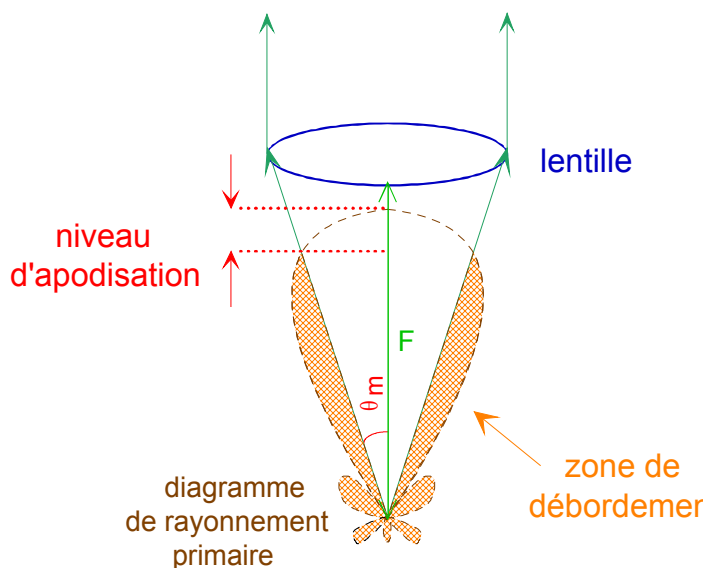


Figure IV.1 : Pertes liées à l'illumination de la lentille

La lentille conçue en [IV.7] avait pour but de servir d'antenne réceptrice dans le cadre d'une application L.M.D.S. [IV.8]. Le gain recherché était 34 dB sur une bande de fréquence 40.5-42.5 GHz centrée sur 41.5 GHz, soit des spécifications assez voisines de celles du projet nous concernant (32 dB minimum sur la bande 40.5-43.5 GHz).

D'après l'équation (IV.1) et sachant que, classiquement, les pertes totales d'un système cornet + lentille sont de l'ordre de 3 dB, cela impose d'avoir une **ouverture de 16 cm** pour espérer atteindre un gain de 34 dB.

➤ **Choix du réseau d'antenne imprimée source :**

Pour remplacer les cornets habituellement utilisés comme source d'illumination de la lentille, un réseau de plusieurs éléments imprimés a semblé relativement adapté. Avec cette technologie circuits imprimés apparaissent alors des avantages de faible poids, une possibilité de fabrication grande série à faible coût ainsi que des avantages liés à la connectique coaxiale à 40 GHz comparées à la connectique en guides d'ondes.

Le choix du nombre d'éléments rayonnants est directement lié aux paramètres d'architecture de la lentille puisqu'il faut que la lentille intercepte le lobe principal du diagramme de rayonnement primaire. En effet, si l'on veut illuminer une lentille dont l'angle d'ouverture est $\theta_m \approx 40^\circ$, il faut utiliser un **réseau de 2 x 2 éléments**. Pour une lentille de valeur d'angle $\theta_m \approx 20^\circ$, il faut utiliser un réseau de 4 x 4 éléments à alimentation équi-amplitude et équi-phase. Etant donné que l'on cherche à obtenir un diagramme de rayonnement à symétrie de révolution du système global, le réseau doit avoir le même nombre d'éléments dans les deux plans.

De plus, le but étant d'obtenir une directivité du système source + lentille optimale, il faut trouver un compromis (**figure IV.2**) entre les pertes par spillover (ou pertes par débordement correspondant à l'énergie qui n'est pas interceptée par la lentille) et les pertes par apodisation de l'illumination (aussi appelées pertes par taperisation correspondant à un facteur de gain apparaissant lorsque l'illumination est maximale dans l'axe et décroissante sur les bords). Il faut alors optimiser l'espacement entre patches du réseau excitateur.

Comme il a été vu au chapitre II, les coefficients K_1 (pertes par apodisation) et K_2 (pertes par spillover) varient en sens inverse de la directivité de la source. Le **compromis** est à trouver (**figure IV.2**) entre les **pertes par débordement** (elles sont importantes si la source est peu directive) et les **pertes par apodisation** (elles sont importantes si la source est très directive).

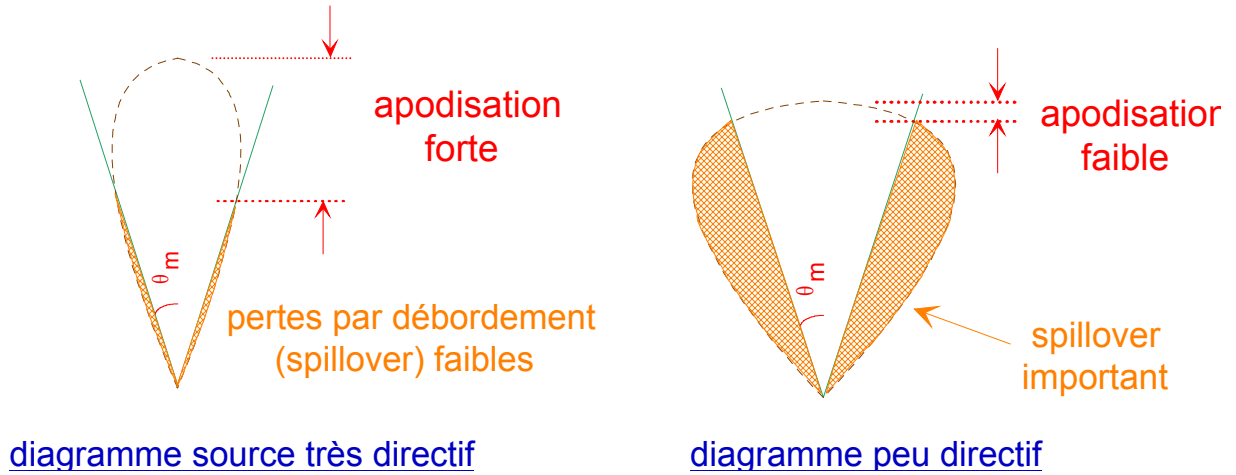


Figure IV.2 : *Compromis entre apodisation et spillover*

Le maximum du produit de ces coefficients, défini pour une directivité de la source particulière, permet d'obtenir une directivité source plus lentille optimale. Dans le cas d'une lentille sphérique / ellipsoïdale ($D = 16$ cm, $\theta_m = 41^\circ$) associée à un réseau 2×2 , le maximum du produit de K_1 et K_2 permet de définir un **niveau d'apodisation optimal** en exprimant K_1 et K_2 en fonction du niveau d'apodisation de l'illumination (niveau du diagramme de la source à θ_m) (**figure IV.3**).

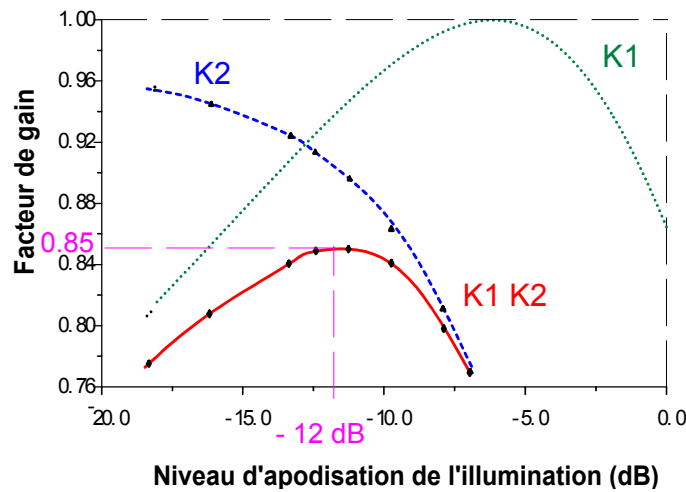


Figure IV.3 : *Evolution du facteur de gain théorique*

Numériquement, la détermination de ce niveau d'apodisation optimal peut être effectuée en calculant K_1 par l'approximation du lobe central du diagramme de rayonnement primaire sous la forme d'un "cosinus puissance n" et en calculant K_2 par un programme à formulation approché, en faisant varier l'espacement entre les éléments.

On montre que le **facteur de gain** (produit K_1K_2) est **maximum pour un niveau d'apodisation de -12 dB** et qu'il faut que le niveau du diagramme primaire soit de -12 dB pour l'angle θ_m correspondant à un espacement de l'ordre de $0.7 \lambda_0$ (-12 dB est appelé niveau de recoupement). On obtient, dans ce cas, un facteur de gain de l'ordre de 0.85.

La source sera donc un réseau de $2 * 2$ antennes patches d'espacement entre éléments de l'ordre de $0.7 \lambda_0$ permettant d'approcher le facteur de gain optimal pour une lentille sphérique / ellipsoïdale présentant un angle d'ouverture de 41 degrés à déterminer précisément.

➤ **Choix de l'angle d'ouverture et de la distance focale :**

Le diamètre de la lentille est connu et l'angle d'ouverture l'est aussi quasiment à la suite du choix de la source. Pour la détermination précise de θ_m , il faut tenir compte du fait que plus l'angle d'ouverture θ_m de la lentille augmente, plus l'énergie reçue par la lentille augmente ce qui tend à minimiser les pertes par spillover. Par contre, pour un angle d'ouverture trop grand, les coefficients de transmission de la surface de sortie de la lentille deviennent très faibles.

Un compromis a amené à choisir $\theta_m = 41.8^\circ$ en imposant une distance focale de 120 mm (ce qui permet de se trouver dans des rapports de dimensions de lentilles conseillés $0.7 < \frac{F}{D} < 1.4$ dans [IV.7] avec ici $\frac{F}{D} = 0.75$ dans un soucis de compacité).

III.2 – Etude de l'antenne imprimée source

Après avoir fait les choix précédents portant sur le dimensionnement global de la lentille et de son antenne excitatrice, ces deux antennes vont maintenant être précisément

étudiées et modélisées à l'aide des différences finies. A commencer par le réseau source de $2 * 2$ patchs avec l'étude de l'élément rayonnant élémentaire, puis sa mise en réseau et la construction du réseau d'alimentation conduisant au dessin du réseau final. Ces études théoriques pourront alors être comparées aux mesures.

III.2.1 – Caractéristiques du réseau $2 * 2$

Le réseau d'antennes plaques, réalisé après optimisation par différences finies [IV.7], présente les caractéristiques suivantes :

- L'élément rayonnant retenu est un carré de dimensions $2.12 \text{ mm} * 2.12 \text{ mm}$ fonctionnant sur le mode TM_{010}
- Le réseau est constitué de 4 éléments identiques excités avec des amplitudes et phases identiques. Il possède donc une structure symétrique et devrait présenter un gain moyen adéquat pour l'illumination de la lentille (**figure IV.4**)

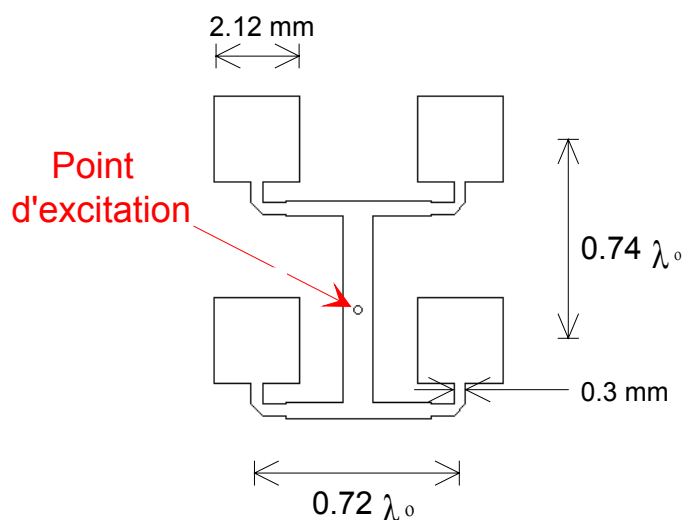


Figure IV.4 : Silhouette de l'antenne imprimée source

- Espacement entre patchs : $0.7 \lambda_0$
- Alimentation des patchs par ligne
- Polarisation linéaire
- Encombrement total du réseau : $7.95 \text{ mm} * 7.33 \text{ mm}$ soit $1.1 \lambda_0 * 1.0 \lambda_0$

- Accès : connecteur K au centre du réseau (détails technique de l'alimentation décrits plus loin)
- Substrat : RT-DUROID 5880 de chez ROGERS (matériau stable)
 permittivité $\epsilon_r = 2.2$ $\tan \delta (10 \text{ GHz}) = 10^{-3}$ épaisseur $h = 254 \mu\text{m}$
 épaisseur de métallisation (Cu) : $t = 9 \mu\text{m}$ (pour limiter l'incidence des phénomènes de sous-gravure sur les lignes et les éléments imprimés)
 pertes linéiques = 0.22 dB/cm

III.2.2 – Méthode d'alimentation du réseau

Une fois le processus de photolithographie appliqué à la gravure du réseau, la question de son alimentation se pose : il a été choisi [IV.7] pour ces applications 40 GHz un connecteur K-103F préconisé par WILTRON pour alimenter les circuits hyperfréquences jusqu'à 46 GHz. Sa particularité réside dans l'emploi d'une perle de verre K-100 qui assure le maintien de l'impédance de normalisation à 50Ω ainsi que l'étanchéité de la connectique (avec un coefficient de réflexion de -15 dB jusqu'à 40 GHz) (figure IV.5) [IV.9].

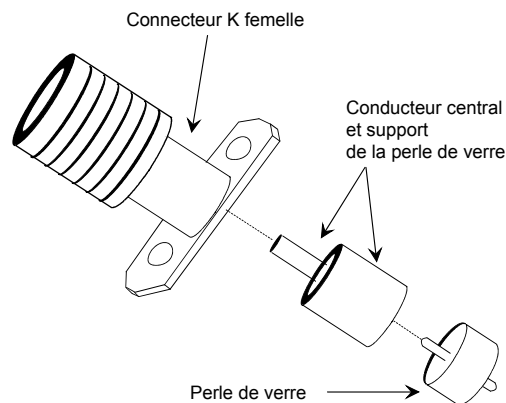


Figure IV.5 : Connecteur K-103F et perle de verre K-100 avant assemblage

Pour l'alimentation de la ligne centrale du réseau par la perle de verre, cette dernière est disposée transversalement dans la semelle de l'antenne et son âme métallique assure une excitation par contact avec soudure à la ligne microruban du circuit de distribution (figure IV.6).

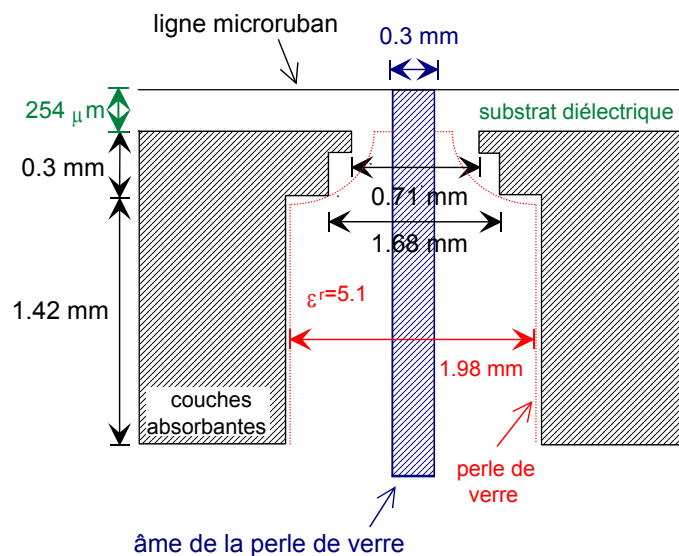


Figure IV.6 : Dimensions de la perle de verre pour une alimentation transversale

La transition perle de verre - ligne microruban a été étudiée à l'aide des différences finies afin d'en évaluer les pertes [IV.9] [IV.10]. Il en ressort que l'utilisation de cette perle de verre est à l'origine de -0.1 dB de perte à 40 GHz.

Le plan de masse de l'antenne est brasé sur un support en aluminium (**figure IV.7**), usiné pour accueillir la perle de verre. La platine est surdimensionnée (environ 15 cm * 15 cm) par rapport à l'encombrement du réseau et de son substrat (8 * 8 cm).

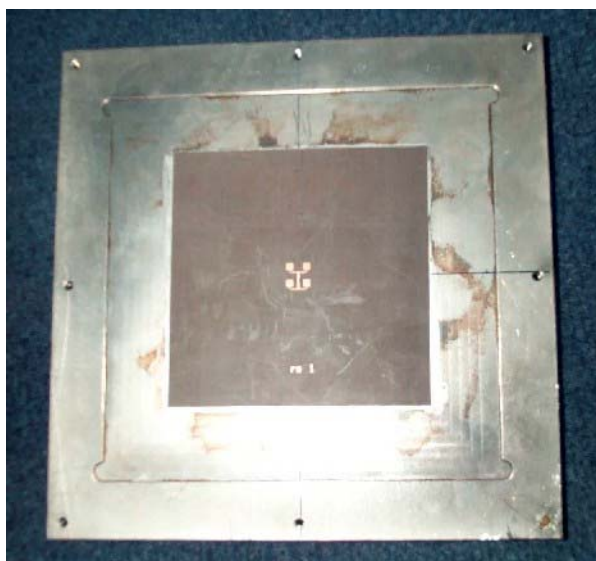


Figure IV.7 : Antenne réseau disposée sur son support

III.2.3 – Performances du réseau

- **Adaptation**

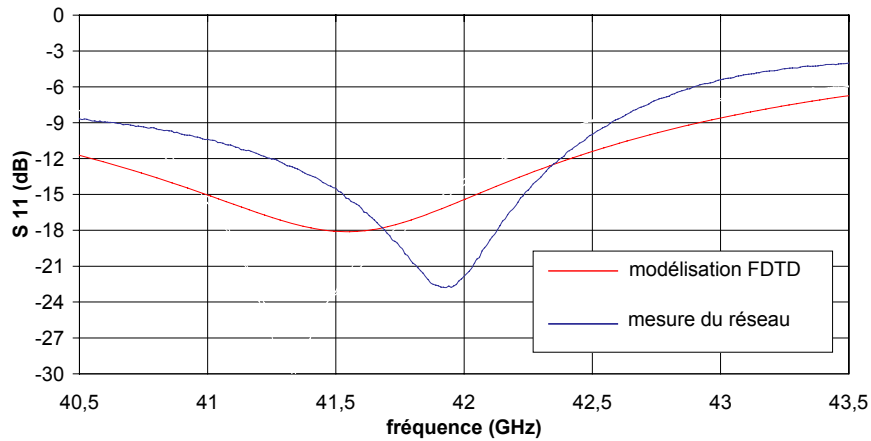


Figure IV.8 : Adaptation de l'antenne imprimée source

La comparaison entre théorie et mesure (**figure IV.8**) montre des niveaux d'adaptation relativement proches malgré un léger décalage fréquentiel du minimum du S_{11} (constaté expérimentalement à - 22.8 dB pour une fréquence de 41.93 GHz). Une dégradation est de plus relevée en fin de bande comme le laissait entrevoir les simulations FDTD. On a cependant l'adaptation souhaitée sur quasiment toute la bande de fréquence de fonctionnement.

La **bande passante** en adaptation mesurée est de **3.8 % centrée sur 41.93 GHz** (obtenue pour $|S_{11}| < -10$ dB)

Il faut remarquer que la présence de la lentille ne détériore pas les performances d'adaptation et les courbes obtenues sont alors strictement identiques.

- **Gain**

Gain théorique intrinsèque calculé par Analyse à 42.0 GHz = 13.7 dB_i

(ce logiciel d'analyse de réseaux ne tient pas compte du circuit de distribution)

Gain théorique intrinsèque calculé par FDTD à 42.0 GHz = **13.2 dB_i**

Gain réalisé mesuré à 42.0 GHz = **12.1 dB ± 0.5 dB**

Gain intrinsèque calculé à partir des mesures à 42.0 GHz = **12.1 dB_i ± 0.5 dB_i**

La courbe fréquentielle du gain réalisé montre (**figure IV.9**) des valeurs globalement situées entre 11 et 12 dB avec une dégradation en fin de bande où le coefficient d'adaptation se détériore. C'est pour cette raison que le gain réalisé tenant compte des pertes par désadaptation a été transformé en gain intrinsèque dans le but de pouvoir le comparer au gain donné en simulation par les différences finies.

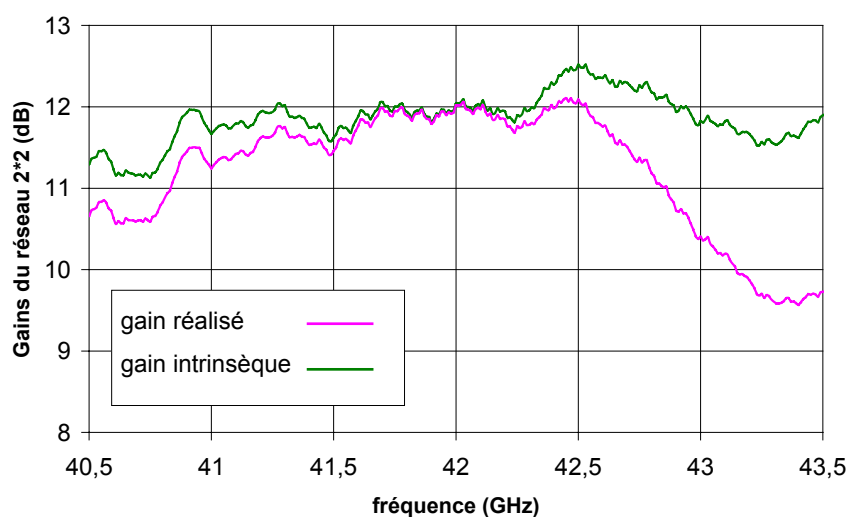


Figure IV.9 : *Gains mesurés du réseau source*

Il apparaît alors (**figure IV.9**) un gain intrinsèque assez constant entre 40.5 et 43.5 GHz (entre 11.2 et 12.5 dB) avec une valeur identique au gain réalisé à la fréquence centrale pour laquelle le S_{11} était très bon. La différence subsistante par rapport aux valeurs données par la FDTD (autour de 1 dB d'écart) provient des pertes qui ne sont pas toutes prises en compte lors de la simulation (tous les types de pertes du circuit d'alimentation, les pertes liées à la connectique) et à l'incertitude des mesures faites à ± 0.5 dB.

- **Diagrammes de rayonnement**

L'ensemble des caractéristiques des diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans E et H à la fréquence centrale de 42.0 GHz est regroupé dans le **tableau IV.1**.

f = 42 GHz	Largeur à -3 dB (degrés)		Niveau des 1 ^{ers} lobes secondaires (dB) $\theta < 0 / \theta > 0$		Niveau d'apodisation (dB) à $\theta_m = \pm 41.8^\circ$ $\theta < 0 / \theta > 0$	
	théorie	mesure	théorie	mesure	théorie	mesure
Plan E	42	39	-5.6/-5.6	-11/-10	-11.4 /-11.4	-15.9 /-12.9
Plan H	42	34	-21/-19	-15/-15	-13.0 /-13.7	-34.1 /-27.2

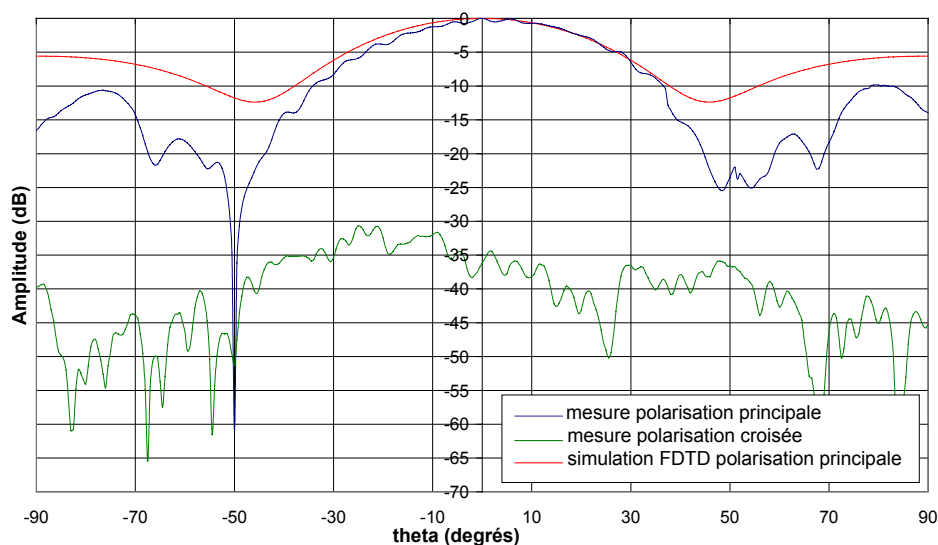
Tableau IV.1 : *Caractéristiques des diagrammes de rayonnement du réseau*

L'évolution de ces diagrammes ainsi que leur comparaison avec la théorie peuvent être visualisées sur la **figure IV.10**. On peut alors en déduire que :

- L'ouverture (largeur à -3 dB) est conforme à la valeur attendue dans le plan E et plus étroite dans le plan H (34° en mesure contre 42° en théorie) induisant une apodisation plus importante de l'illumination de la lentille.
- La perturbation des lobes secondaires (niveaux relevés expérimentalement) est due principalement à la diffraction sur les bords du support de l'antenne. Toutefois, on rappelle que seul le rayonnement entre $\pm\theta_m = 41.8^\circ$ sera intercepté par la lentille. Par contre, la remontée de ces lobes secondaires a une influence sur la perturbation des lobes diffus du diagramme de rayonnement secondaire et une augmentation des pertes par spillover [IV.7].
- De manière plus générale, la forme des diagrammes en polarisation principale est modifiée (les variations sont davantage marquées). Les écarts entre théorie et expérimentation peuvent s'expliquer par la précision de la modélisation faite sous différences finies (seulement quelques mailles sur la ligne la plus fine sinon on arrive vite à des tailles de calcul très importantes sur l'ensemble de la structure), les incertitudes de réalisation (phénomènes éventuels de sous gravure de 10 à 20 μm peut être observée sur certaines parties du réseau) et l'allure du plan de masse (considéré avec le substrat comme infinis lors de la modélisation).
- Les dissymétries peuvent être expliquées par la position légèrement excentrée de la sonde par rapport au centre du réseau.

- Les niveaux d'apodisation relevés à $\theta_m = \pm 41.8^\circ$ diffèrent légèrement dans le plan E et assez nettement dans le plan H rejoignant ainsi les constatations faites sur les valeurs des ouvertures. On peut d'ores et déjà craindre que cette importante apodisation (qui de plus, comme l'ouverture, fluctue avec la fréquence **figure IV.11**) ait une incidence sur les performances du système complet dans ce plan.
- Les diagrammes en polarisation croisée obtenus expérimentalement sont identiques en forme et en niveaux à la théorie.

Diagrammes de rayonnement plan E f = 42.0 GHz



Diagrammes de rayonnement plan H f = 42.0 GHz

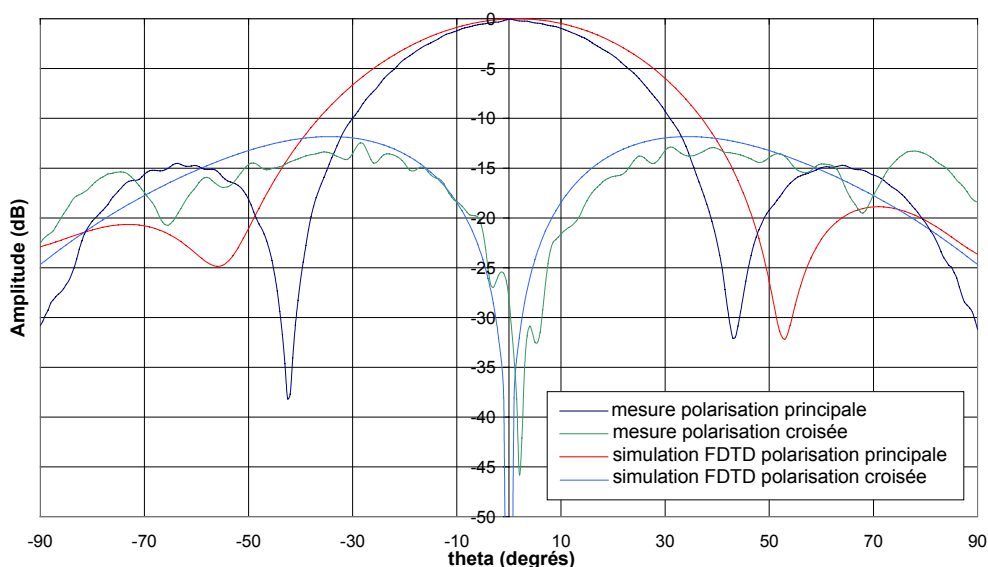


Figure IV.10 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne réseau source

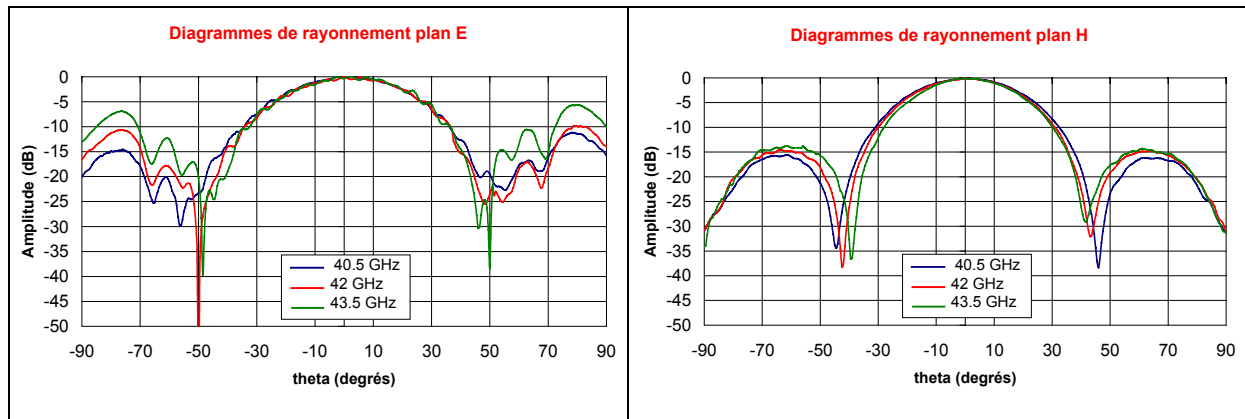


Figure IV.11 : Evolution de l'ouverture et de l'apodisation en fonction de la fréquence

Après avoir étudié en détails le réseau de 2*2 antennes patches théoriquement et expérimentalement, il s'agit maintenant de le placer au foyer de l'antenne lentille pour voir si les caractéristiques souhaitées de fort gain et de large bande sont obtenues.

III.3 – L'antenne lentille

III.3.1 – Description de la lentille diélectrique

Le choix des grandeurs associées à la lentille (forme, diamètre, angle d'ouverture, distance focale) pour avoir un fort gain, des faisceaux très directifs et une apodisation contrôlée a été présenté et expliqué en début de ce chapitre. L'ensemble de ces caractéristiques physiques ainsi que le matériau utilisé sont ici précisés.

- Diamètre de l'ouverture rayonnante : 160 mm.
- Distance focale $F = 120$ mm. En fait, la distance entre la surface d'entrée et le foyer théorique est de 110 mm afin d'usiner un rebord (servant à la fixation sur le positionneur expérimental). On aboutit au diamètre total : 160 mm + 70 mm.
- Angle d'ouverture $\theta_m = 41.8^\circ$.
- Epaisseur centrale 61.74 mm.

- Choix du matériau de la lentille : La lentille a été réalisée avec un matériau plastique classiquement utilisé pour ce genre d'application : la REXOLITE. C'est un diélectrique faibles pertes de permittivité $\epsilon_r = 2.53$ présentant les avantages suivants :
 - Faible facteur de dissipation : $\text{tg } \delta \approx 2 \cdot 10^{-4}$
 - Léger (densité = 1.05)
 - Rigide : ce matériau est facilement usinable et polissable. Par contre, il ne convient pas pour une technique de moulage
 - Stabilité dimensionnelle en milieu humide
 - Stabilité thermique jusqu'à 100°C.
- La surface d'entrée de la lentille est une sphère, la surface de sortie est ellipsoïdale (**figure IV.12**). Elle a été fabriquée par la société ADM Concept, située à la technopôle de LIMOGES, avec une tolérance d'usinage de $\pm 20 \mu\text{m}$.

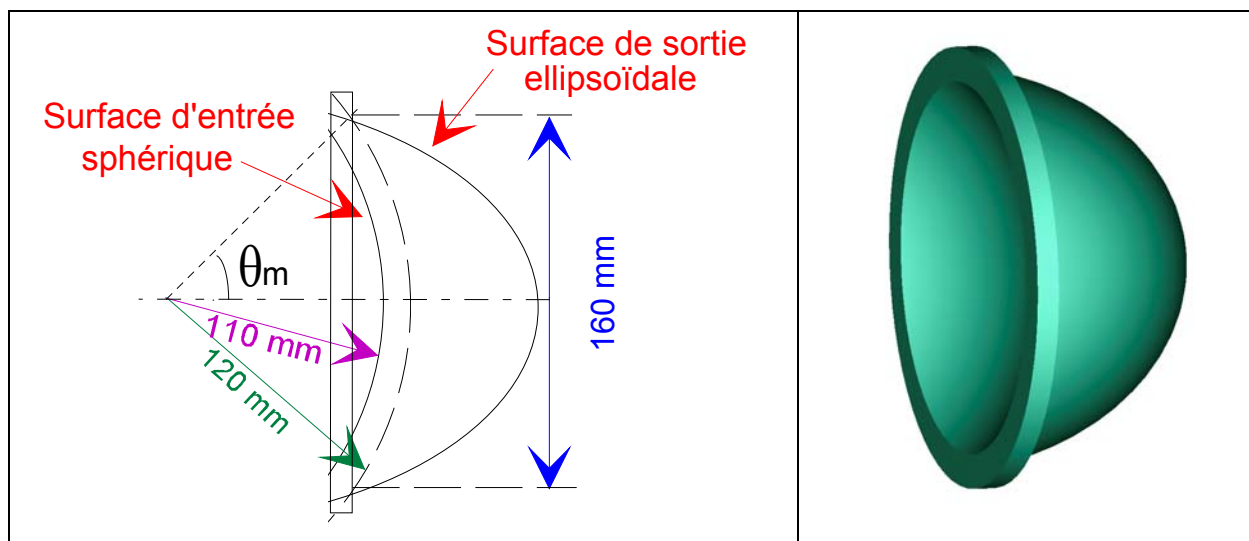


Figure IV.12 : *Lentille sphérique / ellipsoïdale*

- Le dispositif expérimental est constitué d'une structure en Plexiglas sur laquelle sont fixées la lentille et l'antenne imprimée. Cette dernière est maintenue par l'intermédiaire d'un positionneur. Grâce à des chariots à vis millimétrique, le positionneur autorise un déplacement, dans les trois dimensions, de la source par rapport à la lentille fixe.

Il est à souligner, pour les mesures qui vont être maintenant présentées, que des réglages délicats sont à effectuer au préalable pour obtenir des résultats expérimentaux les plus justes possibles.

III.3.2 – Performances électromagnétiques de la lentille

En effet, La principale difficulté préalable à toutes mesures est de régler l'alignement entre la source, la lentille et le cornet de réception du banc de mesure ainsi que l'alignement. Ceux-ci sont effectifs lorsque l'amplitude du signal détecté est maximale. Il faut de plus s'assurer que la source se trouve bien positionnée au foyer de la lentille, ce que l'on vérifie lorsque l'on a une bonne symétrie du diagramme de rayonnement de l'antenne lentille.

- **Gain de l'ensemble antenne réseau + lentille**

Avant de présenter les résultats de mesures, il paraît intéressant d'estimer les valeurs de gains (tout du moins leur ordre de grandeur) par l'intermédiaire de formules approchées (formule IV.1 utilisée lors du dimensionnement de la lentille) ou par un code de calcul développé en [IV.7] dont le principe a été détaillé au chapitre II.

Calcul théorique approché :

Directivité d'une ouverture équiphase équiampitude de 16 cm de diamètre (d'après la formule (IV.1)) :

$$D = 36.8 \text{ dB}_i$$

mais il faut tenir compte des différents types de pertes que l'on peut calculer à partir des définitions complètes données en [IV.7] :

- Pertes par spillover $K_{\text{spill}} \approx - 0.4 \text{ dB}$
- Pertes par apodisation $K_{\text{apod}} \approx - 0.3 \text{ dB}$
- Pertes par réflexions $K_{\text{refl}} \approx - 0.5 \text{ dB}$

ce qui équivaut à un gain théorique de

$$\mathbf{G \approx 35.6 \text{ dB}_i}$$

Gain théorique calculé avec le code développé en [IV.7] :

Il s'agit en fait d'un gain théorique calculé à partir des valeurs de gains réalisés et intrinsèques obtenues à l'issue des mesures du réseau 2*2 : ces valeurs expérimentales ainsi que les diagrammes primaires mesurés et approximés sous la forme d'un "cosinus puissance n" dans la région du lobe central du diagramme de rayonnement ont été injectées dans le code de calcul.

Le code de calcul permet de situer numériquement les gains autour de 34-35 dB (**figure IV.13**), l'absence de prise en compte de l'adaptation remontant les valeurs de gain intrinsèque total en fin de bande. On relève

$G_{\text{estimé}} = 35.0 \text{ dB}$

à la fréquence centrale de 42 GHz

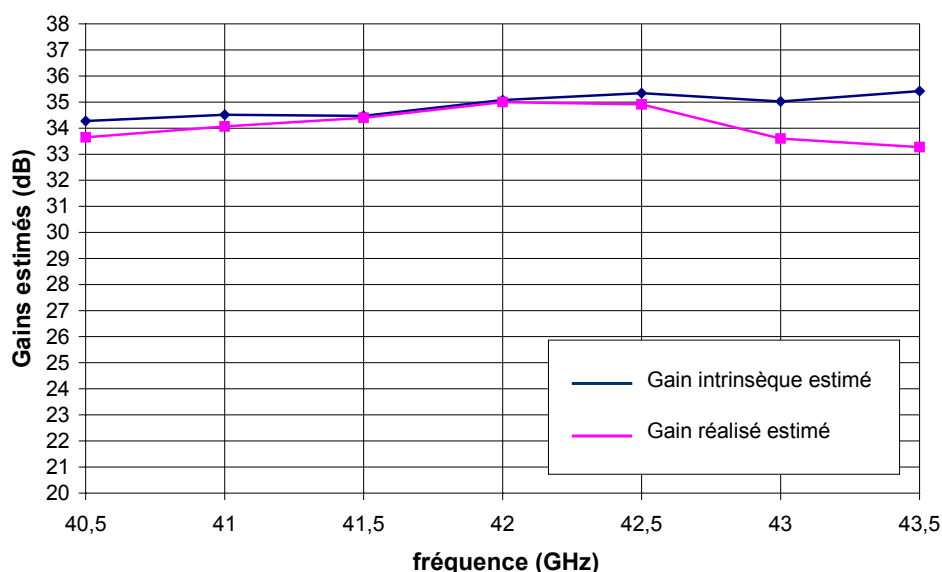


Figure IV.13 : Gains estimés numériquement

Gains mesurés :

Le gain réalisé obtenu en mesures est très bon puisque situé sur la quasi-totalité de la bande entre 32 et 33 dB (avec un maximum de 33.2 dB à 41.89 GHz **figure IV.14**), sauf en toute fin de bande où, malgré l'adaptation médiocre, on a tout de même 31 à 32 dB. On

obtient de plus des valeurs de largeurs de bande (gain max - 3 dB) excellentes puisqu'elles sont $> 9.5\%$ (il faudrait prendre sur des bandes plus larges pour avoir les résultats exacts).

De la même manière que pour le réseau, on peut transformer ce gain réalisé en gain intrinsèque dans le but de le comparer aux valeurs théoriques précédentes. Ceci a une incidence essentiellement au-delà de 42.5 GHz, fréquence à partir de laquelle il a déjà été vu que le S_{11} se dégrade. Sur la bande de fonctionnement 40.5-43.5 GHz, le gain intrinsèque est partout situé à d'excellents niveaux entre 32 et 34 dBi.

On relève à la fréquence centrale de 42.0 GHz :

gain réalisé $G_r = 33.0 \pm 0.5$ dB

gain intrinsèque $G_i = 33.03 \pm 0.5$ dB

largeur de bande $> 9.5\%$ (car $\Delta f > 4$ GHz)

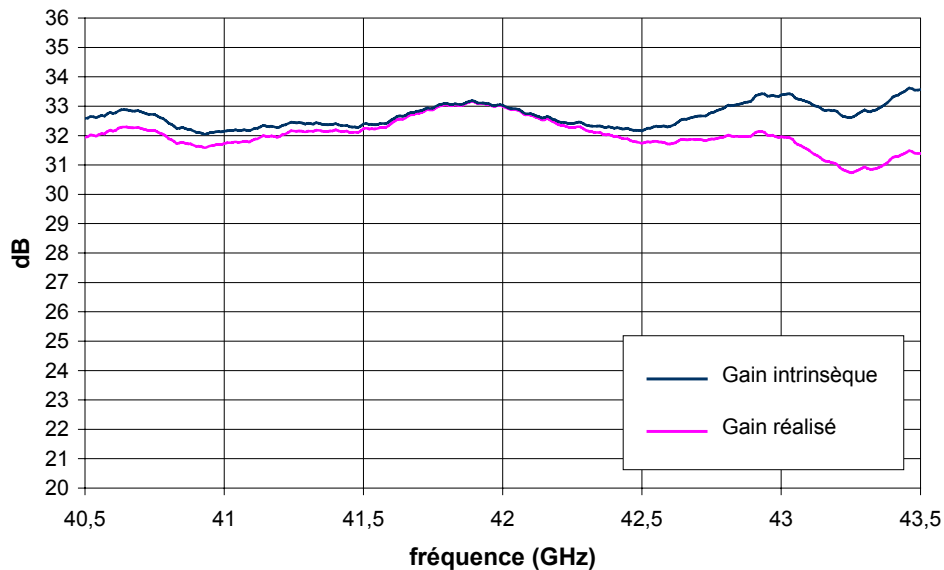


Figure IV.14 : Gains mesurés pour l'ensemble réseau + lentille

Compte tenu des réglages précis à faire avant d'entamer les mesures (problèmes d'alignement) et de l'influence de différents facteurs (influence des câbles, problèmes de reproductibilité...), les résultats des mesures de gains sont donnés avec une précision de mesure de l'ordre de ± 0.5 dB.

Si l'on compare ces résultats expérimentaux avec les gains estimés numériquement (**figure IV.13**), on constate une baisse systématique des valeurs envisagées de 1.5 à 2 dB aussi bien pour le gain réalisé que pour le gain intrinsèque reconstruit.

Cette différence peut s'expliquer par les difficiles réglages à réaliser au préalable des mesures (réglages minutieux à faire suivant les 3 axes pour positionner la source parfaitement au foyer de la lentille et alignement des 3 antennes), les mesures elles-mêmes (reproductibilité, incertitude de mesures, pertes supplémentaires engendrées par les transitions entre câbles et antennes) et les insuffisances légitimes du code de calcul qui ne peut pas prendre en compte tous les phénomènes et toutes les pertes.

Les raisons avancées en [IV.7] pour expliquer les différences semblent venir du fait que le code conçu n'intègre pas les pertes dues aux diffractions et les pertes liées aux multiples réflexions sur les surfaces d'entrée et de sortie de la lentille (que la solution de l'ajout d'une surface quart d'onde sur une face pourrait réduire). Ces pertes par multiples réflexions peuvent d'ailleurs s'élever de 1 à 1.5 dB [IV.11].

On peut enfin envisager la possibilité d'améliorer ces valeurs de gain déjà très intéressantes. En effet, il a été remarqué lors de la mesure des diagrammes de rayonnement du réseau source que l'**apodisation** est **supérieure** à celle prévue initialement, en particulier dans le plan H (-12 à -20 dB dans le plan E et -25 à -35 dB dans le plan H à $\theta_m = \pm 41.8^\circ$ pour -12 dB souhaités).

On peut penser, si l'on se réfère à la **figure IV.3**, que ces valeurs élevées vont bien sûr induire des pertes par apodisation plus importantes mais surtout **l'on ne se trouvera plus** au compromis idéal entre spillover et apodisation (maximum du produit des deux coefficients) amenant à un **facteur de gain optimum**. Ceci peut d'une part expliquer le fait qu'une légère différence de gains mesurés est constatée entre le plan E (courbes présentées **figure IV.14**) et le plan H (valeurs mesurées inférieures de 0 à 1.3 dB au pire) pour lequel l'apodisation est nettement plus grande. D'autre part, partant de cette idée, il est possible d'espérer gagner 0.5 à 1 dB sur les gains précédents en se trouvant à l'apodisation parfaite du diagramme primaire et au facteur de gain maximum

- **Diagrammes de rayonnement**

De la même manière que pour le calcul des gains théoriques, les diagrammes de rayonnement théoriques ont été trouvés à l'aide du code de calcul déjà utilisé en approximant les diagrammes primaires mesurés dans la région du lobe central. Les caractéristiques des diagrammes secondaires de la lentille comparées à celles des diagrammes mesurés sont regroupées dans le **tableau IV.2**.

f = 42 GHz	Largeur à -3 dB (degrés)		Niveau des 1 ^{ers} lobes secondaires (dB)		Niveau maximal de la polarisation croisée (dB)	
	théorie	mesure	théorie	mesure	théorie	Mesure
Plan E	2.8	2.7	-18.5	-17.4	-23	-21.5
Plan H	2.9	2.8	-20.5	-21.2	-18	-16

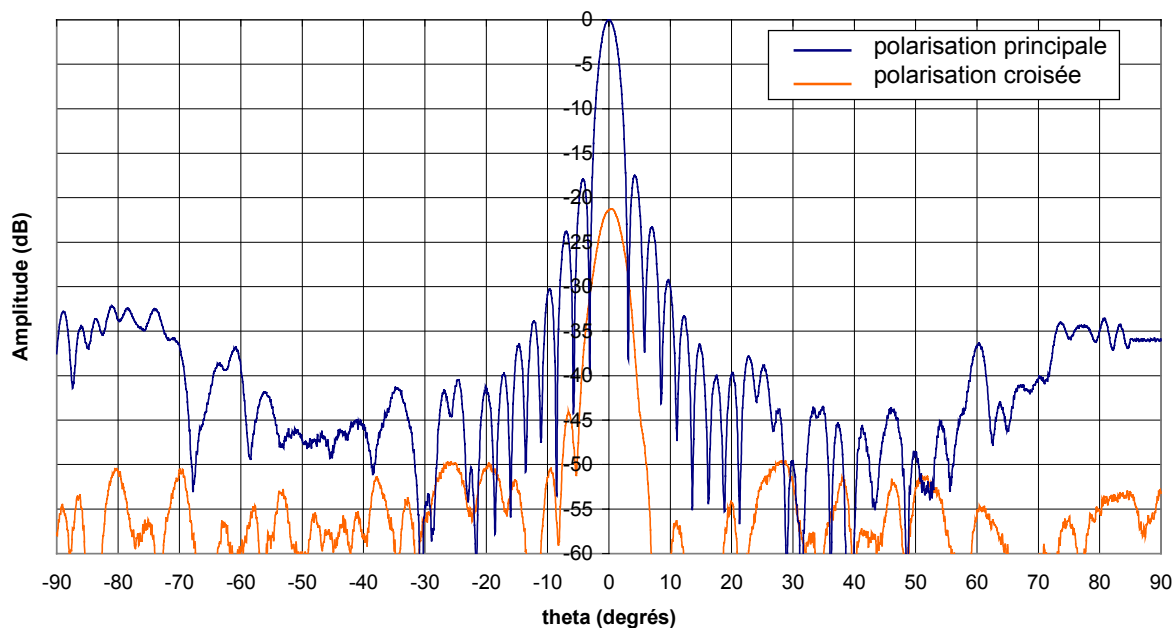
Tableau IV.2 : *Caractéristiques des diagrammes de rayonnement de l'ensemble réseau + lentille*

Comme le prévoyait cet outil numérique, les **diagrammes** expérimentaux (**figure IV.15**) sont **très directifs** en possédant une ouverture inférieure à 3° et présentent des niveaux de lobes secondaires et de polarisation croisée identiques à la théorie (**tableau IV.2**). Ce sont donc de très bons résultats permettant de répondre favorablement au cahier des charges et de montrer les qualités du code développé.

Les faibles écarts rencontrés entre théorie et mesures (**figure IV.16**) peuvent se justifier à nouveau par les incertitudes des mesures et les aspects non traités dans le code de calcul (diffractions par la structure et les différentes arêtes du support, réflexions multiples...).

On peut par ailleurs noter que les premiers lobes secondaires du diagramme dans le plan H sont plus bas que ceux du diagramme plan E car la source illumine la lentille de manière plus apodisée dans le plan H. Ceci est constaté aussi bien en mesures qu'en théorie pour laquelle le diagramme source rentré dans le code présentait une apodisation plus grande.

Antenne lentille sphérique / ellipsoïdale
Diagrammes de rayonnement mesurés plan E
f = 42.0 GHz



Antenne lentille sphérique / ellipsoïdale
Diagrammes de rayonnement mesurés plan H
f = 42.0 GHz

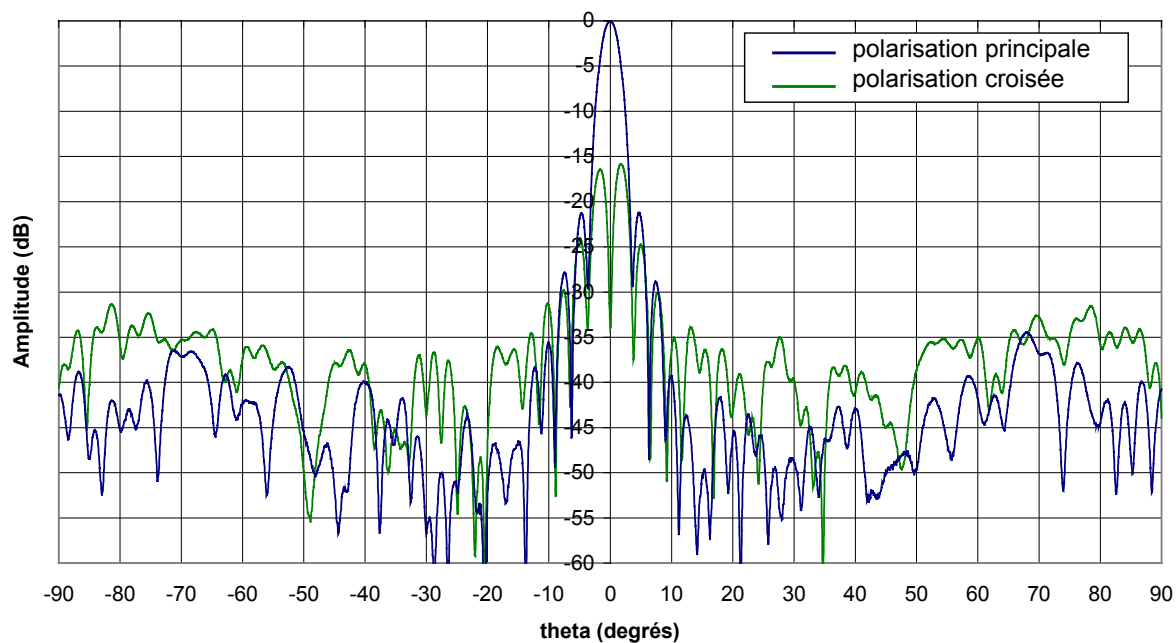


Figure IV.15 : Diagrammes de rayonnement expérimentaux de l'ensemble réseau + lentille

Diagrammes de rayonnement plan E

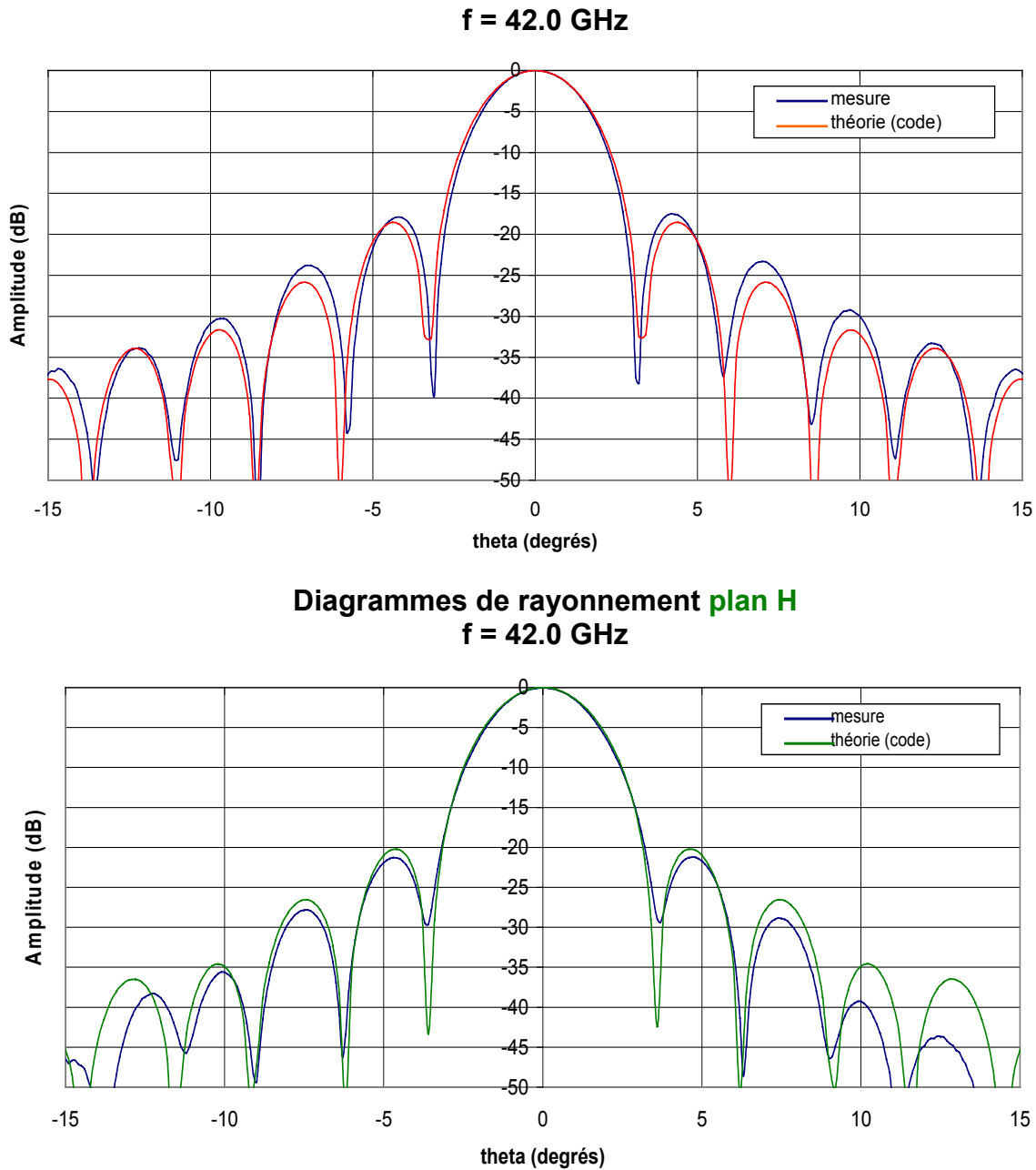


Figure IV.16 : *Comparaison des diagrammes de rayonnement théoriques et expérimentaux*

- **Variations de la position du foyer**

L'étude des variations des performances de la lentille en fonction de la position du réseau source par rapport à son positionnement initial au foyer (variation de distance focale) a donc été menée. Ces déplacements longitudinaux de la source suivant l'axe de révolution de la lentille reviennent à décaler le centre de phase par rapport au foyer idéal et font apparaître des aberrations de phases [IV.7].

Lors d'un déplacement de la source suivant l'axe focal de la lentille, on constate (**figure IV.17**) une ondulation de l'amplitude maximum du signal rayonné, le maximum global étant obtenu pour une distance correspondant au foyer initial de la lentille. Le centre de phase du réseau source semble donc être au niveau de l'antenne imprimée. La distance entre deux maxima est périodique et correspond à environ $\lambda/2$.

Par rapport aux minima, l'explication avancée consiste à considérer que l'onde réfléchiée sur la surface de la lentille vient interférer avec l'onde rayonnée par la source. Il se crée alors un phénomène d'onde stationnaire. Pour une distance entre la source et la lentille de $d=(k+0.5)\lambda/2$, les interférences sont destructrices, ce qui pénalise le gain de l'antenne.

En déplaçant progressivement la source longitudinalement, on peut perdre 1 dB dès que l'on a un décalage de 1 mm et 2 dB à partir de 5 mm en dehors des zones de maxima.

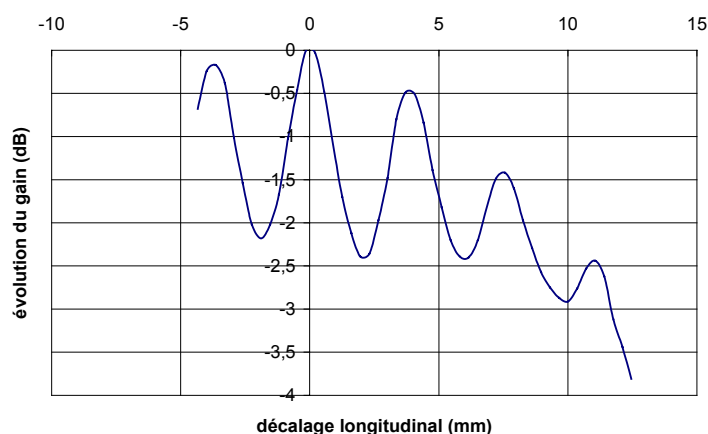


Figure IV.17 : Effet d'un déplacement longitudinal de la source sur le gain maximum

La **figure IV.18** présente les diagrammes de rayonnement mesurés à 42.0 GHz de l'ensemble réseau + lentille pour les trois positions correspondant aux trois premiers maxima. En s'éloignant du foyer théorique, on a une remontée des lobes secondaires (1 à 2 dB), les minima sont moins marqués (diagrammes moins creusés) et une légère baisse de gain (mais les mesures ont été faites pour trois positions de maxima). Ce sont les effets des aberrations paires [IV.7].

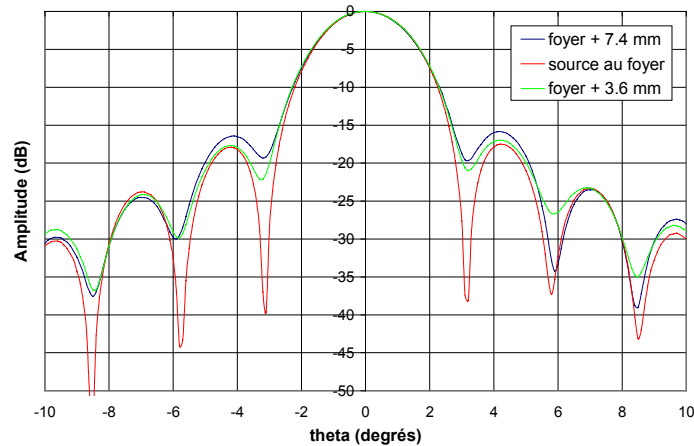


Figure IV.18 : *Effet d'un déplacement longitudinal sur les diagrammes de la lentille*

Des mesures complémentaires en [IV.7] ont montré l'incidence chiffrée d'une position décalée de la source par rapport au foyer suivant la transversale à l'axe de révolution de la lentille. Plus on déplace la source perpendiculairement à l'axe, plus le faisceau est décalé et plus il se crée des distorsions dues aux aberrations d'astigmatisme et de Coma. Cela entraîne une baisse du gain et une dissymétrie du diagramme de rayonnement. Une baisse de 0.1 dB a été mesurée pour un décalage transversal de 0.5 mm [IV.7].

L'influence de ces deux types de déplacements appuie le fait que des **réglages très précis** doivent être effectués avant toutes mesures pour obtenir des résultats optimaux sur le gain et les diagrammes. Ceci permet de rappeler qu'un réglage de position de départ approximatif a vite des conséquences sur les performances de la lentille et que la distance focale devra être fidèlement respectée dans le but d'une fabrication série du système.

III.4 – Conclusion

L'association réseau 2*2 et lentille conçue en [IV.7] peut donc être utilisée sur la bande de fonctionnement 40.5 – 43.5 GHz sur laquelle d'excellents résultats sont obtenus. Des **gains réalisés de 32 à 33 dB** ainsi que des **diagrammes très directifs** prouvent que le système convient très bien à la bande de fonctionnement 40.5 – 43.5 GHz et à l'ensemble des contraintes de notre cahier des charges. La nécessité d'avoir un diagramme primaire bien apodisé a été montrée. Les dégradations en fin de bande des gains, des diagrammes et de l'adaptation ainsi que leurs causes ont été abordées.

Par la suite, l'idée de remplacer ce réseau d'antennes imprimées par une antenne à bande interdite photonique de mêmes caractéristiques électromagnétiques pour illuminer correctement la lentille a été envisagée. On espère ainsi obtenir un bon fonctionnement jusqu'à 43.5 GHz en particulier en terme de gain et d'adaptation, avoir une meilleure adaptation et améliorer le rendement de la lentille en contrôlant plus facilement l'apodisation de la source. On pense de plus que cette antenne devrait permettre de réaliser plus facilement la bipolarisation.

IV – ANTENNE LENTILLE EXCITEE PAR UNE ANTENNE A BANDE INTERDITE PHOTONIQUE

Une première solution associant le réseau et la lentille a donc permis d'apporter une première réponse au cahier des charges du projet européen LOTTO (gain > 32 dB_i et largeur de bande en rayonnement de 3° pour la bande 40.5 – 43.5 GHz). Le but maintenant recherché est de proposer une seconde solution consistant à **remplacer le réseau par une antenne à bande interdite photonique** au foyer de la même lentille.

En effet, l'étude dans notre équipe des antennes diélectriques à bande interdite photonique a montré des caractéristiques d'antennes tout à fait intéressantes [IV.12] [IV.13] [IV.14]. Mais les réalisations en résultant ont été faites en général pour des applications fort gain et rarement sur des bandes de fréquences à 40 GHz, en particulier pour des BIP planaires.

L'objectif est ici de concevoir un nouveau type d'antenne BIP en construisant une structure planaire constituée d'un empilement de plaques entièrement diélectriques. Jusqu'alors, seuls des prototypes de BIP planaires composés de couches alternativement diélectriques et d'air ont été mis au point et réalisés [IV.12] [IV.13] [IV.14]. Ils n'ont de plus jamais été étudiés si haut en fréquence.

L'antenne à dimensionner pour être utilisée à la place du réseau 2*2 devra posséder un **gain moyen** (15 dB) et un **diagramme de rayonnement peu directif** (apodisé à – 12 dB à ±

θ_m pour avoir un facteur de gain maximum et donc un système de performances optimales). Des largeurs de bande importantes et un gain le plus stable possible sur les 3 GHz de la bande de fonctionnement sont de plus recherchés.

Le principe de fonctionnement de ces antennes à bande interdite photonique diélectrique développées à l'IRCOM a été présenté au chapitre I. Après avoir décrit les critères de dimensionnement de cette antenne faible gain, les résultats de simulation et les mesures seront donnés. Il s'agira alors de la placer au foyer de la lentille pour connaître les performances de ce nouvel ensemble.

IV.1 – Choix de la configuration

➤ Choix de la lentille :

La lentille précédemment décrite et dimensionnée est réutilisée. On rappelle ses caractéristiques : surface d'entrée sphérique, surface de sortie ellipsoïdale, diamètre 16 cm, distance focale 12 cm, angle d'ouverture $\theta_m = 41.8^\circ$. Les remarques concernant le compromis entre pertes par apodisation et pertes par spillover conduisant à la courbe de la **figure IV.3** restent valables et ces conditions portant sur l'apodisation devront à nouveau être remplies.

➤ Choix de la forme et du diamètre du BIP :

En choisissant de travailler à la conception d'une antenne BIP tout diélectrique, on espère allier les performances de ces antennes avec une structure assez simple dans le but d'essayer de faciliter la réalisation.

Les antennes BIP tout diélectrique constituent une amélioration par rapport aux BIP à air. Il est peut-être possible que le fait de remplacer les épaisseurs d'air par une couche diélectrique de permittivité à choisir puisse être considéré comme un paramètre supplémentaire sur lequel on peut jouer pour atteindre les objectifs. Elles sont donc constituées d'un assemblage de plaques carrées de deux diélectriques différents d'épaisseur $\lambda_g/4$, d'une "cavité" (c'est en fait l'espace entre les plaques et le plan de masse que nous

appellerons par la suite cavité) à air et d'un plan de masse métallique sur lequel repose l'excitation par l'intermédiaire d'un patch (**figure IV.19**).

Cette nouvelle configuration d'antennes BIP planaires plates donc discrètes devrait présenter l'avantage de faciliter la réalisation puisque cette dernière devient un simple collage de plaques diélectriques. De plus, par comparaison avec les antennes BIP à air, leur résistance aux chocs, leur rigidité et leur compacité se trouvent encore un peu plus accrue. Enfin, on peut déjà préciser que la cavité à air sera ici remplacée par de la mousse Rohacell dans le but d'assurer la fixation entre les plaques supérieures, la cavité et le plan de masse (pour les réalisations en [IV.12] [IV.13] [IV.14], des plots aux quatre coins de la structure étaient utilisés).

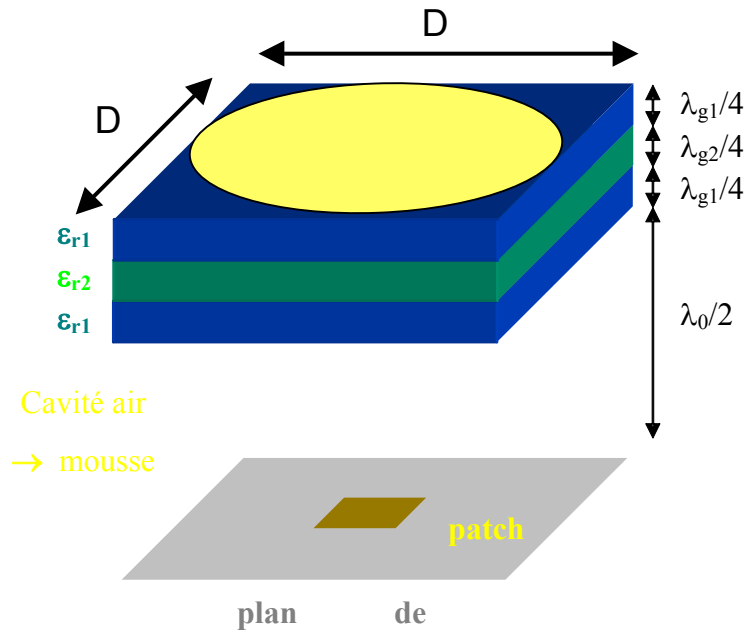


Figure IV.19 : Antenne BIP planaire tout diélectrique

La valeur du gain peut être calculée approximativement par la formule des ouvertures rayonnantes idéales :

$$G_{dB} = 10 \cdot \log \frac{4\pi S}{\lambda_0^2} = 20 \cdot \log \frac{\pi D}{\lambda_0} \tag{IV.2}$$

avec S la surface circulaire inscrite dans le carré formé par la structure
 D le diamètre de l'ouverture

et λ_0 la longueur d'onde dans le vide

Le gain dépend de la répartition de l'énergie sur la plaque supérieure qui s'avère être de forme circulaire ou elliptique s'inscrivant dans le carré formé par la plaque.

La surface rayonnante équivalant à un disque de diamètre égal à la largeur D des plaques de l'antenne, on peut en déduire la surface et la largeur D pour obtenir un gain de 15 dB ($S=1.28 \text{ cm}^2$ et $D=1.28 \text{ cm}$ d'après le **tableau IV.3**).

GAIN (dB)	SURFACE (cm ²)	DIAMETRE (cm)
12	0.64	0.90
14	1.02	1.14
15	1.28	1.28
16	1.62	1.43
18	2.56	1.81

Tableau IV.3 : Dimensions du BIP pour un gain recherché de 15 dB

L'étape suivante est la détermination des permittivités des plaques conduisant à des valeurs de gain et de facteur de qualité souhaitées.

➤ **Facteur de qualité :**

Il a été vu au chapitre I que l'insertion d'un défaut à l'intérieur d'une structure cristalline photonique périodique crée une "cavité résonnante" à fuite qui emmagasine l'énergie et la restitue à la fréquence de résonance f_0 . Cette cavité est caractérisée par son facteur de qualité défini par (avec Δf la largeur de bande à - 3 dB) :

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (\text{IV.3})$$

Cette grandeur peut être rattachée au gain maximum d'une antenne à résonateur BIP associée. En regroupant l'ensemble des simulations effectuées dans notre équipe, il a été

possible de tracer une courbe du gain de l'antenne (**figure IV.20**) en fonction du facteur de qualité du matériau BIP la composant [IV.14].

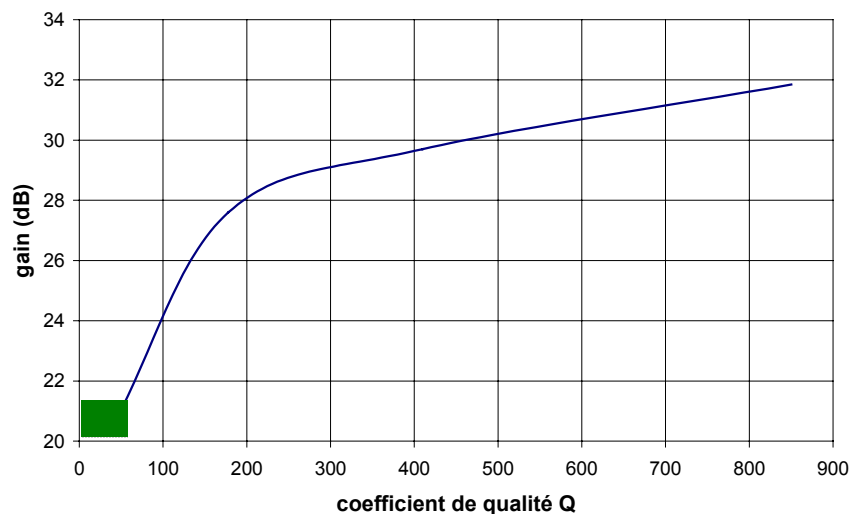


Figure IV.20 : Gain en fonction du facteur de qualité du cristal photonique à défaut

La partie de la courbe nous intéressant (gains moyens) n'a pas encore été exploitée avec ces antennes BIP. On peut néanmoins penser que le gain de 15 dB recherché sera obtenu pour des **facteurs de qualité très faibles** (vraisemblablement $Q \leq 10$). Il s'agit maintenant de déterminer les matériaux et la structure possédant ce facteur de qualité.

➤ Etude du coefficient de transmission :

Le facteur de qualité est fonction du nombre de plaques et du contraste entre les deux permittivités électriques des matériaux qui composent la structure. Ceci se traduit sur le coefficient de transmission centré sur f_0 par une profondeur de bande interdite et une largeur du pic de transmission plus ou moins importante [IV.13].

C'est ce que l'on peut voir sur les courbes de la **figure IV.21** tracées pour des facteurs de qualités très faibles et pour des empilements de 3 plaques (la permittivité de chacune étant systématiquement choisie par rapport aux matériaux disponibles existants chez les fournisseurs). Au-delà de ce nombre de plaques, un gain supérieur aux 15 dB serait obtenu (BIP trop résonnant) ou alors il faudrait des écarts de permittivités beaucoup trop proches.

De faibles facteurs de qualités nécessitent, pour 3 plaques, d'avoir des **plaques de faibles permittivités** avec des valeurs très **proches** entre elles. $Q_{\text{calculé}} < 7$ sur ces courbes (figure IV.21).

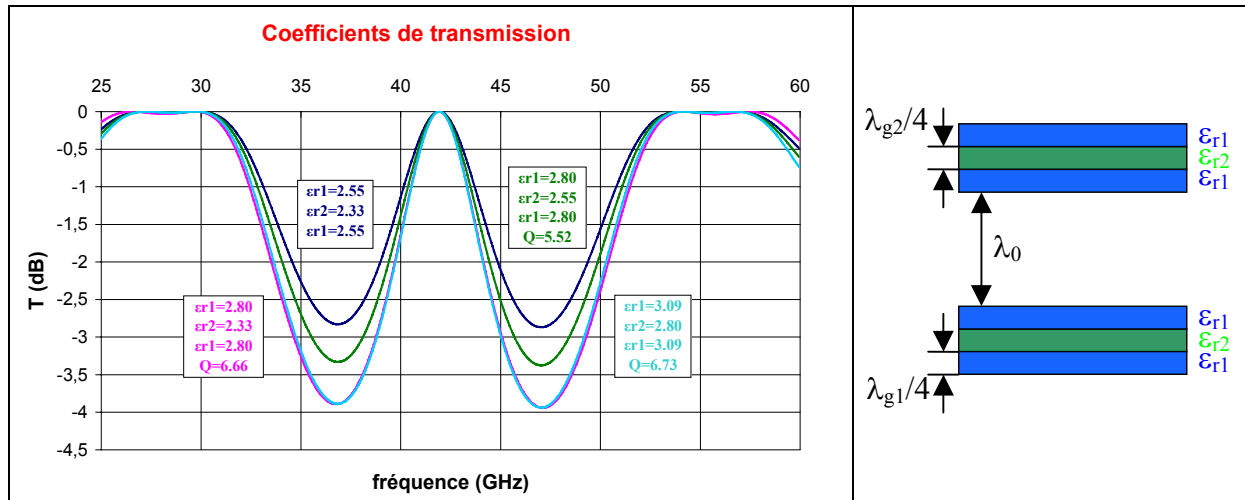


Figure IV.21 : Evolution du coefficient de transmission en fonction des matériaux

Les premières simulations de ces possibilités d'empilement de plaques ont montré sous différences finies que c'est la structure ayant le facteur de qualité le plus faible qui permet à la fois d'obtenir les 15 dB de gain recherchés ainsi que des diagrammes de rayonnement peu directifs et peu apodisés. Les autres configurations donnent des apodisations trop importantes pouvant nuire aux performances de l'antenne lentille.

Pour la suite de l'étude, les valeurs de permittivités retenues des plaques seront

$$\epsilon_{r1} = 2.55 \quad \text{et} \quad \epsilon_{r2} = 2.33$$

➤ Choix technologiques en vue de la réalisation :

Il est vite apparu impossible d'avoir des épaisseurs de plaques dimensionnées à $\lambda_{g1}/4$ et $\lambda_{g2}/4$ car cela obligerait à usiner les plaques suivant leur épaisseur lors de la fabrication de l'antenne. En l'état actuel, la recherche de sociétés pouvant traiter ce problème et assurant une épaisseur parfaitement homogène sur la totalité de la surface nécessaire s'est avérée infructueuse.

Nous avons donc été contraint d'essayer de dimensionner une antenne avec des **épaisseurs de plaques standards** s'approchant au mieux des épaisseurs égales au quart de longueurs d'ondes effectives. Ainsi, le problème de l'usinage ne se pose plus et la réalisation s'en trouve grandement simplifiée puisque la partie supérieure de l'antenne se résume à un simple collage de 3 plaques standards. Ceci apporte également une réponse non négligeable au soucis de faible coût et de grande série abordé dans le cahier des charges.

Il reste maintenant à savoir si ces modifications d'épaisseurs (finalement très faibles d'après le **tableau IV.4** mais on travaille en millimétrique) n'ont pas de conséquences sur le dimensionnement et le fonctionnement de l'antenne.

Plaques de permittivité	Epaisseur $\lambda_g/4$ (mm)	Epaisseur standard (mm)	écart
2.33	1.170	1.143	2.3 %
2.55	1.118	1.143	2.2 %

Tableau IV.4 : Dimensions du BIP pour un gain recherché de 15 dB

➤ **Choix de l'excitation :**

Plusieurs choix sont possibles (**alimentation par patch [IV.12] [IV.13]** ou alimentation par fente [IV.14]) mais la première solution par patch semble la mieux maîtrisée.

En effet, ces antennes patches en circuit imprimé sont faciles à dimensionner, leur fonctionnement et leurs propriétés sont bien connues, leur encombrement est réduit (donc facile à placer sous les plaques diélectriques du BIP) et leur fabrication est aisée et de moindre coût. Elles seront excitées par sonde coaxiale ce qui nécessite par contre lors de la réalisation une attention particulière pour la traversée du plan de masse et le positionnement à l'emplacement précis du patch.

Le patch excité par sonde fonctionne sur son mode fondamental. Il sera dimensionné pour que sa fréquence de fonctionnement se situe avant celle de l'antenne BIP complète, ceci principalement dans le but d'obtenir une bonne adaptation. C'est aussi pour éviter de

perturber le BIP et de coupler le patch avec le mode du BIP et par là même d'empêcher des dégradations du diagramme de rayonnement.

Quant à la fréquence de la "cavité" abordée par l'intermédiaire de la dimension λ_0 du défaut inséré et ajustée à 42.0 GHz (**figure IV.21**), elle doit être corrigée car la hauteur de la cavité a été calculée en considérant les matériaux comme infinis lors de cette précédente étude 1D des matériaux BIP.

Lorsque l'on passe à la conception de l'antenne, la "cavité résonnante" située entre le plan de masse et la première plaque est finie et ses fréquences de résonance sont déterminées par la formule suivante :

$$f_{n,m,p} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (\text{IV.4})$$

avec L et h les dimensions de la cavité

n,m et p les modes de la cavité et c la célérité de la lumière

Le fonctionnement de cette cavité repose sur le mode 111 dont il convient de faire correspondre la fréquence avec celle du matériau BIP. Pour cela il faut ajuster sa hauteur h de façon à obtenir la fréquence de fonctionnement de 42.0 GHz désirée. Cette correction est d'autant plus importante que les dimensions latérales sont faibles, ce qui est le cas ici comparé aux dimensions habituelles rencontrées pour le fort gain [IV.14].

Les choix relatifs à cette nouvelle configuration d'antennes BIP ayant été décrits, les résultats théoriques vont être maintenant présentés. Dans un premier temps la structure sous sa forme initiale puis l'antenne après insertion de la mousse et des épaisseurs de colle dans le but d'avoir des résultats de simulation s'approchant au mieux des performances expérimentales de la réalisation auxquelles ils seront alors comparés.

IV.2 – Etude de l'antenne BIP source

IV.2.1 – Antenne BIP initiale

L'ensemble des choix ayant mené à cette configuration initiale composée de 3 plaques diélectriques et d'une cavité air excitée par patch ont été présentés. Seuls le dimensionnement de la hauteur de la cavité pour un fonctionnement de l'antenne à la fréquence centrale de 42 GHz et le calcul du patch pour une excitation plus bas en fréquence (environ 41 GHz en utilisant un substrat $\epsilon_r=2.5$) restent à faire.

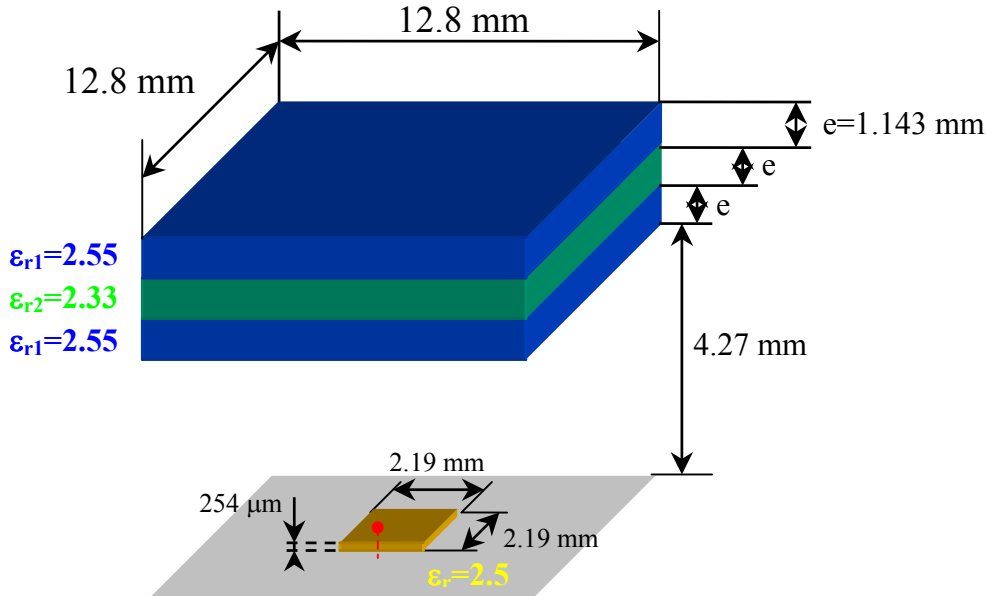


Figure IV.22 : Schéma de l'antenne BIP planaire initiale

L'ensemble des dimensions de chaque partie de l'antenne est donné sur la **figure IV.22**.

Les résultats obtenus en simulation (**figure IV.23**) avec cette structure montrent une parfaite adéquation avec les caractéristiques électromagnétiques recherchées. On constate en effet un gain extrêmement stable sur les 3 GHz de la bande de travail puisque l'on s'écarte très peu des 15 dB maximum. Les diagrammes de rayonnement sont de plus peu apodisés et ne varient quasiment pas avec la fréquence (-12 à -14 dB/max à $\pm \theta_m$ entre 40.5 et 43.5 GHz).

On peut enfin voir sur cette figure une cartographie de la densité de puissance (prise juste au-dessus de la plaque supérieure) permettant de visualiser le fait que l'énergie est répartie de manière très uniforme sur l'ensemble de la plaque dont elle occupe la totalité de la surface. Ceci est un aspect spécifique à cette antenne gain moyen à facteur de qualité très faible et donc très peu résonnante qui constitue une différence notable par rapport aux BIP forts gains (chapitre III et **[IV.14]**). Une résonance très large apparaît sur la partie réelle

tranchant là aussi avec ce que l'on a l'habitude de voir avec les structures fort gain (succession de pics identifiés, chapitre III).

Des explications seront données par rapport à ces relevés liés à cette faible résonance avec la configuration à venir comprenant tous les éléments de ce que sera l'antenne réalisée. Il s'agit en effet maintenant de remplacer la cavité à air par de la mousse, ce qui risque de provoquer le redimensionnement de certains paramètres de la structure. L'idée de ce remplacement par la mousse est ici renforcée par la cartographie de champ justifiant ainsi le choix porté sur ce moyen de fixation plutôt qu'un système à plots aux coins des plaques où l'énergie est ici présente.

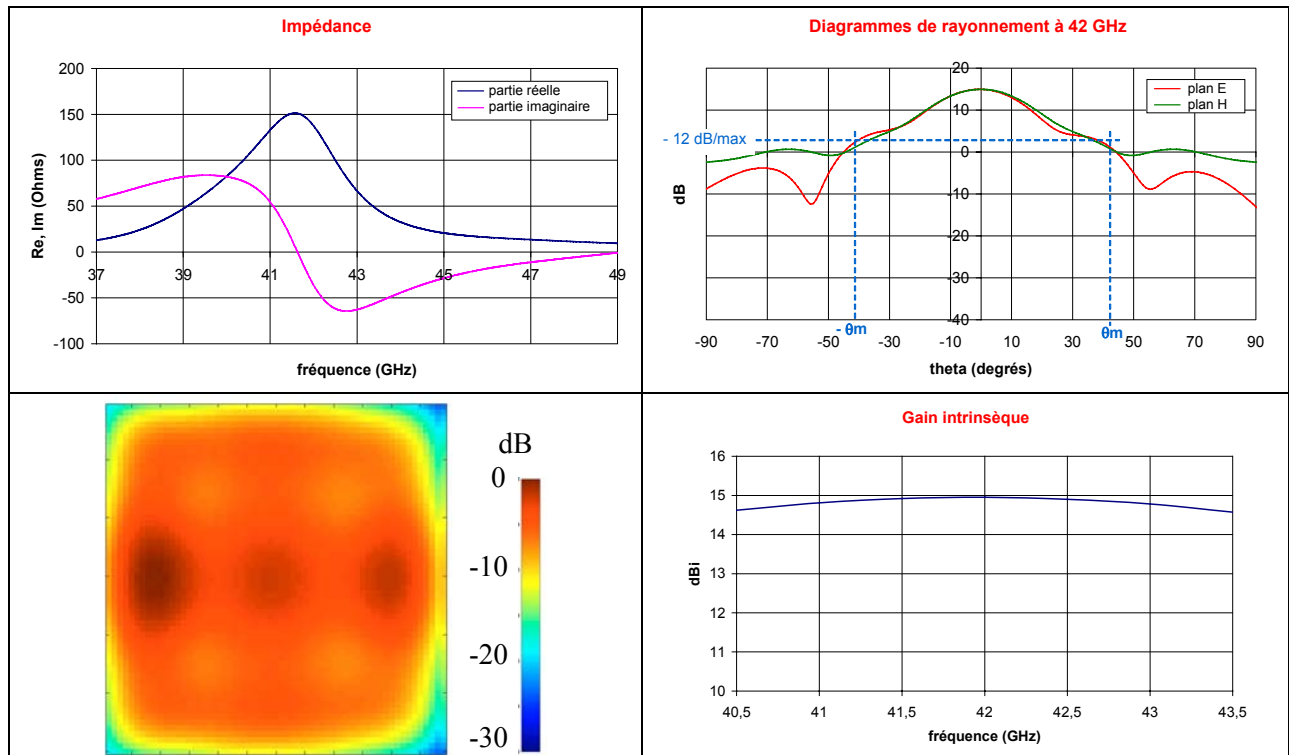


Figure IV.23 : Résultats théoriques de l'antenne BIP 15 dB initiale

IV.2.2 – Antenne BIP dimensionnée pour la réalisation

➤ Dimensions finales :

Pour réaliser l'antenne, le choix des matériaux et le remplacement de la cavité à air par de la mousse se sont posés.

En ce qui concerne les matériaux, les exigences de faibles et proches permittivités ont fait choisir des matériaux Taconic fournis par la société P2M [IV.15], choix motivé par les qualités de stabilité (mécanique et fréquentielle), de faibles pertes et de moindre coût recherchées dans le cadre de notre projet. Les caractéristiques de ces substrats utilisés pour les plaques et le patch sont données en **annexe 8**.

L'**ajout de la mousse** constitue une étape importante vers ces réalisations. Les raisons de son choix ont été justifiées mais il s'agit maintenant de savoir laquelle choisir et étudier son remplissage à l'intérieur de la cavité et les conséquences en découlant sur les performances de l'antenne. La mousse retenue est le ROHACELL HF 71 distribuée par la société Abaqueplast [IV.16]. Elle présente l'avantage de pouvoir être utilisée aux hautes fréquences et possède d'excellentes qualités mécaniques et électriques (caractéristiques en **annexe 8**). Par contre, elle induit des pertes non négligeables lors d'une montée en fréquence ($1.55 \cdot 10^{-2}$ à 26 GHz, mais combien à 42 GHz compte tenu de l'évolution constatable en **annexe 8** ?).

Les premières simulations visant à remplacer intégralement la cavité air par de la mousse ont montré des dégradations beaucoup trop importantes des performances (en particulier le gain perdant 2.5 à 3 dB). Pour cette raison, l'occupation de la mousse a été réduite aux parois (assurant ainsi la fixation de l'ensemble) en dégageant au maximum le patch (seuls 30% de la cavité est finalement remplie de mousse selon les **figures IV.24** et **IV.25**). Les épaisseurs de colle ont enfin été introduites lors de ces simulations amenant ainsi à un dimensionnement théorique de la structure le plus fidèle possible à la réalisation.

Ces travaux de simulation ont conduit à la structure de la **figure IV.24** de dimensions totales $12.8 \text{ mm} \times 12.8 \text{ mm} \times 7.59 \text{ mm}$ hors plan de masse. Les différents constituants (ensemble des caractéristiques en **annexe 8**) de cette antenne sont :

- des plaques carrées de diamètre $D=12.8 \text{ mm}$ et d'épaisseurs standards 1.143 mm
- des plaques de permittivités faibles et proches : 2 plaques de Taconic TLX 8 ($\epsilon_r=2.55$) et une plaque centrale de Taconic TLY 3 ($\epsilon_r=2.33$)

- un patch de 2.19 mm de côté, de hauteur 254 μm en Taconic TLX 9 ($\epsilon_r=2.50$) excité par sonde coaxiale traversant le plan de masse
- des épaisseurs de colle d'épaisseur 50 μm ($\epsilon_r=2.17$)
- une cavité de hauteur 3.96 mm composée d'air et de mousse (30% du volume total) dont le détail des dimensions est donné **figure IV.25**.

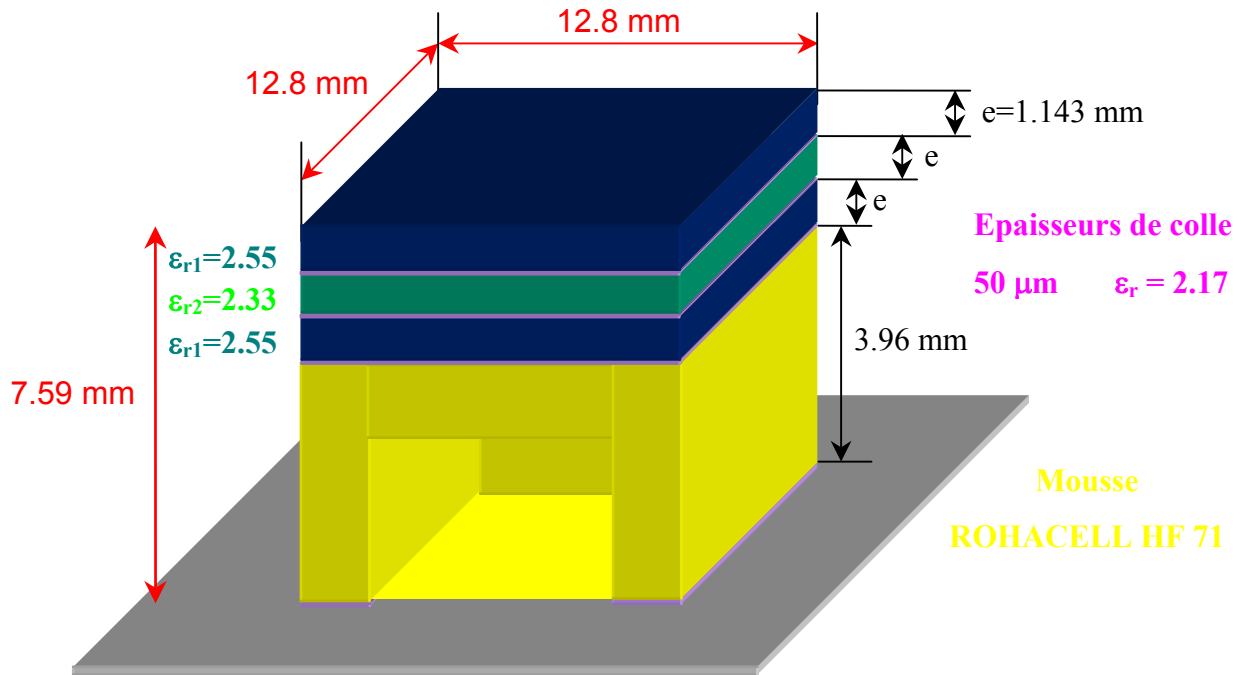


Figure IV.24 : Configuration de l'antenne BIP planaire réalisée

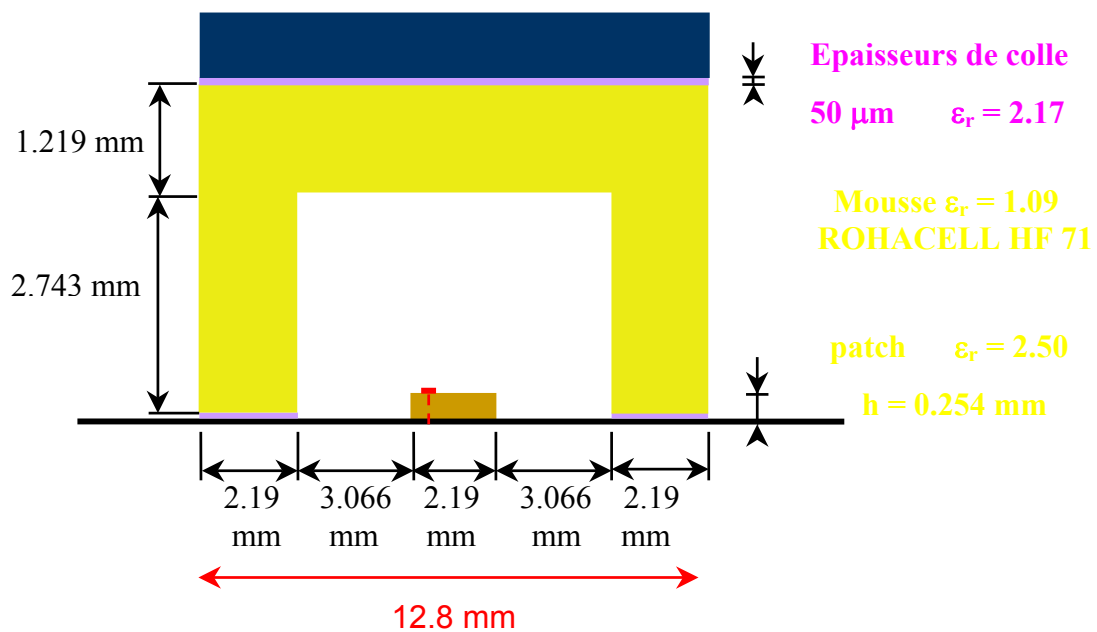
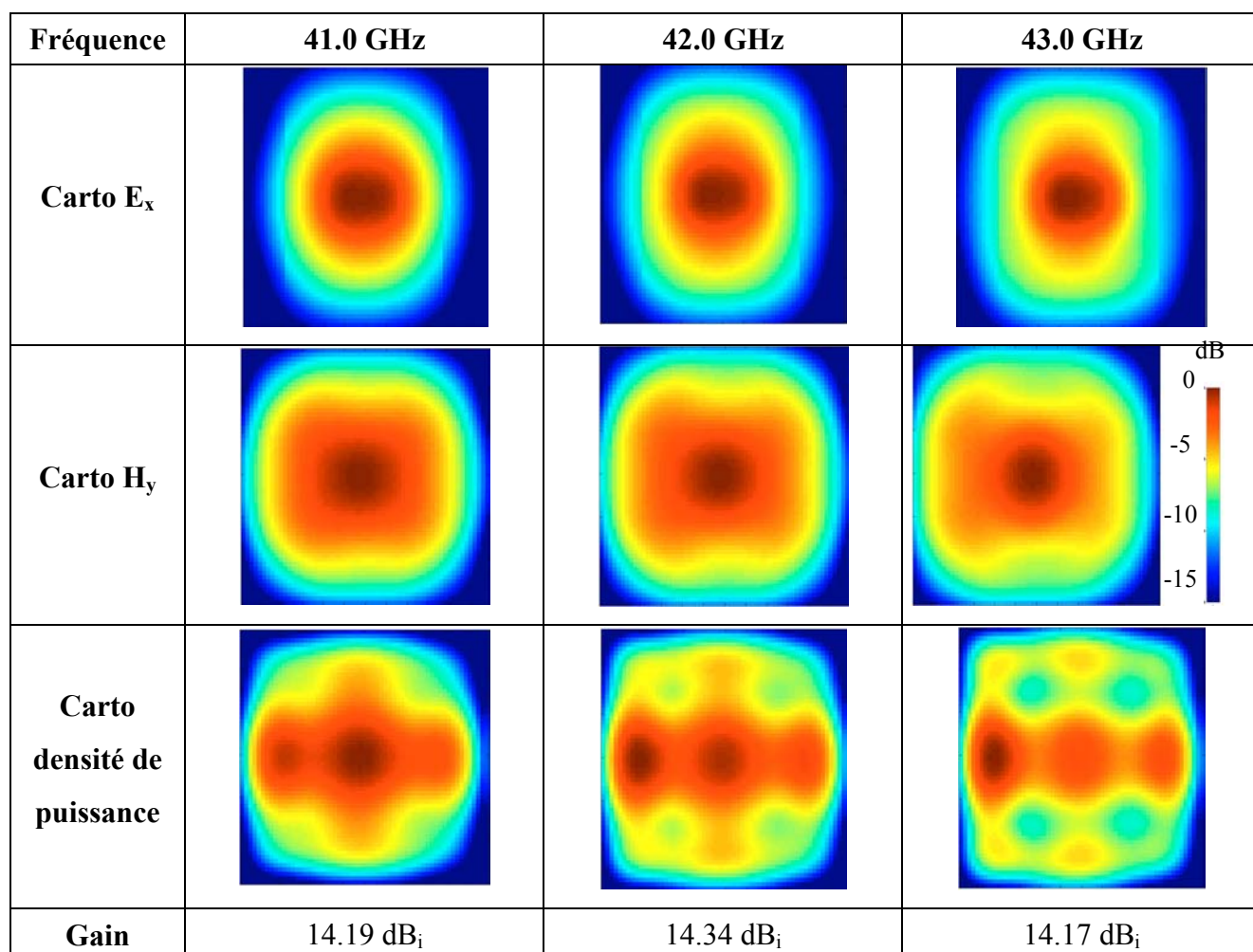


Figure IV.25 : *Cavité de l'antenne BIP planeaire réalisée*

L'optimisation de l'ensemble de ces dimensions a permis d'obtenir les résultats recherchés. Ces derniers, accompagnés d'explications du fonctionnement de l'antenne, vont maintenant être donnés.

➤ **Etude théorique de l'antenne :**

Les diagrammes et les cartographies fréquentielles obtenus (**figures IV.26 et IV.27**) avec cette configuration finale aident à interpréter le fonctionnement de cette antenne BIP tout diélectrique moyen gain.

**Figure IV.26 :** *Cartographies des composantes principales de champ*

On peut y voir une grande stabilité en fonction de la fréquence et il en ressort quasiment aucune modification en comparant les résultats en début de bande (41 GHz), à la fréquence centrale de 42.0 GHz et en fin de bande à 43 GHz. Les composantes majoritaires (**figure IV.26**) sont selon E_x pour le champ électrique (relevée comme maximale au centre de la cavité) et H_y pour le champ magnétique (prise en bord supérieur de la cavité où son amplitude est la plus grande). Elles correspondent à la polarisation induite par le patch et montrent que la distribution énergétique de l'antenne prend source dans la cavité. On peut ajouter la densité de puissance (mesurée au-dessus de l'antenne) pour illustrer la répartition et la propagation de l'énergie. Ces composantes ainsi que les diagrammes dans les plans E et H (**figure IV.27**), relativement symétriques (très léger effet de sonde dans le plan E) et ayant des valeurs d'apodisation allant de -11 à -14 dB/max à $\pm\theta_m$, sont en effet inchangés. Le gain évolue très peu (entre 13.96 et 14.34 dB_i pour la fréquence centrale) pour cet antenne à faible facteur de qualité et donc à large bande passante.

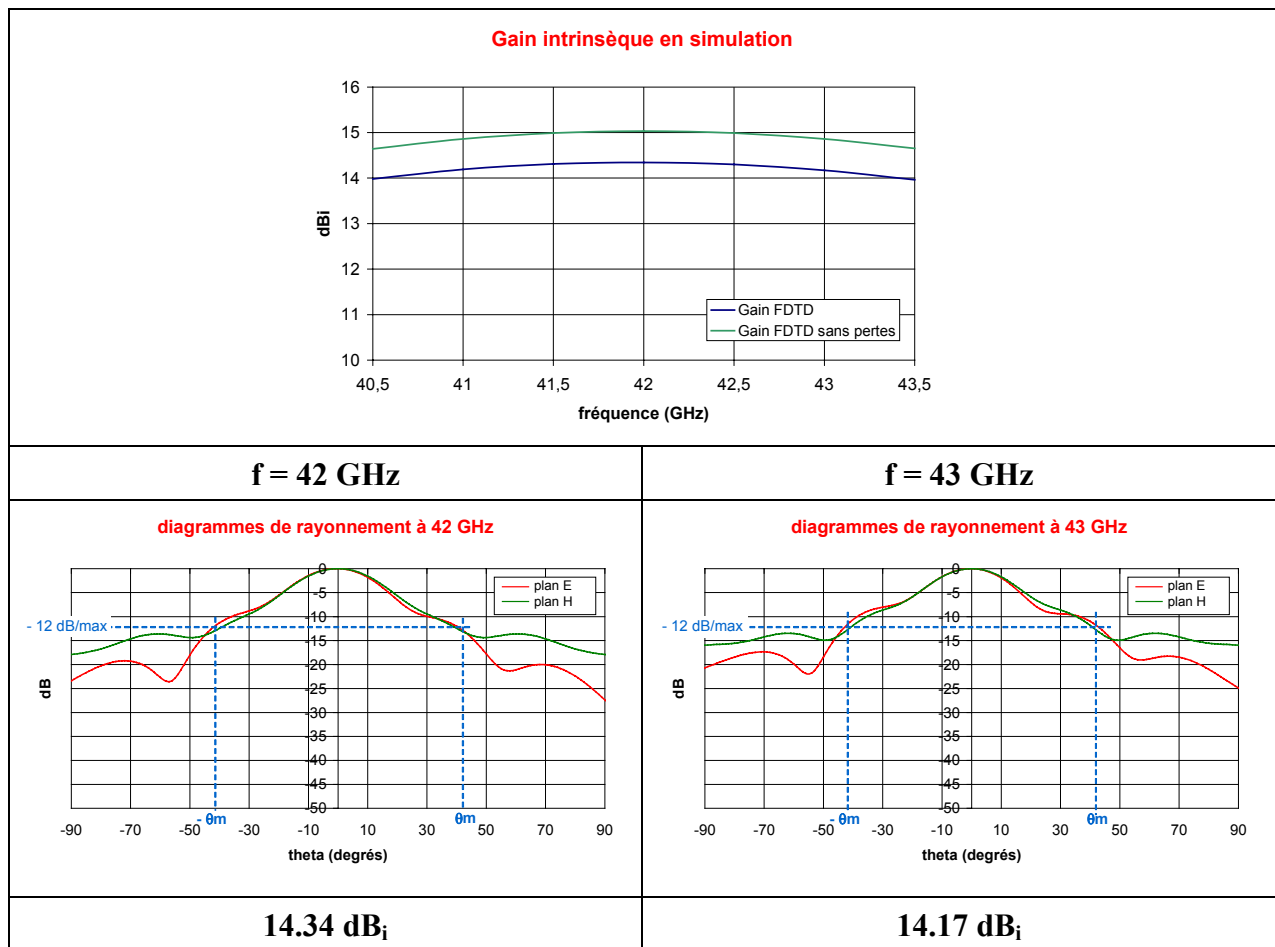


Figure IV.27 : Diagrammes théoriques de l'antenne BIP 15 dB initiale

On est donc situé sur une **bande de grande stabilité générale**. Contrairement aux BIP fort gain (chapitre III), les déformations des diagrammes de rayonnement (remontée de lobes secondaires) après le passage du mode 111 de la cavité n'apparaissent pas dans la bande.

En ce qui concerne l'impédance (**figure IV.28**), une très large résonance est observée. La succession habituelle de pics de résonances (patch, fondamental de la cavité et modes suivants) rencontrée avec le fort gain n'existe pas ici. Cette **large et unique résonance** semble les englober puisqu'en modifiant la fréquence du patch et en laissant inchangée la fréquence de cavité (ou inversement), l'ensemble de la courbe est translatée sans dissocier les modes. Néanmoins, le coefficient de réflexion (**figure IV.28**) laisse entrevoir un minimum vers 42-43 GHz (qui pourrait être le patch) et un décrochage vers 46 GHz (qui pourrait être le mode 111 de cavité). Ceci expliquerait les performances d'antenne stables et uniformes constatées puisque l'on travaillerait avant la résonance de cavité à partir de laquelle des dégradations sont généralement engendrées.

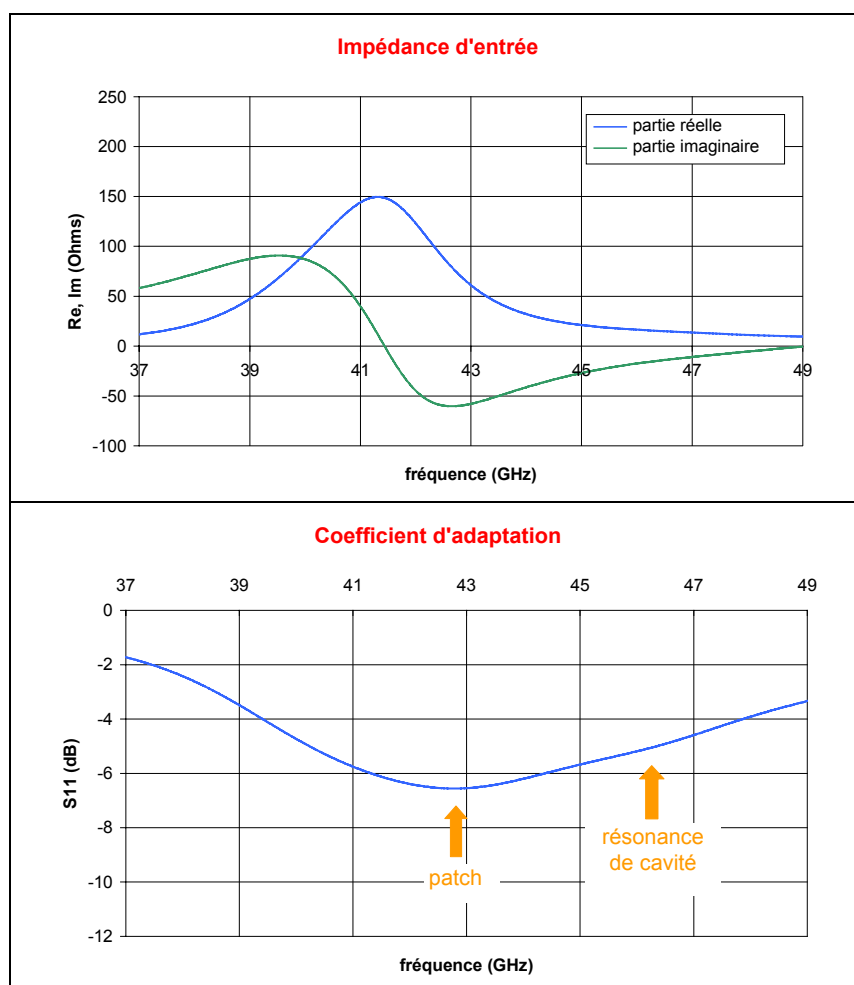


Figure IV.28 : Impédance d'entrée de l'antenne BIP 15 dB

Le calcul de différents modes de cavité f_{imp} par l'intermédiaire de la formule (IV.4) n'apporte pas d'argument formel à ces interprétations car la cavité est composée à la fois d'air et de mousse dont il est difficile de donner une permittivité équivalente. Mais il aurait tendance à appuyer le fait que la fréquence du mode 111 puisse se trouver au-delà de notre bande de fonctionnement 40.5 - 43.5 GHz entre 45 et 46.5 GHz suivant la composition de la cavité.

➤ **Etude des pertes :**

L'analyse des différents types de pertes présents dans une cavité [IV.17] [IV.18] peut apporter des éléments d'explication par rapport au fonctionnement de l'antenne à faible facteur de qualité comportant a priori des pertes importantes.

Les pertes ohmiques sur les parois responsables d'un élargissement des modes n'ont en principe pas lieu d'être ici. Les pertes dans le diélectrique remplissant la cavité sont évaluées en simulant la structure sans pertes : le gain s'en trouve augmenté de 0.7 dB_i (**figure IV.27**).

Le risque avec cette configuration d'antenne très peu résonnante est la possibilité de **pertes par fuites sur les côtés**. Le flux du vecteur de Poynting de l'antenne (**figure IV.29**) confirme que l'énergie est répartie en surface de manière uniforme et les concentrations de champ E au milieu de la cavité et de champ H en haut de celle-ci. Il montre aussi l'existence de fuites d'énergie importantes qui s'échappent sur les côtés.

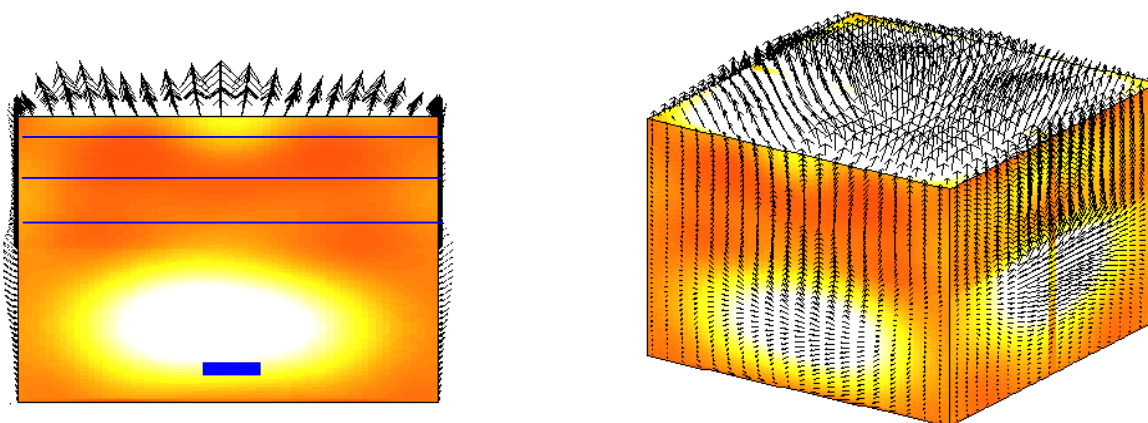


Figure IV.29 : Flux du vecteur de Poynting de l'antenne BIP moyen gain à 42.0 GHz

Ces fuites associées à la diffraction par les arêtes sont responsables de la remontée des lobes secondaires vers 60° (**figure IV.27**) davantage présente dans le plan H.

Des pertes supplémentaires par couplage entre le patch et la cavité doivent être rajoutées mais elles restent très difficiles à évaluer.

Le cheminement de la construction théorique au plus près de la future réalisation, des explications du fonctionnement de cette antenne et les causes de perturbations ayant été donné, il s'agit maintenant de mesurer les performances expérimentales de l'antenne fabriquée.

IV.2.3 – Mesure de l'antenne BIP réalisée

- **Prototype réalisé**

L'antenne fabriquée par la société Antennessa [IV.17] est celle décrite sur la **figure IV.24** en utilisant strictement les matériaux indiqués. Les photos de la réalisation sont visibles sur la **figure IV.30** sous la forme d'une vue globale et d'un zoom de la structure de l'antenne BIP tout diélectrique moyen gain.

La platine en aluminium qui joue aussi le rôle de plan de masse a été agrandie (environ 15 cm * 15 cm) pour placer l'antenne sur le support de mesure. L'alimentation par

sonde coaxiale se fait par contact après traversée du plan de masse, exactement de la même manière que dans le cas du réseau $2 * 2$.

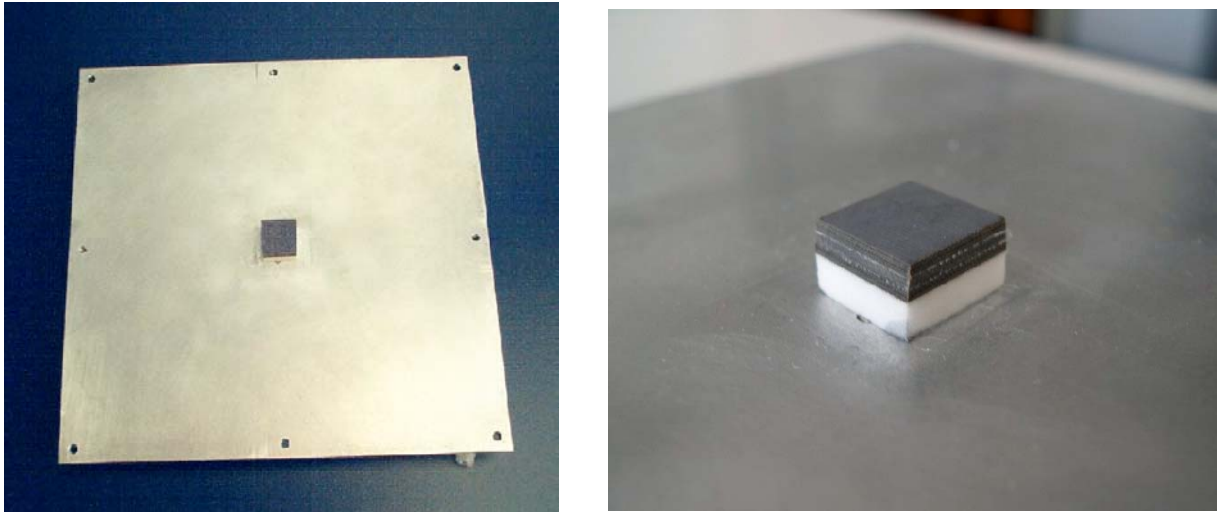


Figure IV.30 : Réalisation de l'antenne BIP 15 dB

- **Adaptation**

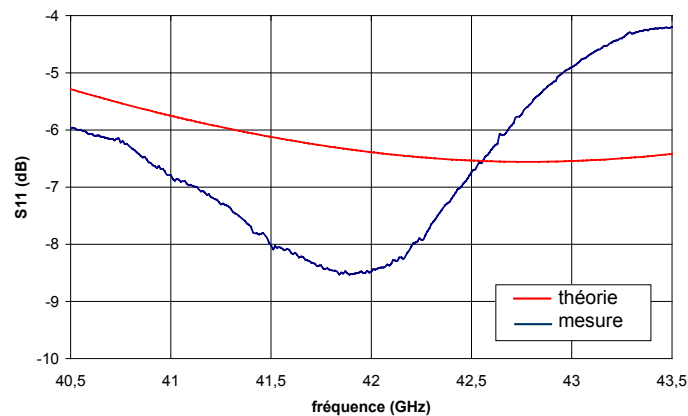


Figure IV.31 : Adaptation de l'antenne BIP source

L'adaptation mesurée montre une courbe présentant un minimum vers la fréquence centrale de 42.0 GHz avec des **niveaux moyens** mais meilleurs qu'en théorie. Cependant, on constate une dégradation du S_{11} en fin de bande ce qui va amener à considérer à nouveau un gain réalisé mesuré et un gain intrinsèque reconstruit à partir de la mesure (ne tenant pas compte de l'adaptation) dans le but de le comparer au gain intrinsèque théorique

- **Gain**

Gain théorique intrinsèque calculé par FDTD à 42.0 GHz = 14.3 dB_i

Gain réalisé mesuré à 42.0 GHz = 13.35 dB ± 0.5 dB

Gain intrinsèque calculé à partir des mesures à 42.0 GHz = 14.0 dB_i ± 0.5 dB_i

Les courbes expérimentales de gain apparaissent tout d'abord beaucoup moins stables qu'en théorie (**figure IV.32**). Les valeurs obtenues sont comprises entre 13 et 14 dB pour le gain réalisé et varient de 14 à 15 dB_i pour le gain intrinsèque mais ces tendances chutent rapidement à partir de 42.5 GHz.

L'influence de l'adaptation est importante puisqu'elle fait chuter les valeurs de gain de 1 à 2 dB en fin de bande. Hormis l'adaptation, il sera vu par la suite grâce aux diagrammes de rayonnement que le fonctionnement de l'antenne elle-même est en cause.

Gains intrinsèques et réalisés mesurés

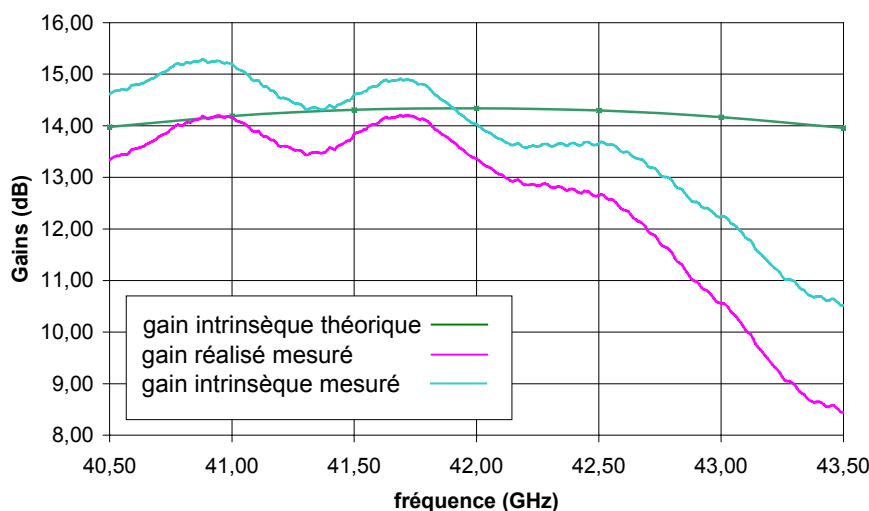


Figure IV.32 : Gains mesurés de l'antenne BIP source

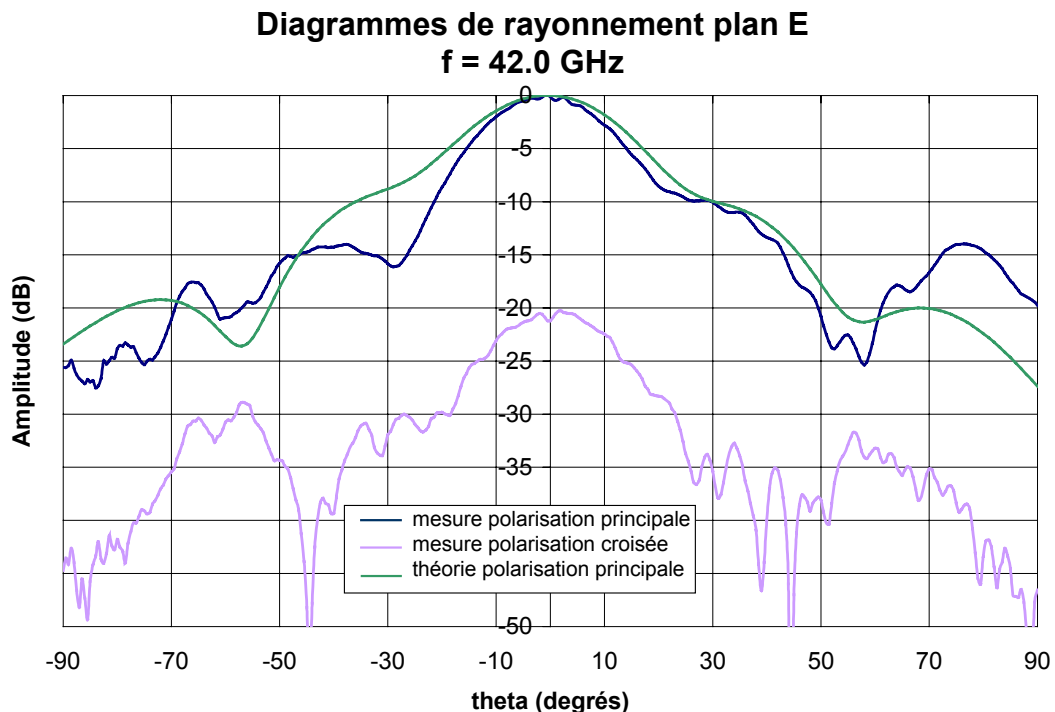
Par comparaison avec le gain intrinsèque théorique trouvé à l'aide des différences finies, le gain intrinsèque reconstitué à partir des mesures est meilleur sur la première moitié de la bande de fonctionnement. En fait, lors des simulations avec tous les éléments de l'antenne au plus près de la réalisation, l'ensemble des pertes avait été introduit à 42 GHz à partir des valeurs connues de tangente de pertes à 10 GHz. Concernant la mousse (**voir**

annexe 8), l'évolution rapide de ces pertes de 10 à 26 GHz avait amené à supposer des valeurs vraisemblablement trop grandes à la fréquence de travail. Ceci volontairement pour se placer dans un cas le plus défavorable possible et ainsi être certain de tenir les objectifs fixés. Si l'on refait les mêmes simulations avec des pertes moins grandes liées à la mousse ($\tan \delta$ proche de celle connue à 26 GHz), le gain intrinsèque théorique (**figure IV.32**) remonte de 0.3 dB. Les incertitudes de réalisation pourraient également en être une raison.

- **Diagrammes de rayonnement**

On peut voir sur la **figure IV.33** les diagrammes mesurés à la fréquence centrale de 42.0 GHz dans les plans E et H et comparés aux résultats théoriques. L'ensemble de leurs caractéristiques est regroupé dans le **tableau IV.5**. On peut ainsi constater que :

- Les ouvertures sont plutôt inférieures en mesure (et très en dessous de celles du réseau **tableau IV.1**) ce qui n'a pas d'incidence sur les valeurs d'apodisation mais les diagrammes obtenus apparaissent davantage directifs ce qui risque avoir des conséquences sur les performances du système complet.



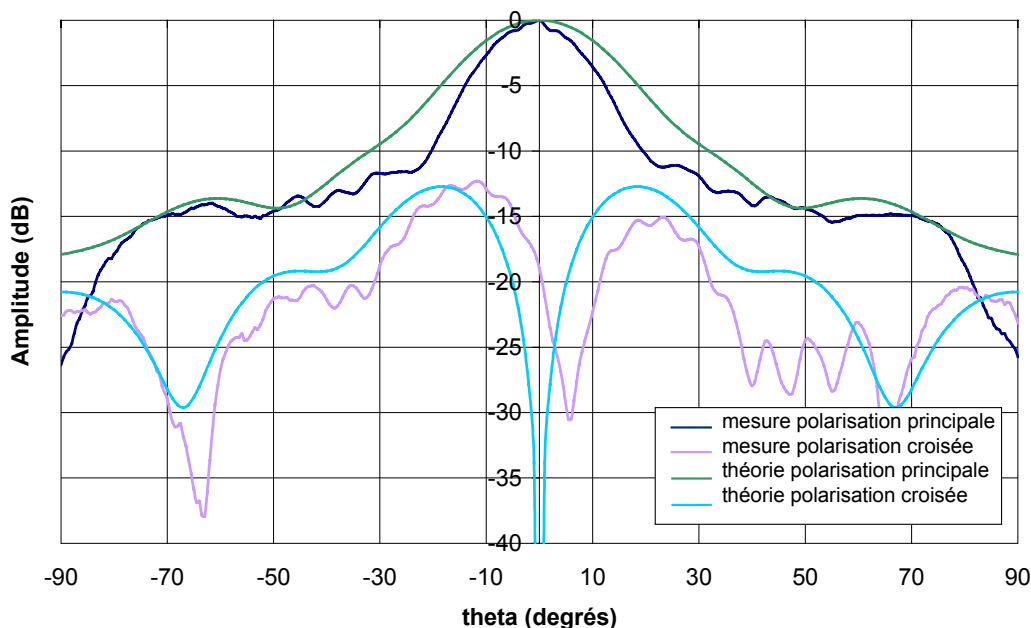


Figure IV.33 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne BIP source

- L'évolution générale des courbes suit de manière assez fidèle la même tendance et les niveaux des lobes secondaires sont relativement proches et sont en particulier présents aux mêmes valeurs angulaires (montrant par là une conformité avec la théorie bien plus fidèle que pour le réseau 2 * 2 mais on rappelle à nouveau que seul le rayonnement entre $\pm\theta_m$ sera intercepté par la lentille).
- Les apodisations mesurées sont quasi-identiques à la théorie, ce qui est un bon point notamment lorsqu'il va s'agir de placer cette antenne au foyer de la lentille. Cela montre de plus que les travaux de modélisation s'avèrent bons et la réalisation fidèle à 42 GHz.
- La dissymétrie observée dans le plan E est du à l'effet de la sonde.
- Les écarts théorie-mesure s'expliquent par la précision des modélisations (nombre de mailles limitées pour le patch sinon temps de calculs trop grands) et les incertitudes de réalisation.
- Les diagrammes en polarisation croisée montrent des niveaux corrects et attendus.

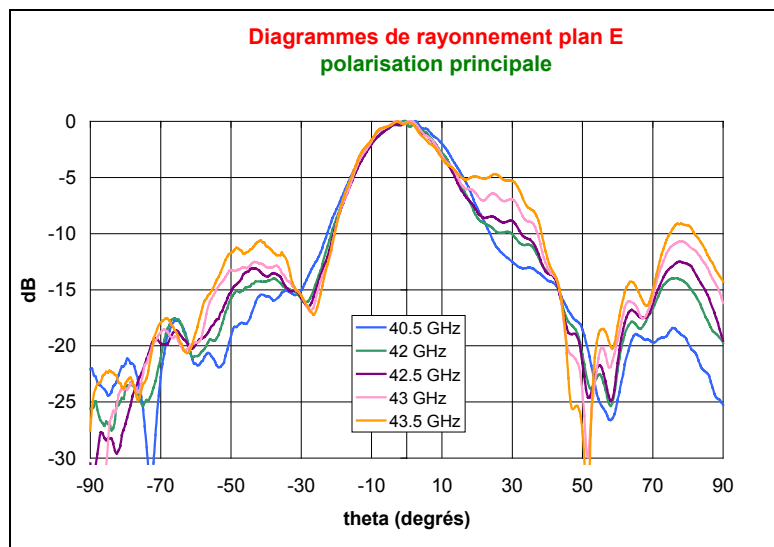
	Largeur à -3 dB (degrés)	Niveau des 1^{ers} lobes secondaires (dB) $\theta < 0 / \theta > 0$	Niveau d'apodisation (dB) à $\theta_m = \pm 42^\circ$ $\theta < 0 / \theta > 0$
f = 42 GHz			

	théorie	Mesure	théorie	mesure	théorie	mesure
Plan E	28	23	-19.2/-20.0	-14.1/-9.8	-12.2/-12.8	-14.2 /-13.9
Plan H	28	20	-13.6/-13.6	-11.6/-11.1	-13.1 /-13.1	-14.2 /-13.6

Tableau IV.5 : *Caractéristiques des diagrammes de rayonnement du BIP*

Ces résultats comparés en centre de bande sont donc très intéressants dans leur ensemble. Par contre, si l'on regarde l'évolution des diagrammes en fonction de la fréquence (**figure IV.34**), on constate une **nette dégradation au-delà de 42.5 GHz** avec une apparition de lobes secondaires dont le niveau élevé s'accroît progressivement avec la fréquence. Ceci va à l'encontre de la théorie précédemment décrite qui montrait une uniformité des performances sur la totalité de la bande 40.5-43.5 GHz. Des précisions à venir vont tenter d'en donner une explication.

Ces variations fréquentielles sont à mettre en parallèle avec les gains mesurés (**figure IV.32**) qui subissaient eux aussi une baisse de performances dans la seconde moitié de bande.



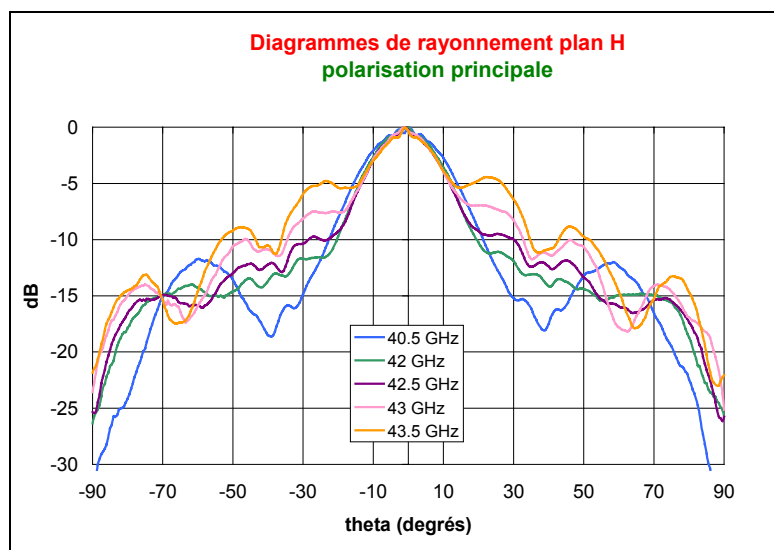


Figure IV.34 : *Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne BIP source*

Les fortes dégradations de la forme des diagrammes associées à des apodisations trop accrues vont ainsi certainement induire des performances globales nettement en dessous de celles espérées, une fois l'antenne BIP associée à la lentille.

On peut penser que les remontées constatées sur les diagrammes entre $\pm 70^\circ$ et $\pm 90^\circ$ montrant l'existence d'un rayonnement à l'horizon sont dues au fait que le BIP doit être un peu trop résonnant.

- **Impédance d'entrée**

L'impédance d'entrée mesurée (**figure IV.35**) présente effectivement une allure complètement différente de la théorie (**figure IV.28**) qui tend à expliquer l'évolution fréquentielle des diagrammes. Une première résonance à 41.1 GHz est attribuée au patch (dimensionné au départ pour cette fréquence sur son mode 10) et les suivantes vers 42.4 GHz et à l'extérieur de la bande de travail à 43.8 GHz sont supposées être les fréquences des modes de cavité.

0	1	1	40.67	1	1	1	42.40	2	1	1	47.22
0	2	1	45.67	1	2	1	47.22	2	3	0	43.27
1	0	1	40.67	2	0	1	45.67	3	2	0	43.27

Tableau IV.6 : *Fréquences des différents modes de la cavité*

Les **dégradations des diagrammes et du gain** seraient donc **obtenues pour des fréquences supérieures à celle du mode 111** de la cavité soit après la zone de stabilité sur laquelle les performances sont optimales. Au-delà, d'autres modes parasites sont excités et s'installent dans la cavité en venant perturber les répartitions de champ dans celle-ci. Des lobes secondaires apparaissent alors entre $\pm 20^\circ$ et $\pm 30^\circ$ dont le niveau augmente progressivement avec la fréquence et le gain chute (**figure IV.32** à associer avec la **figure IV.34**).

Les lobes secondaires situés à -40° dans le plan E (**figure IV.34**) sont les effets de la sonde. Enfin, le phénomène de fuites sur les côtés de la structure apparu en simulation (**figure IV.29**) se confirme expérimentalement aux angles forts. Mais ces parties du diagramme primaire ne seront pas interceptées par la lentille.

Finalement, les **performances** de cette antenne BIP s'avèrent **bonnes** en rayonnement (meilleures sur plusieurs points que le réseau 2*2 même si le caractère un peu trop directif des diagrammes mesurés pourrait s'avérer néfaste) sur un peu plus de la moitié de la bande de fonctionnement avec des caractéristiques très fidèles à la théorie, notamment en ce qui concerne les apodisations. Elles sont par contre moyennes en adaptation.

De nombreux problèmes liés à la réalisation peuvent expliquer les dégradations de performances puisque les dimensions des plaques et du patch ont été respectées de manière approximative. L'influence de telles imprécisions ont rapidement des conséquences à 42 GHz comme cela a été montré. Il ne faut cependant pas oublier qu'il s'agit de la toute première réalisation d'une antenne qui n'avait jusque là jamais été conçue.

Mais on peut craindre que les dégradations constatées et expliquées au-delà de 42.5 GHz puissent nuire aux performances du système avec la lentille. C'est ce que l'on va maintenant voir en associant cette antenne Bip à la lentille.

IV.3 – Etude de l'association antenne BIP – antenne lentille

Après avoir à nouveau effectué l'ensemble des réglages précisés auparavant lors des mesures de la lentille excitée par le réseau 2 * 2, les performances du système BIP + lentille vont être décrites et comparées à la théorie.

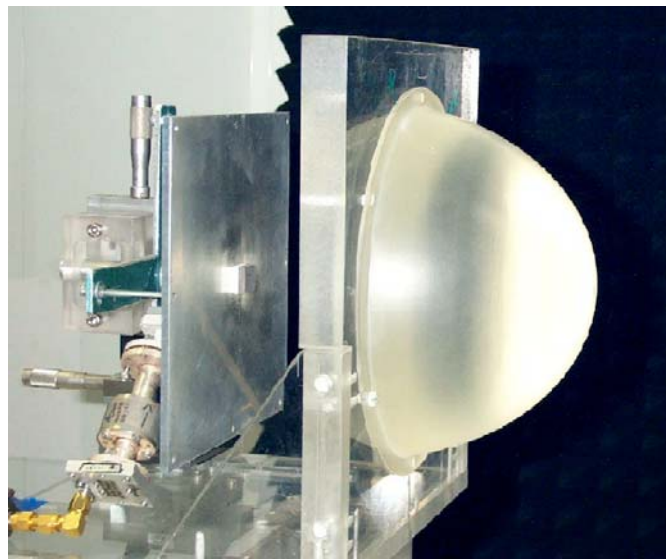


Figure IV.36 : Photo du système BIP + lentille

- **Gain de l'ensemble antenne BIP + lentille**

Calcul théorique approché :

A partir de la formule (IV.1) donnant la directivité d'une ouverture équiphase équiampitude et en tenant compte des pertes, le gain théorique est évalué à

$$G \approx 35.6 \text{ dB}_i$$

Gain théorique calculé avec le code développé en [IV.7] :

En injectant dans ce code les valeurs mesurées de gains réalisés et intrinsèques de l'antenne BIP source ainsi que ses diagrammes approximés au centre, on évalue les gains du système complet sur la bande 40.5 – 43.5 GHz.

Ces gains estimés varient jusqu'à 42.5 GHz (**figure IV.37**) entre 32 et 34 dB pour le gain réalisé estimé et entre 33 et 35 dB_i pour le gain intrinsèque estimé. Ensuite, ils chutent nettement sur une zone correspondant précisément aux dégradations constatées pour le gain et les diagrammes de rayonnement de la source.

On relève à la fréquence centrale de 42 GHz :

Gain réalisé estimé $G_r = 32.5$ dB

Gain intrinsèque estimé $G_i = 33.1$ dB

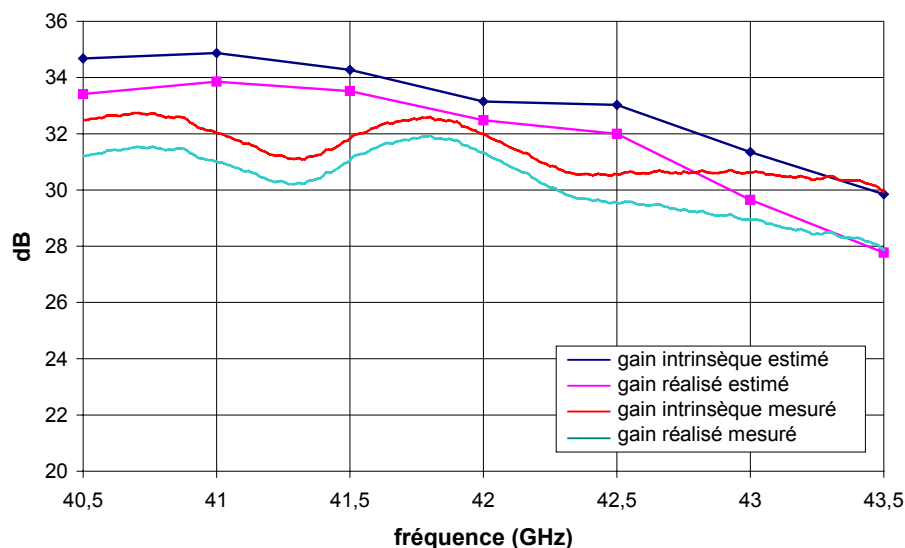


Figure IV.37 : Gains estimés et mesurés pour l'ensemble BIP + lentille

Gains mesurés :

Les gains mesurés suivent ces tendances (**figure IV.37**) puisque le gain réalisé mesuré est supérieur à 30 dB sauf après le passage de la fréquence du mode de cavité 111 du BIP, suivant ainsi l'évolution du gain primaire. On est néanmoins **partout supérieur à 28 dB**. La correction consistant à ne pas prendre en compte l'adaptation montre des niveaux de gains intrinsèques rehaussés jusqu'à 2 dB en fin de bande (où le S_{11} était mauvais) et supérieurs à 30 dB_i sur la totalité de cette bande. La largeur ne peut pas être précisément calculée car le gain est très stable mais elle apparaît supérieure à 9.5 % (car $\Delta f > 4$ GHz)

Ces valeurs mesurées sont donc relativement bonnes compte tenu de la nouveauté du dispositif de l'antenne BIP (il s'agit d'une première réalisation), des cotes difficiles à tenir en millimétrique lors de sa fabrication et les très fins réglages à effectuer avec la lentille.

On relève à la fréquence centrale de 42.0 GHz :

gain réalisé $G_r = 31.3 \pm 0.5$ dB

gain intrinsèque $G_i = 32.0 \pm 0.5$ dB

largeur de bande > 9.5 % (car $\Delta f > 4$ GHz)

Si l'on compare ces résultats expérimentaux avec les gains estimés numériquement (**figure IV.37**), on constate une baisse maximale des valeurs envisagées de 2.5 dB aussi bien pour le gain réalisé que pour le gain intrinsèque reconstruit, mais le code avait bien prévu les baisses de performances en fin de bande.

La différence peut s'expliquer, comme dans le cas du réseau associé à la lentille, par les difficiles réglages à réaliser au préalable des mesures, les incertitudes de mesures et les phénomènes et pertes supplémentaires non intégrés au code de calcul.

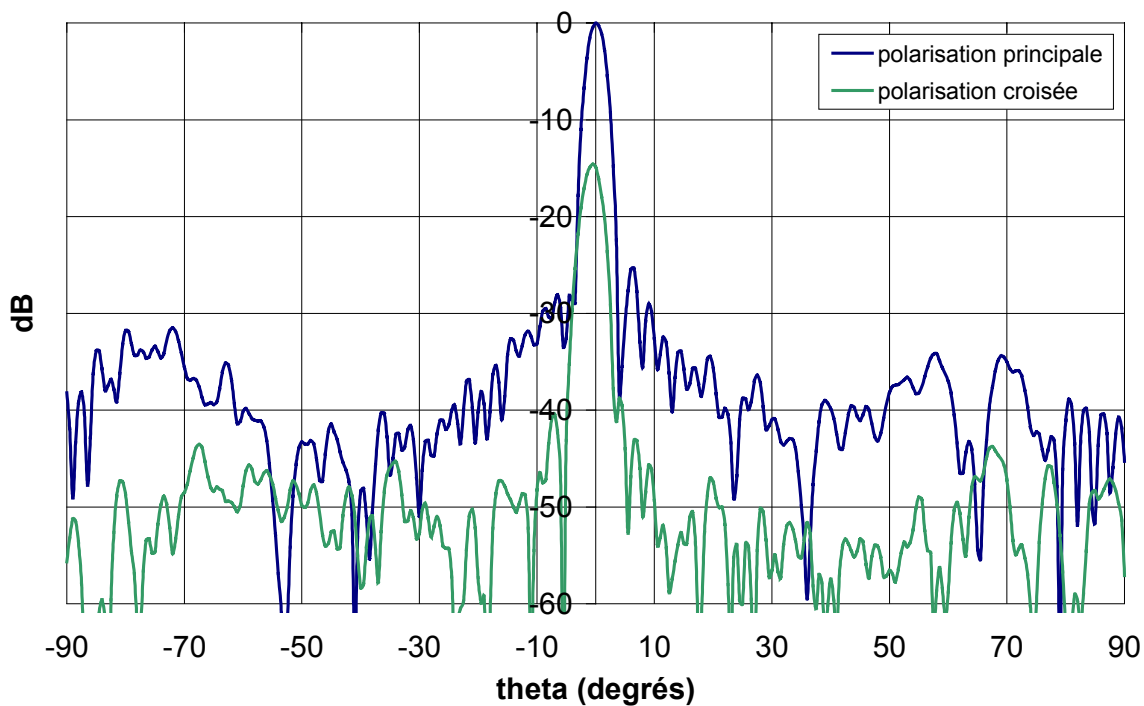
- **Diagrammes de rayonnement**

Le **tableau IV.7** regroupe les caractéristiques principales des diagrammes de rayonnement de la lentille à la fréquence centrale de 42.0 GHz dans les deux plans principaux en comparant les grandeurs issues de la théorie (code de calcul) aux grandeurs mesurées.

f = 42 GHz	Largeur à -3 dB (degrés)		Niveau des 1 ^{ers} lobes secondaires (dB)		Niveau maximal de la polarisation croisée (dB)	
	théorie	mesure	théorie	mesure	théorie	Mesure
Plan E	2.8	2.9	-20.0	-25.3	-21	-14.9
Plan H	2.9	3.0	-22.5	-26.8	-17	-14.2

Tableau IV.7 : *Caractéristiques du rayonnement de l'ensemble Bip + lentille*

Antenne BIP + lentille
Diagrammes de rayonnement mesurés plan E
f = 42.0 GHz



Antenne BIP + lentille
Diagrammes de rayonnement mesurés plan H
f = 42.0 GHz

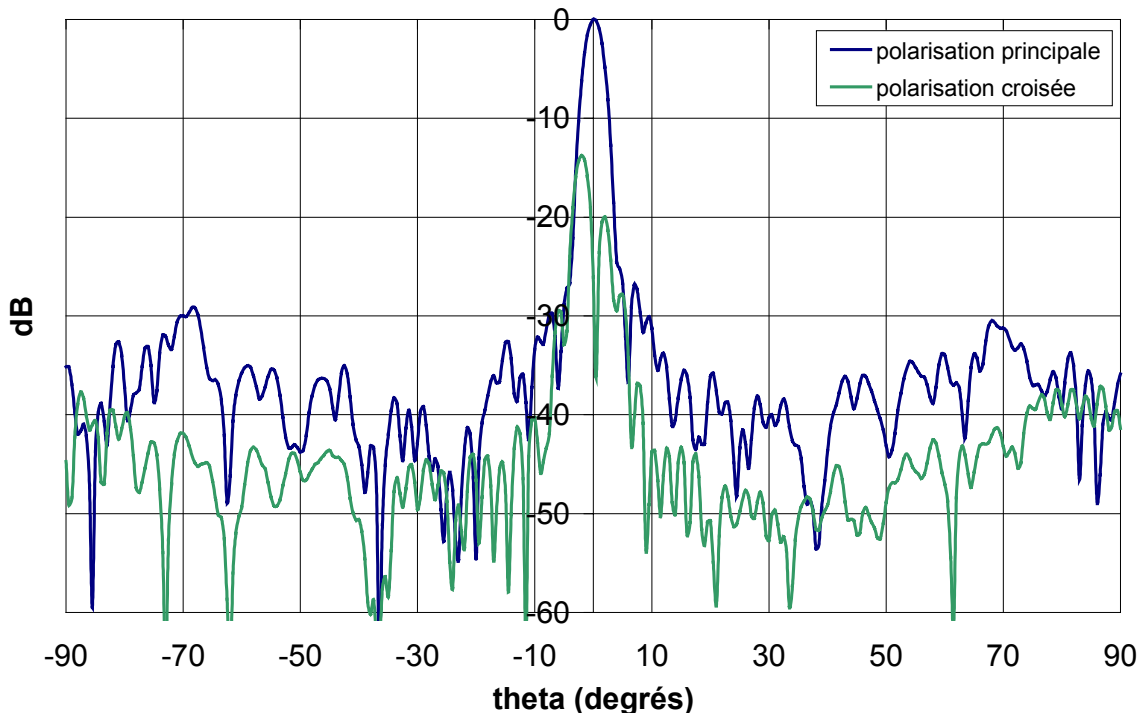


Figure IV.38 : Diagrammes de rayonnement expérimentaux de l'ensemble réseau + lentille

Les caractéristiques obtenues conviennent tout à fait aux résultats recherchés en étant conforme aux données du cahier des charges. On peut constater des diagrammes

expérimentaux (**figure IV.38**) très directifs (largeur à - 3 dB égale à 3° comme en théorie **tableau IV.7**) et présentant des niveaux de lobes secondaires très faibles (en dessous de ce qui était envisagé).

La raison de ces très bas niveaux de lobes secondaires est le fait que la lentille soit illuminée de manière un peu plus apodisée, ce qui amène à avoir des niveaux compris entre - 25 et - 30 dB sur la première moitié de bande. Sur la seconde, les apodisations de la source sont trop faibles (**figure IV.34**) et les diagrammes primaires sont très déformés, ce qui induit une remontée des lobes secondaires de la lentille (situés à - 15 dB à 43.5 GHz) et une dégradation globale de performances. Les niveaux de polarisation croisée sont quant à eux supérieurs à la théorie (**tableau IV.7**).

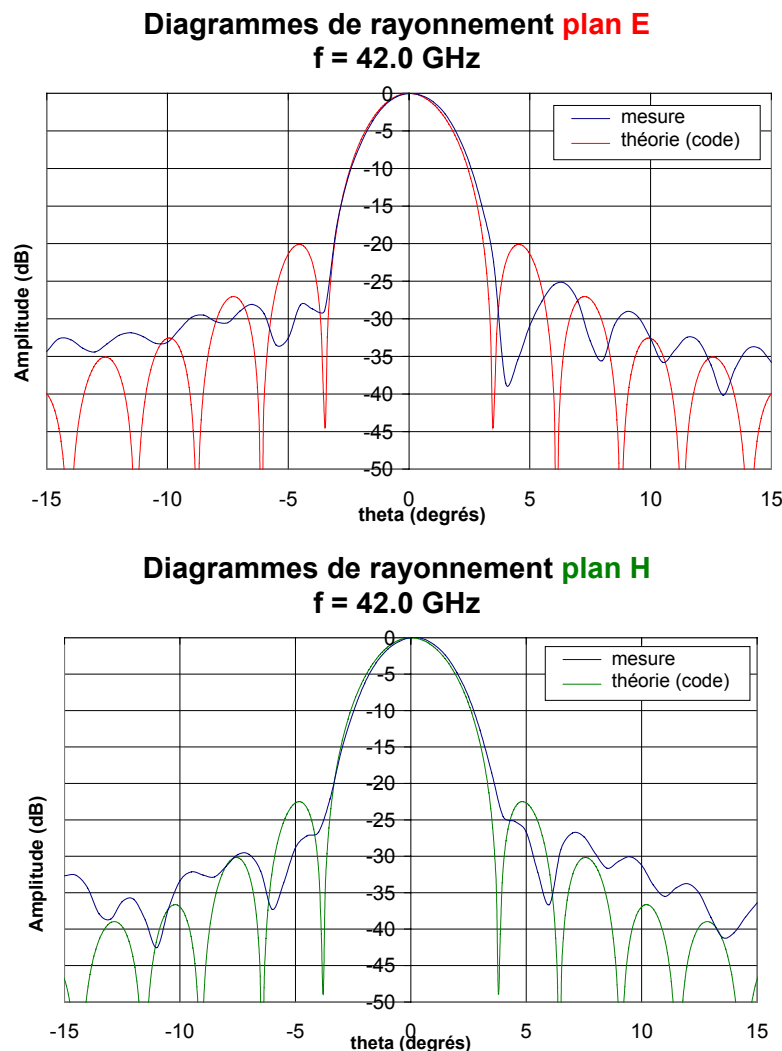


Figure IV.39 : Comparaison des diagrammes de rayonnement théoriques et expérimentaux

Les écarts rencontrés entre théorie et mesures (**figure IV.39**) peuvent se justifier par les incertitudes des mesures, les délicats réglages qui ne semblent pas optimaux (diagrammes

pas parfaitement symétriques) et les aspects non traités du code de calcul (diffractions par la structure et les différentes arêtes du support, réflexions multiples...).

- **Variations de la position du foyer**

Il a été ici regardé expérimentalement les variations de performances pour plusieurs positions rapprochées du BIP par rapport à son positionnement initial au foyer de la lentille. On rappelle que ces déplacements équivalent à faire varier la distance focale de la lentille, à décaler le centre de phase par rapport au foyer idéal et font apparaître des aberrations de phases [IV.7].

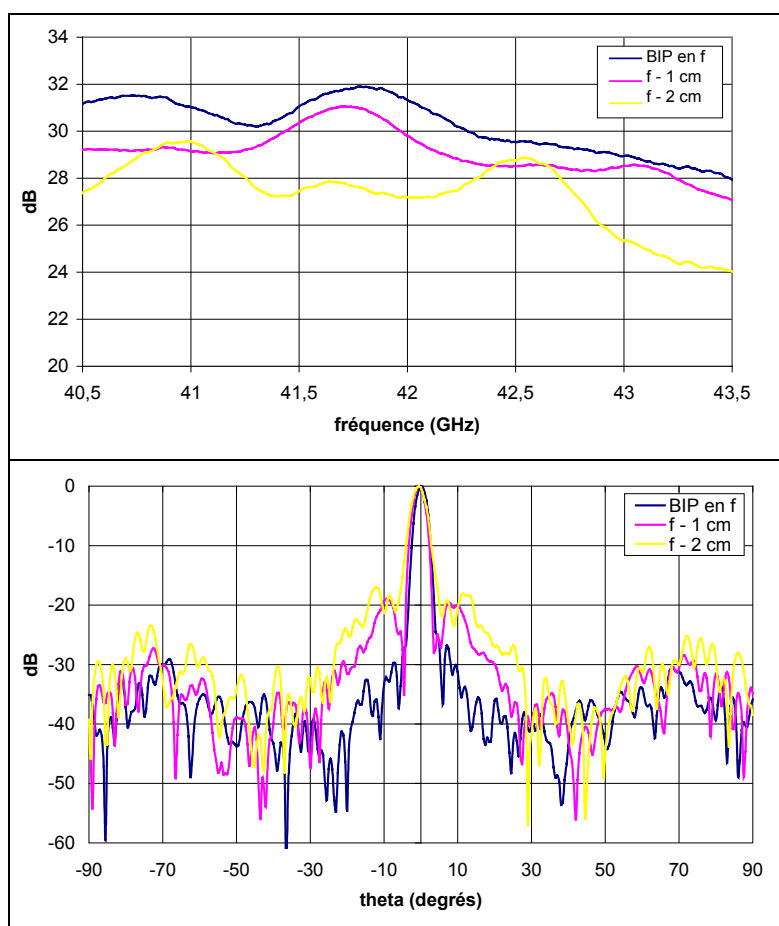


Figure IV.40 : *Variation des performances pour des distances focales réduites*

La **figure IV.40** montre les courbes de gains réalisés et les diagrammes de rayonnement mesurés à 42.0 GHz pour trois positions distinctes (source au foyer puis distance focale diminuée de 1 puis 2 cm). Des baisses de performance sont naturellement provoquées : d'importantes remontées de lobes secondaires apparaissent (de plus de 10 dB en

se rapprochant de 1 cm) et le gain chute de 1 à 2 dB pour $f - 1$ cm et de 1.5 à 4 dB pour $f - 2$ cm sur la bande 40.5 - 43.5 GHz. L'influence de ces décalages rappelle une nouvelle fois la très grande importance des réglages minutieux préalables à toute mesure.

IV.4 – Conclusion

Cette seconde association BIP + lentille donne donc de très **bons résultats sur une partie de la bande**, se rapprochant des performances du réseau excitant la lentille (comparaison **figure IV.41**). Sur la seconde moitié fréquentielle, les **dégradations attribuées au BIP et au S_{11}** de niveaux moyens et très inférieurs à la première solution font que les caractéristiques générales de la solution BIP + lentille sont en dessous de celles du réseau + lentille.

Ces deux solutions remplissent tout de même soit en totalité soit en grande partie le cahier des charges imposé que ce soit en terme de gain (**gains réalisés > 28 dB** et gains intrinsèques > 30 dB_i), de **largeurs de bande** (> 9.5 % dans les 2 cas) ou en terme de **diagrammes de rayonnement** (largeurs à - 3 dB $\leq 3.0^\circ$ et bas lobes secondaires).

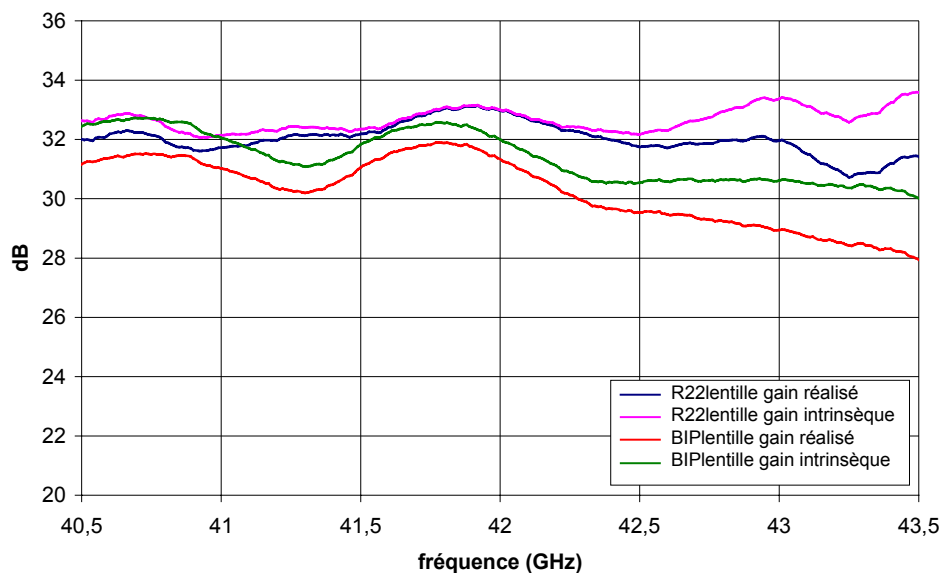


Figure IV.41 : Comparaison des gains mesurés des deux configurations

Il ne faut cependant pas oublier que la seconde solution envisagée intègre une antenne BIP nouvelle. Malgré cela, les résultats s'avèrent très concluants avec cette première réalisation et on peut penser qu'une fabrication plus précise du BIP aurait potentiellement pu

donner des valeurs identiques. Il paraît néanmoins logique qu'ils se trouvent de qualité un peu moindre comparés à ceux de la lentille excitée par un réseau en technologie circuit imprimée classique, parfaitement maîtrisée d'un point de vue théorie et réalisation.

La dernière partie de ce chapitre est consacrée à la conception d'une antenne en bipolarisation (double polarisation linéaire et orthogonale) devant constituer une caractéristique supplémentaire aux caractères fort gain et large bande déjà solutionnés.

IV.5 – Dimensionnement d'une antenne BIP en bipolarisation

Lorsque l'on cherche à générer une **double polarisation linéaire horizontale et verticale**, de nombreuses possibilités de formes d'antennes existent : on trouve des solutions originales en grande quantité mais généralement à des fréquences maximales de quelques Gigahertz [IV.18] [IV.19] [IV.20] [IV.21].

Ces solutions particulières n'étant pas transposables à nos fréquences d'étude dépassant les 40 GHz, des configurations plus classiques de réseaux monocouches ou multicouches paraissent davantage adaptées même si elles ont également été élaborées de 1 à 15 GHz maximum [IV.18] [IV.19] [IV.22] [IV.23] [IV.24] [IV.25] [IV.26] [IV.27] [IV.28] [IV.29]. Cependant, les connaissances sur les réseaux peuvent éventuellement permettre de transposer ces dispositifs vers le domaine millimétrique. Quelques rares études et réalisations ont toutefois été faites vers les 40 GHz [IV.22] [IV.30] : ce sont des antennes en circuit imprimé répondant à la fois aux critères de fort gain, de large bande et donc de double polarisation linéaire.

L'idée adoptée ici est plutôt de garder la lentille qui a montré d'excellents résultats et de concevoir une antenne primaire permettant de générer seule de la double polarisation linéaire qui sera ensuite placée en son foyer. Une solution réseau de quatre patches peut être une éventualité (**figure IV.42** et [IV.22] [IV.26] [IV.27]). Mais il a semblé plus intéressant et plus original de mettre au point une **antenne BIP tout diélectrique** réalisant cette particularité. Compte tenu des résultats précédents, cela semble surtout plus simple et doit permettre d'améliorer le rendement de la lentille avec une réalisation précise.



Figure IV.42 : Réseaux à double polarisation linéaires

Dans ce but, on repart de l'antenne BIP précédente (même facteur de qualité pour avoir un gain de 15 dB avec trois plaques de permittivités très proches) dont l'excitation de la cavité ne sera plus assurée par un patch mais un dispositif de type circuit imprimé répondant au critère de bipolarisation. Plusieurs possibilités ont attiré notre attention (**figure IV.42**) mais toute était trop encombrante pour être placée sous les plaques de 12.8 mm de côté (les modifications risqueraient par ailleurs de changer les répartitions énergétiques sur les plaques).

Il a donc fallu réfléchir à une solution circuit imprimé simple et la plus symétrique possible. Ceci a amené à s'en tenir à un seul patch alimenté par deux de ses côtés (**figure IV.43**). Les lignes d'alimentation reposent sur le substrat $\epsilon_r=2.50$ étendu au plan de masse. Elles permettront, en plus du type d'excitation habituelle, d'écarter le plus possible les deux alimentations dans le but de pouvoir loger les connecteurs (de taille 5.6 * 16 mm équivalente à la structure BIP elle-même) et d'essayer d'améliorer l'adaptation en jouant sur les largeurs des transformateurs quart d'ondes de ces lignes.

Il est à noter que les études menées ici sont principalement, faute de temps, des études de faisabilité de cette antenne et qu'un travail ultérieur plus approfondi pourrait sans aucun doute permettre d'aboutir à des performances meilleures en vue d'une réalisation. Cette dernière pourrait alors être suivie de l'intégration de cette nouvelle forme de BIP dans le dispositif comprenant la lentille.

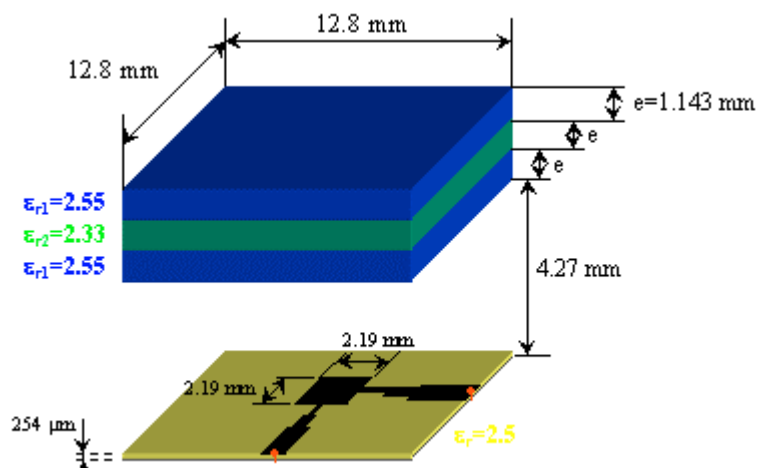


Figure IV.43 : Antenne BIP à bipolarisation

Pour autant, les travaux de simulation ont permis d'aboutir à des résultats corrects puisque l'on obtient :

- Des gains stables variant de 13.3 à 13.9 dB_i
- Des formes de diagrammes de rayonnements déformés et dissymétrisés (**figure IV.44**) par la présence de la ligne pour certaines valeurs angulaires induisant des apodisations allant de -10 à -19 dB_i/max à $\pm\theta_m$
- Des ouvertures à -3 dB comprises entre 27 et 33°

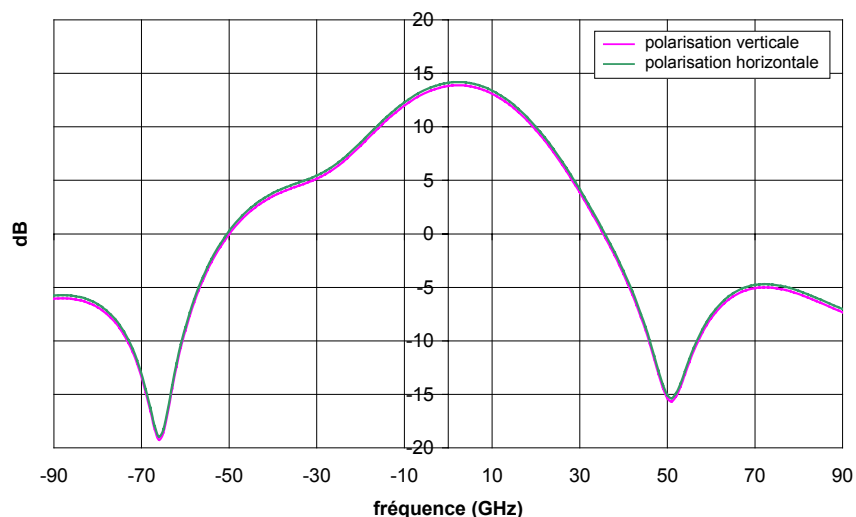


Figure IV.44 : Diagrammes de rayonnement en bipolarisation à 42.0 GHz

Ces caractéristiques théoriques primaires injectées dans le code utilisé à plusieurs reprises permettent d'aboutir à des gains intrinsèques du système complet avec lentille dépassant les 30 dB_i.

Pour réellement s'en assurer, des travaux théoriques complémentaires seraient nécessaires débouchant sur la réalisation d'une antenne BIP en double polarisation linéaire. Des mesures de cette dernière permettraient alors d'espérer valider la théorie et d'évaluer plus précisément les gains de l'ensemble à l'aide du code.

Les mesures finales de l'ensemble BIP + lentille donneraient alors la réponse finale aux caractéristiques simultanées de fort gain, large bande et bipolarisation recherchées.

V – CONCLUSION

Ainsi, une solution a été adaptée et une seconde apportée aux caractéristiques de grand gain et large bande passante demandées dans le cadre du projet européen. La **première proposée est l'association d'un réseau de 4 patches alimentant une lentille** à surface d'entrée sphérique et surface de sortie ellipsoïdale. Elle fonctionne très bien puisqu'elle délivre sur la bande de fonctionnement 40.5-43.5 GHz :

- une excellente adaptation (sur une partie de la bande)
- un gain réalisé supérieur à 31 dB (>32 dB sur la majorité de la bande)
- un gain intrinsèque supérieur à 32 dB_i
- des caractéristiques en rayonnement comportant des valeurs d'ouvertures, de niveaux de lobes secondaires et de polarisation croisée conformes à celles souhaitées

D'un point de vue technologique, les réalisations de ces deux antennes associées doivent être faites attentivement mais ont donné lieu par le passé à de nombreuses constructions et s'appuient sur des techniques de fabrication maîtrisées. Cependant, cela n'était pas si évident du fait que l'on travaille dans le domaine des fréquences millimétriques.

Ensuite, la **seconde solution** traitée a conduit à considérer une nouvelle forme d'aérien avec une **antenne à bande interdite photonique tout diélectrique moyen gain** dont la compréhension théorique et physique ainsi que la réalisation a donné lieu à des questionnements et des difficultés. Des réponses très positives et encourageantes ont été apportées par rapport à cette nouvelle forme d'antenne et l'ensemble BIP + lentille. Les **incertitudes liées à la fabrication** et les **causes de dégradations des performances** ont été **expliquées**. Malgré cela, les résultats obtenus sont extrêmement intéressants :

- une adaptation moyenne
- un gain réalisé supérieur à 28 dB (>30 dB sur la majorité de la bande)
- un gain intrinsèque supérieur à 30 dB_i (>31 dB sur la majorité de la bande)
- des caractéristiques en rayonnement comportant des valeurs d'ouvertures, de niveaux de lobes secondaires et de polarisation croisée conformes à celles recherchées

Il est possible qu'une réalisation plus fidèle à la théorie ait donnée de meilleurs résultats mais la grande sensibilité montrée de certains paramètres à la fréquence d'étude fait que ces résultats s'avèrent bons.

L'étape suivante sera une étude plus approfondie de l'antenne BIP en bipolarisation qui n'a pu être menée complètement, faute de temps. La réalisation qui pourrait suivre et son association avec la lentille pourraient alors conduire à répondre aux critères d'ensemble de fort gain, de large bande et de double polarisation linéaire.

Des travaux complémentaires visant à améliorer l'adaptation de l'antenne BIP présentée seraient également à mener.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse apportent **plusieurs solutions** d'antennes aux exigences de **fort gain** de plus en plus nécessaires dans le **domaine millimétrique** et plus précisément aux alentours des 40 GHz. Elles comportent de plus un aspect **large bande** lorsque les applications envisagées sont liées à des critères de haut débit de transmission d'informations.

Le mémoire débute par un **recensement des systèmes fort gain** en présentant les avantages et les inconvénients liés à chacun d'entre eux dans le domaine millimétrique. Ainsi, les paraboles, les réseaux d'antennes imprimés, les antennes lentilles et les antennes à bande interdite photonique ont été présentés et comparés.

Le second chapitre traite des **moyens théoriques et expérimentaux** utilisés pour mener à bien ces études. L'outil de modélisation ayant aidé à la conception des antennes présentées est en priorité le logiciel des différences finies développé dans notre équipe. Sont venus de manière complémentaire le compléter des logiciels plus spécifiques à chaque type d'antennes. Ce chapitre se termine par la description des moyens expérimentaux avec notamment le nouvelle base compacte de mesure d'antennes.

Le troisième chapitre présente des **solutions d'antennes relatives à l'interrogateur B.I.F.F.** à vocation militaire menées en collaboration avec THALES Communications. Il s'agit de la conception complète d'un **réseau** bande étroite d'antennes patches carrées alimentées en coin et agencés en réseaux linéaires série. De nombreuses précautions sur les distances inter-éléments ont été prises pour éviter les phénomènes de couplage et les possibles dégradations de l'écart entre voie somme et voie différence. Cette conception a de plus donné lieu au dimensionnement d'un circuit d'alimentation par l'intermédiaire d'un anneau hybride dont le design a été confirmé expérimentalement.

Ce chapitre apporte de plus une réponse satisfaisante à l'**étude de faisabilité** de l'antenne de cet interrogateur en version **antenne à bande interdite photonique planaire diélectrique**. L'aspect fort gain ainsi que des écarts entre voies corrects sont constatés.

Le quatrième chapitre amène des réponses d'**antennes** aux valeurs de **fort gain** et de **large bande** demandées dans le cadre du projet européen LOTTO. Il débute par l'adaptation à nos fréquences d'étude d'un système existant composé d'une antenne lentille associée à un réseau. Ce système répond très bien aux caractéristiques du cahier des charges avec notamment des gains réalisés supérieurs à 31 dB entre 40.5 et 43.5 GHz.

Une seconde solution plus novatrice consiste à placer une antenne BIP tout diélectrique moyen gain au foyer de cette lentille. La première conception en date de ce type d'antenne, qui plus est à 42 GHz a été réalisée et mesurée favorablement. Les perturbations rencontrées en fin de bande ont été interprétées par la présence de modes supérieurs dans la cavité modifiant les rayonnements et le gain de l'ensemble. Les résultats sont néanmoins très satisfaisants. Le chapitre se termine par une étude d'antenne BIP adaptée à la double polarisation linéaire qui devra être poussée plus loin.

Plusieurs **perspectives** peuvent être avancées à l'issue de ces études. La possible génération de la polarisation circulaire avec le réseau BIFF d'antennes patches serait une première amélioration. Ceci ne paraît a priori pas évident.

La seconde perspective concerne les antennes BIP fort gain. Elle est d'ordre technologique et se rapporte à la possibilité d'usiner des plaques de diélectriques suivant leur épaisseur, si possible de manière constante sur des dimensions importantes. La précision à tenir est réellement très délicate. Des études prometteuses sont en cours dans notre équipe.

La troisième est la possible amélioration du gain des systèmes conçus avec l'antenne lentille. Un respect strict théoriquement et expérimentalement des valeurs d'apodisation doit amener à obtenir le facteur de gain quasi-parfait et à gagner en gain. Des réglages très fins lors du positionnement de la source au foyer de la lentille peuvent aussi amener à des valeurs légèrement supérieures.

Pour l'antenne BIP 15 dB, une réalisation plus soignée doit conduire à de meilleurs résultats mais là encore une grande sensibilité de certains paramètres ressort. Ceci conduirait à un meilleur rendement de la lentille.

L'exigence liée à la bipolarisation pourrait être résolue en concevant un réseau de plusieurs patches ou en élaborant une antenne BIP y répondant, comme envisagé. Les critères de fort gain, large bande et double polarisation linéaire pourraient alors être obtenus en millimétrique par une solution complète.

Enfin, par rapport à la compacité souhaitée pour le système composé de la lentille et de l'antenne BIP source, concevoir une antenne lentille superstrat pleine avec cette source collée, fixée au plus près d'elle voire rentrée pourrait être une solution.

ANNEXES

ANNEXE 1**LES PRINCIPALES APPLICATIONS DANS LE
DOMAINE DES ONDES MILLIMETRIQUES**

<i>RADAR</i>	
<ul style="list-style-type: none"> - Radar militaire sécurisé - Radar sans interférence - Radar haute résolution - Imagerie radar - Cartographie terrestre - Suivi des masses nuageuses - Identification d'objets spatiaux - Astronomie lunaire - Identification de cibles - Radar météorologique - Détecteur de turbulences aériennes - Détection / classification de véhicules terrestres 	<ul style="list-style-type: none"> - Mesures de Surface Equivalente Radar (SER) - Contrôle de l'environnement - Télédétection / surveillance - Acquisition de cibles - Guidage de missiles - Navigation - Détection d'obstacles - Surveillance radar portuaire - Aides à l'atterrissage - Surveillance / régulation du trafic aérien - Guidage de faisceaux - Missiles à tête chercheuse (guidage terminal)
<i>COMMUNICATIONS</i>	
<ul style="list-style-type: none"> - Communications militaires sécurisées - Communications mobiles - Communications point à point très large bande - Communications sans interférence 	<ul style="list-style-type: none"> - Communications avec les engins spatiaux durant le phénomène de "black-out" - Communications / relais inter-satellites - Communications terre-espace
<i>RADIOMETRIE</i>	
<ul style="list-style-type: none"> - Surveillance de l'environnement - Radio-astronomie - Sextant radio - Détection de bateaux - Mesures radio à partir de stations spatiales 	<ul style="list-style-type: none"> - Détection de cibles terrestres - Détection de missiles - Guidage de missiles - Détecteur de turbulences aériennes
<i>INSTRUMENTATION</i>	
<ul style="list-style-type: none"> - Examen de plasma - Mesures de la traîne des réacteurs - Détecteur à distance de vibrations - Mesures de surface radar 	<ul style="list-style-type: none"> - Freinage automatique - Spectroscopie - Prévision de la convergence d'explosion

ANNEXE 2

LES MATERIAUX HYPERFREQUENCES ET LEUR CARACTERISATION

I – LES MATERIAUX HYPERFREQUENCES

Un grand nombre de substrats diélectriques est disponible pour les différentes applications dans le domaine des hyperfréquences. Les principales catégories de matériaux diélectriques utilisés sont :

- **Les matériaux ferromagnétiques**, comprenant les substrats ferrites et Yttrium - Iron Garnet (YIG). Ce sont des matériaux anisotropes, à forte permittivité relative (de 9 à 16), à perméabilité tensorielle et à faibles pertes diélectriques. Ils sont utilisés pour la conception de nombreux dispositifs hyperfréquences : isolateurs, circulateurs, antennes imprimées à polarisation circulaire...

- **Les matériaux céramiques**, comme le saphir, l'oxyde de Beryllium (BeO), le Rubile (TiO₂), l'Alumine (Al₂O₃), ce dernier étant le plus utilisé pour la réalisation de circuits microrubans. Il dispose entre autre d'un très bon état de surface, d'une bonne rigidité et de faibles pertes diélectriques ($< 10^{-3}$) mais c'est un matériau cassant. Ces matériaux ont une forte permittivité diélectrique relative ($\epsilon_r = 9$ pour Al₂O₃).

- **Les matériaux semi-conducteurs**, tels que le Silicium (Si) et l'Arseniure de Gallium (GaAs), ce dernier utilisé pour la fabrication de circuits M.M.I.C..

- **Les matériaux synthétiques**, de faible permittivité relative (2 à 3) et pertes diélectriques, rigides. Leurs propriétés mécaniques sont pourtant limitatives (distorsion mécanique, oxydation, faible tenue en température). Parmi eux, on trouve le polyéthylène, le polyester, le polytétrafluorethylène (PTFE ou Verre Téflon), le polyméthilméthacrylate (PPMA ou plexiglass). Ses avantages et son coût modéré font que le Téflon (TLX et TLY) est beaucoup utilisé.

- **Les matériaux composites** obtenus à partir des matériaux synthétiques auxquels ont été ajoutés de la poudre de céramique (cas de l'ARLON 340, du RT-DUROÏD 6006) ou de la fibre de verre (cas du RT-DUROÏD 5870, du TLC) améliorant leur stabilité mécanique et permettant d'avoir une permittivité relative plus élevée (> 3).

Récemment, de nouveaux substrats sont apparus, présentant de meilleures caractéristiques :

- **Les matériaux TMM** (Thermoset Microwave Material), constitués de résines chargées de différents composants céramiques. Ils ont une bonne tenue en température et de faibles pertes ($\tan \delta < 0,0018$). Différents substrats offrent des permittivités relatives allant de 3,27 à 9,8 (TMM-3...TMM-10i). Etant rigides et peu cassants ils peuvent remplacer l'alumine. Il en est de même pour le **RF-35** ($\epsilon_r = 3,5$, $\tan \delta = 0,0025$) et le **CER-10** ($\epsilon_r = 10$, $\tan \delta = 0,0035$) présentant de faibles taux d'absorption d'humidité.

- **Les matériaux RO3000** (ajout de poudre céramique au Téflon), de permittivité relative stable en température et en fréquence. Ils peuvent être utilisés pour des applications au-delà de 30 GHz.

- **Les matériaux RO4000** (ajout de poudre de céramique à des trames de verre) ont des propriétés électriques stables en température et sur une large bande de fréquences, et de faibles coûts de fabrication (sur la même base que le verre époxy).

- **Les verres Téflon METCLAD** ont une surface cuivrée finement laminée : ils conservent donc les avantages du verre Téflon. Des épaisseurs de métallisation variables, de 5 à 105 μm , sont disponibles. Ils bénéficient d'une amélioration de l'état de surface, ce qui a l'avantage de réduire le phénomène de sous gravure qui apparaît lors de la réalisation de circuits imprimés et qui peut être pénalisant aux fréquences millimétriques (car les lignes microrubans ont une très faible largeur). La permittivité de ces matériaux varie de 2,17 à 3,2, les pertes diélectriques de 0,0013 à 0,0025 (MY1, MY2...MX1, MX2...). Grâce à ces avantages, le MY2 tend de nos jours à remplacer le RT-DUROÏD 5880.

- **Les mousses fabriquées par ROHACELL**. Ce sont des mousses synthétiques dont la valeur de leur constante diélectrique est très proche de celle de l'air ($\epsilon_r = 1.07$). Dans le cas des antennes BIP, ces mousses peuvent être utilisées comme substituant au matériau "air"

pour rigidifier la structure. Il faut alors ajuster les épaisseurs de mousse et donc les usiner, ce qui n'est pas très facile car les mousses ne sont pas parfaitement rigides.

II – LA CARACTERISATION DES MATERIAUX

Les méthodes de caractérisation des propriétés électromagnétiques des matériaux [A2.1] peuvent être classées selon la technique de mesure : les **méthodes résonantes** (mesures en cavité, résonateur diélectrique, résonateur ouvert, lignes ou guides résonants) et les **méthodes basées sur la mesure en réflexion / transmission** d'une onde sur l'échantillon (mesures en lignes coaxiales, en guide, en lignes planaires, en espace libre avec systèmes focalisés ou non).

La méthode des lignes de transmission et la méthode de l'anneau résonnant peuvent être appliquées pour caractériser des substrats utilisés lors de la conception de réseaux d'antennes imprimées [A2.2] : la connaissance précise de ϵ_r détermine la valeur de l'impédance caractéristique des lignes (et donc permet de pondérer et adapter d'autant mieux les réseaux) et la connaissance de $\tan \delta$ quantifie l'atténuation du signal dans le circuit de distribution et les pertes qui en résultent. La dernière méthode présentée est relative à la caractérisation de matériaux choisis lors de la conception d'antennes BIP.

• Méthode des lignes de transmission :

On mesure en réflexion et en transmission des lignes de longueur grande et de largeur faible par rapport à la longueur d'onde ($L \gg \lambda$ et $W \ll \lambda$). La détermination de ϵ_r se fait à l'aide de la courbe fréquentielle du coefficient de réflexion (aux minima du S_{11} on associe les fréquences de résonance à partir desquelles on déduit la permittivité effective) et la mesure en transmission permet de quantifier les pertes [A2.2].

• Méthode de l'anneau résonnant :

Un anneau imprimé sur le substrat à étudier est couplé à deux tronçons de lignes par des gaps de dimensions adéquates assurant le transfert de l'énergie des lignes vers l'anneau

(**Figure A2.1**). On cherche à mesurer le coefficient de transmission S_{12} et à relever les valeurs des fréquences de résonance (intervenant lorsque le périmètre de l'anneau est un nombre entier de longueurs d'ondes) pour en déduire la permittivité effective [A2.2].

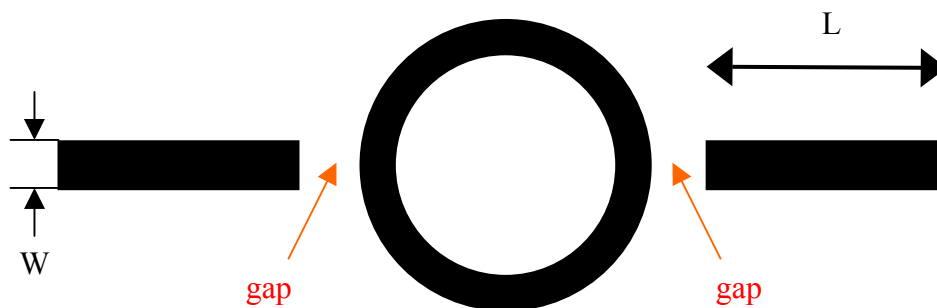


Figure A2.1 : Anneau résonnant

- **Banc focalisé en espace libre :**

Des plaques de matériaux destinés à la conception d'antennes BIP (chapitre IV) sont positionnées entre deux antennes cornets pour mesurer le coefficient de transmission (**Figure A2.2**). Des lentilles placées à la sortie des antennes peuvent être ajoutées pour assurer la focalisation de l'onde au niveau de l'échantillon à tester. C'est ce qui a été fait sur ce type de montage actuellement à l'étude dans notre équipe. La comparaison entre les simulations et les mesures effectuées sur ce banc permet de déterminer la permittivité.

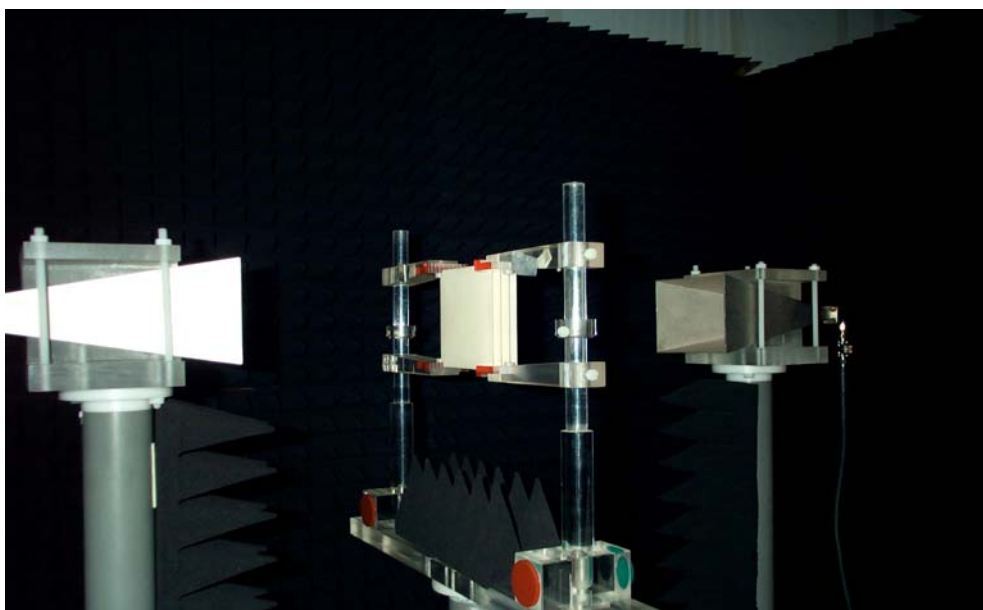


Figure A2.2 : Banc de caractérisation de matériaux B.I.P aux fréquences millimétriques

ANNEXE 3

LES ANTENNES IMPRIMEES

I – INTRODUCTION

Les antennes imprimées peuvent être classées en trois catégories [A3.1] [A3.2] [A3.3] principalement liées à leur mécanisme de fonctionnement :

□ **Les antennes à ondes progressives** : l'élément rayonnant est un ruban conducteur sur lequel la répartition du courant est due à la propagation d'une onde électromagnétique le long de la structure. De l'ordre de quelques longueurs d'onde, l'extrémité est fermée sur une charge adaptée (**Figure A3.1**) évitant tout phénomène d'ondes stationnaires en supprimant quasiment les réflexions à l'extrémité de l'antenne. Ces antennes fonctionnent dans des bandes passantes plus larges que celles des antennes résonantes. Par contre, leur lobe de rayonnement varie en fonction de la fréquence.

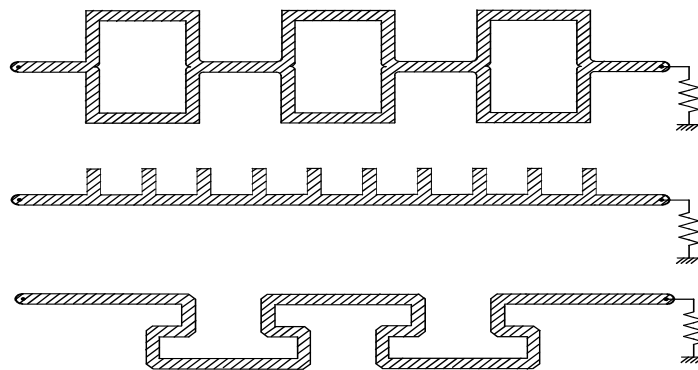


Figure A3.1 : *Antennes à ondes progressives*

□ Les fentes rayonnantes (**antennes résonantes**) dont l'ouverture généralement rectangulaire ou circulaire est pratiquée dans un plan conducteur et alimenté par une ligne microruban (**Figure A3.2**).

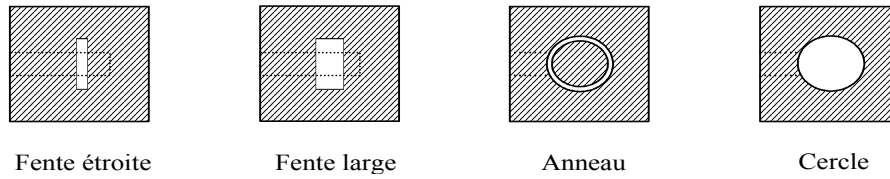


Figure A3.2 : Antennes à fentes

□ Les antennes plaques résonantes, retenues pour nos études.

II – DESCRIPTION DES ANTENNES PLAQUES

Dans sa structure de base, une antenne plaque est constituée d'un fin conducteur métallique (habituellement de 17,5 à 35 μm d'épaisseur en hyperfréquence et 9 μm en millimétrique) de forme arbitraire, appelé élément rayonnant, déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse.

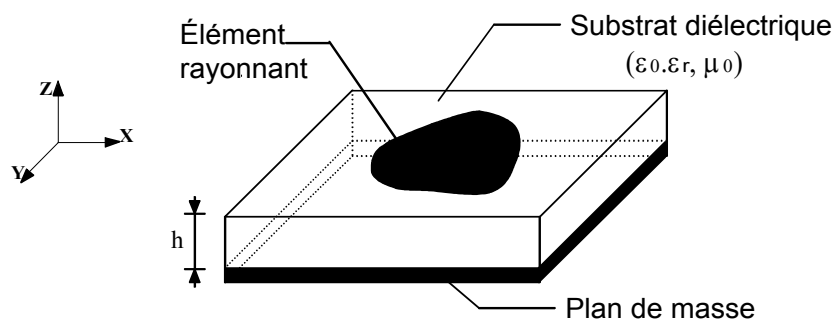


Figure A3.3 : Présentation d'une antenne plaque

Dans la pratique, les formes des éléments rayonnants les plus souvent utilisées, de dimensions réduites (de l'ordre de $\lambda/2$ à λ), sont le carré, le rectangle, le disque et l'anneau. Des géométries plus élaborées sont toutefois employées pour répondre à des contraintes spécifiques sur l'antenne.

Le substrat diélectrique de faible épaisseur ($h \ll \lambda$) sert de support à l'antenne, mais surtout influe directement sur ses performances. On préférera des matériaux de faible permittivité ($\epsilon_r < 3$), évitant ainsi le confinement des champs à l'intérieur de la cavité, et de faibles pertes diélectriques ($\tan \delta \leq 2 \cdot 10^{-3}$) favorisant un meilleur rendement de l'aérien. De

plus, du fait des agressions atmosphériques, les antennes plaques comportent souvent "radôme".

III – PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES ANTENNES PLAQUES

La compréhension physique du fonctionnement des antennes plaques passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux "murs électriques" horizontaux, qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par deux "murs magnétiques" transversaux à pertes (**figure A3.4**).

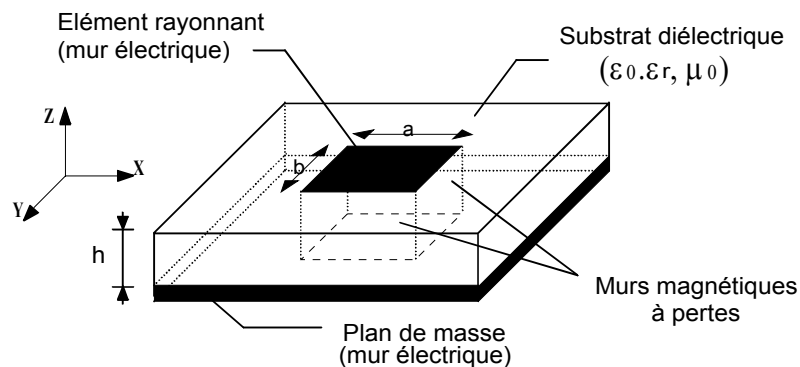


Figure A3.4 : *Modèle de la cavité à fuite*

Cette cavité diélectrique emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées "fréquences de résonance", auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{mnp} (selon la direction z) avec $p = 0$, pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement.

Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance f_{mn} et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimension (a,b) [A3.3] :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \sqrt{\left(\frac{m}{a_{\text{eff}}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{\text{eff}}}\right)^2} \quad (\text{A3.1})$$

$$\text{où } \epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\alpha(u)\beta(\epsilon_r)} \quad (\text{A3.2})$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49} \left[\ln \frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18,1} \right)^3 \right] \quad (\text{A3.3})$$

$$\beta(\epsilon_r) = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0,053} \quad (\text{A3.4})$$

$$u = \frac{w}{h} \quad (\text{avec } w = a \text{ ou } b) \quad (\text{A3.5})$$

$$a_{\text{eff}} = a + \frac{h}{2} \quad (\text{A3.6})$$

$$b_{\text{eff}} = b + \frac{h}{2} \quad (\text{A3.7})$$

Les pertes dans les parois transversales traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Le phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des bords de l'élément rayonnant.

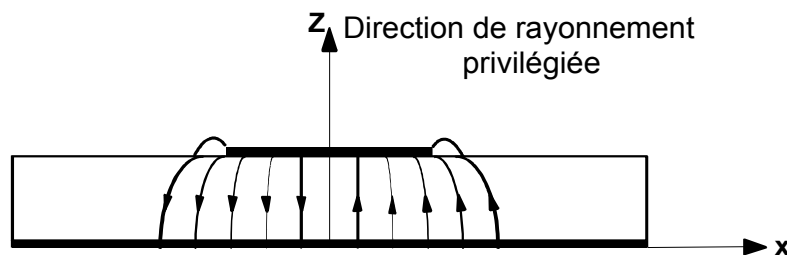


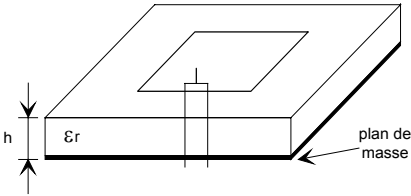
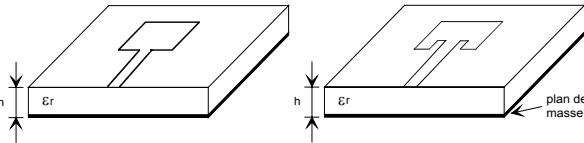
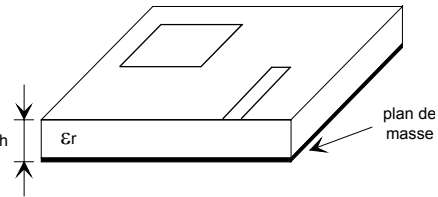
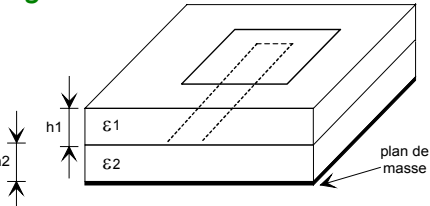
Figure A3.5 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale).

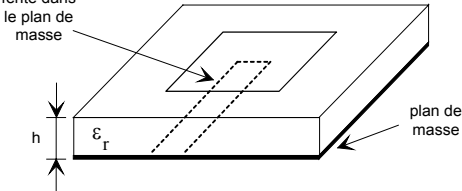
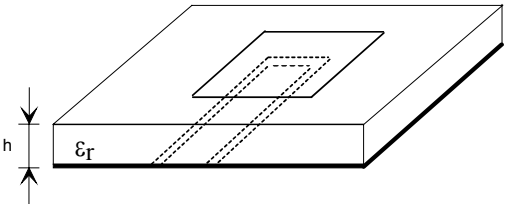
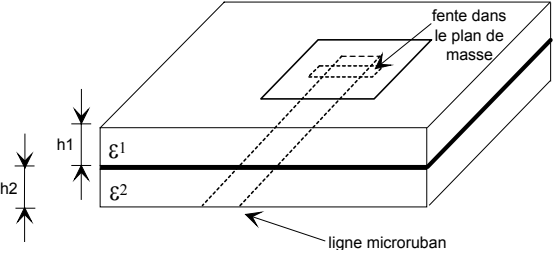
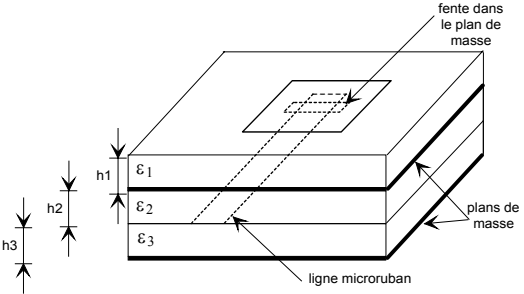
Ainsi, le fonctionnement des antennes imprimées plaques et certaines de leurs caractéristiques comme le gain, l'efficacité, la bande passante, peuvent être expliquées simplement par le modèle de la cavité à fuite. Toutefois une telle approche ne permet pas de prendre en compte l'influence des ondes de surface et du circuit d'alimentation sur le comportement de l'antenne.

IV – ALIMENTATION DES ANTENNES PLAQUES

Les différentes méthodes d'alimentation des antennes plaques peuvent être regroupées en deux grandes catégories [A3.4] : les **alimentations par contact** (par sonde ou ligne

microruban) et les **alimentations par proximité** (couplage électromagnétique par ligne ou fente). La technique utilisée peut modifier de façon importante le fonctionnement de l'antenne : les avantages et les inconvénients des principales méthodes de base rencontrées dans la littérature sont présentés.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
<p style="text-align: center;"><u>Alimentation par contact</u></p> <p style="text-align: center;"><i>Sonde coaxiale</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - pas de pertes par rayonnement de ligne - sélection possible d'un mode privilégié - obtention de l'impédance d'entrée par positionnement de la sonde - prédiction aisée de l'impédance d'entrée pour des substrats faible hauteur - technique de perçage simple jusqu'à 10 GHz 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la sonde de type monopolaire - partie selfique ramenée par l'âme du connecteur à prendre en compte - technique de perçage et de soudure plus délicate en millimétrique - rapidement cher et compliqué industriellement pour exciter chaque élément d'un réseau à forte directivité
<p style="text-align: center;"><i>Ligne microruban</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation - adaptation de l'aérien possible par contact pénétrant. 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite de la discontinuité ligne - aérien - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure
<p style="text-align: center;"><u>Alimentations par proximité</u></p> <p style="text-align: center;"><i>Ligne microruban en circuit ouvert</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique le plus simple par gravure sur la même face de l'antenne et du circuit d'alimentation 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement parasite possible du circuit de distribution en millimétrique - structure figée après gravure - paramétrage du positionnement relatif de la ligne nécessaire pour adapter l'antenne
<p style="text-align: center;"><i>Ligne microruban en sandwich</i></p> 	<ul style="list-style-type: none"> - dessin du circuit d'alimentation modifiable par rapport aux aériens - bande passante plus large par augmentation de la hauteur ($h1 + h2 > h1$) 	<ul style="list-style-type: none"> - deux couches de substrat requises - difficulté pour l'intégration de dispositifs actifs et pour la dissipation de chaleur

<p style="text-align: center;">Ligne à fente</p>  <p>fente dans le plan de masse h ϵ_r plan de masse</p>	<ul style="list-style-type: none"> - procédé technologique simple - facilités pour intégrer des dispositifs actifs et dissiper la chaleur résultante 	<ul style="list-style-type: none"> - rayonnement arrière parasite possible de la fente - transition fente - ligne de transmission
<p style="text-align: center;">Guide d'onde coplanaire</p>  <p>h ϵ_r</p>	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - faible rayonnement arrière - transitions simples pour l'intégration de dispositifs actifs et de circuits MMIC 	<ul style="list-style-type: none"> - génération de modes de propagation parasites sur les guides d'onde coplanaires après une discontinuité (coude ou tés) nécessitant des ponts à air en millimétrique
<p style="text-align: center;">Couplage par fente</p>  <p>fente dans le plan de masse h1 ϵ_1 h2 ϵ_2 ligne microruban</p>	<ul style="list-style-type: none"> - réalisations du circuit de distribution et de l'aérien indépendantes - séparation électromagnétique des deux couches - possibilité d'élargir la bande en associant la résonance de l'élément rayonnant à celle de la fente 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie plus coûteuse et complexe (positionnement des 2 couches, 4 faces de métallisation) - intégration sur un support mécanique nécessitant des précautions - rayonnement arrière parasite de la fente lorsque celle-ci résonne au voisinage de l'élément
<p style="text-align: center;">Couplage par fente d'une ligne encastrée</p>  <p>fente dans le plan de masse h1 ϵ_1 h2 ϵ_2 h3 ϵ_3 plans de masse ligne microruban</p>	<ul style="list-style-type: none"> - mêmes avantages que cas précédent - rayonnement arrière nul 	<ul style="list-style-type: none"> - technologie très coûteuse - apparition possible de modes parasites microrubans de propagation entre le ruban conducteur et le plan de masse de la fente

ANNEXE 4

LE LOGICIEL DES DIFFERENCES FINIES DANS LE DOMAINE TEMPOREL

Le volume de calcul utilisé par la méthode des différences finies comprend le maillage de l'obstacle diffractant étudié mais également celui de l'espace qui l'entoure. La discrétisation de l'espace libre est délicate et le volume de calcul doit être fini. Des couches absorbantes dites P.M.L. (Perfectly Matched Layers développées par BERENGER [A4.1]), permettent de créer un milieu non physique, dont le coefficient de réflexion est indépendant de l'angle d'incidence de l'onde à absorber. Les caractéristiques des couches P.M.L. sont calculées en fonction de la précision voulue (fixant l'épaisseur des couches), du coefficient de réflexion sous incidence normale, de la position des couches P.M.L. par rapport à la zone neutre (comprenant les éléments métalliques) et d'une surface fictive nécessaire au calcul du diagramme de rayonnement. Le milieu à pertes ainsi créé à la périphérie du domaine de calcul a la propriété d'absorber les champs électromagnétiques, et minimise l'effet des réflexions parasites sur les frontières du maillage.

I – TECHNIQUES DE MODELISATION

Chaque élément est divisé en cellules parallélépipédiques. Ainsi, l'objet de plus petite dimension fixe la taille du maillage. Dans le cas des réseaux d'antennes, la disparité des éléments (notamment entre les lignes et le patch ou lors d'une excitation à fente) fait que les volumes de calcul croissent très rapidement.

Les **surfaces métalliques** sont obtenues en annulant les composantes tangentielles du champ électrique (condition de court circuit parfait), la conductivité de ces plaques étant considérée comme infinie. Cette annulation sur les contours de la plaque métallique soulève une ambiguïté quant à ses limites exactes. Une étude paramétrique [A4.2] a montré qu'une plaque de longueur L modélisée par n cellules élémentaires de dimension Δ sera égale à $L = (n+0.75)\Delta$. La difficulté associée à ce maillage non adaptatif est la représentation des dimensions réelles de chaque élément.

Les **interfaces diélectriques** séparant deux milieux linéaires, homogènes et isotropes posent problème lors de la discrétisation des équations de Maxwell. Mais on montre aisément que les composantes tangentielles du champ \vec{E} à l'interface du diélectrique sont considérées dans un milieu équivalent de permittivité relative correspondant à la moyenne des permittivités relatives des matériaux situés à l'interface.

II – CHOIX DE L'EXCITATION

Pour les configurations d'antennes étudiées dans ce mémoire, l'excitation est à chaque fois effectuée au niveau d'un patch (présence de patch également en tant que source primaire de l'antenne lentille et de l'antenne à bande interdite photonique).

Un **patch** peut être **alimenté** directement **par sonde coaxiale**, ou **par l'intermédiaire d'une ligne microruban**. Cette sonde, généralement de très petite taille devant l'antenne ou la ligne, imposerait une augmentation considérable du volume de calcul si elle devait être maillée. Aussi, la méthode des fils minces basée sur le principe de Holland a été implantée dans le logiciel. Ce concept repose sur la détermination, en plus des composantes électromagnétiques, des deux grandeurs supplémentaires que sont le courant I et la charge linéique Q induits sur le fil, obtenus à partir des équations de Maxwell en rotationnel exprimées dans un repère en coordonnées polaires [A4.3] [A4.4].

Un deuxième type d'excitation, particulièrement utilisée pour caractériser des lignes microrubans, consiste à imposer un **champ électrique vertical** uniforme sur toute la largeur de la ligne (**figure A4.1**) [A4.5].

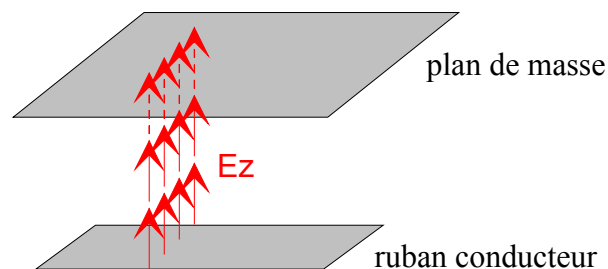


Figure A4.1 : *Excitation de la ligne microruban*

Quelques précautions sont nécessaires afin d'obtenir une bonne propagation sur la structure de transmission : une discrétisation suffisamment fine suivant la direction transversale ($\Delta < \lambda_{gmin}/40$) et une distance environ égale à $\lambda_{gmin}/2$ entre le plan d'excitation et le premier plan d'observation.

III – CARACTERISATION DE L'ÉLÉMENT ÉTUDIÉ

Pour une antenne imprimée alimentée par sonde coaxiale (ce qui est le cas pour les antennes modélisées dans les chapitres III et IV : l'antenne BIP dont la cavité est excitée par un patch, l'antenne lentille dont la source primaire est soit un réseau alimenté en son centre soit une antenne BIP et le réseau BIFF pour lequel on aura le choix du type d'alimentation), la **détermination des caractéristiques fréquentielles de l'antenne est obtenue à partir des courant et tension d'excitation [A4.6] [A4.7].**

L'impédance d'entrée $Z_e(f)$, dont le plan de référence est choisi au niveau du plan de masse, est obtenue par :

$$Z_e(f) = \frac{TF[eg(t)]}{TF[ie(t)]} - Z_g \quad (A4.1)$$

où Z_g est l'impédance du générateur, $eg(t)$ la tension temporelle d'excitation imposée (généralement de forme gaussienne ou de sinusoïde modulée) et $ie(t)$ le courant temporel relevé sur le fil. Le grand avantage de cette méthode temporelle est qu'elle permet, par simple transformée de FOURIER, d'obtenir les caractéristiques désirées sur un large spectre de fréquences.

Le coefficient de réflexion s s'exprime par :

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0} \quad (A4.2)$$

où Z_0 est l'impédance de normalisation égale à 50Ω .

Lors d'une excitation par un champ électrique vertical (très utilisée pour les études de lignes et d'antennes réseaux de patches), la détermination des paramètres est un peu plus

longue car elle demande deux cas de calcul. Cependant cette méthode est très souvent employée, notamment pour les caractérisations de ligne. Le coefficient de réflexion de l'antenne, excitée au travers d'une ligne microruban de longueur infinie, peut être déterminé en utilisant le principe de superposition des courants (ou des tensions).

La connaissance du courant incident sur la structure à étudier et du courant réfléchi par celle-ci est nécessaire (**figure A4.2**) :

- le courant calculé dans le plan d'entrée, $I_{\text{entrée}}(t)$, représente la superposition, dans le domaine temporel, de l'onde incidente et de l'onde réfléchie
- le courant incident, $I_{\text{incident}}(t)$, est obtenu sur une ligne de propagation identique à celle présentée en entrée de la structure, supposée infinie, dans les mêmes conditions d'excitation et de discrétisation que $I_{\text{entrée}}(t)$, et dans le même plan de calcul
- le courant réfléchi correspond alors à la soustraction de ces deux quantités :

$$I_{\text{réfléchi}}(t) = I_{\text{entrée}}(t) - I_{\text{incident}}(t) \quad (\text{A4.3})$$

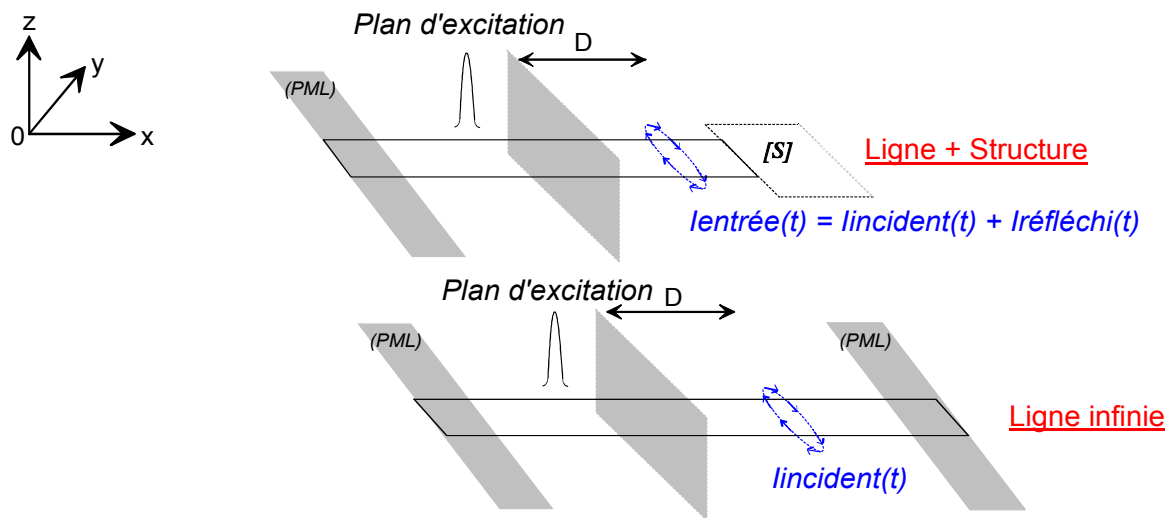


Figure A4.2 : Calculs des courants $I_{\text{entrée}}(t)$ et $I_{\text{incident}}(t)$

Le coefficient de réflexion s'exprime comme le rapport des transformés de Fourier du signal réfléchi sur le signal incident :

$$S_{11}(f) = \left[\frac{-\text{TF}[I_{\text{réfléchi}}(t)]}{\text{TF}[I_{\text{incident}}(t)]} \right] \tag{A4.4}$$

Le coefficient de transmission s'exprime par le rapport des transformés de Fourier du signal transmis par la structure à étudier sur le signal incident :

$$S_{21}(f) = \left[\frac{\text{TF}[I_{\text{transmis}}(t)]}{\text{TF}[I_{\text{incident}}(t)]} \right] \tag{A4.5}$$

et $|S_{ij}(f)|_{dB} = 20 \log |S_{ij}(f)|$ (A4.6)

Du coefficient de réflexion on en déduit l'impédance d'entrée de la structure :

$$Z_e(f) = Z_c(f) \left[\frac{S_{11}(f) + 1}{S_{11}(f) - 1} \right] \tag{A4.7}$$

avec $Z_c(f)$: impédance caractéristique de la ligne microruban.

En ce qui concerne la **détermination des caractéristiques en rayonnement**, une méthode harmonique a été introduite dans le logiciel des différences finies pour calculer les champs lointains en fréquentiel. Cette méthode repose sur le principe d'Huygens et permet de calculer ces champs à partir des sources électromagnétiques équivalentes [A4.8] [A4.9] (courants électriques $\vec{J} = \vec{n} \wedge \vec{H}$ et courants magnétiques $\vec{M} = -\vec{n} \wedge \vec{E}$) disposées sur une surface fermée fictive (**figure A4.3**) qui entoure toutes les sources de rayonnement. Les champs à distance sont alors déduits par les intégrales de rayonnement.

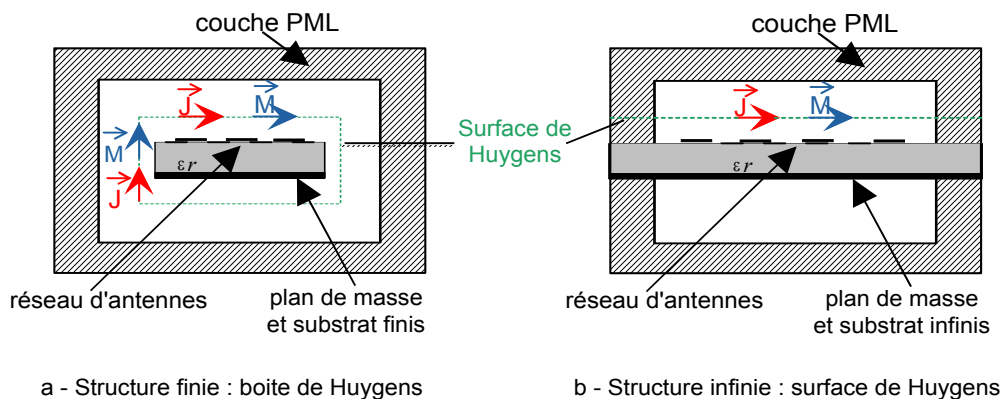


Figure A4.3 : Surface de Huygens

ANNEXE 5

LES LIGNES MICRORUBANS

Dans le cas d'applications fort gain, l'alimentation des différents éléments s'effectue le plus souvent par l'intermédiaire de ligne de transmission types microruban. Plus la fréquence augmente, plus l'étude de la ligne doit être minutieuse, puisqu'elle contribue à un rayonnement parasite souvent dû à sa géométrie.

I – PARAMETRES DES LIGNES MICRORUBANS

Les expressions données ci-dessous sont valables pour des lignes droites, uniformes et infiniment longues (**figure A5.1**). Les grandeurs d'impédance caractéristiques et de permittivité dans lesquelles n'apparaissent pas explicitement la fréquence f sont valables en régime statique.

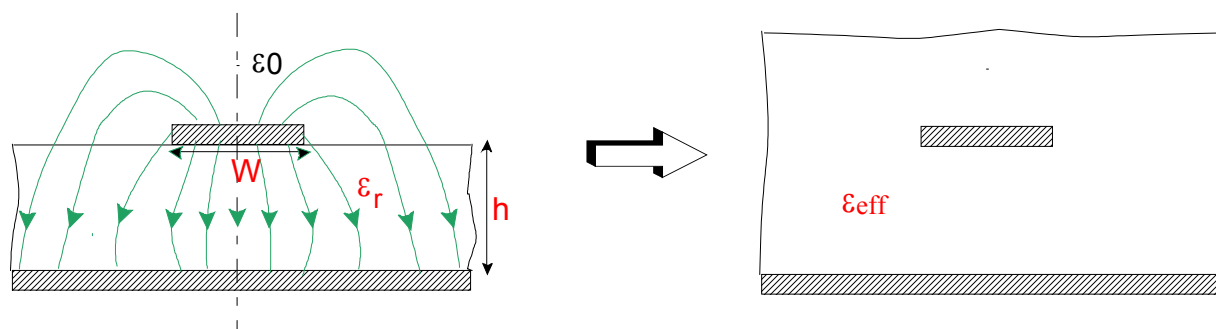


Figure A5.1: Lignes de champs et principe d'équivalence

La présence de l'interface air-diélectrique ne permet pas la propagation d'un mode purement transversal. La distribution du champ est cependant proche de celle du mode TEM.

Ainsi, pour simplifier l'analyse, une ligne microruban peut être remplacée par une ligne homogène équivalente (**figure A5.1**) entourée d'un milieu diélectrique de permittivité effective ϵ_{eff} établie à partir des paramètres la caractérisant, soit :

- la largeur du ruban W

- la hauteur du substrat h
- la constante diélectrique du substrat ϵ_r .

Les formules théoriques permettant de déterminer la permittivité effective sont maintenant données.

I.1 – Formule de GARDIOL [A5.1]

La permittivité effective s'écrit :

$$\epsilon_{\text{eff}0} = \frac{(\epsilon_r + 1)}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{Q}\right)^{-\alpha \cdot \gamma} \quad (\text{A5.1})$$

avec :

$$\alpha = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \left[\frac{Q^4 + \left(\frac{Q}{52}\right)^2}{Q^4 + 0,432} \right] + \frac{1}{18,7} \cdot \ln \left[1 + \left(\frac{Q}{18,1}\right)^3 \right] \quad (\text{A5.2})$$

$$\gamma = [(\epsilon_r - 0,9) / (\epsilon_r + 3)]^{0,053} \quad (\text{A5.3})$$

$$Q = \frac{W}{h} \quad (\text{A5.4})$$

L'impédance caractéristique est donnée en fonction de $\epsilon_{\text{eff}0}$, selon :

$$Z_{c0} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}0}}} \cdot \ln \left[\frac{A}{Q} + \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2Q}\right)^2} \right] \quad (\text{A5.5})$$

$$\text{avec : } A = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp\left[-(30,666 / Q)^{0,7528}\right] \quad (\text{A5.6})$$

$$Z_0 = 120 \pi \Omega \quad (\text{A5.7})$$

l'erreur relative est de l'ordre de 1% pour $0,01 \leq Q \leq 100$ et $1 \leq \epsilon_r \leq 128$.

I.2 – Formule de GUPTA [A5.2]

L'expression de la permittivité effective est :

$$\epsilon_{\text{eff}0} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{Q}\right)^{-1/2} \quad (\text{A5.8})$$

avec :

$$Q = \frac{W}{h} \quad (\text{A5.9})$$

L'impédance caractéristique dépend ensuite de la valeur de Q :

$$Z_{c0} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{\text{eff}0}}} \cdot \ln\left(\frac{8}{Q} + 0,25Q\right) \quad \text{pour } Q \leq 1 \quad (\text{A5.10})$$

ou :

$$Z_{c0} = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}0}}} \cdot [Q + 1,393 + 0,667 \cdot \ln(Q + 1,444)]^{-1} \quad \text{pour } Q \geq 1 \quad (\text{A5.11})$$

L'erreur relative est inférieure à 2 %.

L'impédance caractéristique de la ligne est, aussi, calculée en fonction de ϵ_{eff} . Cette grandeur traduit le rapport tension - courant d'une onde se propageant sur une ligne infinie.

I.3 – Effet de la dispersion

$$Z_{c0}(f) = Z_{c0} - \frac{Z_{c0r} - Z_{c0}}{1 + G(f / fp)^2} \quad (\text{A5.12})$$

$$\epsilon_{\text{eff}}(f) = \epsilon_{\text{eff}0} - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{\text{eff}0}}{1 + G(f / fp)^2} \quad (\text{A5.13})$$

$$\text{avec} \quad G = \left[\frac{Zc_0 - 5}{60} \right]^2 + 0,004 Zc_0 \quad (\text{A5.14})$$

$$f_p \text{ (GHz)} = Zc_0 / (2\pi \cdot 10^{-7} \cdot h) \quad (\text{A5.15})$$

$$\text{et} \quad Zc_{0r} = 2 \cdot Zc_0 \text{ (W, 2h)} \quad (\text{A5.16})$$

II – AFFAIBLISSEMENT D'UNE LIGNE MICRORUBAN

Il y a **trois principaux types de pertes dans les lignes microrubans** : dans les conducteurs, dans les diélectriques et par rayonnement.

II.1 – Affaiblissement des lignes microrubans

L'atténuation des signaux au cours de leur propagation sur les circuits microrubans est principalement due à quatre causes [A5.1] [A5.3] [A5.4] :

- les pertes ohmiques du conducteur (ou pertes par effet joule),
- les pertes diélectriques,
- les pertes par rayonnement principalement dues aux discontinuités,
- les pertes par ondes de surface : (piégées dans le diélectrique).

D'autres pertes, beaucoup plus difficiles à maîtriser et à évaluer, plusieurs facteurs affectent le comportement des lignes microrubans [A5.5] [A5.6] :

- les tolérances de fabrication sur les différents matériaux constituant les lignes,
- les états de surface de ces matériaux,
- le vieillissement des matériaux.

II.1.1 – Pertes dans les conducteurs

$$\text{Si } w/h \leq 1 : \quad \alpha_c \text{ (dB/m)} = 1.38A \frac{R_s}{hZm} \times \frac{32 - \left(\frac{w_e}{h}\right)^2}{32 + \left(\frac{w_e}{h}\right)^2} \quad (\text{A5.17})$$

$$\text{Si } w/h \geq 1: \quad \alpha_c (dB/m) = 6.1 \times 10^{-5} A \frac{Rs Zm \varepsilon_e}{h} \left[\frac{w_e}{h} + \frac{0.667 \frac{w_e}{h}}{\frac{w_e}{h} + 1.444} \right] \quad (\text{A5.18})$$

$$\text{Avec : } A = 1 + \frac{h}{w_e} \left(1 + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{2B}{b} \right) \quad (\text{A5.19})$$

Et : $B = h$ si $w/h \geq 1/2\pi$ et $B = 2\pi w$ si $w/h \leq 1/2\pi$.

$Rs = \sqrt{\pi \mu \rho f}$ où ρ , résistivité des conducteurs.

Zm , impédance caractéristique de la microrubande.

W_e largeur du ruban.

II.1.2 – Pertes dans le diélectrique

$$\alpha_d (dB/m) = 4.34 \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}} \times \frac{\varepsilon_e - 1}{\varepsilon_r - 1} \sigma_d \quad (\text{A5.20})$$

$$\text{ou } \alpha_d (dB/m) = 27.3 \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \times \frac{\varepsilon_e - 1}{\sqrt{\varepsilon_e}} \times \frac{tg \delta}{\lambda_0} \quad (\text{A5.21})$$

$\sigma_d = \omega \varepsilon_0 \varepsilon_r tg \delta$ est la conductivité d diélectrique. $tg \delta$ est la tangente de l'angle de pertes.

II.1.3 – Pertes par rayonnement

Le rayonnement d'une ligne microruban est le fait d'ordres supérieurs engendrés par les discontinuités. D'après Hammerstad ces pertes son proportionnelles à $(hf)^2 / \sqrt{\varepsilon_r}$ pour une ligne de 50 Ω .

La fréquence limite au-dessus de laquelle plus de 1% de la puissance est rayonnée à l'extrémité d'une ligne ouverte est donnée par:

$$f_M (GHz) = 2.14 \frac{(\varepsilon_r)^{1/4}}{h(mm)} \quad (\text{A5.22})$$

Les pertes par rayonnement sont à prendre en compte dès que l'on augmente en fréquence.

II.2 – Discontinuités sur les lignes microrubans

Les lignes de transmission dans les circuits ne sont jamais droites et uniformes. Elles comportent des discontinuités comme des changements de direction, de largeur, des intersections. (**figure A5.2**) [A5.7].

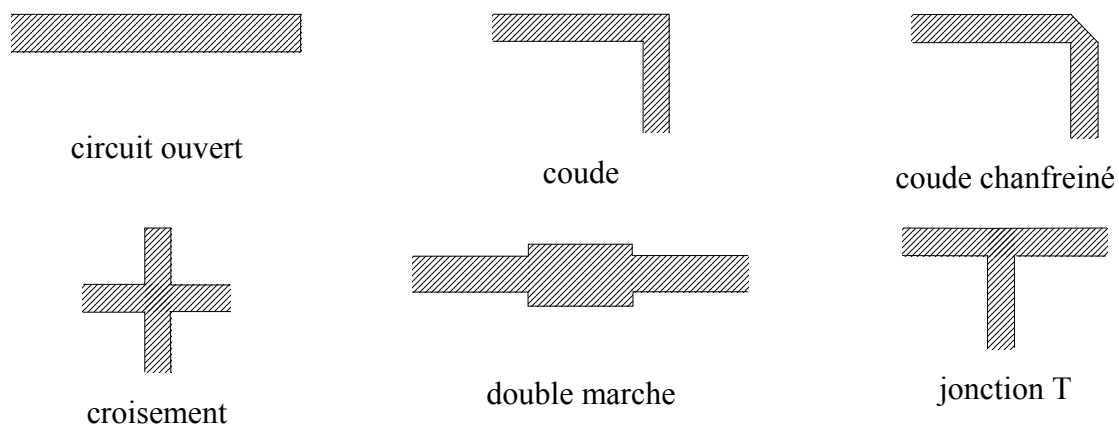


Figure A5.2 : Principales discontinuités

Ces discontinuités peuvent être à l'origine de l'apparition de modes supérieurs. Ces modes s'atténuent rapidement lorsque l'énergie s'éloigne de la discontinuité, si la fréquence de travail est inférieure à la fréquence de coupure, ce qui peut ne plus être le cas lorsque les fréquences de travail augmentent. De plus, toujours pour des fréquences élevées, le mode dominant devient dispersif et la discontinuité est à l'origine d'un rayonnement parasite [A5.8].

Ainsi, si les **discontinuités** ne semblent pas avoir d'influence aux basses fréquences ($f < 20$ GHz), de **nombreux problèmes** de dispersion, de pertes et de rayonnement sont à **l'origine d'une baisse des performances** (principalement pertes sur le gain des antennes) **particulièrement aux hautes fréquences**.

ANNEXE 6

LE LOGICIEL MOMENTUM

MOMENTUM (HP – EEsof) est un **simulateur électromagnétique 2D^{1/2}** qui permet à la fois une **analyse de circuit et une analyse électromagnétique**. En effet, il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites.

MOMENTUM peut alors être utilisé lorsque les modèles de circuit n'existent pas ou lorsque les modèles ne sont plus valables (ce qui est souvent le cas dans le domaine du millimétrique).

Cependant, quelques conditions sont nécessaires pour utiliser ce type de logiciel :

- les substrats doivent être homogènes et isotropes et de **dimensions transversales infinies**
- plan de masse de dimensions infinies

I – PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT ET DE SIMULATION

I.1 – Technique de maillage

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée **Méthode des Moments**. Par cette technique, les conducteurs sont "maillés", divisés en éléments simples triangulaires ou rectangulaires. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées.

Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnus du problème [A6.1].

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne microruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus fin et plus dense peut alors être utilisé (fonction Edge Mesh du logiciel) (**figure A6.1**), pour représenter de façon plus précise le courant, tout en minimisant le temps de calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage efficace [A6.2] [A6.3].

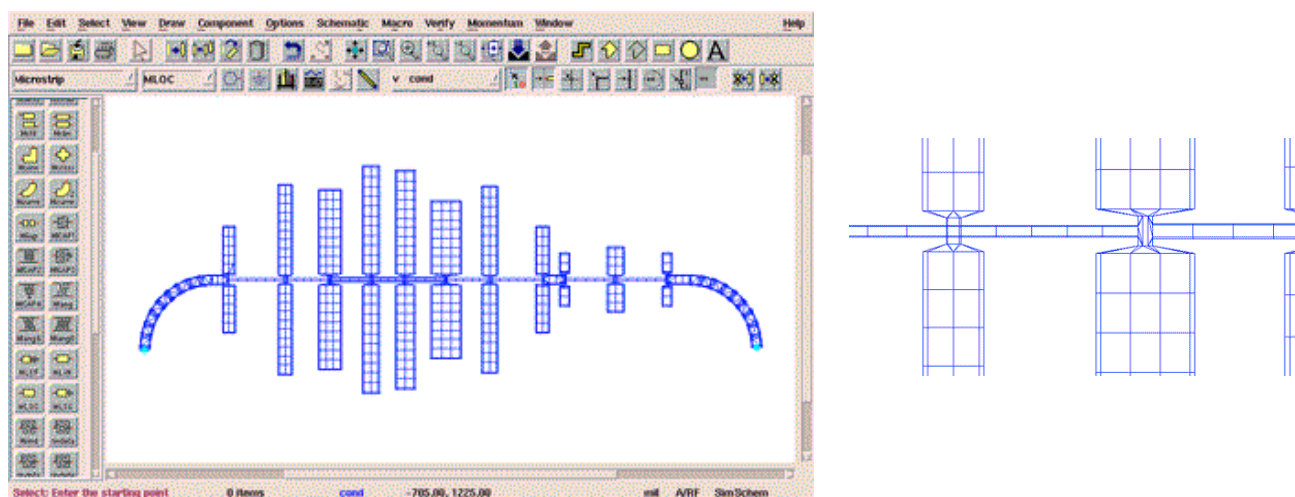


Figure A6.1. : Exemple de maillage généré par MOMENTUM et de la fonction "Edge Mesh"

De plus, les nouvelles versions de MOMENTUM génèrent maintenant automatiquement le maillage des arcs et des cercles.

I.2 – Principe de superposition des couches

Bien qu'il ne soit pas un logiciel 3D, MOMENTUM permet cependant de simuler des structures volumiques, si les conditions énoncées au début de ce paragraphe sont respectées. Les éléments (Strip ou hole) sont alors superposés et les différentes couches peuvent être reliées entre elles par des vias. On définit l'ordre des couches c'est à dire leur positionnement par rapport aux substrats mis en jeu.

Il est donc important de noter ici que ce logiciel n'est pas adapté lorsque l'on cherche à étudier une antenne **alimentée par sonde coaxiale**. Pour simuler un tel dispositif, il faut insérer une ligne microruban sous le plan de masse et relier l'élément rayonnant à la ligne par un via, ce qui souvent s'éloigne de la structure initialement souhaitée.

Par contre, lors d'une **excitation par fente** dans le plan de masse, MOMENTUM convient parfaitement. En effet la ligne microruban sous le plan de masse et l'antenne sont définies en tant que STRIP et l'ouverture dans le plan de masse en tant que HOLE. Ainsi, la fente, souvent de très petites dimensions par rapport à celle de l'antenne, peut être correctement maillée, sans pour autant augmenter ni le volume ni le temps de calcul, ce qui est souvent le cas avec un logiciel 3D.

I.3 – Compilation des substrats et génération du maillage

Une fois les éléments dessinés et le positionnement des différentes couches effectué, on réalise une compilation des substrats dans la bande de fréquence utile, qui, par l'intermédiaire des fonctions de Green, va déterminer les caractéristiques sur tout le volume (soit à l'infini). Ces données pourront être sauvegardées et être ainsi réutilisées chaque fois que l'on se trouve dans les mêmes conditions d'utilisation.

La dernière étape avant la compilation est donc la génération automatique du maillage de la structure, généralement calculé à la plus haute fréquence.

I.4 – Paramètres de sortie

La technique numérique employée permet d'exprimer une équation intégrale, directement déduite des équations de Maxwell, sous forme de système matriciel. Les paramètres de sortie du logiciel sont :

- les paramètres [S] aux accès physiques du dispositif. Ils prennent en compte l'ensemble des interactions pouvant intervenir entre les métallisations du dispositif
- un ensemble de grandeurs directement déduit des valeurs des champs sur les conducteurs

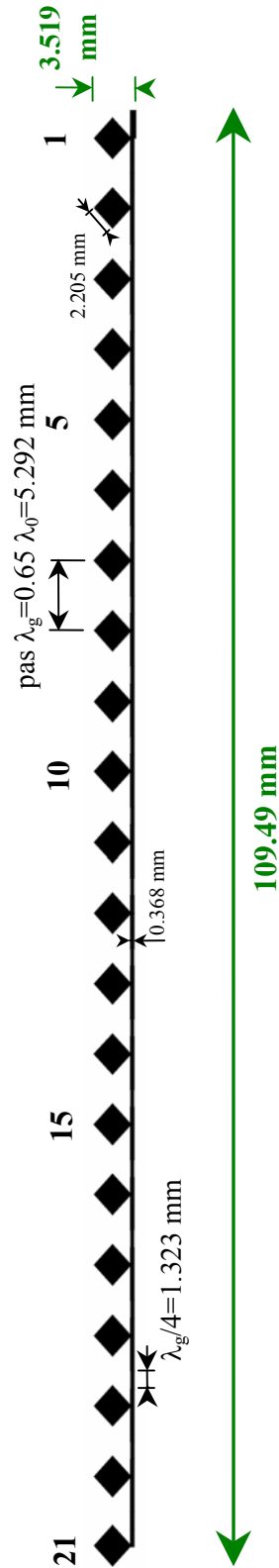
II – CARACTERISATION DE L'ELEMENT ETUDIE

MOMENTUM utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul si

le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée Adaptive Frequency Sampling, est un algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et interpole les données. Des détails sur d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres S évoluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres.

Une fois la simulation terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. Pour des lignes microruban, les ports d'accès permettent de déterminer tous les paramètres S_{ij} en module et phase.

Dans le cas d'antennes imprimées, en plus des paramètres S, des visualisations de courant animées, un abaque de Smith (ou un tracé séparé des impédances), ainsi que les diagrammes de rayonnement peuvent être obtenus. MOMENTUM simule les circuits conçus avec des conditions aux limites ouvertes ou fermées. Ces accès sont générés automatiquement et ne demandent pas de temps de calculs supplémentaires ou une augmentation en place mémoire.

ANNEXE 7**LE RESEAU LINEAIRE 1 * 21 DU BIFF**

Substrat RT/DUROID 6002 :

$$\epsilon_r = 2.94 \quad h = 254 \mu\text{m}$$

$$\tan \delta = 3.38 \cdot 10^{-3} \text{ (mesuré à 37 GHz)}$$

ANNEXE 8

CARACTERISTIQUES DES MATERIAUX UTILISES POUR L'ANTENNE BIP 15 DB

Cette annexe détaille les caractéristiques des matériaux utilisés pour la réalisation de l'antenne BIP 15 dB. Pour les plaques et le patch de la structure, des **matériaux TACONIC** ont été retenus par rapport à leurs **faibles pertes** (permettant une utilisation en millimétrique), leur **stabilité** (stabilité fréquentielle, mécanique et variations minimales par rapport à la température et l'humidité rendant possible une utilisation extérieure) et leur coût.

Nom	Substrat TACONIC TLX 8 [A8.1]	Substrat TACONIC TLY 3 [A8.2]	Substrat TACONIC TLX 9 [A8.1]
Permittivité	2.55 (± 0.04)	2.33 (± 0.04)	2.5 (± 0.04)
Tan δ @ 10 GHz	1.9 10^{-3}	1.2 10^{-3}	1.7 10^{-3}
Tan δ @ 20 GHz	2.6 10^{-3}	1.6 10^{-3}	2.3 10^{-3}
Epaisseur	1.143 mm	1.143 mm	0.254 mm
Utilisation	2 plaques extérieures	plaque intermédiaire	patch
Qualités	<ul style="list-style-type: none"> - propriétés mécaniques - propriétés thermiques - faibles pertes - faible et stable ϵ_r - facilement usinable 	<ul style="list-style-type: none"> - stabilité mécanique - très faibles pertes - faible absorption d'humidité - très rigide - facilement usinable 	<ul style="list-style-type: none"> - propriétés mécaniques - propriétés thermiques - faibles pertes - faible et stable ϵ_r - facilement usinable
Domaines d'applications	<ul style="list-style-type: none"> - radars - réseaux d'antennes - communications mobiles - amplificateurs - composants RF passifs 	<ul style="list-style-type: none"> - radars automobiles et militaires - réseaux d'antennes - communications cellulaires et satellitaires - amplificateurs - composants RF passifs 	<ul style="list-style-type: none"> - radars - réseaux d'antennes - communications mobiles - amplificateurs - composants RF passifs

Tableau A8.1 : Caractéristiques des substrats utilisés pour la réalisation

La **mousse** utilisée pour combler une partie de la cavité est le **ROHACELL HF** (High Frequency permettant un emploi pour des applications 40 GHz) 71 (de meilleure qualité que le 31 ou le 51, de structure homogène, dense et rigide. et pouvant être compressé et collé). Par contre, des **pertes non négligeables** sont constatées **dès que l'on monte en fréquence** (tangente de pertes $\times 4$ en passant de 10 à 26 GHz d'après les données constructeur **figure A8.1**).

Nom	Mousse ROHACELL HF 71 [A8.3]
Permittivité	1.093
Tan δ @ 10 GHz	$3.8 \cdot 10^{-3}$
Tan δ @ 26 GHz	$1.55 \cdot 10^{-2}$
Epaisseur	1.143 mm
Utilisation	Cavité
Qualités	<ul style="list-style-type: none"> - ϵ_r faible et constant - excellentes propriétés mécaniques - résistance aux produits chimiques - usinable et formable - fixable par collage ou soudure à d'autres matériaux - utilisable à des fréquences élevées
Domaines d'applications	<ul style="list-style-type: none"> - antennes - radômes - équipements radio

Tableau A8.2 : *Caractéristiques de la mousse utilisée pour la réalisation*

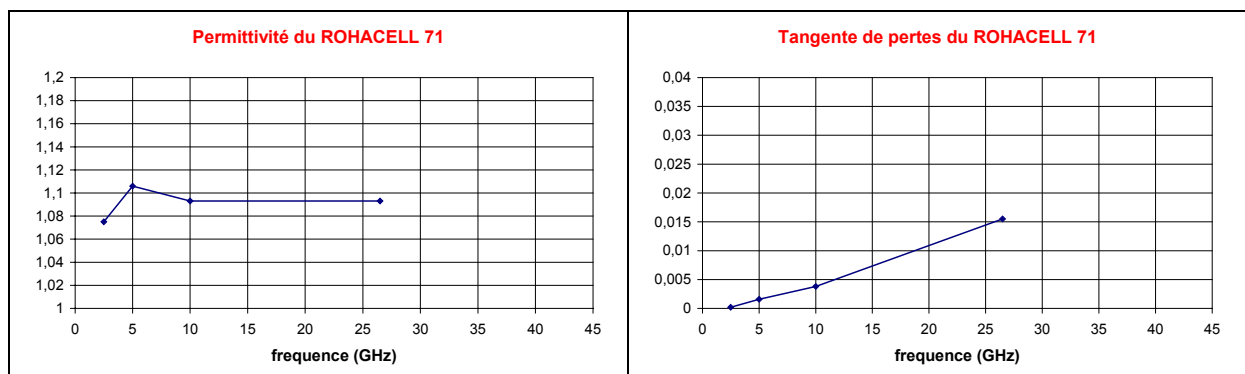


Figure A8.1 : *Evolution fréquentielle des caractéristiques de la mousse ROHACELL 71*

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GENERALE

[Int.1] <http://www.art-telecom.fr/observatoire/juin2002/synthese/synthese.htm>

[Int.2] http://www.idate.fr/an/qdn/an-02/IF217-20020626/index_a.htm

[Int.3] http://www.idate.fr/an/qdn/an-02/IF220-20020719/index_a.htm

[Int.4] http://www.idate.fr/an/qdn/an-02/IF221-20020726/index_a.htm

[Int.5] http://www.idate.fr/an/qdn/an-02/IF211-20020418/index_a.htm

[Int.6] <http://www.art-telecom.fr/observatoire/stat/index-statrim4-2001.htm>

CHAPITRE I

[I.1] **P. BHARTIA - I.J. BAHL**

"Millimeter wave engineering and applications"

John Willey & Sons Interscience Publication - NEW-YORK - 1984

[I.2] **P. BARTHIA - K.V.S. RAO - R.S. TOMAR**

"Millimeter wave microstrip and printed circuit antennas"

Artech house - BOSTON - 1991

[I.3] **C. POUMIER**

"Réalisation d'un démonstrateur LMDS 40 GHz à Limoges"

Contrat ANVAR N° A 97 07 028 K 00 - CREAPE INGENIERIE - Juillet 1999

[I.4] **S. 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 - U.E.R des Sciences - Université de LIMOGES - Décembre 1998

[I.5] <http://www.comelec.enst.fr/recherche/hyper/radar.html>

[I.6] <http://www.anfr.fr/fr/dpsai/planification/tableau.html>

[I.7] <http://www.skystation.com>

[I.8] <http://www.emi.u-bordeaux.fr/~quetelar/blr.html>

-
- [I.9] **O.BESSE**
"Contribution à l'étude de la propagation électromagnétique en zone urbaine dans le domaine millimétrique"
Thèse de doctorat - n° 41-00 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Octobre 2000
- [I.10] <http://ariane.rio.net/textes/enjeux/heintz/mater/comp.htm>
- [I.11] **D.LEMAIRE**
"Contribution à la caractérisation de matériaux à l'aide d'un banc de mesure focalisé"
Thèse de doctorat - n° 18-1996 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Mai 1996
- [I.12] **L. THOUREL**
"Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques : Les antennes"
Tome 2 - Cepadues Editions - TOULOUSE - 1990
- [I.13] **P.F. COMBES**
"Micro-ondes tome 2 : Circuits passifs, Propagation, Antennes"
Dunod - 1997
- [I.14] **C.A. BALANIS**
"Antenna Theory, Analysis & Design"
John Willey & Sons, inc - NEW-YORK
- [I.15] **P.F. COMBES**
"Transmission en espace libre et sur les lignes"
Dunod Université - 1988
- [I.16] **Y.T. LO - S.W. LEE**
"Antenna Handbook - Theory Applications and Design"
Van Nostrand Reinhold Company - NEW-YORK - 1988
- [I.17] **C.CHATENET**
"Etude de dispositifs 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 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Novembre 1999
- [I.18] **S. SILVER**
"Microwave Antenna Theory and Design"
Dover Publications inc - NEW-YORK
- [I.19] **O. PASCAL**

"Rayonnement d'une antenne associant un cornet rainuré à une lentille diélectrique"
Thèse de Doctorat - Université Paul SABATIER de TOULOUSE - Novembre 1996

[I.20] J.J. LEE

"Numerical methods make lens antennas practical"
Microwave - Vol. 21 - n° 9 - September 1992 - p. 81

[I.21] J.J. LEE

"Dielectric lens shaping and Coma - Correction zoning"
Part I and II - I.E.E. Transactions on Antennas and Propagation - Vol AP-31 - n° 1 -
January 1983 - p. 211

[I.22] J.R. JAMES - P.S. HALL

"Handbook of Microstrip Antennas"
I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28 - Peter Peregrinus LTD - 1989

[I.23] I.J. BAHL - P. BHARTIA

"Microstrip Antennas"
Artech House - 1980

[I.24] J.R. JAMES - P.S. HALL - C. WOOD

"Microstrip Antenna Theory and Design"
I.E.E. Electromagnetic Waves Series 12 - Peter Peregrinus LTD - 1981

[I.25] C. LAUMOND

"Conception de réseaux d'antennes imprimées large bande à fort gain. Applications à des systèmes de communication haut débit "
Thèse de Doctorat - n° 26-00 - U.E.R des Sciences - Université de LIMOGES - Juin 2000

[I.26] M. EDIMO

"Contribution à l'étude des antennes imprimées multicouches à large bande. Application aux réseaux à bipolarisation"
Thèse de Doctorat - n°1054 - Université de Rennes - Janvier 1994

[I.27] M. THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à Bande Interdite Photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes"
Thèse de Doctorat - n°34-1999 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges -
Novembre 1999

[I.28] C. CHEYPE

"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes"
Thèse de Doctorat - n°34-2001 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges -
Septembre 2001

[I.29] E. YABLONOVITCH

"Inhibited Spontaneous Emission in Solid State Physics and Electronics"
Physical Review Letters - Vol 58 - p.2059 - 1987

[I.30] M. THEVENOT, C. CHEYPE, A. REINEIX, B. JECKO

"Radôme en matériau à bande interdite photonique pour améliorer la directivité des antennes"
JNM Arcachon Mai 1999

[I.31] L. LEGER

"Antennes à matériaux BIP entièrement diélectriques. Problème d'élargissement de la bande de fonctionnement"
Rapport de stage de DEA - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Juillet 2001

[I.32] C. SERIER

"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain "
Thèse de Doctorat - n°57-2002 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Novembre 2002

CHAPITRE II

[II.1] K.S. YEE

"Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equation in isotropic media"
I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation - vol. 14 - n°3 - May 1966 - pp.302-307

[II.2] R. BESANCON

"Contribution de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka"
Thèse de Doctorat - n° 47-97 - U.E.R. des Sciences - Université de LIMOGES - Décembre 1997

[II.3] S. SOLIGNAC-THIZON

"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 - U.E.R. des Sciences - Université de LIMOGES - Décembre 1998

[II.4] C. LAUMOND

"Conception de réseaux d'antennes imprimées large bande à fort gain. Applications à des systèmes de communication haut débit "
Thèse de Doctorat - n° 26-00 - U.E.R. des Sciences - Université de LIMOGES - Juin 2000

[II.5] M. RAMMAL

"Contribution à l'étude et à la synthèse de réseaux d'antennes imprimées. Application à la conception de réseaux à lobes formés"

Thèse de Doctorat - n°3-93 - U.E.R. des sciences - Université de Limoges - Janvier 1993

[II.6] P.DUFRANE

"Contribution à l'étude d'un réseau d'antennes imprimées actives pour les liaisons mobile-satellite"

Thèse de Doctorat - n°9-92 - U.E.R. des sciences - Université de Limoges - Avril 1992

[II.7] E. ROUBINE - J.C. BOLOMEY

"Antennes"

Tome 1 : Introduction générale - MASSON - 1978 - pp.103-104

[II.8] Y.T. LO - S.W. LEE

"Antenna Handbook - Theory Applications and Design"

Van Nostrand Reinhold Company - NEW-YORK - 1988

[II.9] P.F. COMBES

"Micro-ondes tome 2 : Circuits passifs, Propagation, Antennes"

Dunod - 1997

[II.10] C.CHATENET

"Etude de dispositifs 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 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Novembre 1999

[II.11] S. SILVER

"Microwave Antenna Theory and Design"

Dover Publications inc - NEW-YORK

[II.12] L. THOUREL

"Calcul et conception des dispositifs en ondes centimétriques et millimétriques : Les antennes"

Tome 2 - Cepadues Editions - TOULOUSE - 1990

[II.13] M. THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à Bande Interdite Photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes"

Thèse de Doctorat - n°34-1999 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Novembre 1999

[II.14] C. CHEYPE

"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes"

Thèse de Doctorat - n°34-2001 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges -
Septembre 2001

[II.15] Y.POUPIN

"Conception et optimisation d'une base compacte millimétrique de mesures d'antennes"

Thèse de Doctorat - n°61-2002 - U.E.R des Sciences - Université de Limoges -
Décembre 2002

CHAPITRE III

[III.1] Ch. DALL'OMO, Ph. DUFRANE

"Optimisation de l'antenne imprimée pour l'interrogateur BIFF V3"
Rapport d'étude - Octobre 1999

[III.2] S. SOLIGNAC-THIZON

"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 - U.E.R des Sciences - Université de LIMOGES -
Décembre 1998

[III.3] D.IACONELLI

*"Interrogateur BIFF V3 : compte-rendu de mesure de l'antenne réseau 16*32 éléments"*

Rapport THOMSON COMSYS/BSR/GAH - Mars 2000

[III.4] D.BIDOU

rapport d'avancement - Avril 2000

[III.5] J.R. JAMES, P.S. HALL

"Handbook of Microstrip Antennas"

I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28 - Peter Peregrinus LTD - 1989

[III.6] E. MOTTA CRUZ, J.P.DANIEL

"Modèle d'antenne carrée imprimée alimentée en coin. Application aux réseaux linéaires"

JINA 90 -Nice - Novembre 1990 - pp.297-300

[III.7] E. MOTTA CRUZ

"Conception et réalisation de réseaux d'antennes imprimées mono et multifaisceaux"

Thèse de Doctorat - N° 813 - Université de Rennes I - Juin 1992

[III.8] J.P.DANIEL, G.DUBOST, C.TERRET, J.CITERNE, M.DRISSI

"Research on planar antennas and arrays : structures rayonnantes"

IEEE Antennas and Propagation Magazine - vol.35 - N°1 - pp.14-38 - Feb.1993

[III.9] D.BIDOU

"Réseau BIFF complet"

Rapport d'avancement - Avril 2001

[III.10] S.THIZON

"Mesure de réseaux séries"

Rapport THOMSON COMSYS/BSR/GAH – Septembre 2000

[III.11] A.K. AGRAWAL, G.F. MIKUCKI

"An improved hybrid-ring directional coupler for higher power split ratio"

Microwave journal - Nov. 1986 - pp.87-98

[III.12] G.F. MIKUCKI, A.K. AGRAWAL

"A broad-band printed circuit hybrid ring power divider"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques - vol.37 - N°1 – Jan.1989

[III.13] D.I. KM, Y.NAITO

"Broad-band design of improved hybrid-ring 3 dB directional couplers"

IEEE Transactions on microwave theory and techniques - vol.30 - N°11 - Nov. 1982

[III.14] M. LALANDE

"Modélisation électromagnétique de structures de propagation et d'interconnexions. Application à la conception de dispositifs optoélectroniques de métrologie ultra – rapide et à la C.A.O. millimétrique"

Diplôme d'habilitation à diriger des recherches - U.E.R. des sciences - Université de Limoges - Janvier 1998

[III.15] M. THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à Bande Interdite Photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes"

Thèse de Doctorat - n°34-1999 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Novembre 1999

[III.16] C. CHEYPE

"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes"

Thèse de Doctorat - n°34-2001 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Septembre 2001

[III.17] C. SERIER

"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"

Thèse de Doctorat - n°57-2002 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Novembre 2002

CHAPITRE IV

- [IV.1] http://www.telecom.gouv.fr/composants/cpi_pidea.htm
- [IV.2] <http://www.pidea.com.fr/>
- [IV.3] **LOTTO – PIDEA PROJECT N° 99122**
"Wireless market report for Pidea Lotto-Report D1.1"
Telital Uni.Com Centro Ricerche Telecomunicazioni, Italy
- [IV.4] **LOTTO – PIDEA PROJECT N° 99122**
*"Low Cost Millimeter Wave T/R Module for Telecommunication Applications
40.5-43.5 GHz Transceiver Specifications-Deliverable Report D1.2"*
TUCR
- [IV.5] **LOTTO – PIDEA PROJECT N° 99122**
*"Low Cost Millimeter Wave T/R Module for Telecommunication Applications
24.5-29.5 GHz Transceiver Specifications-Deliverable Report D1.3"*
TUCR
- [IV.6] **final draft ETSI EN 301 215-3**
*"Fixed radio systems; Point to multipoint antennas; Antennas for point-to-multipoint
fixed radio systems in the 11 GHz to 60 GHz band"*
Mars 2001
- [IV.7] **C.CHATENET**
*"Etude de dispositifs 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 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges -
Novembre 1999
- [IV.8] **C. POUMIER**
"Réalisation d'un démonstrateur LMDS 40 GHz à Limoges"
Contrat ANVAR N° A 97 07 028 K 00 - CREAPE INGENIERIE - Juillet 1999
- [IV.9] **S. SOLIGNAC-THIZON**
*"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 - U.E.R des Sciences - Université de LIMOGES -
Décembre 1998
- [IV.10] **C. LAUMOND**
*"Conception de réseaux d'antennes imprimées large bande à fort gain. Applications à
des systèmes de communication haut débit "*
Thèse de Doctorat - n° 26-00 - U.E.R des Sciences - Université de LIMOGES - Juin
2000
- [IV.11] **J.J. LEE**
"Numerical methods make lens antennas practical"
Microwave - Vol. 21 - n° 9 - September 1992 - p. 81

[IV.12] M. THEVENOT

"Analyse comportementale et conception des matériaux diélectriques à Bande Interdite Photonique. Application à l'étude et à la conception de nouveaux types d'antennes"

Thèse de Doctorat - n°34-1999 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Novembre 1999

[IV.13] C. CHEYPE

"Etude et utilisation des propriétés des matériaux BIPs à défaut pour la conception d'antennes"

Thèse de Doctorat - n°34-2001 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Septembre 2001

[IV.14] C. SERIER

"Conception, réalisation et caractérisation d'antennes à bande interdite photonique. Application au fort gain"

Thèse de Doctorat - n°57-2002 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Novembre 2002

[IV.15] <http://www.p2m.com/>

[IV.16] <http://www.abaqueplast.fr/>

[IV.17] P.F. COMBES

"Micro-ondes tome 1 : Lignes, guides et cavités"

Dunod - 1997

[IV.18] G. BOUDOURIS

"Cavités électromagnétiques"

Dunod - 1971

[IV.17] <http://www.antennessa.com//>

[IV.18] J.R. JAMES - P.S. HALL

"Handbook of Microstrip Antennas"

I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28 - Peter Peregrinus LTD - 1989

[IV.19] J.P. DANIEL, G. DUBOST, C. TERRET, J. CITERNE, M. DRISSI

"Research on planar antennas and arrays : structures rayonnantes"

IEEE Antennas and Propagation Magazine - vol.35 - N°1 - pp.14-38 - Feb.1993

[IV.20] F. COLOMBEL

"Antennes à double polarisation et large bande. Application aux réseaux"

Thèse de Doctorat - n°1454 - Université de Rennes - Janvier 1996

[IV.21] X. BEGAUD

"Analyse d'antennes et de réseaux d'antennes large bande et bipolarisation par une méthode d'éléments finis de surface"

Thèse de Doctorat - n°1685 - Université de Rennes - Décembre 1996

[IV.22] K.F. LEE - W. CHEN

"Advances in Microstrip and Printed Antennas"

John Willey & Sons Interscience Publication - NEW-YORK - 1997

[IV.23] M. EDIMO

"Contribution à l'étude des antennes imprimées multicouches à large bande. Application aux réseaux à bipolarisation"

Thèse de Doctorat - n°1054 - Université de Rennes - Janvier 1994

[IV.24] F. CROQ

"Antennes microrubans multicouches alimentées par ouverture. Applications aux antennes à large bande et haute pureté de polarisation pour radar et télécommunication spatiale"

Thèse de Doctorat - Université de Nice Sophia Antipolis - Octobre 1990

[IV.25] Y. BAO

"Contribution à l'étude de réseaux à double polarisation. Analyse des réseaux finis à sources actives et à large bande"

Thèse de Doctorat - n°1218 - Université de Rennes - Septembre 1994

[IV.26] F.BILOTTI, C.VEGNI

"Design of a dual-polarization linear patch array via full-wave analysis"

Microwave and Optical Technology Letters - vol.23 - N°5 - pp.277-281 - Dec.1999

[IV.27] E. SCHWENZFEIER

"Dual polarised microstrip array on two-layer substrate for wideband application"

Millennium Conference on Antennas and Propagation 2000 - Davos - Switzerland - April 2000

[IV.28] S.S. ZHONG, X.X. YANG, S.C. GAO, M. AHMED

"A low-cost dual-polarized microstrip antenna array"

Microwave and Optical Technology Letters - vol.24 - N°3 - pp.176-179 - Feb.2000

[IV.29] P.BRACHAT, J.M. BARACCO

"Dual-polarization slot-coupled printed antennas fed by stripline"

IEEE Transactions on Antennas and Propagation - vol.43 - N°7 - July 1995 - pp.738-742

[IV.30] Y.T. LO - S.W. LEE

"Antenna Handbook - Theory Applications and Design"

Van Nostrand Reinhold Company - NEW-YORK - 1988

ANNEXE 2

[A2.1] D.LEMAIRE

"Contribution à la caractérisation de matériaux à l'aide d'un banc de mesure focalisé"

Thèse de doctorat - n° 18-1996 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Mai 1996

[A2.2] M.EL HAJ SLEIMEN

"Etude de réseaux d'antennes imprimées en millimétrique"

Thèse de doctorat - n° 19-1999 - Université de Rennes - Mars 1999

ANNEXE 3

[A3.1] J.R. JAMES - P.S. HALL

"Handbook of Microstrip Antennas"

I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28 - Peter Peregrinus LTD - 1989

[A3.2] I.J. BAHL - P. BHARTIA

"Microstrip Antennas"

Artech House - 1980

[A3.3] J.R. JAMES - P.S. HALL - C. WOOD

"Microstrip Antenna Theory and Design"

I.E.E. Electromagnetic Waves Series 12 - Peter Peregrinus LTD - 1981

[A3.4] R. BESANCON

"Contribution de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka"

Thèse de Doctorat - n° 47-97 - U.E.R. des Sciences - Université de LIMOGES - Décembre 1997

ANNEXE 4

[A4.1] J.P. BERENGER

"A perfectly matched layer for free space simulation in finite difference computer codes"

Congrès EUROEM 94 - Bordeaux - Juin 94

[A4.2] P. LEVEQUE

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

Thèse de Doctorat - n°14-94 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges - Février 1994

[A4.3] R. HOLLAND – L. SIMPSON

"Finite difference analysis of EMP. Coupling to thin struts an wires"

I.E.E.E. Trans. on Electromagnetic Compatibility - vol 23 - n°2 - May 1981 - pp 88-97

- [A4.4] **A. TAFLOVE – K.R UMASANKAR – B. BEKER – F. HARMOUSH – K.S. LEE.**
"Detailed FDTD analysis of electromagnetism fields penetrating narrow slots and lapped joins in thick conductivity screens"
 IEEE Trans. on Antennas and Propagation - vol.2 - February - 1988 - pp. 247-257
- [A4.5] **P. ETOURNEAU**
"Modélisation électromagnétique des interconnexions par la méthode des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D.)"
 Thèse de Doctorat - n°6-97 - UER des Sciences - Université de Limoges
- [A4.6] **R. BESANCON**
"Contribution de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka"
 Thèse de Doctorat - n° 47-97 - U.E.R. des Sciences - Université de LIMOGES - Décembre 1997
- [A4.7] **S. SOLIGNAC-THIZON**
"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 - U.E.R des Sciences - Université de LIMOGES - Décembre 1998
- [A4.8] **J. MOSIG**
"Les structures microrubans : analyse au moyen des équations intégrales"
 Thèse de Doctorat - n°511 - Ecole polytechnique Fédérale de Lausanne - Suisse - 1983
- [A4.9] **E. PENARD**
"Etude d'antennes imprimées par la méthode de la cavité – Application au couplage"
 Thèse de Doctorat - n° 763 - U.E.R. Structure et Propriétés de la Matière - Université de Rennes - Décembre 1982

ANNEXE 5

- [A5.1] **F. GARDIOL**
"Design and layout of microstrip structures"
 I.E.E.E. Proceeding - Vol. 35 - n°3 - pp. 145-157 - June 1988
- [A5.2] **K.C. GUPTA - R. GARG - R. CHADA**
"Computer aided design of microstrip circuits"
 Edition Artech House Inc. 1981
- [A5.3] **P.F. COMBES**
"Micro-ondes tome 1 : Lignes, guides et cavités"
 Dunod - 1997
- [A5.4] **N. FEIX**
"Contribution à l'étude électromagnétique des interconnexions en microonde et logique rapide. Application à la caractérisation d'une ligne microruban coudée"
 Thèse de Doctorat - n° 1- 1992 - U.E.R des Sciences - Université de Limoges - Janvier 1992

[A5.5] J. MORENO

"Microwave transmission design data"
Artech House - pp.1-32 - 1989

[A5.6] T.C. EDWARDS

"Conception des circuits microondes" Microélectronique
Masson - 1981

[A5.7] M. LALANDE

"Modélisation électromagnétique de structures de propagation et d'interconnexions. Application à la conception de dispositifs optoélectroniques de métrologie ultra – rapide et à la C.A.O. millimétrique"
Diplôme d'habilitation à diriger des recherches - U.E.R. des sciences - Université de Limoges - Janvier 1998

[A5.8] P.F. COMBES

"Transmission en espace libre et sur les lignes"
Dunod Université - 1988

ANNEXE 6

[A6.1] TP CAO – Maîtrise EEA –U.E.R. des Sciences – Université de Limoges

"Analyse électromagnétique de circuits micro-ondes planaires. Utilisation du logiciel Momentum"

[A6.2] <http://eesof.tm.agilent.com/docs/adtdoc2002C/pdf/mom.pdf>

[A6.3] Manuel d'aide à l'utilisation du logiciel MOMENTUM – HpEesof

ANNEXE 8

[A8.1] <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tlx.pdf>

[A8.2] <http://www.taconic-add.com/en/pdf/tly.pdf>

[A8.3] http://www.roehm.com/en/performanceplastics?content=/en/performanceplastics/rohacell/produkte_/rohacell_hf