

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

Année : 2004

Thèse N° 19-2004

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Pierre LISSARD

le 28 Septembre 2004

**ETUDE DE L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE. APPLICATION AU
DOMAINE DE L'AUTOMOBILE.**

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

JURY :

Monsieur S. VERDEYME	Président
Monsieur G. KOSSIAVAS	Rapporteur
Monsieur A. SHARAIHA	Rapporteur
Monsieur B. JECKO	Examineur
Monsieur P. LEVEQUE	Examineur
Monsieur D. VIRATELLE	Examineur

REMERCIEMENTS

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

Je remercie Monsieur le Professeur B. JECKO de l'Université de Limoges, responsable de l'équipe CREAPE, pour avoir assuré la direction de cette thèse.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur S. VERDEYME, Professeur à l'I.R.C.O.M., de me faire l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Monsieur G. KOSSIAVAS, Professeur à l'Université de Nice-Sophia Antipolis, et Monsieur A. SHARAIHA, Professeur à l'Université de Rennes 1, pour avoir accepté de juger ce travail et d'assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements, D. VIRATELLE, Responsable R&D au sein de la société SCE-MAG, pour l'aide qu'il m'a apporté et P. LEVEQUE, Chargé de Recherche CNRS, pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ces travaux.

Mes remerciements s'adressent aussi au personnel de l'atelier de l'I.R.C.O.M. et en particulier à Monsieur P. FRUGIER pour le soin apporté aux différentes réalisations.

Je tiens aussi à vivement remercier nos secrétaires N. AYMARD (non, Nadine, je ne m'appelle pas Régis !) et P. LEROY pour leur très grande disponibilité et leur gentillesse.

Remerciements à tous les doctorants, membres du personnel, permanents du CREAPE pour leur bonne humeur. Un grand merci à mon ex-colocataire de bureau DAVID B. pour, entre autre, avoir relu mon mémoire et à Cyril DECROZE pour ses conseils avisés.

A mes parents pour leur soutien, ma famille, mes amis qui me supportent, et à moi-même pour les mêmes raisons.

Pour finir une petite citation:

« *Quand ça marche, ce n'est plus de la recherche...* » (Auteur voulant conserver son anonymat).

SOMMAIRE

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

CHAPITRE I : PRESENTATION DE L'ETUDE

I - LES COMMUNICATIONS SANS FILS DE PROXIMITE	9
I.1 - LA TELEPHONIE MOBILE.....	9
I.1.1 - Principe technologique [I.1].....	9
I.1.2 - Les systèmes de deuxièmes générations (2G) [I.2]	11
I.1.3 - Les standards de troisième génération (3G) [I.6].....	14
I.2 - LES RESEAUX LOCAUX SANS FILS.....	15
I.2.1 - Les systèmes faibles débits.....	16
I.2.2 - Les réseaux personnels	16
I.2.3 - Les réseaux locaux sans fils [I.8] [I.9]	18
I.2.4 - Les réseaux de diffusion.....	19
I.3 - CONCLUSION	20
II - STRUCTURE ENVISAGEE	22
III - DEMARCHE DE L'ETUDE ET MOYENS MIS EN OEUVRE	24
III.1 - DEMARCHE DE L'ETUDE	24
III.2 – MOYENS D'ANALYSE THEORIQUES ET EXPERIMENTAUX.....	25
III.2.1 - Caractérisation théorique des antennes.....	26
III.2.1.a - Choix de l'excitation	26
III.2.1.b - Caractéristiques électriques des antennes.....	27
III.2.1.c - Caractéristiques de rayonnement.....	29
III.2.2 - Dispositifs expérimentaux	31
IV – CONCLUSION.....	33

CHAPITRE II : L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE ET SES ASSOCIATIONS

I – INTRODUCTION	37
II - RAPPELS SUR L'ANTENNE FIL-PLAQUE MONOPOLAIRE	37
I.1 – DESCRIPTION PHYSIQUE	37
I.2 – PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	38
I.2.1 – <i>Effet de l'introduction d'un fil de masse</i>	38
I.2.1.a – Impédance d'entrée – Circuit équivalent	38
I.2.1.b – Point d'adaptation	40
I.2.1.c – Rayonnement.....	40
I.2.2 – <i>Influence des divers paramètres physiques de l'antenne</i>	42
III – L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE [II.10]	43
III.1 - DESCRIPTION PHYSIQUE	43
III.2 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE L'ANTENNE	44
III.2.1- <i>Impédance d'entrée</i>	44
III.2.2 – <i>Rayonnement en champ lointain</i>	47
III.2.3 – <i>Influence des divers paramètres physiques de l'antenne</i>	48
IV – ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE BIFREQUENCE	51
IV.1 – STRUCTURE PROPOSEE	52
IV.2 – CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES	53
IV.3 – DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT A L'INFINI.....	55
IV.4 – PARAMETRAGES	58
IV.4.1 <i>Variations sur les caractéristiques électriques</i>	59
IV.5 – VALIDATION EXPERIMENTALE	63
IV.5.1 – <i>Caractéristiques électriques</i>	63
IV.5.2 – <i>Rayonnement à l'infini</i>	65
V – CONCLUSION	66

CHAPITRE III : ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE AU DESSUS D'UN PLAN REFLECTEUR

I- INTRODUCTION.....	69
II – ETUDE DE L’ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE AU DESSUS D’UN PLAN REFLECTEUR	69
II.1 - BASE DE L’ETUDE	69
II.2 – CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES.....	70
II.3 - RAYONNEMENT A L’INFINI	73
II.4 – PARAMETRAGES	75
<i>II.4.1 – Influence de la hauteur</i>	<i>76</i>
II.4.1.a – Caractéristiques électriques.....	76
II.4.1.b - Rayonnement.....	78
<i>II.4.2 – Influence de la permittivité diélectrique</i>	<i>78</i>
II.4.2.a – Caractéristiques électriques.....	78
II.4.2.b – Rayonnement	80
<i>II.4.3 – Influence de la taille du plan réflecteur</i>	<i>80</i>
II.4.3.a – Caractéristiques électriques.....	80
II.4.3.b – Rayonnement	82
<i>II.4.4 – Conclusion</i>	<i>84</i>
II.4.4.a – Caractéristiques électriques.....	84
II.4.4.b – Rayonnement	84
III – VALIDATION EXPERIMENTALE.....	85
<i>III.1 – Caractéristiques électriques</i>	<i>86</i>
<i>III.2 – Rayonnement à l’infini.....</i>	<i>87</i>
VI – CONCLUSION	90

CHAPITRE IV : RESEAUX D'ANTENNES FIL-PLAQUES

COPLANAIRES

I – INTRODUCTION	93
II – GENERALITES SUR LES RESEAUX D'ANTENNES [IV.1]	93
III – RESEAU D'ANTENNES FIL-PLAQUES COPLANAIRES	95
III.1 – CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES	96
III.2 – RAYONNEMENT A L'INFINI	98
III.2.1 – Rayonnement des réseaux 1,2 et 3	98
III.2.2 – Rayonnement du réseau 4.....	101
III.3 – PARAMETRAGES	104
III.3.1 – Influence de la distance entre les éléments rayonnants (<i>dm</i>)	105
III.3.2 – Influence des dimensions du plan de masse (<i>wm</i> et <i>lm</i>).....	105
III.4 – ALIMENTATION DU RESEAU [IV.3]	109
III.4.1 – Différentes solutions envisagées.....	109
III.5 - VALIDATION EXPERIMENTALE	111
III.5.1 - Caractéristiques électriques.....	112
III.5.2 - Rayonnement à l'infini	114
IV – RESEAU D'ANTENNES FIL-PLAQUES COPLANAIRES AU DESSUS D'UN PLAN	
REFLECTEUR	117
IV.1 – CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES	118
IV.2 – RAYONNEMENT A L'INFINI	120
IV.3 – PARAMETRAGES	122
IV.3.1 – Influence de la hauteur (<i>h</i>).....	123
IV.3.2 – Influence des dimensions du plan de masse (<i>lm,wm</i>).....	124
IV.4 - VALIDATION EXPERIMENTALE	125
IV.4.1 - Caractéristiques électriques.....	127
IV.4.2 - Rayonnement à l'infini	129
V - CONCLUSION	131

CHAPITRE V : APPLICATION A L'AUTOMOBILE

I – INTRODUCTION	135
II – CAHIER DES CHARGES	137
III - ANTENNE BIFREQUENCE SUR LA VITRE D'UNE VOITURE.....	139
III.1 - CARACTERISATION DES MATERIAUX	139
III.2 – ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE BI-FREQUENCE	143
<i>III.2.1 - Etude théorique</i>	<i>144</i>
<i>III.2.2 - Etude expérimental.....</i>	<i>145</i>
III.2.2.a – Plan de l'antenne.....	145
III.2.2.b - Résultats	145
III.2.2.c - Conclusion.....	157
III.3 – ANTENNE BIFREQUENCE ENCASTREE DANS UN GRAND PLAN DE MASSE	158
<i>III.3.1 – Etude théorique</i>	<i>158</i>
III.3.1.a - Déroulement de l'étude	159
III.3.1.b – Eléments pris en compte lors de la simulation.....	162
<i>III.3.2 – Etude expérimentale</i>	<i>163</i>
III.3.2.a – Plan de l'antenne.....	163
III.3.2.b – Résultats	163
III.3.2.c – Conclusion	169
IV - CONCLUSION.....	169
CONCLUSION GENERALE.....	171
ANNEXES.....	175
BIBLIOGRAPHIE	213

INTRODUCTION GENERALE

Depuis ces dernières années, le domaine des télécommunications connaît un essor considérable. Aussi bien dans le nombre de services offerts que dans le nombre de systèmes proposés. Il permet à un large public d'accéder aux nouvelles technologies.

Actuellement et ce malgré la crise dans le secteur, la demande pour ces nouvelles applications est toujours en augmentation. En effet, d'après le rapport (mars 2003) de l'ART (*Autorité de Régulation des Télécommunications*) [Int.1], le marché des mobiles est toujours en progression (+17.2%) et Internet poursuit son ascension : le nombre d'abonnés pour le haut débit est en forte augmentation (+33.9%). De plus l'émergence de nouveaux produits comme la téléphonie de troisième génération (l'UMTS) ou les réseaux sans fils comme Bluetooth, WiFi, etc., continue de faire évoluer le marché.

En outre, les dispositifs filaires sont remplacés peu à peu par les systèmes sans fils moins coûteux à l'installation et plus adaptés aux nouveaux principes de communications nomades. Ils permettent une liberté sans précédent au niveau de l'échange de données (voix, Internet, multimédia, etc.).

Cependant, ces diverses normes nécessitent un besoin croissant de structures rayonnantes qui sont de plus en plus contraintes de se fondre dans les dispositifs de télécommunications et qui ne doivent pas se gêner mutuellement. La facilité d'intégration, le coût et l'esthétisme sont des problèmes récurrents dans le domaine des antennes.

Pour répondre à cette problématique, il convient de développer des aériens compacts, de faibles épaisseurs conservant de bonnes performances en terme d'adaptation et d'efficacité de rayonnement. De plus, le concept d'antennes multibandes est devenu incontournable car il permet de regrouper plusieurs fonctions dans la même structure rayonnante. Cette dernière solution permet de réduire le nombre d'aériens et de remédier aux contraintes d'encombrement et de coût.

Les travaux présentés dans ce mémoire se sont portés vers l'étude d'une antenne compacte, facilement intégrable et de faible coût. Plus précisément, il s'agit d'une **antenne coplanaire** (sans épaisseur) dont la topologie et les faibles dimensions permettent de l'intégrer sur différents supports (vitre de voiture par exemple, etc.) ou dans des modules de communications de petites tailles. Ces recherches ont été menées au sein du **C.R.E.A.P.E** (Centre de Recherche en Electromagnétisme des Antennes à Pointage Electronique) de l'équipe « électromagnétisme » de l'IRCOM.

Une description non exhaustive des principaux systèmes de télécommunications est présentée dans la première partie du chapitre I. Dans une seconde partie, nous y verrons les moyens théoriques et expérimentaux qui sont mis à notre disposition pour concevoir et mesurer les dispositifs étudiés au cours de ces travaux.

Le deuxième chapitre est consacré dans un premier temps à des rappels sur un concept original d'antenne développé au CREAPE : l'antenne fil-plaque monopolaire. Cette dernière a la structure d'une antenne imprimée avec un fil de retour à la masse, qui est à l'origine d'un mode basse fréquence à rayonnement monopolaire. Puis nous nous intéresserons à un autre type d'antenne dont le fonctionnement découle de l'antenne fil-plaque monopolaire. Cet aérien a la particularité d'avoir tous ces éléments constitutifs dans le même plan d'où son nom d'antenne fil-plaque coplanaire (FPC). Enfin, dans une dernière partie, nous verrons comment créer un autre mode de résonance afin d'avoir une antenne FPC bifréquence. Une étude détaillée est mise en œuvre pour comprendre les phénomènes physiques mis en jeu. La réalisation d'un prototype permettra de valider les résultats théoriques.

Dans le troisième chapitre, l'antenne fil plaque coplanaire est étudiée avec la présence d'un plan de masse réflecteur situé sous l'antenne. Une étude paramétrique permet de comprendre le fonctionnement du dispositif. Enfin, un prototype sera réalisé afin de valider le modèle théorique.

Dans le chapitre IV, les réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires avec et sans plan métallique réflecteur sont étudiés et définis en terme de caractéristiques électriques et de rayonnement. En effet, dans de nombreux cas, nous avons besoin de systèmes rayonnants avec un gain important. Nous verrons aussi que suivant l'arrangement spatial des antennes

élémentaires, il est possible d'avoir un rayonnement omnidirectionnel. Une étude paramétrique permettra de maîtriser l'influence des variables liées aux réseaux. Pour finir, des prototypes seront réalisés afin de valider l'étude théorique.

Le dernier chapitre concerne une application industrielle en collaboration avec un équipementier automobile SCE-MAG. L'objectif est de concevoir et réaliser une antenne fil-plaque coplanaire bifréquence posée sur une vitre de voiture et fonctionnant sur les deux standards téléphone GSM et DCS.

Ce mémoire se termine par une conclusion des travaux présentés ainsi que les perspectives qu'ouvrent ces derniers.

CHAPITRE I

PRESENTATION DE L'ETUDE

* * * * *

I - LES COMMUNICATIONS SANS FILS DE PROXIMITE

Le domaine d'application des antennes développées dans cette thèse est surtout lié aux communications sans fil de proximité, bien que d'autres secteurs puissent être envisagés.

Le domaine des communications sans fils est en pleine effervescence, et ce malgré la conjoncture actuelle. Un nombre important de nouvelles normes voit le jour. Dans le paragraphe suivant, nous allons essayer de dresser une liste non exhaustive des systèmes de communications de proximité, qui sont séparés en deux grandes familles :

- la téléphonie mobile
- les réseaux locaux sans fils

I.1 - La téléphonie mobile

Depuis 1964, la téléphonie cellulaire n'a pas cessé d'évoluer. Mais c'est depuis la fin des années 90, avec l'apparition en 1992 du premier réseau GSM lancé par France Télécom que cette technologie s'est démocratisée et a trouvé un grand succès auprès du public.

Aujourd'hui, plus de la moitié des français possèdent un téléphone portable, et les opérateurs essaient d'offrir de plus en plus de services aux abonnés. Actuellement les débits permis par le GSM (12 kbits/s) ne permettent pas d'avoir accès à des applications multimédia. Mais de nouvelles normes commencent à voir le jour, nous promettant de plus en plus de possibilités.

I.1.1 - Principe technologique [I.1]

La téléphonie cellulaire permet à l'abonné d'appeler et d'être appelé partout sur le réseau de transmission où la couverture cellulaire est définie. Cette dernière est composée d'un nombre déterminé de cellules, chacune d'entre elles étant à une fréquence F_i du spectre radio du réseau. Les cellules sont organisées en motifs (**Figure I.1**) répartissant les différentes fréquences afin d'éviter les interférences.

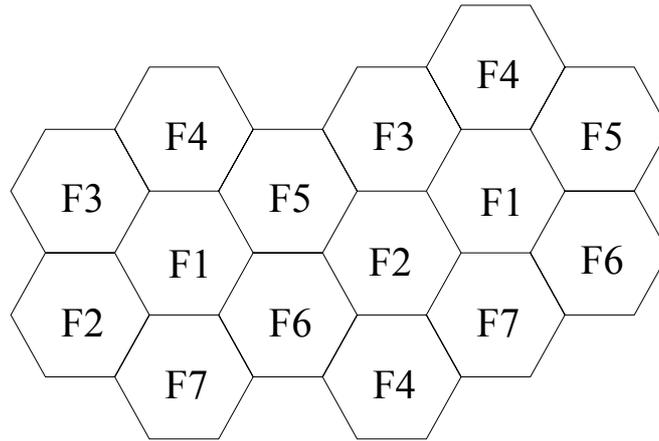
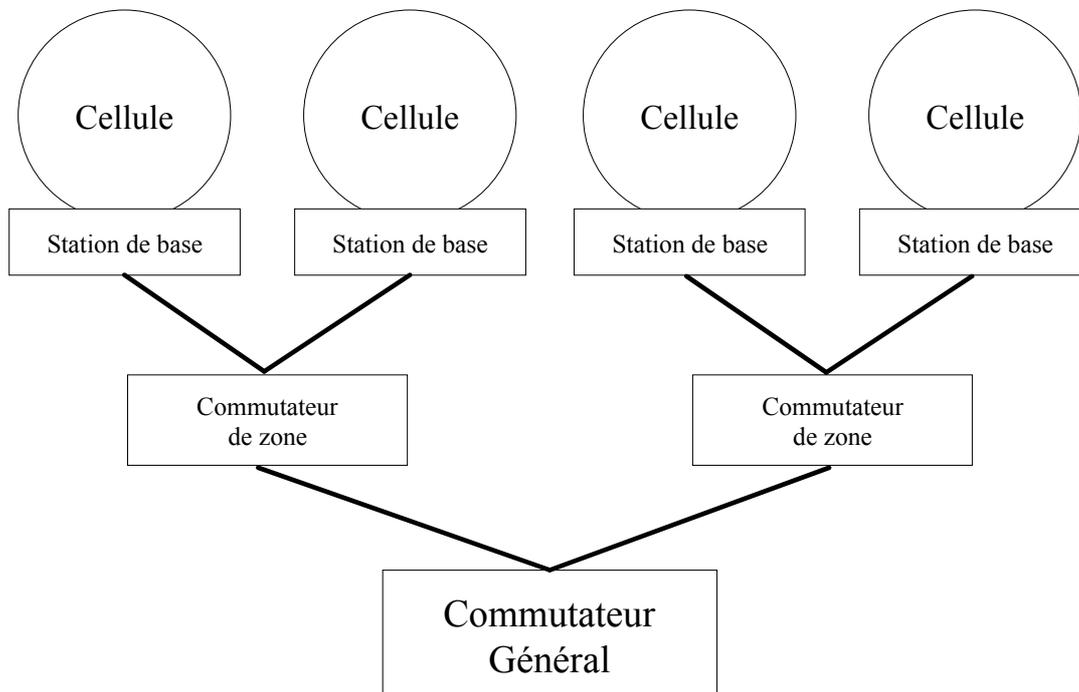


Figure I.1 - Exemple d'une couverture classique d'un motif à 7 cellules.

Un tel système a une architecture sur trois niveaux (**Figure I.2**). Tout d'abord la station de base gère les mobiles dans la zone géographique d'utilisation allouée à la cellule. Puis le commutateur de zone permet le contrôle des stations de base et gère le changement de cellule. Enfin le commutateur général assure la gestion comptable, organise la communication entre les différents commutateurs de zone et les communications entre les divers réseaux.



— : Ligne spécialisée ou réseau commuté

Figure I.2 - Organisation d'un réseau cellulaire.

Il existe deux formes de cellule (**Figure I.3**) : omnidirectionnelle ou sectorielle. Ces dernières permettent de multiplier par trois le nombre d'utilisateurs pour chaque cellule et, donc, pour chaque station de base de désengorger ainsi le trafic. De la même façon, la taille et l'organisation des cellules varient suivant la densité de population.

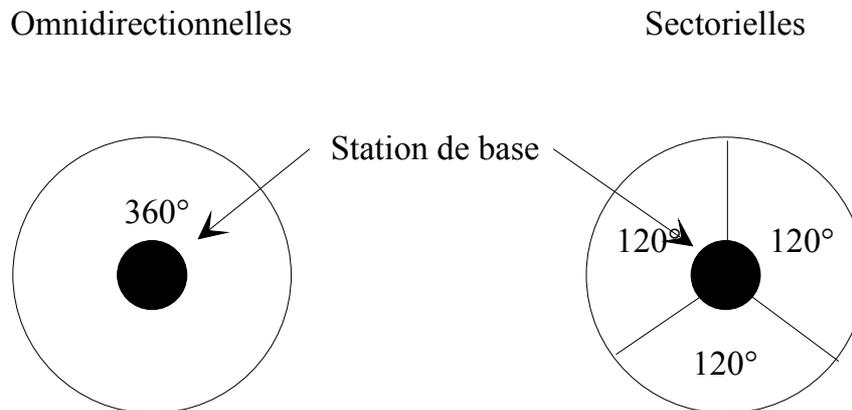


Figure I.3 - Les cellules omnidirectionnelles et sectorielles.

1.1.2 - Les systèmes de deuxième génération (2G) [1.2]

Les premières générations de téléphone cellulaire étaient de type analogique. Ces systèmes tels Radiocom2000 en France ou l'AMPS (*Advanced Mobile Phone System*) aux Etats-Unis n'offrait comme service que le transport de la voix et n'était pas très fiable : coupures fréquentes, qualité médiocre, etc. De plus les systèmes analogiques se sont heurtés à des problèmes de capacité de réseaux et à un coût relativement important.

La numérisation du signal va apporter une solution à ces obstacles, on parlera alors de système cellulaire de deuxième génération (2G). Les principaux avantages de ce dernier sont :

- Une confidentialité des communications,
- Une non émission des blancs d'une communication vocale qui permet de réduire la consommation des portables et d'augmenter le nombre d'utilisateur potentiel dans un même cellule,
- La possibilité de transmission de données de toute nature (fax, video-texte, fichier...),
- Les puissances d'émissions du mobile et de la station de base sont contrôlées en fonction des conditions réciproques de propagation.

Trois principes de codage furent développés :

- Le TDMA (Time Division Multiple Access) permettant des capacités trois à sept fois plus importantes sur la même portion du spectre de fréquence, grâce à une répartition des accès multiples dans le temps.
- Le FDMA (Frequency Division Multiple Access) proposant une répartition multiple en fréquence.
- Le CDMA (Code Division Multiple Access) qui multiplie par vingt les capacités par rapport aux méthodes analogiques en utilisant des codes orthogonaux entre eux pour la répartition.

Ces normes de codage (principalement le TDMA) ont permis l'essor en Europe de la téléphonie mobile au travers de deux standards importants : le GSM et le DCS 1800 dont voici les caractéristiques :

	GSM	DCS
Bande de fréquence	890-915 MHz <i>en émission</i> 935-960 MHz <i>en réception</i>	1710-1785 MHz <i>en émission</i> 1805-1880 <i>en réception</i>
Nombre d'intervalles de temps par trame TDMA	8	8
Rapidité de modulation	271 Kbits/s	271 Kbits/s
Débit de la parole	5.6 Kbits/s	5.6 Kbits/s
Débit maximal de données	12 Kbits/s	12 Kbits/s
Accès Multiple	Multiplexage fréquentiel et temporel et duplexage fréquentiel	Multiplexage fréquentiel et temporel et duplexage fréquentiel
Rayon des cellules	0.3 à 30 Km	0.1 à 4 Km
Puissance des terminaux	2 à 8 W	0.25 à 1 W

Tableau I.1 - Les caractéristiques techniques des standards GSM et DCS.

On peut remarquer que le DCS permet de diminuer l'encombrement des équipements grâce au doublement de la fréquence et de la bande passante du GSM. Toutefois, la zone de couverture des cellules sera réduite.

Mais même si le système GSM est le plus répandu dans le monde, on retrouve d'autres standards dont les principaux sont résumés dans le **tableau I.2** :

Région	Standard	Largeur du Canal (KHz)	Débit binaire par canal (Kb/s)	Emission (MHz) Mobile / base
Etats-Unis	IS-54	30	48.6	869-894/824-849
Etats-Unis	IS-95	1250	1228.8	869-894/824-849
Japon	PDC	25	42	810-826/940-956 1429-1453/1477-1501

Tableau I.2- Les autres normes de téléphonie cellulaire numérique.

Mais ces différents standards sont limités par leurs capacités de transmission. En effet, après l'échec du WAP (Wireless Application Protocol) qui offrait un service Internet limité par le faible débit du GSM. Des systèmes, découlant du GSM [I.3], sont apparus. Ils utilisent les mêmes infrastructures que ce dernier : on parle de normes 2.5G [I.4].

Ce sont des alternatives aux systèmes de troisième génération qui vont coûter cher et qui ne sont pas encore opérationnels. Le but de ces systèmes est de permettre des transferts de données compatible avec des applications multimédia.

Parmi les principaux standards émergents, on trouve :

- Le **GPRS** (*General Packet Radio Service*), ce système permet une transmission en mode paquets, plus compatible avec celle de l'Internet. Les ressources sont allouées de façon dynamique en fonction du besoin. On peut alors atteindre des débits de 170 kbits/s (au lieu de 14.4 kbits/s pour le GSM).
- L' **EDGE** (*Enhanced Data for GSM Evolution*) est un système qui utilise des schémas de modulation et de codage différents suivant les conditions radios rencontrées par l'utilisateur. Une association du système EDGE avec celui du GPRS (nommé E-GPRS), permet d'obtenir des débits maximums théoriques de 474 kbits/s.

1.1.3 - Les standards de troisième génération (3G) [1.6]

De nombreux acteurs ont souhaité que la troisième génération de communications cellulaires soit fondée sur une norme mondiale unique. C'est l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) qui a proposé en 1999 le concept IMT 2000 (*International Mobile Telecommunication System*), regroupant une famille de normes. Ces dernières répondent à certaines caractéristiques techniques comme par exemple une bande de fréquence autour de 2000MHz avec des débits allant de 144Kbits/s à 2Mbits/s suivant la mobilité.

Parmi les principales normes, on trouve le **E-GPRS** (voir paragraphe précédent), le **CDMA2000**, qui est une évolution du CDMAone utilisé au Etats-Unis et qui permet des débits allant théoriquement jusqu'à 2 Mbits/s. Enfin l'**UMTS** (*Universal Mobile Telecommunications System*) que nous allons détailler.

- L'UMTS

Le terme UMTS désigne une norme de téléphonie cellulaire de troisième génération en cours d'élaboration. Atteignant au maximum 2Mbits/s dans certaines conditions (zone urbaine avec une mobilité réduite), les vitesses offertes par les réseaux UMTS seront nettement plus

élevées que celles des réseaux GSM. Mais contrairement au GPRS de nouvelles fréquences seront attribuées.

La version actuelle de l'UMTS prévoit deux duplexages possibles :

- FDD (*Frequency Division Duplex*) : deux bandes de fréquences seront allouées, une voie montante de 1920 MHz à 1980 Mhz et une voie descendante de 2110 à 2170 Mhz.
- TDD (*Time Division Duplex*) : de 1900 à 1920 Mhz et de 2010 à 2025 MHz.

Cette technologie devrait permettre d'améliorer grandement la qualité d'audition des communications. Elle permettra aussi l'accès à Internet en mode paquet, comme le GPRS, mais à des vitesses plus élevées. Enfin, elle devrait répondre au problème de saturation du réseau GSM.

Mais la crise actuelle dans le domaine des télécommunications a ralenti fortement le développement des systèmes de troisième génération. Les opérateurs se tournent vers des solutions moins onéreuses comme l'E-GPRS qui utilise le même réseau que le GSM. Cependant, à la vue des investissements que les opérateurs ont concédés pour l'achat des licences UMTS (plusieurs milliards d'euros), il est certain que ses systèmes verront le jour.

Mais ils devront faire face à la concurrence des réseaux locaux sans fils.

I.2 - Les réseaux locaux sans fils

Concurrents directs à la téléphonie 3G, les réseaux locaux sans fil sont des systèmes destinés à faciliter les connexions entre appareils, que ce soit au niveau domestique, industriel ou collectif. Un grand nombre de standards voit le jour ; ils utilisent, généralement, des bandes de fréquences libres de droit, c'est-à-dire qu'aucun paiement de licence n'est nécessaire [I.7].

Il existe plusieurs grandes familles de réseaux sans fils : on trouve les réseaux bas débits, les réseaux personnels, locaux ou de diffusion.

1.2.1 - Les systèmes faibles débits

Ces systèmes, utilisant la bande ISM (*Industrial, Scientific and Medical*) à 433 MHz, servent pour des alarmes (de protection ou dans le domaine médicale par exemple) ou pour la télémétrie par exemple.

On trouve aussi des applications pour la téléphonie sans fil. Le DECT (*Digital Enhanced Cordless Telecommunication*) est une norme utilisant la bande de fréquence 1880 MHz - 1900 MHz. De technologie numérique, elle offre une très bonne qualité d'émission et de réception. La couverture qu'elle propose est de l'ordre de quelques centaines de mètres et ses applications (**figure 1.4**) sont essentiellement pour des liaisons internes entre plusieurs postes téléphoniques.



Figure I.4 : Exemple de téléphone sans fil utilisant la norme DECT

1.2.2 - Les réseaux personnels

Ces réseaux en pleine extension, qui se nomment WPAN (*Wireless Personal Area Network*), sont destinés à un usage domestique. L'objectif de ce système est de supprimer les nombreux fils qui connectent les divers appareils électroniques que sont les ordinateurs, les imprimantes, les téléphones etc...

Le plus connu de ces standards est la norme **Bluetooth** (802.15) [I.2].

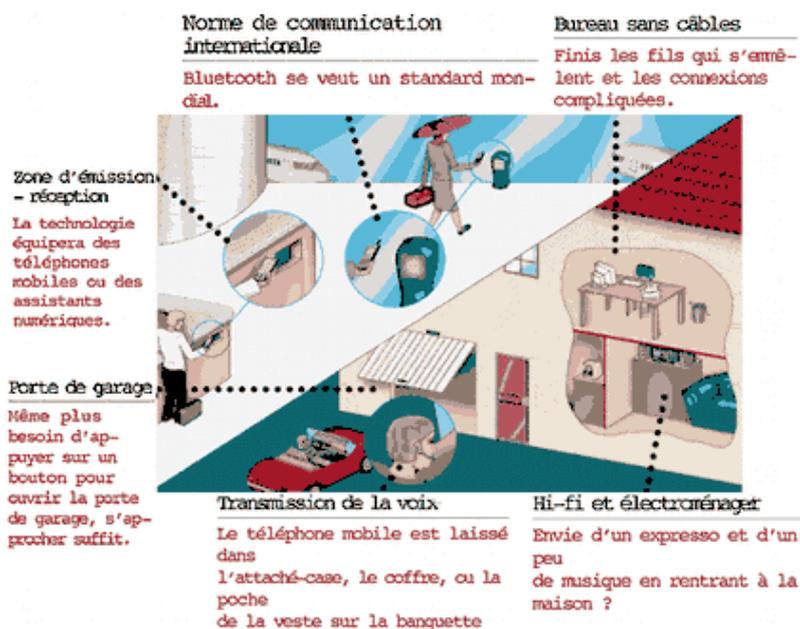


Figure I.5 – Quelques applications de la norme Bluetooth.

Bluetooth a été constitué au départ par un groupe de cinq multinationales (Ericsson, IBM, Intel, Nokia et Toshiba) réunies autour du *Bluetooth Special Interest Group (SIG)*. Ils furent rejoints par la suite par plus de 2500 sociétés. Aujourd'hui, cette norme est bien implantée au niveau mondial.

Sa technologie est basée sur des liaisons radio courtes distances dans la bande ISM à 2.45 GHz, sans licence et libre de droit. Ce système permet de relier jusqu'à huit appareils en même temps dans ce qui est dénommé le « picoréseau ». A l'intérieur de celui-ci, un des appareils, appelé « maître », contrôle les communications des autres, nommés « esclaves ». Les débits peuvent atteindre 1 Mbits/s. Cette technologie évolue : *Bluetooth 2*, prévu pour 2004, permettra des débits jusqu'à 12 Mbits/s.

La norme DECT évolue aussi, elle permettra la transmission de données et de voix avec un débit se situant au alentour des 500Kbits/s à la fréquence de 2.4 GHz.

1.2.3 - Les réseaux locaux sans fils [I.8] [I.9]

D'autres types de réseaux, surtout utilisés pour les entreprises et les collectivités, sont regroupés sous le sigle WLAN (*Wireless Local Area Network*). Ils utilisent 2 bandes de fréquences, la bande ISM à 2.4 GHz et la bande à 5GHz.

- Systèmes à 2.4 GHz

La norme 802.11b, mieux connue sous le nom de Wi-Fi (**figure I.6**), est basée sur un standard de l'IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) datant de 1997, est commercialisée depuis 1999. Son évolution est favorisée par ses faibles coûts de déploiement et son interopérabilité du matériel entre les différents fabricants. Elle utilise un codage DSSS (*Direct Sequence Spread Spectrum*) permettant des débits théoriques jusqu'à 11 Mbits/s.

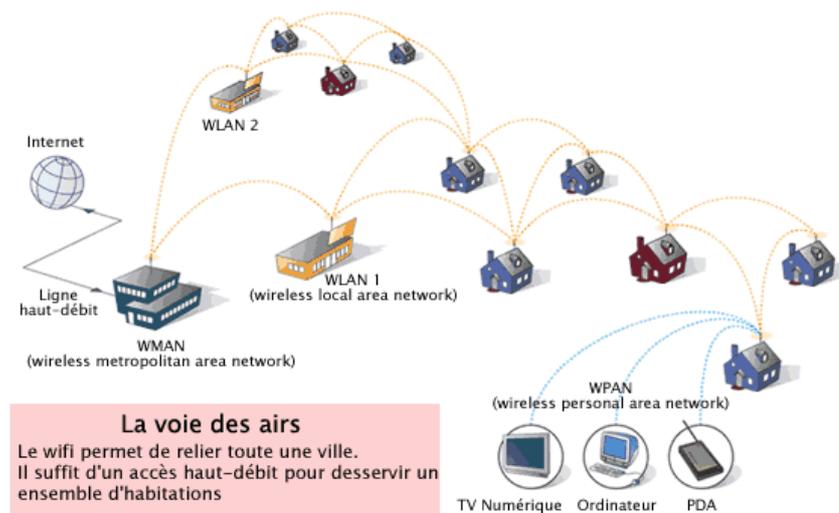


Figure I.6 : Exemple de réseaux utilisant le Wi-Fi

- Systèmes à 5 GHz

Afin d'augmenter les débits, des solutions de WLAN ont vu le jour à des fréquences de 5 GHz permettant ainsi de plus grande bande passante.

C'est en 1998 que l'ETSI (*European Telecom Standardisation Institute*) a défini le standard HiperLan 1 (HIGH PERFORMANCE Local Area Network) qui permet des débits de 1 à 2 Mbits/s pour une portée de 50 m. Son évolution, l'HiperLan 2 offre des débits de 54 Mbits/s pour une portée de 500 mètres grâce au codage OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) très efficace quand le trajet de l'onde subit des réflexions multiples.

1.2.4 - Les réseaux de diffusion

Le réseau de diffusion est aussi un domaine de communication en pleine expansion. Ce système veut concurrencer les systèmes « filaires » (câbles, ADSL, 3G) pour la distribution de données (voix, Internet, etc..) et cela par voie hertzienne.

En effet, le principale avantage des boucles locales radio, ou WLL (*Wireless Local Loop*), est de permettre des communications hauts débits tout en s'affranchissant des installations de câblages fort coûteuses. Ce qui est très avantageux pour des zones d'habitation isolées ou peu denses (comme le milieu rural par exemple). L'opérateur dessert les abonnés par moyens hertziens (station de base). La principale application est le LMDS (*Local Multipoint Distribution Service*).

Le LMDS [I.10] (**figure I.7**) est une technologie utilisant la Boucle Locale Radio (BLR) : Il repose sur une architecture cellulaire permettant de déployer du haut débit sans liaison filaire, depuis une station de base jusqu'à l'abonné qui lui dispose d'une antenne de réception fixe. Le LMDS, à 40 GHz, dispose d'une voie descendante offrant des débits théorique jusqu'à 34 Mbits/s et d'une voie montante (jusqu'à 2 Mbits/s). Pour offrir une plus grande mobilité, le LMDS peut être associé à d'autres réseaux sans fils, leur permettant d'être reliés au réseau opérateur.

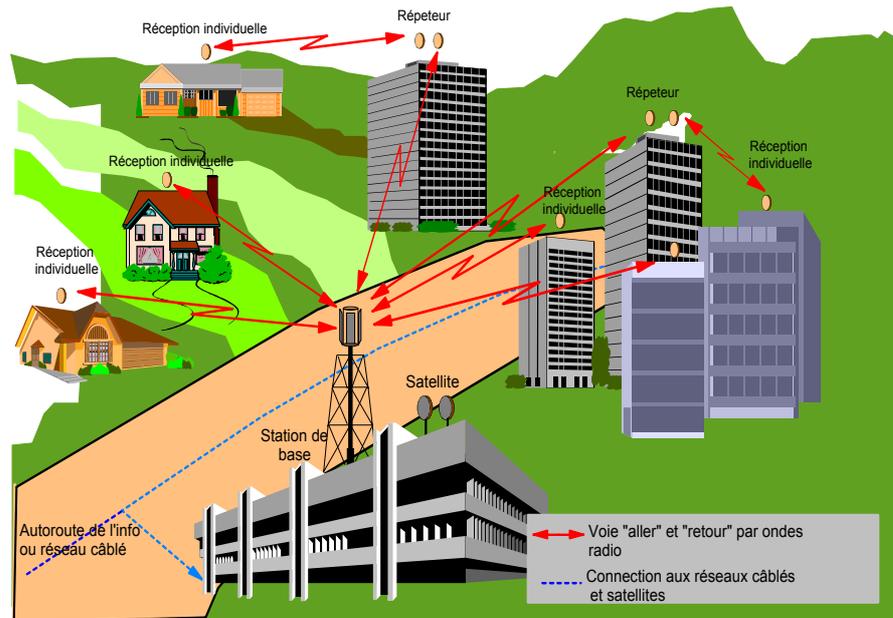


Figure I.7 : Le système LMDS.

I.3 - Conclusion

Le **tableau I.3** compare les principaux standards de téléphonie mobile et de réseaux sans fils.

	Standard	Fréquence (GHz)	Débit (Mbits/s)
2.5 G	GPRS	0.9/1.8	0.17
	EDGE	0.9/1.8	0.474
3G	UMTS	2	2
WPAN	Bluetooth	2.4	2
WLAN	Wi-Fi	2.4	11
	HiperLAN 2	5	54
BLR	LMDS	40	34

Tableau I.3 : Récapitulatif des fréquences et débits des principales normes sans fils.

On constate que les solutions de type WLAN [I.3] sont plus avantageuses en terme de débits que les solutions de téléphonie mobile 3G. Mais ces derniers ont une mobilité beaucoup plus grande.

En effet, la mobilité du système est directement liée aux débits de transmission des données comme l'illustre la **figure I.8**.

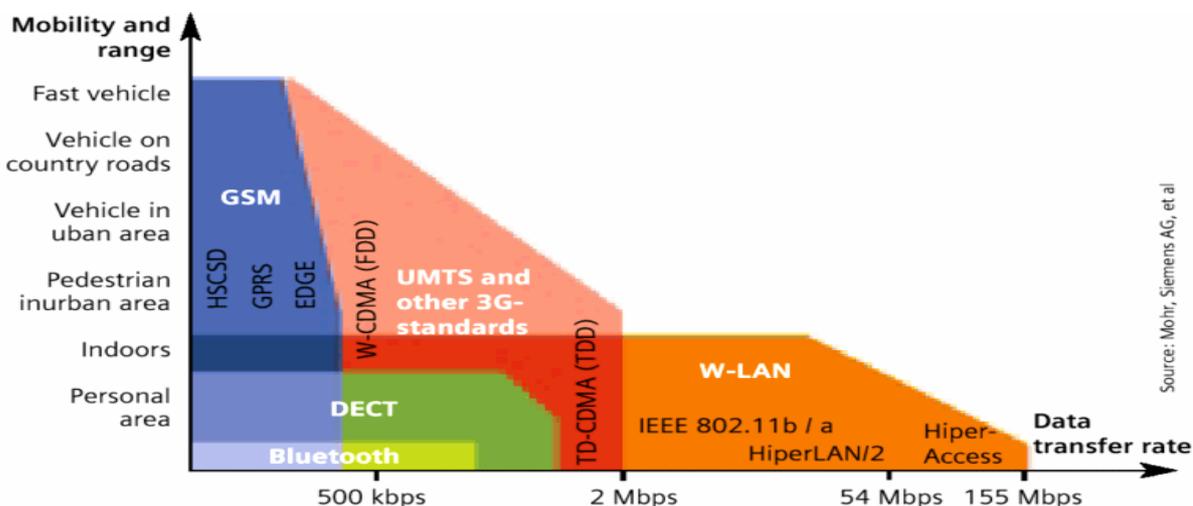


Figure I.8 : Débits de transmission des normes en fonction de la mobilité de l'utilisateur

La **figure I.8** montre bien que les réseaux sans fils offrent un débit élevé au prix d'une zone de couverture moindre et donc d'un degré de mobilité plus faible que les technologies cellulaires, qui, en contrepartie, ont des débits moins importants [I.9]. Actuellement, on ne peut pas avoir du haut débit et une grande mobilité.

Un système comme l'UMTS a un débit variable suivant la mobilité de l'utilisateur : de 384Kbits/s pour une grande mobilité à 2 Mbits/s lorsque l'on se trouve dans une « picocellule », à l'intérieur des bâtiments par exemple. Mais nous sommes loin des valeurs obtenues par l'HiperLan. Pour augmenter les débits des normes de troisième génération, une solution serait de densifier fortement le réseau en créant des cellules de plus en plus petites. Cette solution permettrait une meilleure réutilisation des fréquences et rendrait possible une augmentation des capacités annoncées. Cependant cette densification est très onéreuse.

Une autre solution serait la création de systèmes hybrides. L'utilisateur pourrait profiter de façon transparente des avantages de la téléphonie mobile (grande mobilité) et de ceux des réseaux sans fils (hauts débits).

Actuellement, il serait possible de combiner différents protocoles (par exemple : E-GPRS et WLAN). Le réseau du GSM serait réutilisé et l'on aurait accès aux hauts débits (grâce à la technologie des WLAN) dans des zones de mobilité réduite (entreprises, gares, métros, cœur des villes...). Cette alternative serait beaucoup moins onéreuse que le déploiement de réseaux pour l'UMTS. Mais au vue des investissements qui lui ont été consacrés (achat de licences), il est fort à parier qu'il sera un des principaux acteurs des futurs normes de communications.

Mais quelles que soient les prochaines normes, les différents systèmes de communication mis en place auront besoin d'antennes de plus en plus compactes et discrètes, fonctionnant sur une ou plusieurs fréquences.

II - STRUCTURE ENVISAGEE

Les solutions d'antennes pour les télécommunications modernes sont envisageables avec différents types d'aériens (antenne imprimée, antenne filaire, antenne hélice...). Nous nous sommes intéressés à une antenne dérivée de l'antenne fil-plaque monopolaire (FPM). Cette dernière, d'un concept original, a été développée au sein du CREAPE [I.11].

La structure d'une antenne fil plaque monopolaire [I.12] est similaire à celle d'une antenne plaque, à la différence qu'elle possède un ou plusieurs fils de court-circuit connectés entre le plan de masse inférieur et la plaque supérieure (toit) (**figure I.9**). Ces fils sont à l'origine d'un mode basse fréquence à rayonnement de type monopolaire. Cet aérien atteint des tailles 8 fois inférieures à la longueur d'onde de travail ce qui lui confère une bonne compacité. Les caractéristiques de l'antenne FPM feront l'objet d'une présentation plus approfondie au chapitre II.

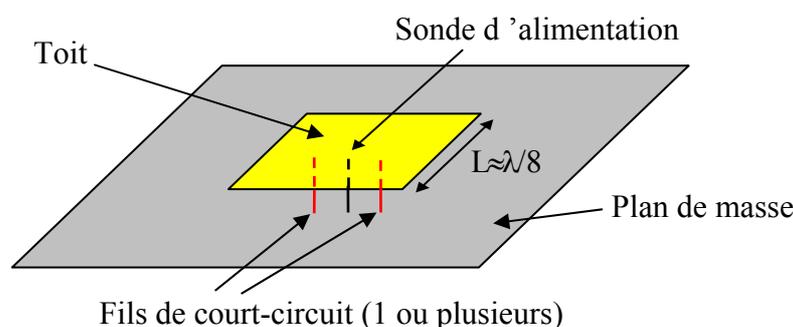


Figure I.9 : Antenne fil-plaque monopolaire

L'aérien étudié dans ce mémoire possède le même principe de fonctionnement que l'antenne FPM mais tous les éléments métalliques de sa structure se situent dans un même plan, d'où son nom d'antenne fil-plaque coplanaire.

Nous nous sommes intéressés à cette antenne pour les avantages suivants :

- compacité
- topologie uni-planaire (facilité d'intégration)
- faible coût

En effet, les antennes actuelles sont contraintes à être le plus discret possible. Nous pouvons citer comme exemple le cas des téléphones portables où l'antenne épouse au mieux le design de l'appareil. Ou le cas des antennes conformées qui sont utilisées, entre autre, pour des applications dans le domaine de l'aéronautique. En fait, l'aérien est de plus en plus obligé de se fondre dans son environnement.

Actuellement, pour la conception d'antennes intégrées, une solution technologique se développe de plus en plus : c'est la technologie **MID** (*Molded Interconnect Devices*). Elle consiste à réaliser un dispositif tridimensionnel en plastique injecté, et à déposer ensuite les connections électriques (pistes) sur ce dernier. En fait, le circuit et le boîtier sont réalisés en même temps. Les circuits électriques réalisés en technologie MID peuvent épouser les formes du support plastique, aussi complexe qu'il soit (**figure I.10**). Ce principe apparaît depuis peu comme une solution intéressante pour la conception d'antennes imprimées [I.13] [I.14] car elle permet à la structure rayonnante d'épouser la forme du module de communication, cette dernière se trouvant imprimée sur l'une des faces du boîtier. Ce système permet une meilleure miniaturisation des dispositifs et réduit les coûts de fabrication. Par contre, cette technologie impose à l'antenne d'être quasiment plane. Des études, utilisant la technologie M.I.D, ont été réalisées au cours de travaux de recherche [I.15], pour l'intégration d'une antenne fil-plaque coplanaire dans un module de communication destiné au relevé à distance de compteurs d'énergie .

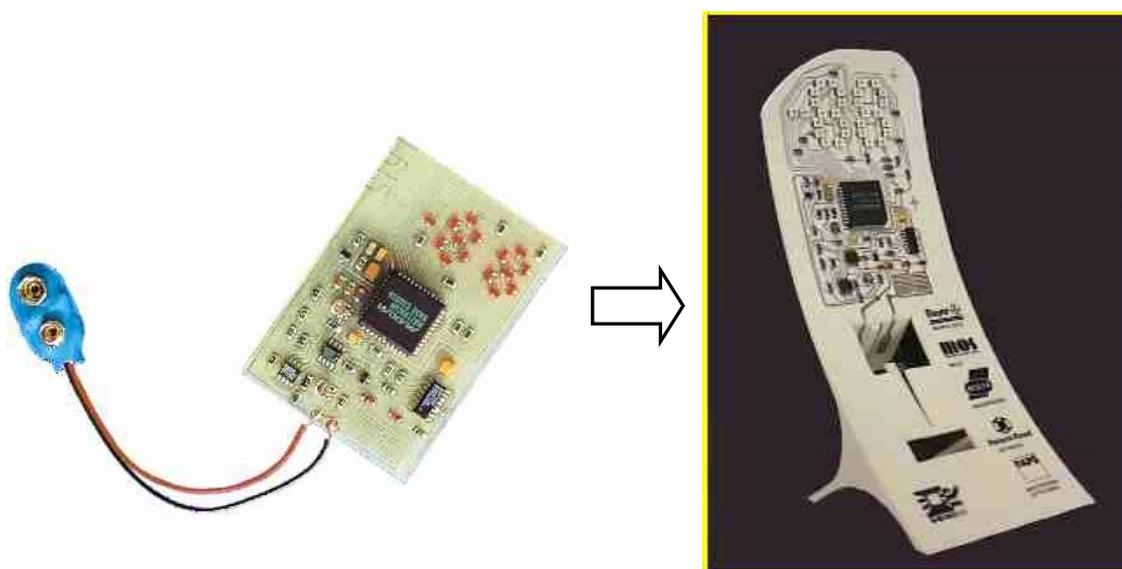


Figure I.10 : Exemple de réalisation en technologie MID.

III - DEMARCHE DE L'ETUDE ET MOYENS MIS EN OEUVRE

III.1 - Démarche de l'étude

Le travail présenté dans ce mémoire résulte d'une démarche qui associe la théorie et l'expérimentation afin d'étudier la faisabilité d'antennes fil-plaque coplanaires dans différentes configurations.

Tout d'abord, nous rappellerons les principes de fonctionnement de l'antenne fil-plaque coplanaire, et nous résumerons ses caractéristiques en terme d'adaptation, rayonnement et compacité.

Puis les performances de l'antenne fil-plaque coplanaire seront étendues vers des applications large bande (cf. **Chapitre II**). Nous étudierons aussi son comportement lorsqu'elle est au-dessus d'un plan métallique réflecteur (cf. **Chapitre III**), ou lorsqu'elle est mise en réseau (cf. **Chapitre IV**) afin d'augmenter sa directivité et son gain.

Enfin, nous verrons une application dans le domaine automobile et cela en partenariat avec un équipementier automobile SCE-MAG. L'objectif est de concevoir et de réaliser une

antenne destinée à être mise sur une vitre de voiture. Cette dernière sera utilisée pour fonctionner en bi-bande pour les normes GSM et DCS.

La réalisation de prototypes permettra une validation expérimentale des différentes antennes conçues par les outils de simulation.

En effet, pour mener à bien ses travaux, nous avons besoin d'outils de simulation performants ainsi que des dispositifs de mesures adaptés. Des instruments adéquates, disponibles au sein de l'IRCOM et sur le site de l'entreprise partenaire, permettront d'élaborer au mieux les systèmes envisagés.

III.2 – Moyens d'analyse théoriques et expérimentaux

L'étude d'antennes dans son contexte requiert des méthodes de simulation rigoureuses. En effet, par définition, ces aériens nécessitent un calcul théorique sur une large bande de fréquences et ceci avec une grande précision. C'est pourquoi nous avons choisi d'utiliser un outil développé au sein de l'équipe Electromagnétisme de l'IRCOM [I.16] utilisant la méthode des différences finies dans le domaine temporel, notée F.D.T.D. (*Finite Difference in Time Domain*) (Annexe1). A l'origine, l'utilisation de la méthode F.D.T.D. dans les problèmes électromagnétiques a été développée pour la première fois par Yee en 1966 [I.17].

Les principaux avantages de cette méthode résident dans sa formulation relativement simple, la robustesse de l'algorithme qu'elle utilise et dans la possibilité d'effectuer des études sur une large bande de fréquence, les calculs s'effectuant directement dans le domaine temporel. La puissance de la méthode permet, en outre, la modélisation des sources d'excitation, la simulation de l'espace libre, le traitement de problèmes géométriques liés aux structures (interface, fil mince, ...) et l'utilisation de divers types de matériaux. Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne ainsi que son environnement proche.

A la méthode initiale à formulation rigoureuse, permettant la résolution de problèmes d'électromagnétisme en zone proche et dans le domaine temporel, ont été associées différentes techniques de calcul des champs électromagnétiques en zone lointaine pour des calculs de paramètres d'antennes. Il s'agit de techniques harmoniques principalement adaptées aux cas des antennes plaques [I.18] [I.19]. Ainsi, nous obtenons un outil à formulation rigoureuse calculant dans le domaine temporel les champs proches et dans le domaine fréquentiel les

champs lointains. L'efficacité de cette méthode pour la résolution de problèmes liés à divers types d'antennes complexes a aussi été démontrée [I.20], ainsi que pour certains types d'association de ces aériens [I.21]. En outre, une nouvelle technique simplifiée de détermination du couplage entre éléments a été introduite [I.22].

Cet outil de simulation puissant va nous permettre de caractériser au mieux les antennes simulées.

III.2.1 - Caractérisation théorique des antennes

Une antenne est un dispositif permettant de transformer l'énergie électrique en énergie électromagnétique et vice versa. Généralement, ce dispositif est réciproque. Mais qu'elle soit en réception ou en émission, son but est de permettre une adaptation correcte entre l'équipement radioélectrique et le milieu de propagation et d'assurer la transmission ou la réception de l'énergie dans des directions privilégiées.

Différents paramètres permettent de décrire les caractéristiques et les performances des antennes. Les plus importants décrivent ses caractéristiques en adaptation, l'antenne est considérée alors comme un élément de circuit électrique, et en rayonnement

III.2.1.a - Choix de l'excitation

L'outil F.D.T.D. permet d'exciter les antennes de deux manières : par générateur localisé et par imposition de champ sur les lignes d'alimentation. Toutes les antennes présentées dans cette thèse ont utilisé le principe d'une alimentation coaxiale.

Ainsi, l'excitation de type "électrique" du mode de cavité ou du mode de propagation désiré, s'effectue dans le code F.D.T.D. par l'introduction du modèle de fil mince sur lequel on place un générateur, à l'emplacement de l'âme du connecteur ou du câble utilisé en mesure. Ce générateur est défini par sa tension temporelle $eg(t)$ et sa résistance interne Zg . L'excitation doit permettre de véhiculer un signal transitoire contenant toutes les fréquences de l'étude. Parmi les signaux temporels $eg(t)$ utilisés, on relève :

- une gaussienne (spectre en demi-gaussienne) ;
- une sinusoïde modulée par une gaussienne (spectre gaussien centré sur la fréquence de la sinusoïde).

III.2.1.b - Caractéristiques électriques des antennes

La méthode F.D.T.D. permet d'avoir accès à deux paramètres électriques intrinsèques aux aériens simulés : l'impédance d'entrée $Z_e(f)$ et le couplage entre les dispositifs $S_{21}(f)$.

III.2.1.b.α - Impédance d'entrée dans le plan d'alimentation

Comme nous l'avons vu précédemment, la tension temporelle d'excitation $e_g(t)$ est imposée au générateur. On calcule, à l'aide d'une transformée de Fourier, le spectre $E_g(f)$ de cette excitation :

$$E_g(f) = \text{TF} [e_g(t)] \quad (\text{I.1})$$

Le calcul du courant $i(t)$ sur le fil est obtenu à partir des équations de Maxwell en introduisant une correction aux composantes du champ électrique pour prendre en compte la source d'excitation. Après transformée de Fourier, le spectre $I_e(f)$ du courant est déterminé :

$$I_e(f) = \text{TF} [i_e(t)] \quad (\text{I.2})$$

L'impédance d'entrée $Z_e(f)$, dont le plan de référence est choisi au niveau du plan de masse, est obtenue à partir de $E_g(f)$, $I_e(f)$ et Z_g l'impédance interne du générateur :

$$Z_e(f) = \frac{\text{TF}[e_g(t)]}{\text{TF}[i_e(t)]} - Z_g \quad (\text{I.3})$$

Le coefficient de réflexion se déduit de cette dernière expression par la relation suivante :

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0} \quad (\text{I.4})$$

où Z_0 est l'impédance de normalisation, en général égale à 50Ω .

III.2.1.b.β - Calcul du couplage entre éléments

Une méthode de calcul originale du couplage sur la sonde coaxiale a été élaborée [I.22], la méthode initiale utilisée dans le code de calcul n'étant valable que pour des antennes identiques et faiblement couplées. La méthode générale utilisée consiste à déterminer la matrice [S] à partir de la matrice [Z] du quadripôle. Cette méthode est lourde, nécessitant les quatre calculs (Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} et Z_{22}) pour le cas d'un quadripôle. Finalement, une méthode

simple et sans approximations a été mise au point, permettant le calcul du couplage en un seul lancement du code de calcul.

Cette méthode repose sur la détermination du courant incident d'un quadripôle. Connaissant ce courant, il est alors possible de déterminer directement le coefficient S_{12} en utilisant la relation suivante :

$$S_{21} = \frac{TF[i_{\text{sortie}}]}{TF[i_{\text{incident}}]} \quad (I.5)$$

Or, dans le code de calcul FDTD, seuls les courants d'entrée et de sortie sont disponibles ainsi que la tension d'excitation du dispositif (**figure I.11**). En nous inspirant de la mesure, il est possible de déterminer le courant incident. Le courant à l'entrée du dispositif est égale au courant incident lorsque le courant réfléchi est nul ($I_{\text{entrée}} = I_{\text{incident}} + I_{\text{réfléchi}}$). Pour obtenir ce courant, il faut placer le générateur sur son impédance d'adaptation qui est son impédance interne. C'est ce courant incident qui sera utilisé pour déterminer le S_{21} du dispositif grâce à la relation (I.5). Le schéma équivalent électrique du générateur sur son impédance d'adaptation (**figure I.12**) permet de retrouver théoriquement le courant incident.

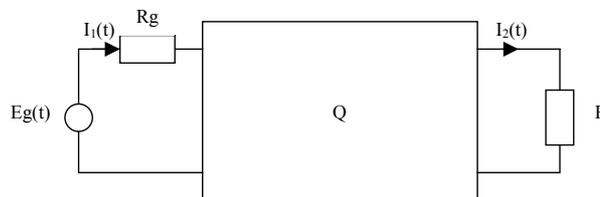


Figure I.11 : Tension et courants disponibles en F.D.T.D.

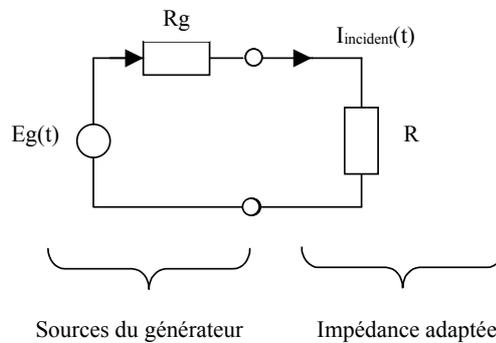


Figure I.12 : Circuit équivalent d'un générateur sur son impédance d'adaptation

Le courant incident est donc équivalent à :

$$I_{\text{incident}}(f) = \frac{E_g(f)}{R_g + R_g} \quad (\text{I.6})$$

Le coefficient de couplage S_{21} a donc pour expression :

$$S_{21} = \frac{\text{TF}[i_2(t)]}{\text{TF}\left[\frac{eg(t)}{2 R_g}\right]} \quad (\text{I.7})$$

Cette méthode apparaît comme donnant des résultats en concordance avec la réalité, elle peut alors être généralisée [I.22] par la formule suivante :

$$S_{i1} = \frac{\text{TF}[I_i(t)]}{\text{TF}[I_{\text{incident}}(t)]} \quad (\text{I.8})$$

III.2.1.c - Caractéristiques de rayonnement

III.2.1.c.α - Gain et directivité

Le comportement lointain d'une antenne est généralement caractérisé par son diagramme de directivité $D(\theta, \varphi)$ qui caractérise l'aptitude d'une antenne à concentrer son énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées (**annexe II**).

Le gain d'une antenne est une mesure importante de ses performances au sein d'un système. Il se définit comme le rapport de l'intensité maximum de rayonnement obtenue au sommet du lobe principal sur l'intensité de rayonnement dans la même direction qui serait produite pour une source électromagnétique isotrope alimentée par la même puissance d'entrée.

En pratique, le gain réalisé de l'antenne est mesuré. Celui-ci est relié à la directivité par la relation suivante :

$$G_R(\theta, \phi) = e(1 - |S_{11}|^2) D(\theta, \phi) \quad (I.9)$$

où e représente l'efficacité de rayonnement de l'antenne, qui caractérise les pertes de l'antenne.

Pour s'affranchir d'une éventuelle désadaptation de l'antenne, le gain intrinsèque est alors utilisé :

$$G_{\text{intrinsèque}} = \frac{G_{\text{réalisé}}}{1 - |S_{11}|^2} \quad (I.10)$$

Si l'antenne est adaptée ($S_{11} = 0$), le gain intrinsèque est égal au gain réalisé.

Le gain, grandeur sans dimension, est généralement exprimé par sa valeur en décibels :

$$G(\theta, \varphi)|_{\text{dB}} = 10 \log_{10} G(\theta, \varphi) \quad (I.11)$$

III.2.1.c.β – Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est généralement représenté dans des plans de coupe particuliers d'un repère sphérique fournissant suffisamment d'informations sur le rayonnement. A titre d'exemple, la **figure I.13** présente les plans de coupes classiques dans lesquels sont évalués les composantes de champ électrique servant à caractériser le rayonnement d'un aérien. Dans le cas le plus général, les antennes possèdent rarement une seule composante de champ. Si bien que l'observation du rayonnement nécessite d'évaluer chacune des composantes de champ (E_θ et E_φ) dans les différents plans.

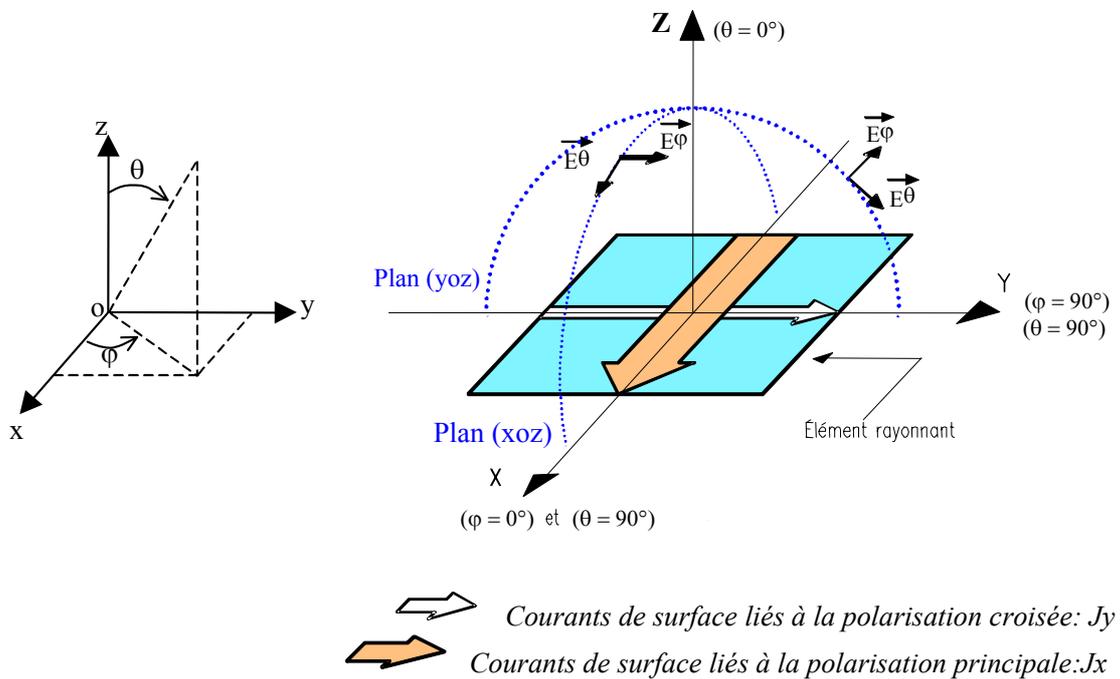


Figure I.13 : Diagramme de rayonnement et courants de surface.

On parle alors de polarisation principale et de polarisation croisée dans le cas d'une antenne polarisée linéairement. Dans l'exemple montré sur la **figure I.13**, la polarisation principale est issue des courants surfaciques majoritaires J_x et correspond à la composante de champ E_θ dans le plan de coupe ($x\hat{o}z$). Dans ce plan de coupe la composante E_ϕ devient alors la polarisation croisée, issue des courants de surface J_y moins importants.

III.2.2 - Dispositifs expérimentaux

La plupart des réalisations de cette étude ont été caractérisées sur la base de mesure d'antennes de l'IRCOM (**Figure I.14**).

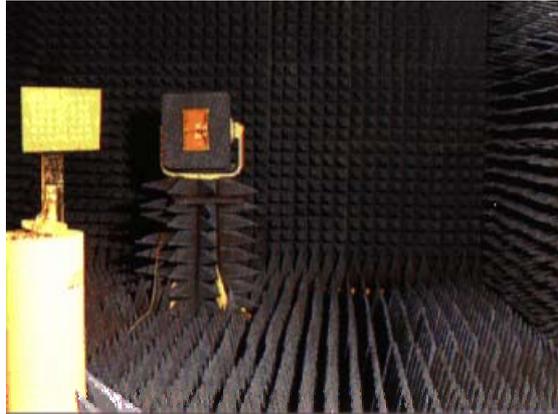


Figure I.14 - Photo de la base de mesure de l'IRCOM.

Cette chambre est dite **anéchoïque** (ou **anéchoïde**) car elle est pourvue, sur toute sa surface interne, de « pics » absorbants permettant d'y simuler l'espace libre. En effet, les mesures de rayonnement d'antenne sont des opérations délicates qui doivent s'effectuer dans des zones dépourvues de toutes perturbations électromagnétiques.

La chambre anéchoïde de l'IRCOM est une pièce rectangulaire de 6 m de longueur sur 4.8 m de largeur et de hauteur 2,8 m. Ceci permet de disposer l'antenne sous test en champ lointain par rapport à l'antenne cornet de référence dans le domaine de fréquences supérieures à 1 GHz.

Les différentes mesures hyperfréquences sont réalisées grâce à un analyseur de réseau vectoriel WILTRON 360. Cet outil permet une détermination précise et rapide des divers paramètres à mesurer dans la bande de fréquence 0,01 à 40 GHz (pour plus de détails sur la base de mesure de l'IRCOM se référer à l'**annexe 2**).

Mais une application à ces travaux de thèse a lieu dans le domaine automobile. Ce qui implique de faire des mesures sur véhicule en extérieur.

Pour cela, la société SCE-MAG dispose d'une base de mesure extérieure permettant de caractériser en adaptation et en rayonnement les aériens sur une automobile.

Cette base est composée d'un **plateau tournant métallique** piloté par des moteurs et dirigée depuis une salle, située à environ 25 mètres de celui-ci, où se trouve toute l'interface nécessaire aux mesures : analyseur de spectre, PC de commande, etc... (**Figure I.15**)



Figure I.15 – *Photo de la base de mesure de SCE - MAG.*

Les mesures étant réalisées en extérieur, les résultats expérimentaux doivent être pris en compte avec beaucoup de précautions car d'éventuelles interférences avec le sol ou certains éléments électromagnétiques perturbateurs voisins (et, en premier lieu, le véhicule) peuvent venir fausser le test. Ce type d'expérimentation peut également être tributaire des conditions atmosphériques. (Pour des informations complémentaires sur la base de mesure de SCE-MAG se référer à l'**annexe 2**).

IV – CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons vu que le domaine d'applications offert par les communications sans fils est vaste. Mais pour la majorité des cas, des antennes de plus en plus compactes, épousant le support, sont requises. C'est pourquoi, nous pensons que les aériens étudiés dans ce mémoire, ont les qualités nécessaires (compacité, facilité d'intégration, faible coût) pour des utilisations dans le domaine des communications de proximité.

Pour mener à bien notre travail, des outils théoriques et expérimentaux nous ont permis de concevoir et développer des antennes intégrant la technologie fil-plaque coplanaire. Dans le chapitre suivant, nous allons en décrire le fonctionnement.

CHAPITRE II

***L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE ET SES
ASSOCIATIONS***

* * * * *

I – INTRODUCTION

Le faible encombrement des antennes apparaît comme un facteur important dans les communications sans fils actuelles. A cela, il ne faut pas négliger les coûts de production qui doivent être le plus bas possible.

De par sa topologie uni-planaire, l'antenne fil-plaque coplanaire permet une intégration plus simple et plus discrète dans les systèmes de télécommunication limitant aussi les coûts de production. Dans ce chapitre, nous montrerons la validité d'une telle structure rayonnante.

Dans un premier temps, les principes de fonctionnement de l'antenne FPM seront donnés. Puis, nous rappellerons les caractéristiques de l'antenne fil-plaque coplanaire.

Enfin, dans une dernière partie, nous verrons un dispositif bifréquence découlant du concept de l'antenne fil-plaque coplanaire. Nous détaillerons alors son fonctionnement en terme d'adaptation et de rayonnement.

II - RAPPELS SUR L'ANTENNE FIL-PLAQUE MONOPOLAIRE

I.1 – Description physique

L'antenne fil-plaque monopolaire (FPM) présente la particularité d'appartenir à deux types d'aériens à la fois : l'antenne imprimée de par sa géométrie globale et l'antenne monopolaire filaire de par son principe de rayonnement. En effet, l'antenne fil-plaque monopolaire se présente comme une antenne imprimée classique, à la différence qu'elle possède un ou plusieurs fils de retour entre le toit capacitif et le plan de masse (**Figure II.1**).

C'est la présence de ces fils à proximité de la sonde d'alimentation qui confère à l'antenne un fonctionnement original.

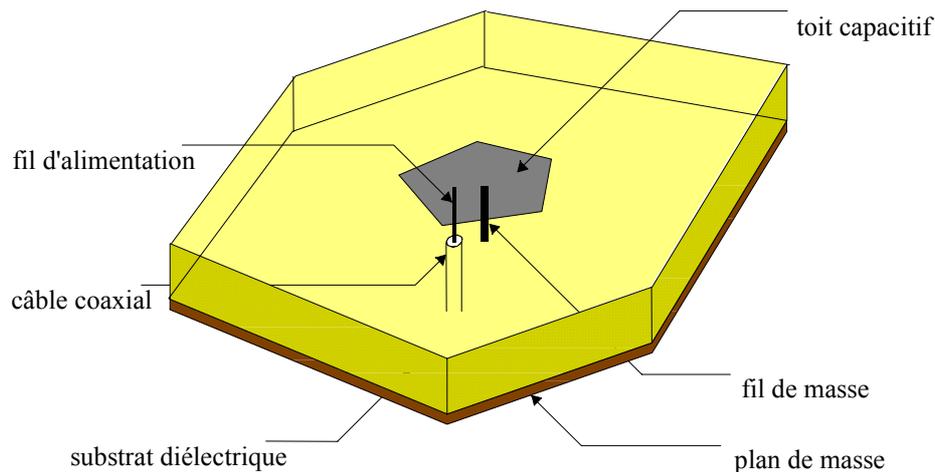


Figure II.1 - Structure simple d'une antenne fil-plaque monopolaire.

I.2 – Principe de fonctionnement

I.2.1 – Effet de l'introduction d'un fil de masse

L'introduction d'un fil de retour à la structure d'une antenne imprimée fut l'objet de nombreuses études. Il a plusieurs intérêts : il permet d'éliminer certains modes de cavité parasites en contrôlant l'impédance d'entrée [II.3] et de modifier la fréquence d'adaptation de l'aérien ou la polarisation du champ rayonné [II.4].

Cependant, le comportement particulier de l'aérien à une fréquence beaucoup plus basse du mode fondamental du patch a été découvert lors de l'étude de susceptibilité des antennes imprimées face aux parasites électromagnétiques dans le domaine spatiale [II.6], [II.7]. Ce phénomène est dû à l'introduction du fil de retour à la masse.

I.2.1.a – Impédance d'entrée – Circuit équivalent

Pour montrer l'effet d'un fil de masse, nous allons comparer l'impédance d'entrée d'une antenne patch classique avec celle de la même antenne avec un fil de masse (**Figure II.2**).

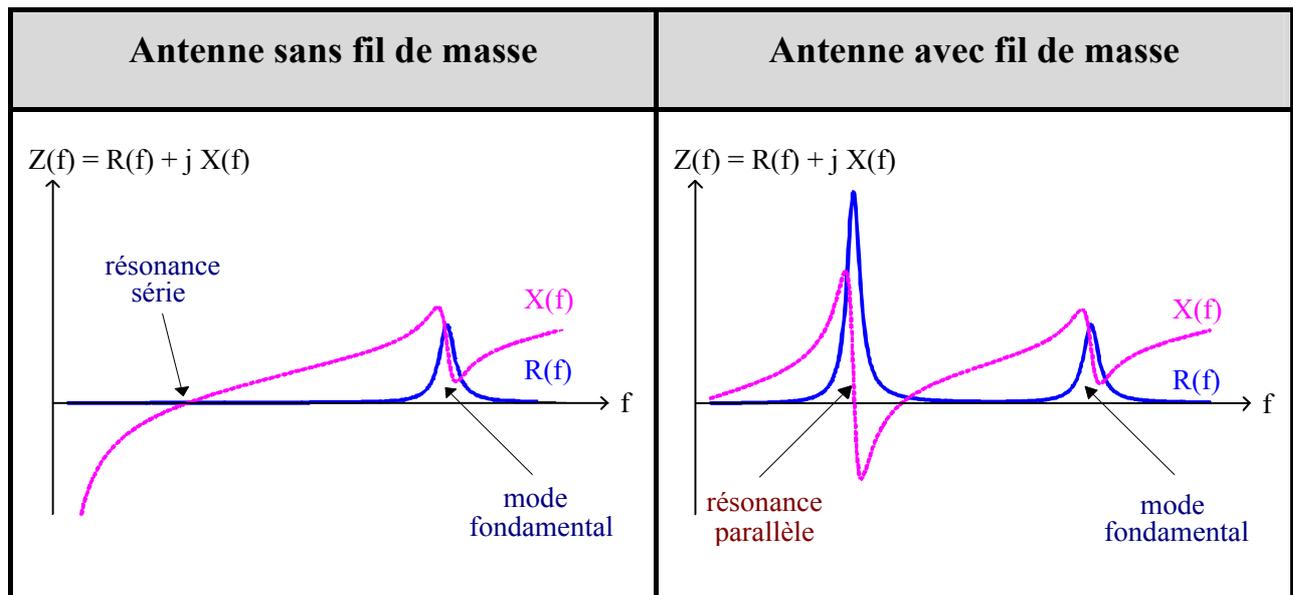


Figure II.2 – Mise en évidence de l'effet d'un fil de retour.

Sans le fil de retour, l'antenne se comporte en basse fréquence comme un circuit résonnant série dû à la self propre de la sonde d'alimentation et à la capacité formée par le toit supérieur. L'ajout du fil de retour induit une nouvelle self inductance qui vient se mettre en parallèle avec la capacité déjà existante (**Figure II.3**), créant ainsi un nouveau point potentiel de fonctionnement, de fréquence inférieure à celle du mode fondamental. Typiquement, ce nouveau mode apparaît à une fréquence environ 4 fois plus petite que celle du mode fondamental. Les dimensions de l'antenne sont alors particulièrement faibles par rapport à la longueur d'onde de travail puisqu'elles vérifient pour une antenne carrée de largeur l et de hauteur h :

$$l = \frac{\lambda g}{8} \text{ et } h = \frac{\lambda g}{20} \text{ avec } \lambda g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ et } f p = \frac{c}{\lambda g}$$

avec λ_0 : longueur d'onde de travail dans le vide, ϵ_r : permittivité du substrat utilisé, c : célérité de la lumière.

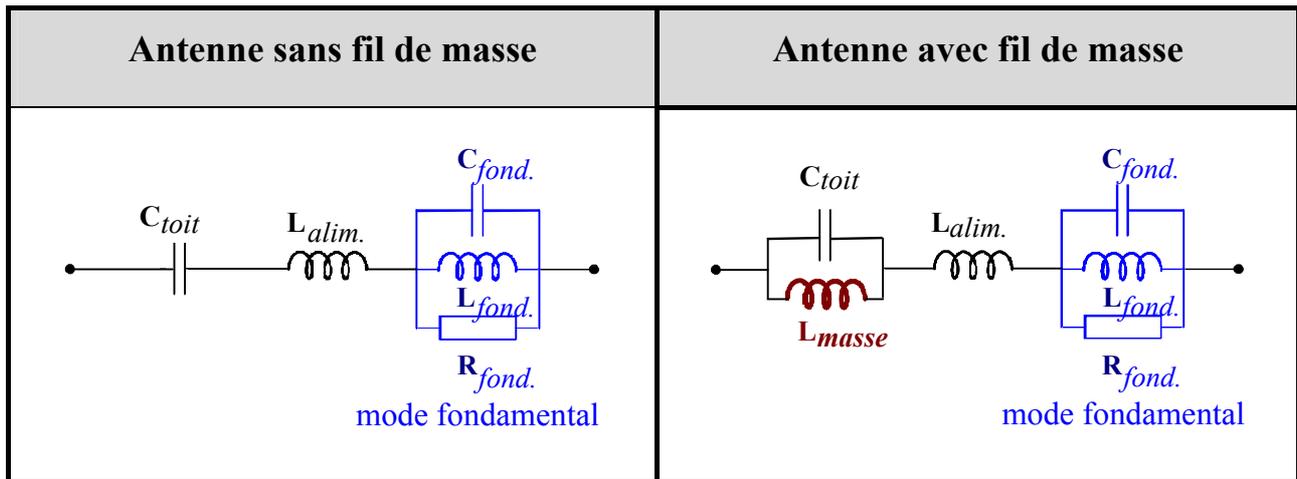


Figure II.3 – Circuits équivalents simplifiés.

I.2.1.b – Point d'adaptation

Cette nouvelle configuration permet d'adapter l'antenne autour de cette résonance parasite de façon pratique et sans circuit supplémentaire. La bonne adaptation d'une antenne, traduisant le transfert maximal d'énergie transmis par le générateur, dépend de la valeur de son impédance d'entrée complexe. Soit $Z_e(f)$ cette impédance, $E(f)$ l'impulsion soumise au générateur et R_o son impédance interne, le meilleur taux de transfert a lieu pour [II.8] :

$$Z_e(f) = R_o, \text{ Soit : } \mathbf{Re}(Z_e(f)) = R_o \text{ et } \mathbf{Im}(Z_e(f)) = 0$$

L'impédance d'entrée du générateur est normalisée et égale à 50Ω dans tous les cas de figure présentés dans ce mémoire.

I.2.1.c – Rayonnement

Le rayonnement en champ lointain à la fréquence de résonance créée par la présence du fil de retour est original. En effet, il apparaît que seuls les champs E_θ et H_ϕ , dans un repère sphérique, sont prédominants, les courants se confinant sur le ou les fils de masse (**Figure II.4**) imposant ainsi le même diagramme de rayonnement qu'une antenne monopôle quart d'onde. Contrairement au mode fondamental de l'antenne imprimée, le rayonnement apparaît donc à polarisation rectiligne verticale et à symétrie de révolution dans les plans azimutaux.

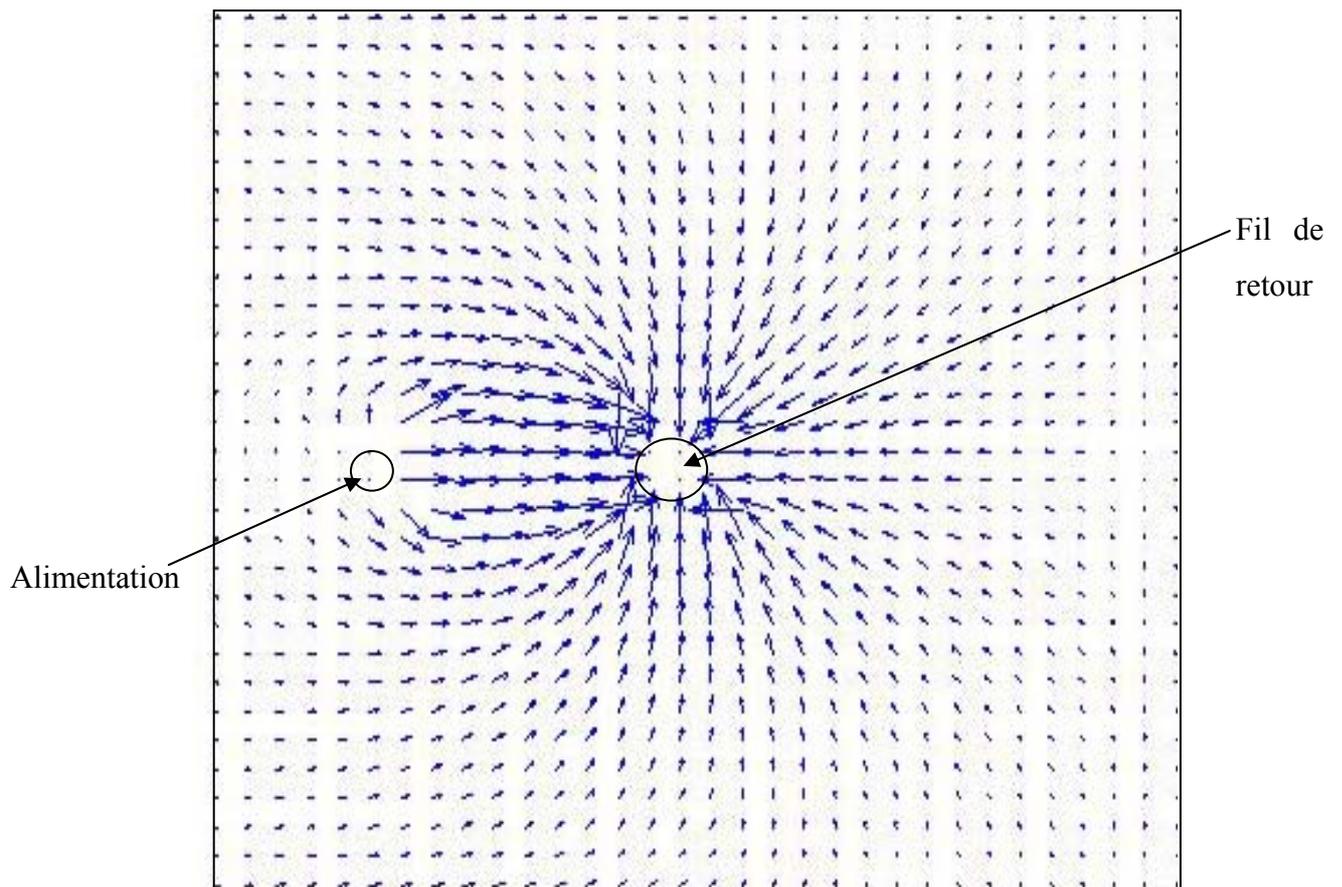


Figure II.4 – Cartographies fréquentielles de courant d'une antenne FPM.

Le gain intrinsèque de l'antenne, représenté sur la **figure II.5**, est calculé dans un plan de coupe vertical et dans le plan azimutal. Seule la composante verticale E_θ du champ électrique est représentée, la composante E_ϕ étant négligeable. Le gain maximum obtenu se situe à l'horizon, il est identique à celui obtenu avec un monopôle quart d'onde et atteint 5 dBi avec un plan de masse infini.

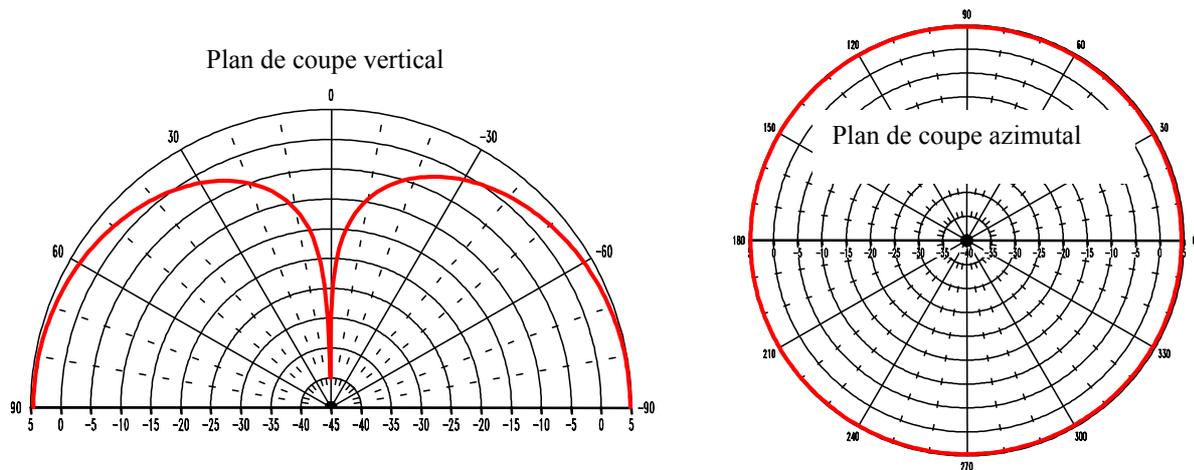


Figure II. 5 : Gain intrinsèque pour la polarisation principale (E_θ) dans les plans de coupe vertical et azimutal.

1.2.2 – Influence des divers paramètres physiques de l'antenne

L'ajout de ce fil de retour à la masse implique qu'un plus grand nombre de paramètres permettent de faire varier les caractéristiques électriques de l'antenne (impédance, facteur de qualité,...) ou de rayonnement (forme, niveau de gain,...). Ils sont détaillés dans l'**annexe 4**.

Les caractéristiques de l'antenne fil-plaque monopolaire et son comportement particulier viennent d'être rappelées. Le fonctionnement original de cette antenne et son faible encombrement ont permis de l'utiliser dans de nombreuses applications **[II.1]**, **[II.2]**.

Afin de réduire l'encombrement de l'antenne FPM, une structure à topologie uniplanaire a été développée : c'est l'antenne fil-plaque coplanaire **[II.9]**.

III – L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE [II.10]

Cette antenne, dont le fonctionnement découle de l'antenne FPM, a déjà été précédemment étudiée [II.10],[II.11]. Nous allons en rappeler les principales caractéristiques.

III.1 - Description physique

L'antenne fil-plaque coplanaire, représentée sur la **figure II.6**, est constituée des mêmes éléments que l'antenne FPM, mais ces derniers se trouvent dans le même plan.

L'aérien est constitué d'une fente capacitive composée d'un élément métallique central et d'un plan de masse périphérique. Le patch central métallique est relié au plan de masse par un ruban métallique. Ce dernier sert alors de court circuit, il est nommé ruban de masse, ruban de court circuit ou ruban rayonnant.

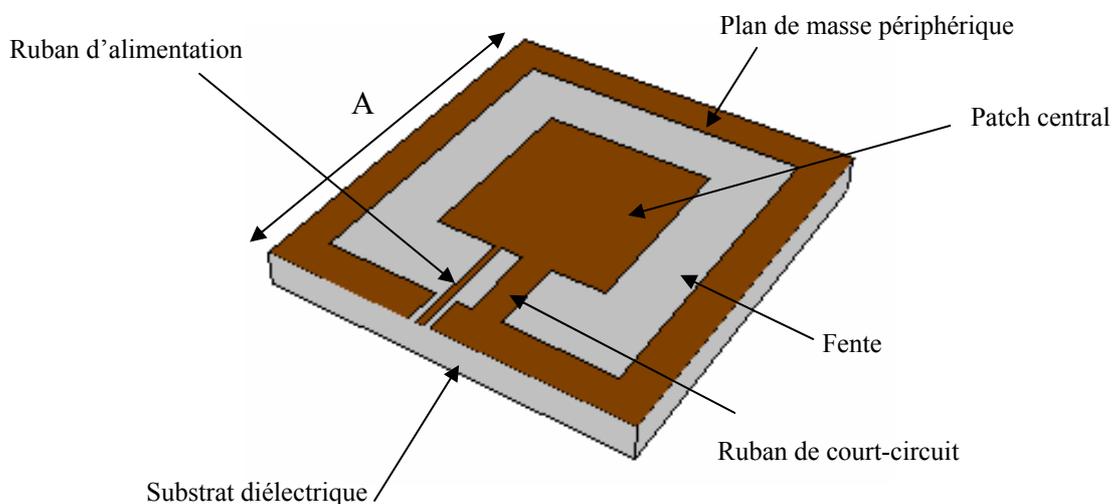


Figure II.6 : Structure typique d'une antenne fil-plaque coplanaire.

Il n'est pas obligatoire d'avoir des formes parallélépipédiques pour les différents éléments métalliques constituant l'antenne. Le plan de masse et le patch central peuvent, par exemple, prendre des formes de type quelconque (circulaire, annulaire ou polygonale). Le but

essentiel est d'avoir une fente capacitive court-circuitée par un ruban de masse. Et, comme pour l'antenne FPM, la structure coplanaire peut avoir plusieurs rubans de court-circuit.

Ainsi grâce à ces qualités intrinsèques, l'antenne fil-plaque coplanaire possède de nombreux avantages par rapport aux antennes conventionnelles :

- Un faible poids
- Un faible encombrement volumique
- Une topologie planaire
- Une possibilité de conformation
- Un faible coût de fabrication

Ces qualités structurelles permettent à l'antenne de s'intégrer facilement dans les terminaux de communications de petite taille qui nécessitent des systèmes rayonnants peu encombrants.

III.2 - Principe de fonctionnement de l'antenne

Dans ce paragraphe, les principes de fonctionnement de l'antenne fil-plaque coplanaire vont être présentés. Nous verrons ainsi que cette variante planaire de la fil-plaque monopolaire garde son principe original de fonctionnement.

III.2.1- Impédance d'entrée

Comme pour l'antenne FPM, nous allons regarder le comportement de l'antenne fil-plaque coplanaire avec et sans ruban de court-circuit (**figure II.7**).

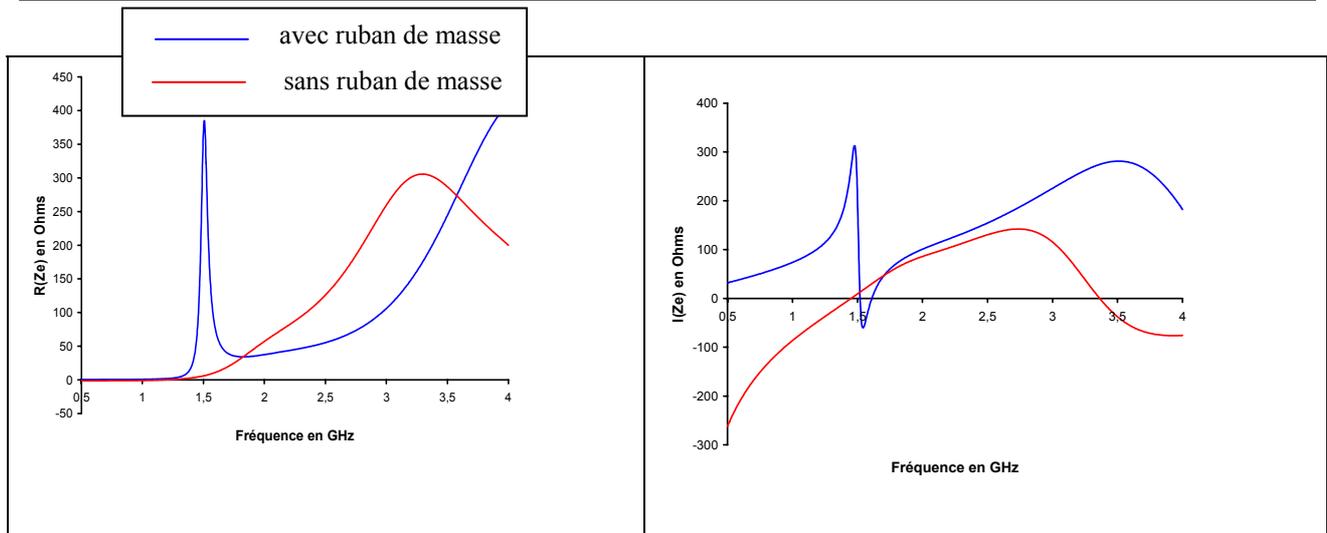


Figure II.7 : Impédance d'entrée de l'antenne avec ou sans ruban de masse.

Sans ruban de masse, l'aérien a le même comportement que l'antenne coplanaire classique (ou antenne boucle à fentes [II.12],[II.13]). Cette antenne a un mode de résonance fondamental directement lié au périmètre moyen de la boucle formée par la fente. La répartition des champs électriques de l'antenne travaillant sur son mode fondamental est représentée sur la **figure II.8**.

Plan de renversement de phase du
champ électrique

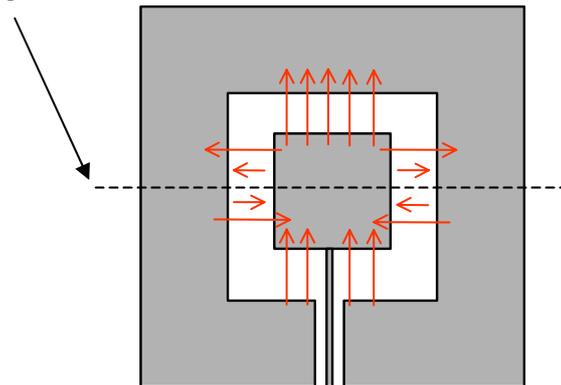


Figure II.8 : Répartition du champ électrique pour une antenne coplanaire sur son mode fondamental

Lorsque le ruban de court-circuit est introduit, une nouvelle résonance parallèle se crée, plus bas en fréquence, au niveau de la résonance série de l'antenne initiale. La résonance du mode fondamental de l'antenne boucle à fentes, quant à elle, est dégradée par la présence du ruban de masse (**Figure II.7**). A la fréquence de résonance de l'antenne FPC, les courants sont majoritairement concentrés sur le ruban de retour à la masse (**figure II.9**).

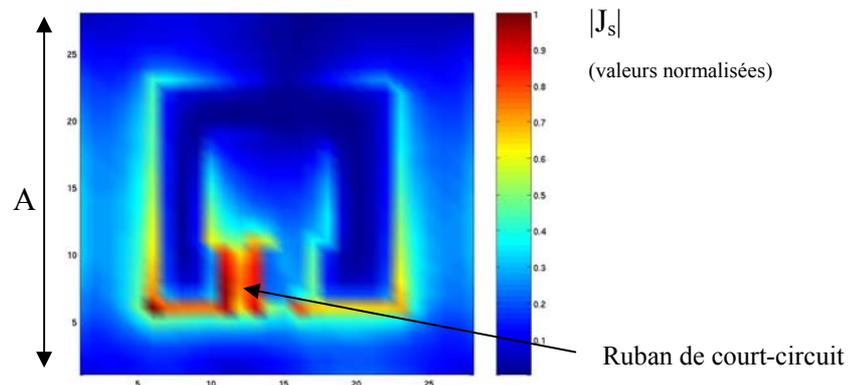


Figure II.9 : Cartographie fréquentielle de densité surfacique de courant normalisée.

Le comportement électrique de cette antenne est ainsi semblable à celui d'une antenne fil-plaque monopolaire. Sans ruban de masse, elle se comporte comme un circuit résonant série lié à la self du ruban d'alimentation et à la capacité formée par la fente. L'introduction du ruban de masse équivaut à la mise en parallèle d'une self inductance et d'une fente capacitive.

Les dimensions de l'antenne par rapport à la longueur d'onde de travail sont relativement faibles. En effet, le périmètre moyen de la fente est de l'ordre de $\lambda/2$. Et la dimension d'une arête du plan de masse est de l'ordre de : $A = \lambda/4$. Mais ce n'est pas un critère fondamental pour déterminer l'encombrement de l'aérien. En effet, l'énergie électromagnétique est uniquement concentrée à proximité de la fente de l'antenne. Ce qui permet d'affirmer que la taille du plan de masse ne joue pas un rôle essentiel sur la fréquence de résonance de l'antenne.

III.2.2 – Rayonnement en champ lointain

Le rayonnement en champ lointain à la fréquence de résonance est principalement dû à la concentration importante de courant sur le ruban de court-circuit. Ceci, permet de dire que la polarisation principale du champ rayonné sera parallèle, dans l'axe, au ruban de masse et que ce champ rayonné à l'infini sera de type dipolaire (**figures II.10 et II.11**). C'est-à-dire que son rayonnement sera le même que celui d'une antenne dipôle.

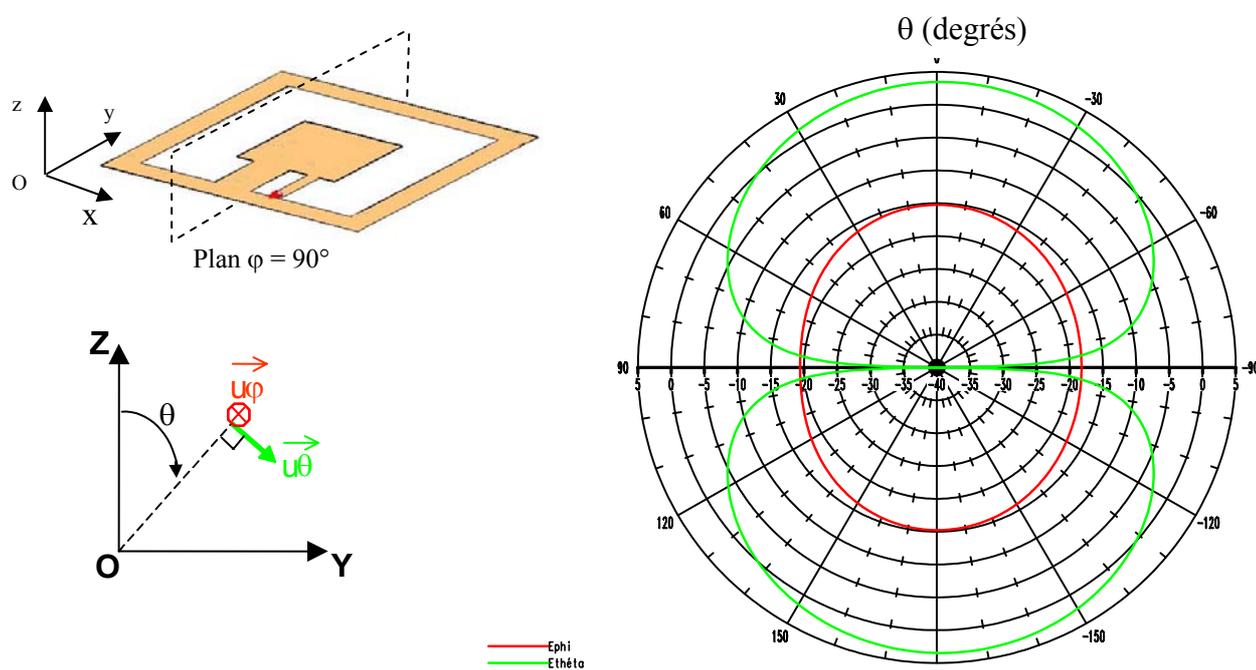


Figure II.10 : Gain intrinsèque de l'antenne dans le plan $\phi = 90^\circ$.

Le diagramme dans le plan $\phi = 90^\circ$ a la composante principale (E_θ) du champ électrique parallèle au ruban de court-circuit dans l'axe. On note un « trou » de rayonnement dans l'axe OY. Le maximum de gain est de 3.5 dBi.

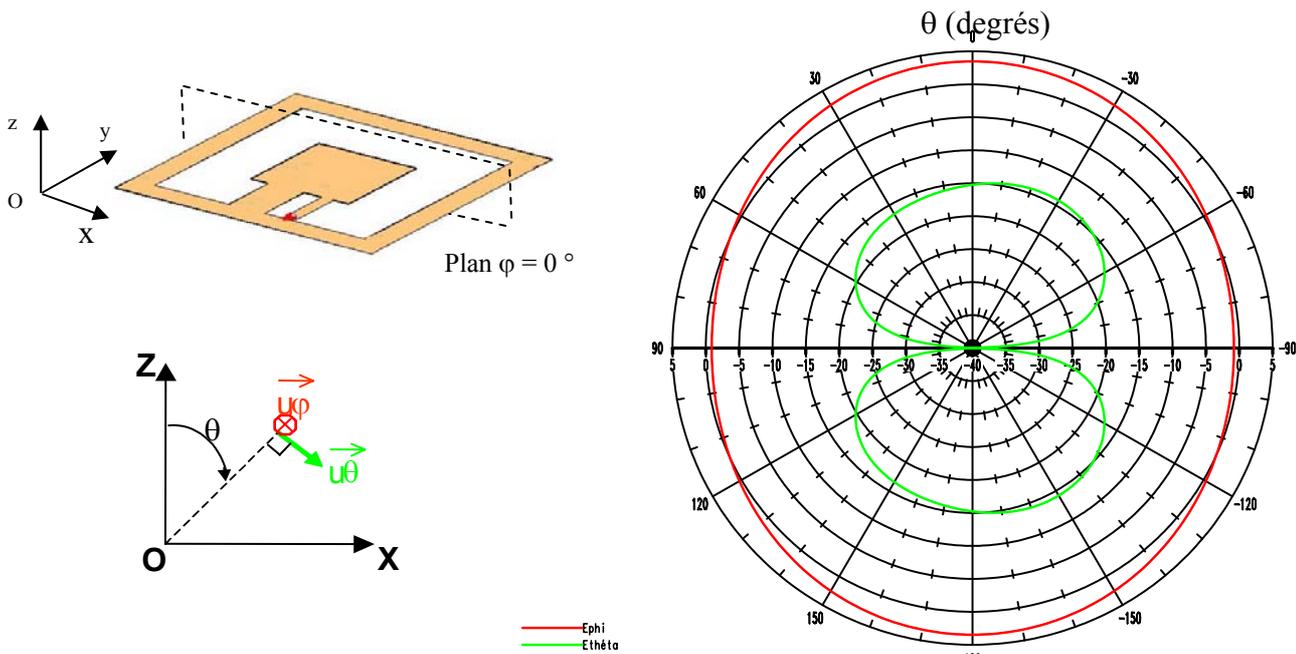


Figure II.11 : Gain intrinsèque de l'antenne dans le plan $\phi=0^\circ$.

Le rayonnement dans le plan $\phi = 0^\circ$ est presque omnidirectionnel, en effet, on note une différence de 4.5 dB entre le gain maximum et minimum. Le maximum de gain est atteint dans l'axe (OZ) et vaut 3.5 dBi. A l'horizon, la présence du plan de masse engendre un phénomène de diffraction qui provoque, dans ce plan, une dégradation du gain.

III.2.3 – Influence des divers paramètres physiques de l'antenne

Les différents paramètres géométriques de l'antenne permettent de faire varier les caractéristiques électriques (l'impédance, le facteur de qualité) ou le rayonnement de l'aérien. Une bonne connaissance de l'influence de ces paramètres est indispensable pour adapter correctement l'antenne. Les éléments de l'antenne qui vont être analysés sont détaillés sur la **figure II.12**.

- Taille du plan de masse (L_m)
- Epaisseur des fentes (L_{s1} , L_{s2})
- Position et la largeur du ruban d'alimentation (R_{w1})
- Position et la largeur du ruban de court-circuit (R_{w2})
- Taille de la pastille centrale (S)
- Hauteur du substrat (H)
- Permittivité du substrat (ϵ_r)

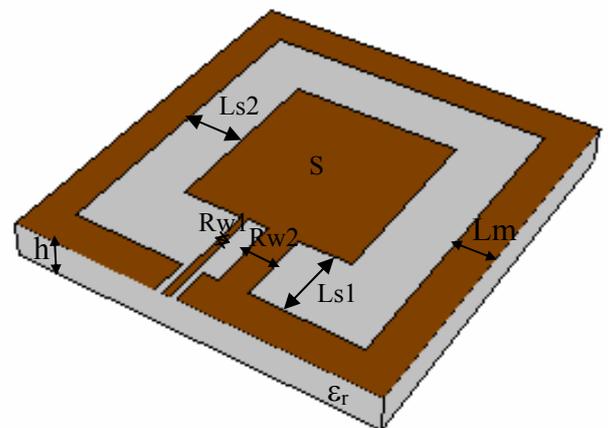


Figure II.12 : Paramètres géométriques de l'antenne.

- Influence sur les caractéristiques électriques

Le tableau présenté sur la **figure II.13** propose un récapitulatif de l'effet des différents paramètres sur les caractéristiques électriques de l'aérien.

Les trois critères qui nous intéressent sont : la fréquence de résonance, l'amplitude de la résonance (R_p) et le facteur de qualité.

Ce dernier noté $Q = f_r/\Delta f$ (i) est un paramètre important pour définir la bande passante potentielle de l'aérien. En effet, généralement, plus il est fort, plus l'antenne sera sélective en fréquence, donc à faible bande passante.

(i) : f_r est la fréquence de résonance et $\Delta f = f_2 - f_1$ où f_2, f_1 sont les valeurs de la fréquence prises à $R_p/2$.

PARAMETRES		Fréquence de résonance	Amplitude à la résonance	facteur de qualité
Epaisseur du plan de masse (L_m)	↗	□	↘	↘
Epaisseur de la fente inférieure (L_{s1})	↗	↘	↗	↗
Epaisseur des fentes latérales et supérieures (L_{s2})	↗	↗	↘	↘
Hauteur du substrat (H)	↗	↘	↗	↗
Permittivité du substrat (ϵ_r)	↗	↘	↗	↗
Surface de la pastille (S)	↗	↘	↗	↗
Largeur du ruban d'alimentation (R_{w1})	↗	□	□	□
Largeur du ruban de court-circuit (R_{w2})	↗	↗	↘	↘
Longueur des rubans	↗	↘	↗	↗
Déplacement du ruban d'alimentation	Centre vers extrémité	↘	↗	↗
Déplacement du ruban de court-circuit	Centre vers extrémité	↘	↗	↗

↘ diminution □ stabilité ↗ augmentation

Figure II.13 : Tableau de paramétrage d'une antenne fil-plaque coplanaire.

- Influence sur la bande passante

L'éloignement du ruban de court-circuit par rapport au ruban d'alimentation ainsi que la diminution de sa largeur permettent d'obtenir les plus larges bandes passantes tout en gardant une bonne adaptation. La **figure II.14** propose l'évolution de la bande passante en fonction de l'éloignement du ruban de masse.

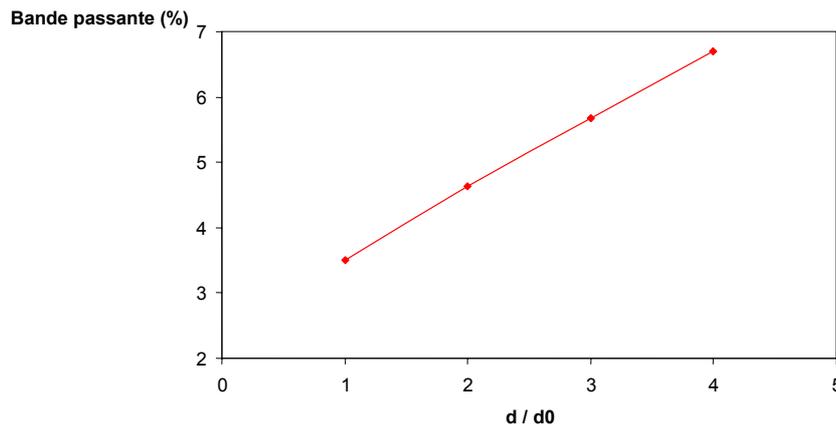


Figure II.14 : Evolution de la bande passante en fonction de l'écartement du ruban de masse par rapport au fil d'alimentation.

La bande passante s'accroît linéairement lorsque (d) augmente et elle peut dépasser les 6 %. Cependant les fréquences d'adaptation de ces bandes passantes optimales se situent très au dessus de la fréquence de résonance parallèle du mode de résonance de l'antenne. Il faudra alors faire un compromis entre la taille de l'aérien et sa bande passante.

- Influence sur le rayonnement

En ce qui concerne le rayonnement à la nouvelle fréquence parallèle, tous les paramètres n'ont pas une influence notable sur ce dernier (forme et niveau de gain). En effet, seuls le choix du substrat diélectrique (permittivité et épaisseur) et la taille du plan de masse ont une importance sur le rayonnement.

Le substrat diélectrique a pour effet de concentrer les champs. Ce phénomène se traduit par une légère augmentation du gain du côté présentant la plus forte permittivité, et donc une diminution du côté opposé. Cette dissymétrie est d'autant plus importante avec

l'augmentation de la hauteur du substrat ou de la permittivité ϵ_r . Lorsque la largeur du plan de masse est augmentée, on remarque une légère diminution du gain dans le plan $\theta = 90^\circ$ et donc un renforcement de celui-ci dans l'axe.

Tous ces paramètres variables permettent à l'antenne fil-plaque coplanaire une grande souplesse d'utilisation et lui permettent de répondre au mieux aux données imposées par un cahier des charges.

L'antenne fil-plaque coplanaire possède donc de nombreux avantages sur les antennes classiques (cf. §III.1), son faible encombrement et son type de rayonnement la rendent intéressante pour les systèmes de communications actuels.

Cependant, de par sa structure coplanaire, elle a l'inconvénient d'être perturbée par son environnement proche. Il est donc important d'étudier cet aérien dans son contexte d'utilisation.

Dans le paragraphe suivant, les performances de l'antenne fil-plaque coplanaire vont être étendues vers des applications bifréquences.

IV – ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE BIFREQUENCE

Comme nous l'avons vu précédemment l'antenne fil-plaque coplanaire est bien adaptée pour le domaine des télécommunications mobiles (pour les antennes intégrées, conformées, etc.). Cependant les systèmes de communications sont de plus en plus petits. C'est pourquoi il est important de concevoir des antennes multifréquences.

A partir, d'une antenne FPC classique, nous allons concevoir une antenne bifréquence. Pour cela, l'idée est d'encastrier dans la structure initiale de l'antenne FPC, une autre antenne coplanaire plus petite (**figure II.15**). Dans le but de créer, une autre résonance parallèle à une fréquence plus haute.

IV.2 – Caractéristiques électriques

La **figure II.17** montre la comparaison de l'impédance d'entrée de l'antenne définie précédemment avec celle de l'antenne initiale, toutes deux obtenues par la simulation F.D.T.D. L'ajout de l'élément métallique « parasite » fait apparaître, comme souhaité, une résonance parallèle plus haut en fréquence (pic3). Cependant, l'introduction de ce dernier va perturber la résonance initiale (pic1). Cela va se traduire par un léger décalage vers les basses fréquences et une augmentation de l'amplitude du pic de la première résonance.

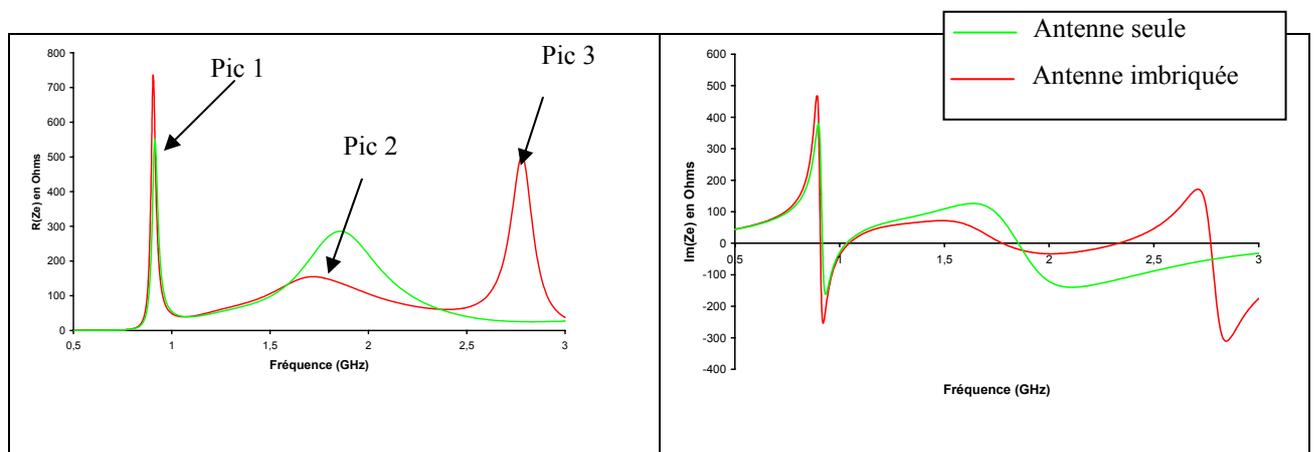


Figure II.17 : Comparaison des impédances d'entrée.

La présence du pic 2, déjà existant sur une antenne FPC seule (cf. § III.2.1), n'est pas dû à la présence du ruban parasite.

Sur la **figure II.8** sont représentés les cartographies fréquentielles de courant de l'antenne imbriquée à la résonance initiale (fr_1) et à la résonance haute (fr_3).

A la fréquence basse, les courants se situent principalement au niveau du fil de retour à la masse : l'antenne imbriquée garde les caractéristiques intrinsèques de l'antenne FPC à la fréquence basse.

A la fréquence haute, les courants sont situés majoritairement sur le ruban d'alimentation et le ruban parasite.

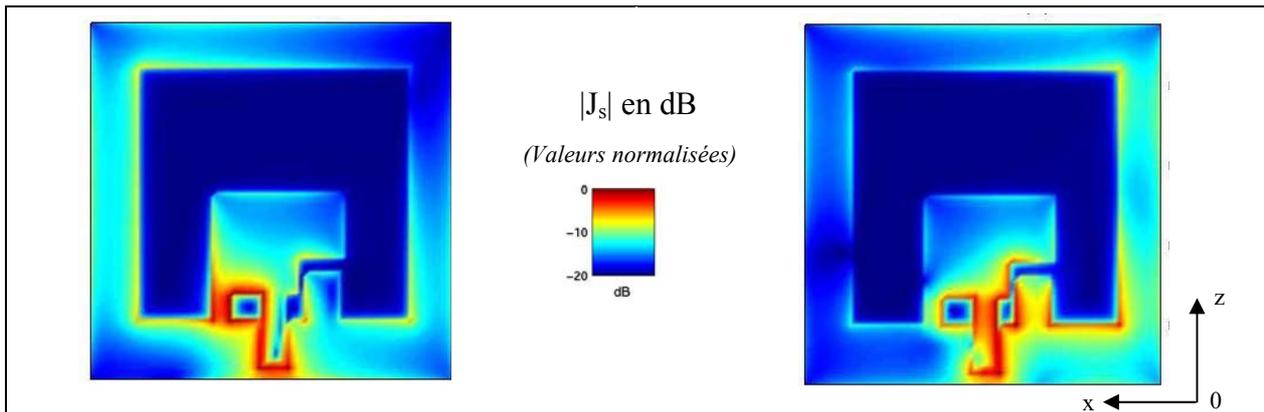


Figure II.18 : Cartographies fréquentielles de courant de l'antenne imbriquée à la résonance initiale (fr_1) et à la résonance haute (fr_3).

L'intérêt de la résonance parallèle n°3 est de permettre de créer un pic d'adaptation entre les résonances 2 et 3 (cf. figure II.17). Sur la **figure II.19** est représenté le module du coefficient de réflexion pour l'antenne imbriquée.

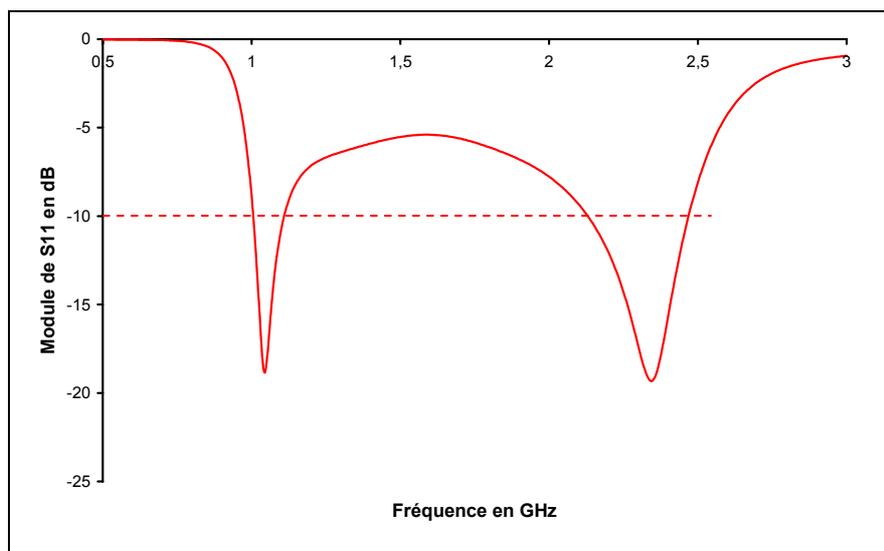


Figure II.19 : Module du coefficient de réflexion de l'antenne imbriquée.

Nous avons bien deux pics d'adaptation, permettant d'avoir une antenne bibande.

IV.3 – Diagrammes de rayonnement à l'infini

La figure II.20 présente la comparaison du diagramme de rayonnement entre l'antenne imbriquée et l'antenne seule à la fréquence de résonance initiale.

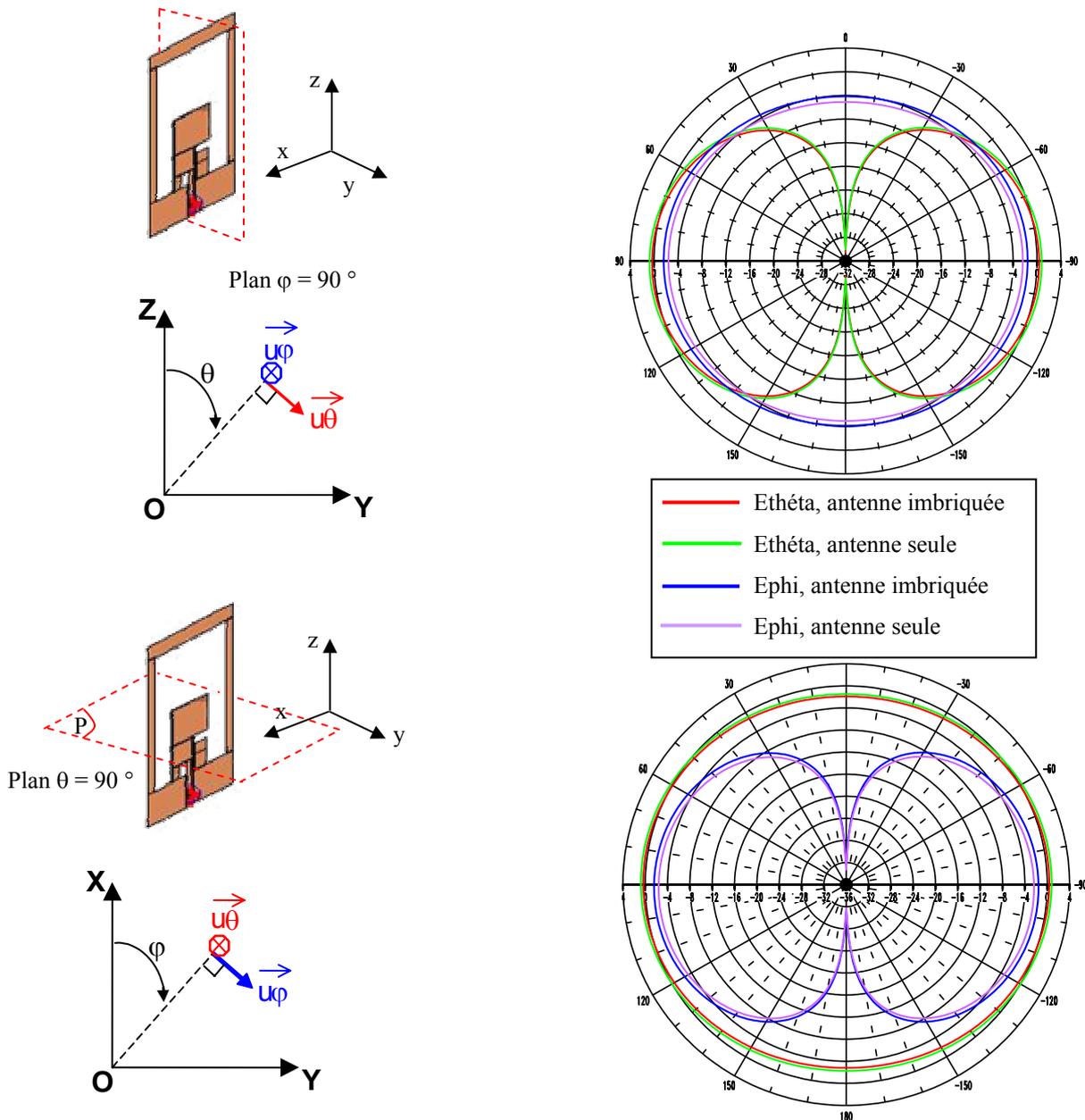


Figure II.20 : Comparaison des diagrammes de rayonnement à la fréquence de résonance initiale.

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne imbriquée et de l'antenne seule pour la composante principale et croisée sont quasiment les mêmes. L'ajout de l'élément métallique ne modifie pas le comportement électromagnétique de l'antenne initiale. Le rayonnement de

type dipolaire est respecté. Cependant, on note que la polarisation croisée est importante. En effet, dans cette configuration, à la fréquence de résonance initiale, les courants sont concentrés entre le ruban de masse et celui d'alimentation. Ce sont les courants dirigés suivant l'axe Ox qui sont à l'origine de cette composante croisée.

Sur le **figure II.21** est présentée la comparaison du diagramme de rayonnement entre l'antenne imbriquée et l'antenne seule à la fréquence d'adaptation.

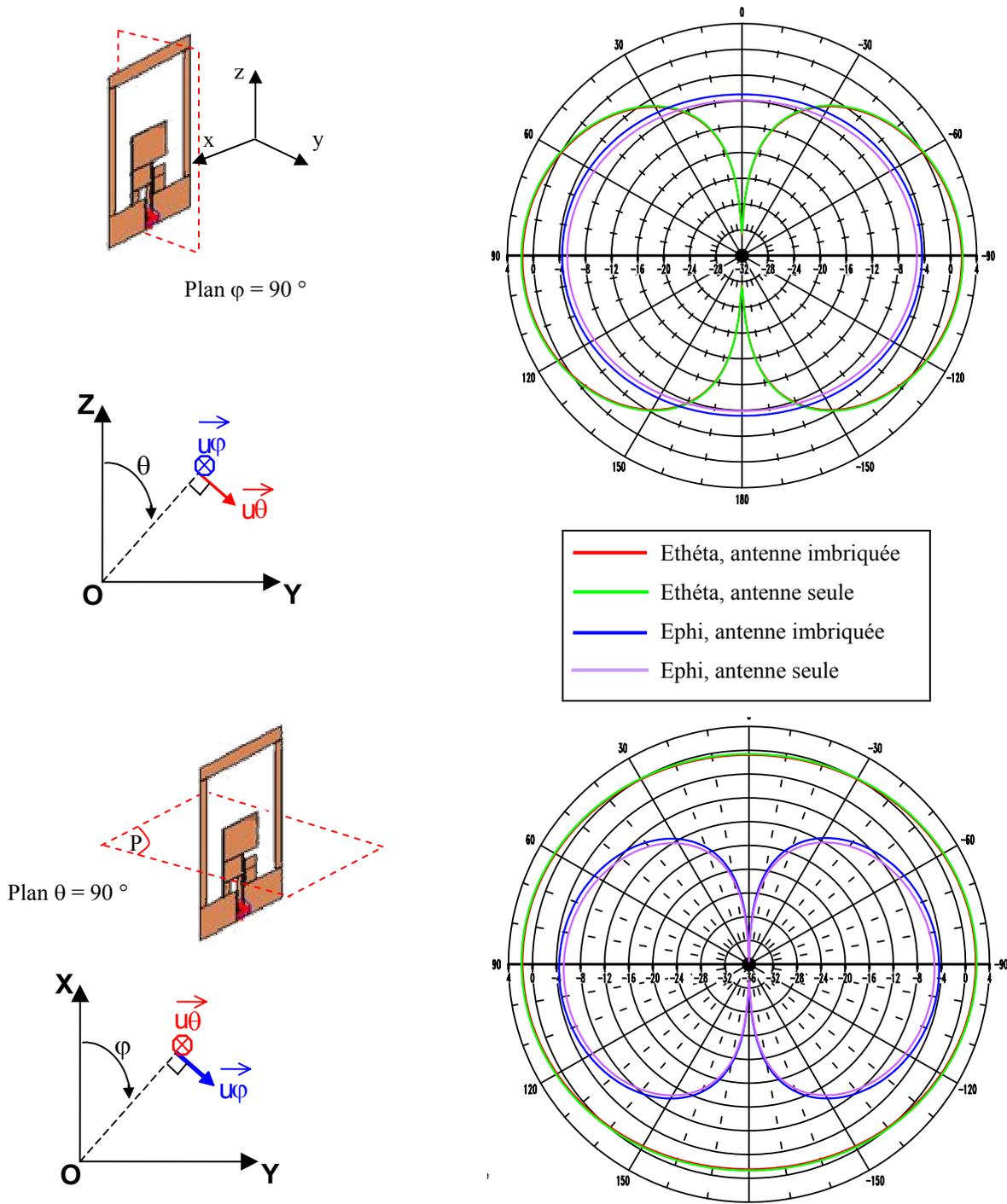


Figure II.21 : Comparaison des diagrammes de rayonnement à la fréquence d'adaptation.

A la fréquence d'adaptation, les courants sont plus concentrés sur l'axe Oz ce qui a pour effet de diminuer la composante croisée et par la même d'augmenter la composante principale.

La **figure II.22** représente le diagramme de l'antenne imbriquée à la fréquence haute (fr_3).

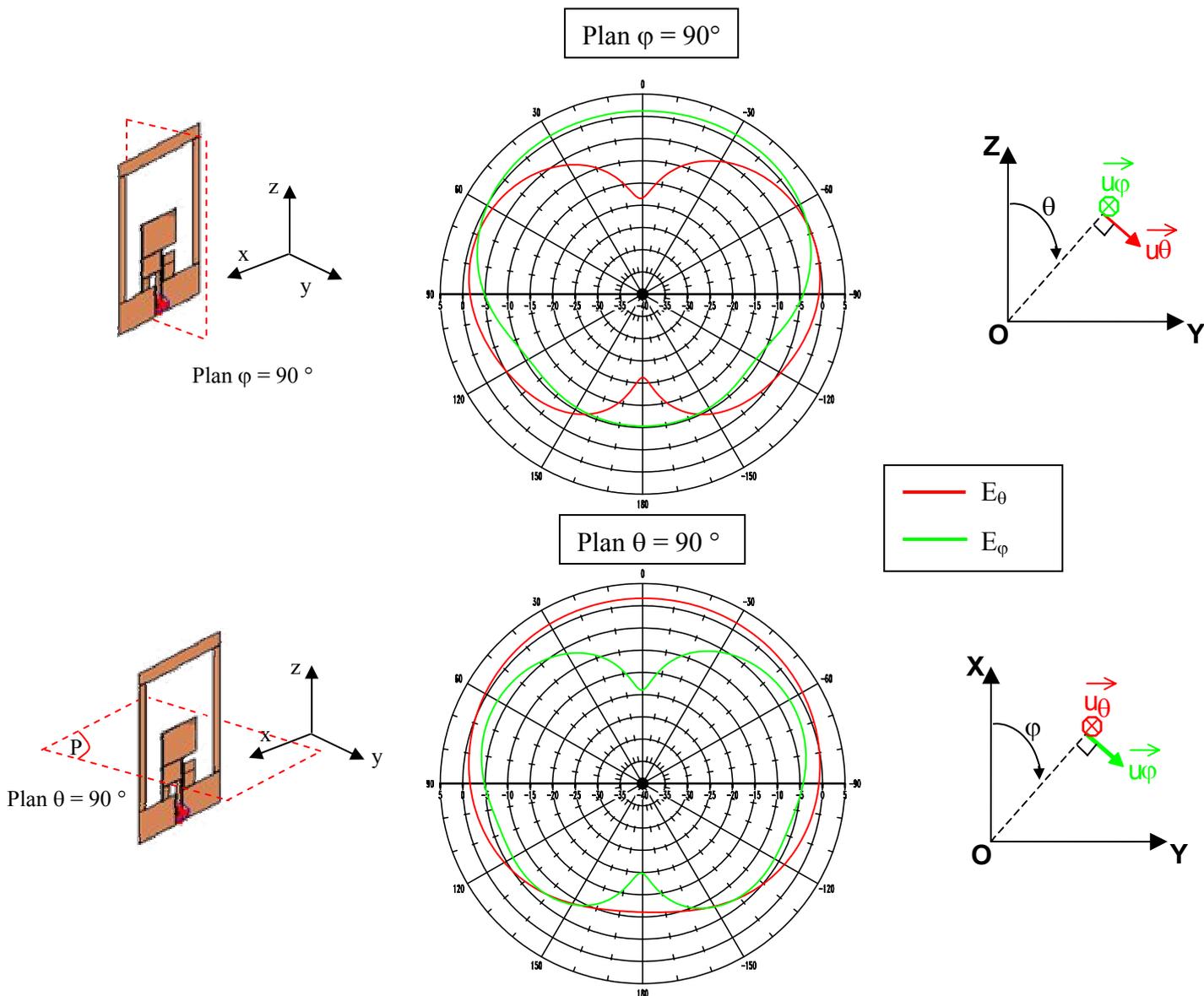


Figure II.22 : Diagrammes de rayonnement à la fréquence haute.

Les diagrammes de rayonnement, dans les deux plans, sont assez perturbés. Le diagramme de rayonnement est moins « pure » que pour l'antenne fil-plaque coplanaire seule mais il garde une omnidirectionnalité suffisante. On note, toutefois, une perte de gain d'environ 2 dB par rapport au gain de la fréquence initiale dans l'axe Oy.

Une dissymétrie des diagrammes dans les deux plans apparaît aussi. C'est la position décentrée du ruban parasite qui en est la cause. Il dégrade la symétrie de révolution, dans le plan $\theta = 90^\circ$, du dispositif.

En conclusion, le rayonnement, aux deux fréquences (f_{r1} et f_{r3}), présente un caractère dipolaire. Ce dispositif est donc intéressant pour concevoir des aériens multifréquences.

Dans le paragraphe suivant, afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'aérien, un paramétrage des différentes variables mis en jeu dans la conception de l'antenne va être effectué.

IV.4 – Paramétrages

L'antenne précédemment décrite (cf. §IV.1) a été utilisée pour réaliser l'étude paramétrique. La valeur des caractéristiques géométriques initiales de l'aérien (cf. figure II.16) sont :

$$(\lambda_1 = 0.23 \text{ m} ; \lambda_3 = 7.4 * 10^{-2} \text{ m})$$

- **lr1 = 6 mm**, largeur du ruban de court-circuit initiale
- **lr2 = 4 mm**, largeur du ruban d'alimentation initiale
- **lr3 = 6 mm**, largeur du ruban parasite initiale
- **lp0 = 11 mm**, longueur du ruban parasite initiale
- **ls1 = 12 mm**, largeur de la fente latérale initiale
- **ls2 = 7 mm**, largeur de la fente latérale
- **ls3 = 11 mm**, largeur de la fente inférieure initiale
- **ls4 = 7 mm**, largeur de la fente supérieur initiale
- **wr1 = 3 mm**, distance entre les rubans de masse et d'alimentation
- **wr2 = 6 mm**, distance entre les rubans d'alim et parasite initiale
- **$\Delta z = 3 \text{ mm}$** , distance entre distance entre le ruban parasite et le patch suivant la direction Oz
- **hi = 5 mm**, hauteur du substrat initiale
- **$\epsilon_r = 3$** , permittivité électrique du substrat (supposée constante sur la bande de fréquence étudiée)

Ces paramètres vont être modifiés afin d'étudier l'effet produit sur les caractéristiques électriques et de rayonnement de l'antenne et ce aux deux fréquences de travail.

IV.4.1 Variations sur les caractéristiques électriques

Les figures sont en Annexe 5.

- Influence de la longueur du ruban parasite (l_{po}) :

L'augmentation de la longueur du ruban parasite (**figure A5.1**) implique une diminution de la fréquence de résonance et une augmentation significative de la résistance de résonance à la fréquence haute. L'augmentation du ruban entraîne une augmentation de l'inductance de ce dernier impliquant alors l'augmentation de la résistance de résonance. Les variations de la longueur du ruban parasite semblent peu affecter la première résonance.

- Influence de la distance entre le ruban d'alimentation et le ruban de masse (w_{r1}) :

Le déplacement du ruban de masse vers le bord de la structure, c'est-à-dire son éloignement du ruban d'alimentation (**figure A5.2**) implique une diminution de la fréquence de résonance et une augmentation de l'amplitude du premier pic. Sur le pic de résonance haute, on note une diminution de la fréquence de résonance et de l'amplitude de la résistance. Ceci dénote l'importance de la distance w_{r1} sur le comportement de l'antenne. En effet, l'augmentation de la distance entre les deux rubans modifie le trajet de circulation des courants prédominants expliquant une modification de l'impédance d'entrée.

- Influence de la distance entre le ruban d'alimentation et le ruban parasite (w_{r2}) :

Le déplacement du ruban parasite vers le ruban d'alimentation (**figure A5.3**), engendre une augmentation de l'amplitude du pic 3, la fréquence de résonance est, elle, quasiment constante. Ce phénomène est moins marqué sur la résonance « fil-plaque ». L'augmentation de la distance w_{r2} diminue le couplage entre les deux rubans ce qui a pour effet de diminuer l'amplitude de la résonance haute.

- Influence de la largeur du ruban de retour (lr1) :

L'augmentation de la largeur du ruban de masse (**figure A5.4**) implique une augmentation de la fréquence de résonance du premier pic et une diminution de l'amplitude de résonance (comme pour l'antenne seule). Aucun changement n'est visible sur la résonance haute. L'augmentation de la largeur du ruban de masse diminue l'inductance liée à celui-ci, impliquant une augmentation de la fréquence de résonance et une diminution de l'amplitude de résonance [II.10].

- Influence de la largeur du ruban de masse d'alimentation (lr2) :

L'augmentation de la largeur du ruban d'alimentation (**figure A5.5**) a pour effet de diminuer la fréquence de résonance basse et d'augmenter son amplitude et son facteur de qualité. Sur le pic de la résonance haute, on note une diminution de la résistance de résonance et de la fréquence. La modification de la concentration et du trajet des courants dominants entre ces éléments peut expliquer l'évolution de l'impédance d'entrée.

- Influence de la largeur du ruban parasite (lr3) :

L'augmentation de la largeur du ruban parasite entraîne une légère diminution de la fréquence de résonance haute et une légère augmentation de l'amplitude de son pic (**figure A5.6**). On n'observe pratiquement aucunes variations (fréquence et amplitude) sur le premier pic de résonance.

- Influence de la taille des fentes (ls1,ls2,ls3,ls4) :

L'augmentation de la fente inférieure (ls2) revient à augmenter la longueur des rubans (masse et alimentation) (**figure A5.8**) et donc à augmenter la valeurs des selfs. Cela a pour effet d'augmenter la résistance de résonance et le facteur de qualité et de diminuer la fréquence basse. Sur la fréquence haute, on note une diminution de la fréquence et de l'amplitude de façon significative. Plusieurs raisons à cela : on a augmenté la valeur Δz et la concentration des courants sur le ruban d'alimentation a été changé (augmentation de ls2).

L'élargissement des fentes latérales (l_{s1} , l_{s3}) et supérieures (l_{s4}) contribue à diminuer la capacité de l'antenne car le champ électrique se trouve majoritairement réparti dans ces fentes [II.10]. Mais seule la distance l_{s3} (**figure A5.9**) a une influence sur le pic 3. L'augmentation de la largeur de la fente l_{s3} diminue sa fréquence de résonance et augmente l'amplitude du pic de résonance et du facteur de qualité.

- Influence de la distance entre le ruban parasite et le patch suivant l'axe Oz (Δz) :

L'augmentation de Δz se traduit par l'augmentation de la fréquence haute de résonance et la diminution de l'amplitude de la résistance de résonance (**figure A5.11**). Aucune modification significative sur la fréquence basse n'est à noter. C'est le couplage entre les deux éléments qui est à l'origine du changement de l'impédance d'entrée. En effet, l'augmentation de Δz se traduit par une diminution de la capacité entre le ruban et le patch.

- Influence d'un substrat diélectrique (ϵ_r , h_i) :

L'augmentation de la permittivité du substrat (**figure A5.12**) se traduit par une diminution des deux fréquences de résonances et une importante augmentation de l'amplitude à la résonance basse. L'amplitude du pic de la résonance haute semble stable. L'antenne est moins sensible à la hauteur du substrat.

En conclusion, les phénomènes de couplage qui existent dans l'antenne ne sont pas facilement analysables. Toutefois, ce qui ressort de cette étude, c'est l'influence importante des paramètres liés au ruban d'alimentation, au ruban de masse et au ruban parasite. En effet, c'est dans cette zone que sont concentrés les courants aux fréquences de résonance et d'adaptation. Il faut aussi insister sur l'influence de la valeur de la permittivité diélectrique.

Le paramétrage de la résonance initiale est la même que pour une antenne seule et les caractéristiques électriques de la résonance initiale semblent peu perturbées par la variation des paramètres liés à l'élément parasite et vice versa.

IV.4.2 - Variations sur le diagramme de rayonnement

Les variations du diagramme de gain à la fréquence basse sont identiques à celles d'une antenne fil-plaque coplanaire seule (cf. § III.2.3). Le changement d'un des autres paramètres de l'antenne, qu'ils soient liés à l'élément parasite ou pas, n'a pas modifié le rayonnement à la résonance basse.

A la fréquence haute, la variation de la permittivité (ϵ_r), des longueurs ls_3 et wr_2 entraîne une modification sur le diagramme de rayonnement. Sur la **figure II.23** sont représentés les diagrammes de rayonnement de l'antenne imbriquée à la fréquence haute en fonction de la valeur de la permittivité diélectrique.

Seule la composante principale est représentée dans les deux plans définis au paragraphe IV.3.

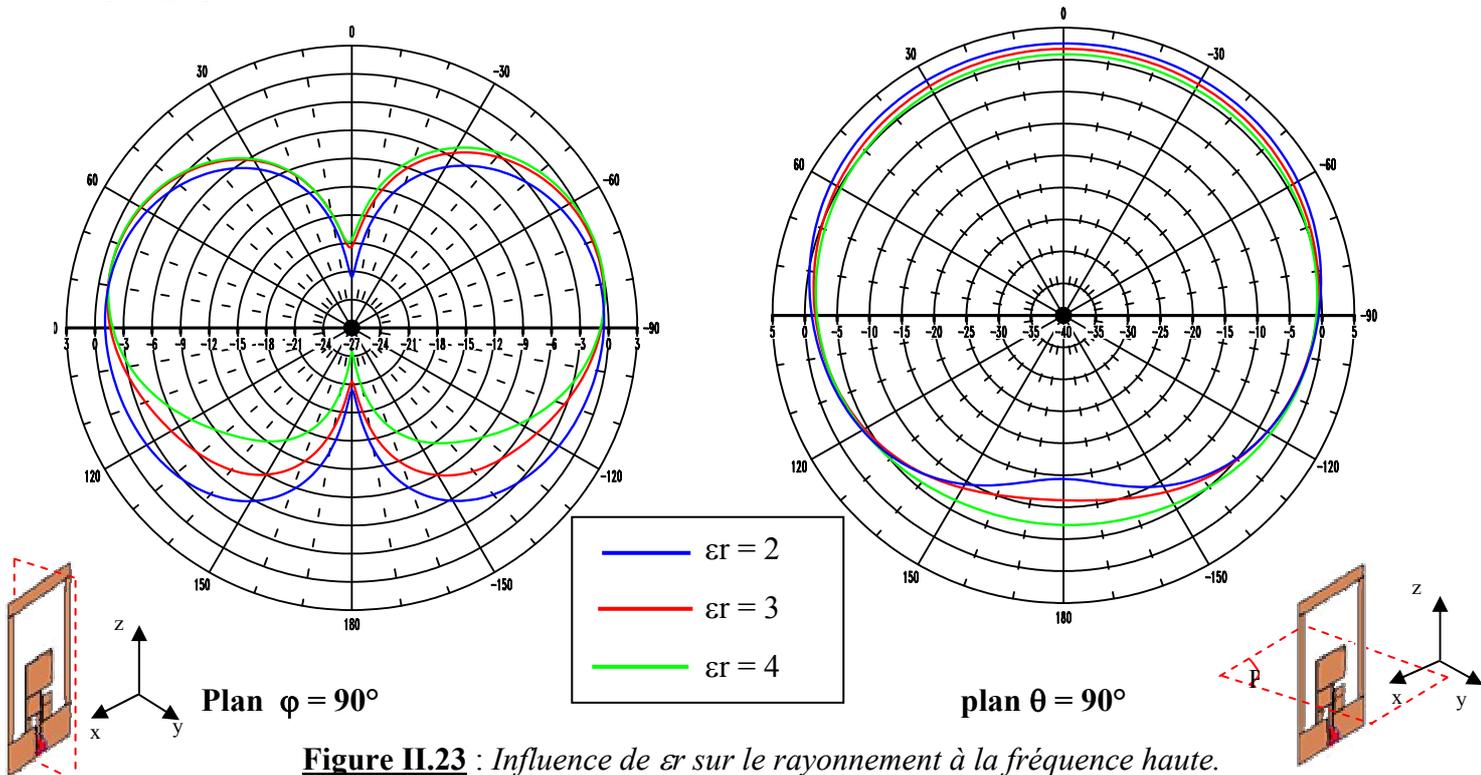


Figure II.23 : Influence de ϵ_r sur le rayonnement à la fréquence haute.

A la fréquence de résonance haute, le diagramme obtenu subit lui aussi des modifications en fonction de la permittivité. En effet, comme pour l'antenne seule, l'utilisation d'un substrat sur l'une des faces de l'antenne a pour effet de concentrer les champs vers le diélectrique. Ce phénomène se traduit par une légère augmentation du gain du côté présentant la plus forte permittivité. Plus la hauteur du substrat et la permittivité augmentent plus cette dissymétrie sera importante [II.10].

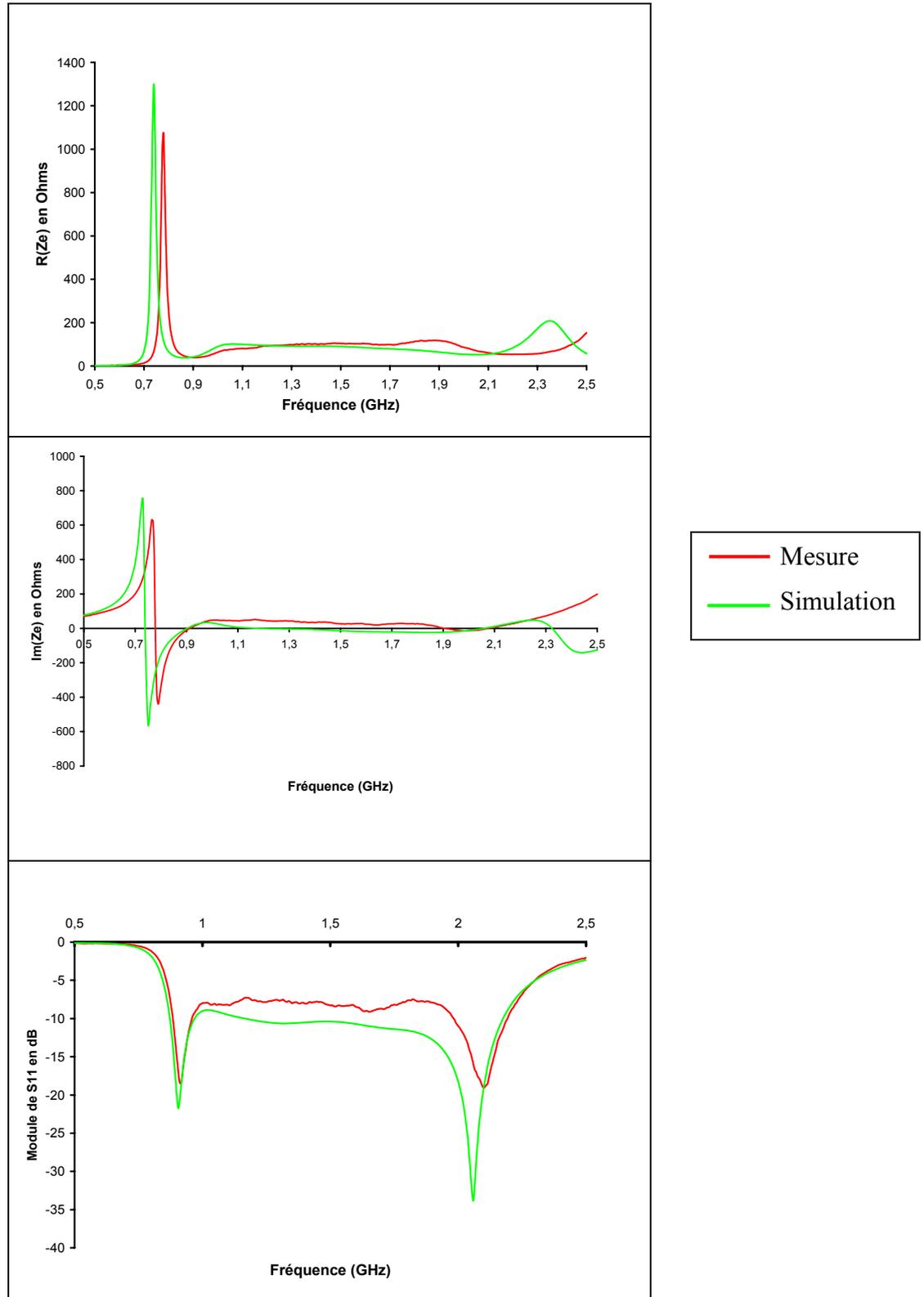


Figure II.25 : Impédance d'entrée et adaptation.

Les résultats théoriques sont sensiblement différents de ceux obtenus en mesure. Elles sont principalement attribuables aux conditions d'expérimentation mises en œuvre. En effet,

de par sa structure uni-planaire, l'antenne reste très sensible aux éléments situés à proximité d'elle, tels que le câble coaxial ou le support d'antenne. La répartition du champ électrique au voisinage de l'antenne est, de ce fait, perturbée par la présence du dispositif expérimental. De plus, nous n'avons pas tenu compte lors de la simulation des variations de la permittivité diélectrique avec la fréquence.

Ces divergences entre résultats théoriques et expérimentaux de l'impédance d'entrée entraînent un décalage en fréquence sur le lieu d'adaptation. Surtout sur la deuxième adaptation qui a une plus petite bande passante qu'en théorie.

IV.5.2 – Rayonnement à l'infini

La **figure II.26** représente la comparaison du diagramme de rayonnement théorique et mesuré de la composante principale E_θ dans le plan $\theta = 90^\circ$ à deux fréquences : 920 MHz et 1800 MHz.

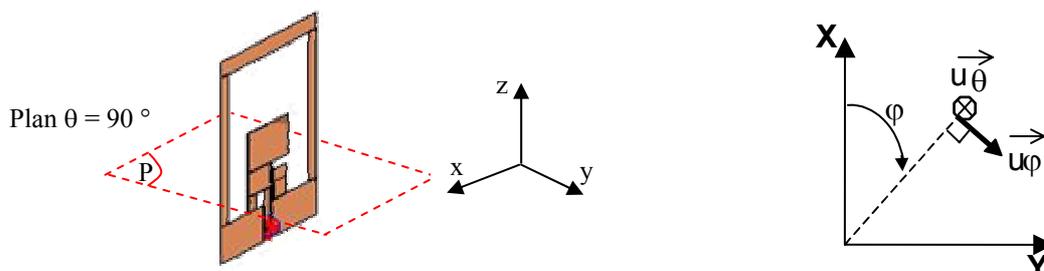
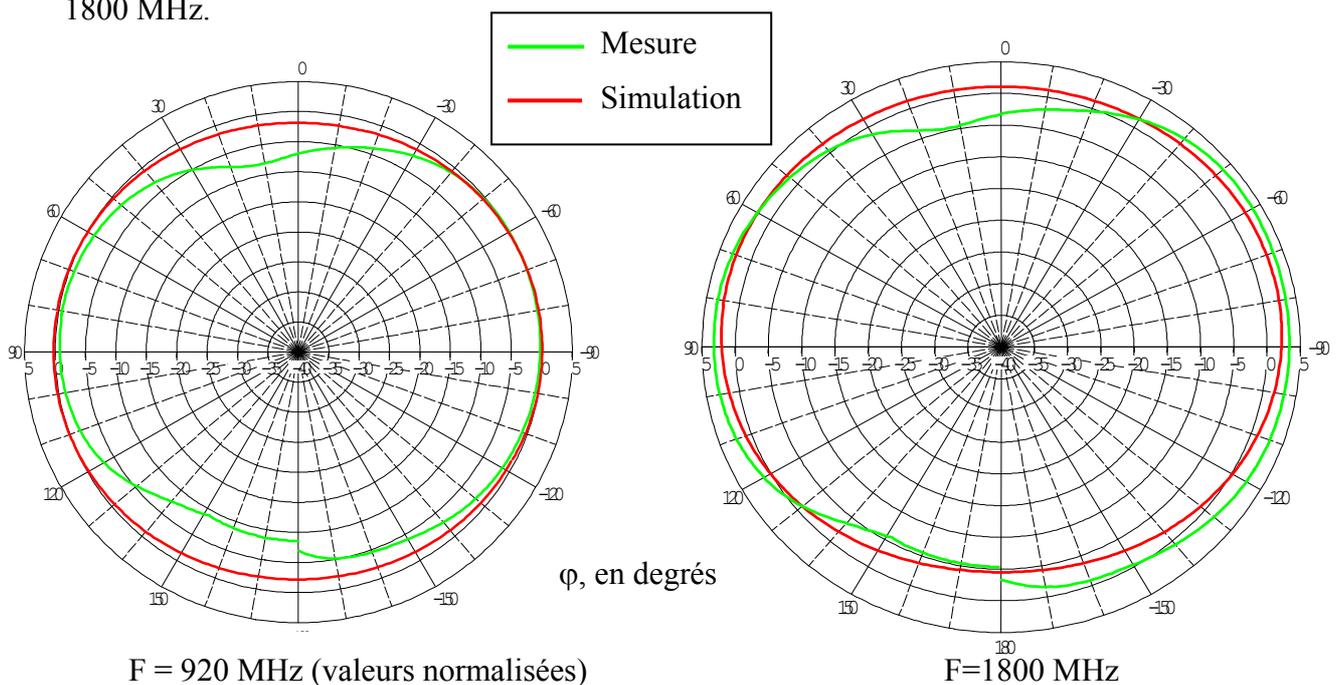


Figure II.26 : Comparaison du diagramme de rayonnement théorique et mesuré dans le plan $\theta = 90^\circ$

Les résultats obtenus en mesure sont sensiblement différents des résultats théoriques. Des perturbations, liées principalement au dispositif de mesure (câble coaxial et support) engendrent une concentration différente du champ au niveau de l'antenne. Ceci a pour effet d'altérer l'omnidirectionnalité dans le plan $\theta = 90^\circ$.

V – CONCLUSION

Ce chapitre a présenté, dans un premier temps, une antenne à la technologie originale : l'antenne fil-plaque monopolaire. Elle permet grâce à un fil de retour à la masse de fonctionner à des fréquences 3 à 4 fois inférieures à celle de son mode fondamental. A cette fréquence, l'aérien possède un rayonnement comparable à celui d'un monopôle quart d'onde.

Dans une deuxième partie, nous avons étudié une topologie d'antenne basée sur le même principe que l'antenne FPM. Il s'agit d'une structure uniplanaire : l'antenne fil-plaque coplanaire. Tous les éléments constitutifs de l'antenne précédente se trouvent dans le même plan. Cette antenne présente un diagramme de rayonnement de type dipolaire. Une analyse paramétrique a permis de comprendre le rôle de chacun des éléments qui constituent l'antenne.

Enfin, dans une dernière partie, une structure découlant de l'antenne fil-plaque coplanaire a été étudiée. Un élément métallique a été ajouté à la structure initiale, créant une nouvelle résonance parallèle et ainsi un nouveau point d'adaptation. Cette antenne a été étudiée en terme d'adaptation et de rayonnement. Une étude paramétrique a permis de mieux comprendre son fonctionnement. Finalement, un prototype a été mesuré. Il a permis de valider les résultats obtenus en simulation, et de se rendre compte de la difficulté de faire des mesures dans de bonnes conditions.

Toutefois, les propriétés intrinsèques de cette antenne bibande peuvent répondre aux attentes des industriels dans le domaine des télécommunications mobiles.

CHAPITRE III

***ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE AU DESSUS
D'UN PLAN DE MASSE REFLECTEUR***

* * * * *

I- INTRODUCTION

Nous avons vu dans le chapitre précédent l'importance d'étudier l'antenne fil-plaque coplanaire dans son environnement. Dans de nombreux cas de figure, l'aérien sera à proximité d'un plan métallique réflecteur comme le toit d'une voiture par exemple.

Dans ce chapitre, nous allons étudier l'influence du plan réflecteur sur les caractéristiques électriques et de rayonnement de l'antenne.

L'aérien sera situé au dessus d'un plan de masse à de faibles hauteurs devant la longueur d'onde de travail. Tout d'abord, nous définirons son fonctionnement en terme d'adaptation, de bande passante et de rayonnement. Une étude paramétrique permettra de comprendre le fonctionnement de cette structure rayonnante. Enfin, un prototype sera réalisé. Les mesures qui seront faites sur ce dernier permettront de valider les résultats théoriques.

II – ETUDE DE L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE AU DESSUS D'UN PLAN REFLECTEUR

II.1 - Base de l'étude

La configuration de l'antenne étudiée est représentée sur la **figure III.1**. L'aérien est disposé à une hauteur h au dessus d'un plan réflecteur infini.

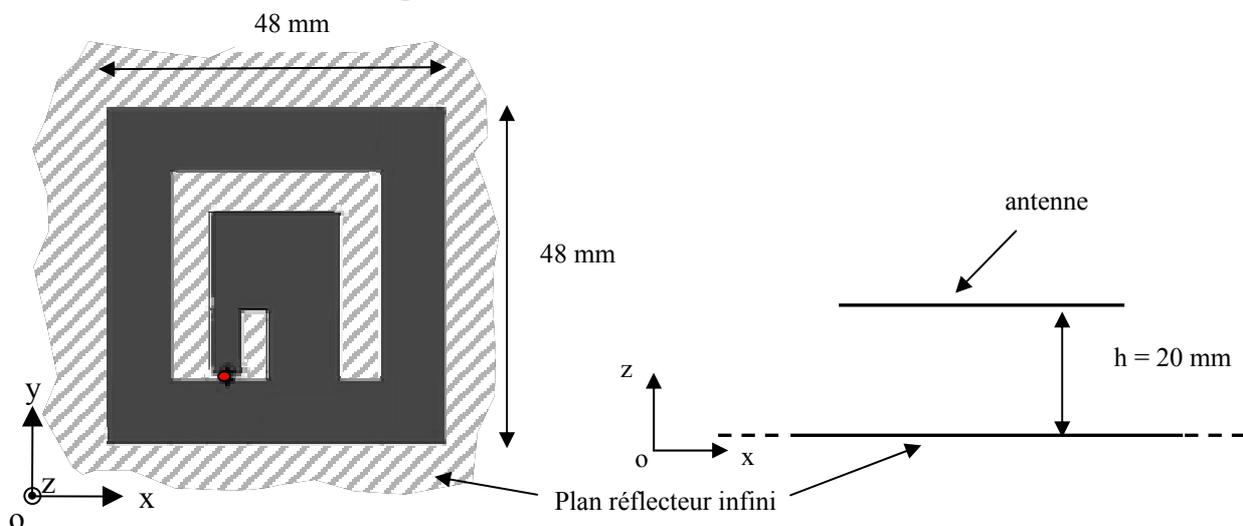


Figure III.1 : Antenne fil-plaque coplanaire au dessus d'un plan réflecteur.

L'alimentation de l'antenne se fait entre le ruban d'alimentation et le plan de masse périphérique : c'est-à-dire dans le plan de l'aérien.

II.2 – Caractéristiques électriques

L'antenne a tout d'abord été simulée seule, puis placée au dessus d'un plan réflecteur à une hauteur $h = 20$ mm.

L'impédance d'entrée d'une antenne seule est comparée à celle d'une antenne placée au dessus d'un plan de masse sur la **figure III.2**.

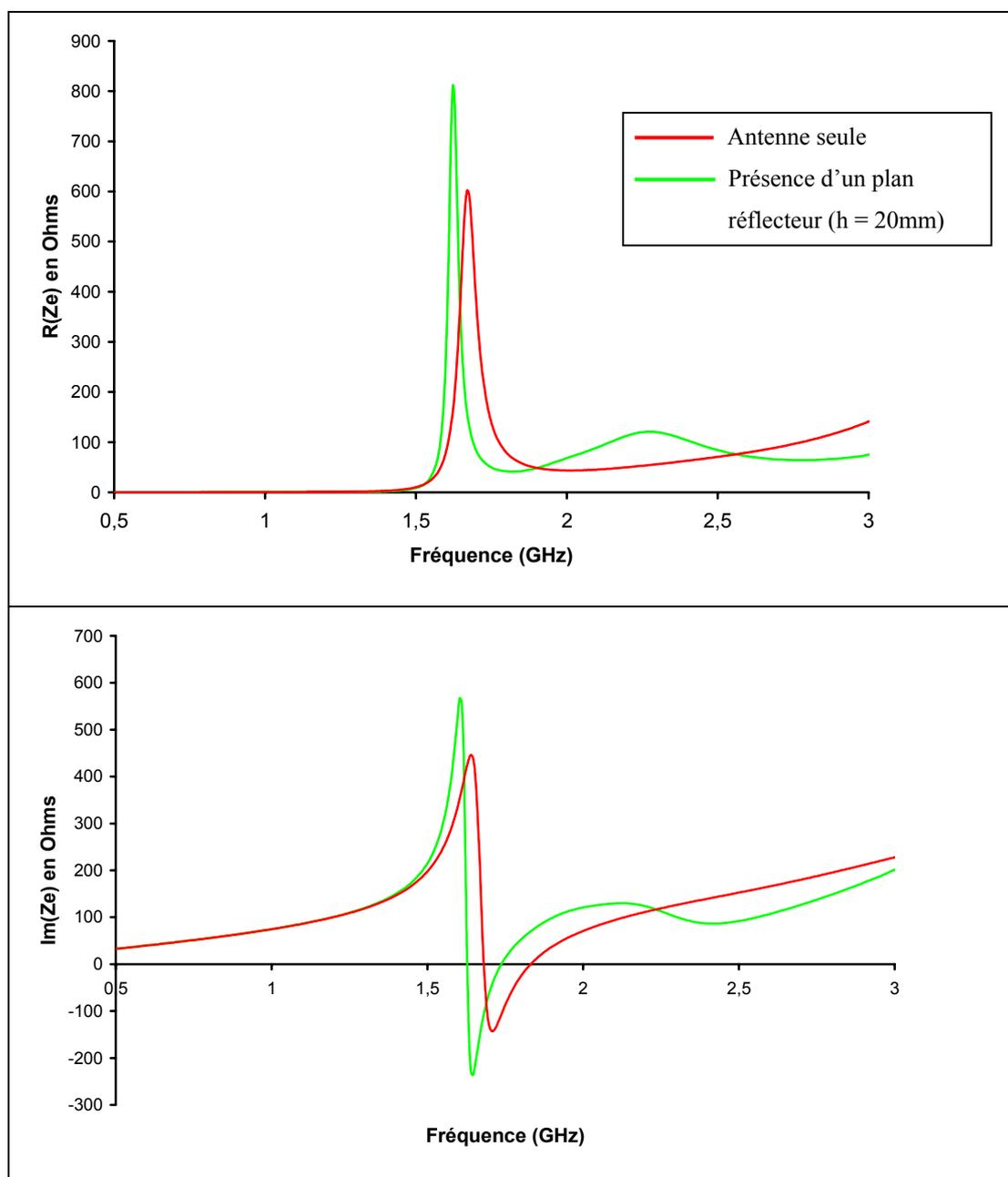


Figure III.2 : Impédance d'entrée de l'antenne avec ou sans plan réflecteur.

Dans le cas étudié, la fréquence de résonance de l'antenne seule est située à 1.67 GHz. Lorsque un plan réflecteur est introduit à 20 mm en dessous de l'antenne, les caractéristiques électriques de l'antenne s'en trouvent modifiées.

Cela se traduit par une baisse de la fréquence de résonance (1.62 GHz), une augmentation significative de l'amplitude de l'impédance d'entrée et du facteur de qualité. L'augmentation de ce dernier entraînera une diminution de la bande passante (**Figure III.3**).

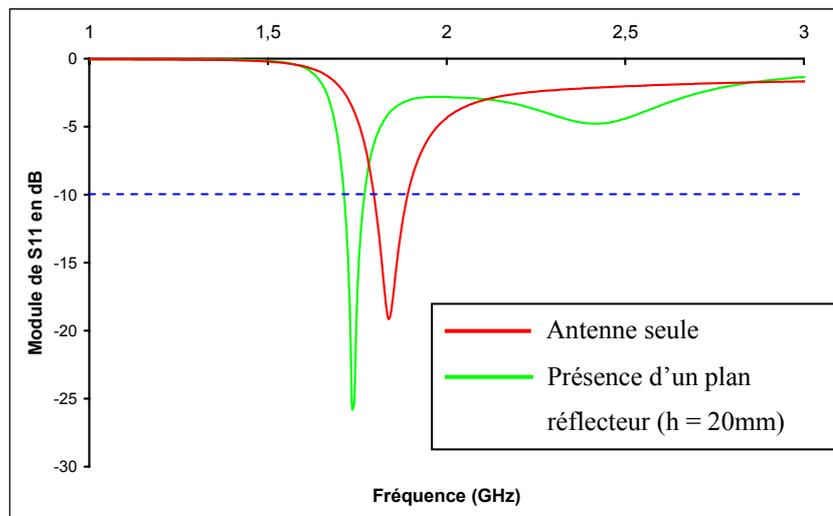


Figure III.3 : Adaptation de l'antenne avec ou sans plan réflecteur.

En effet, dans le cas présent, la bande passante à -10 dB de l'antenne avec plan réflecteur est de 3%. Alors que pour l'antenne seule, elle atteint les 5%.

Le changement des caractéristiques électriques peut s'expliquer par l'installation d'un champ électrique vertical entre le plan métallique inférieur et l'antenne. Il contribue ainsi à augmenter la capacité globale de l'antenne [III.1].

La répartition des courants ($|J_s| = 20 \cdot \text{Log}(\sqrt{|J_x|^2 + |J_y|^2})$), à la fréquence de résonance, au niveau de la structure est quasiment la même sur l'antenne seule ou avec un plan de masse inférieur (**figure III.4**).

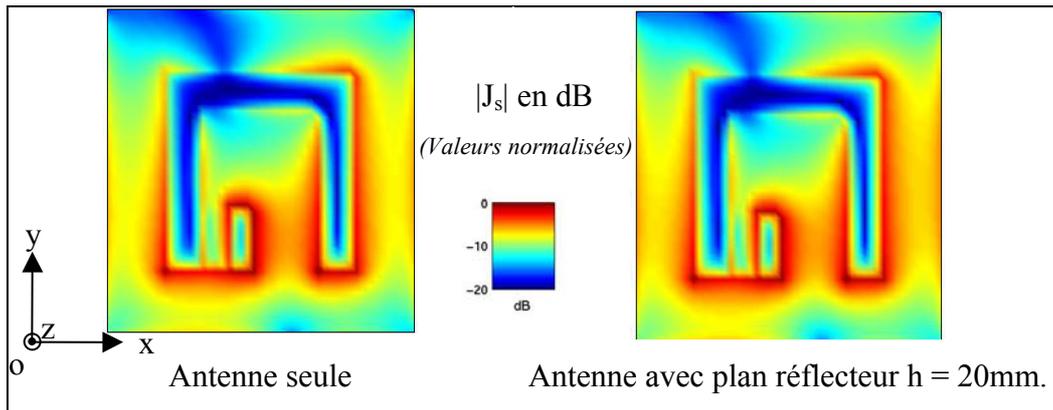


Figure III.4 : Cartographie fréquentielle de densité surfacique de courant normalisée à la fréquence de résonance.

On remarque, toutefois, une légère augmentation de la concentration des courants sur le bord du plan de masse périphérique de l'antenne avec un plan réflecteur. La présence de ce dernier perturbe peu la répartition des courants à la fréquence de résonance.

Un nouveau mode de résonance apparaît plus haut en fréquence (2.28 GHz). C'est l'installation du champ électrique entre le plan réflecteur et l'antenne qui en est la cause. En effet, un couplage électromagnétique s'opère entre les champs diffractés au niveau du plan de masse périphérique de l'antenne et le plan réflecteur. Il semble que cette fréquence de résonance est liée au périmètre moyen du plan de masse périphérique de l'antenne, qui agit comme une boucle résonante fermée [III.1]. D'autre part, il est évident que plus la hauteur h sera faible, plus le mode sera excité.

II.3 - Rayonnement à l'infini

Le rayonnement, à la fréquence d'adaptation, de l'antenne située au dessus d'un plan réflecteur infini est représenté sur la **figure III.5**. Le substrat entre l'antenne et le plan réflecteur est de l'air.

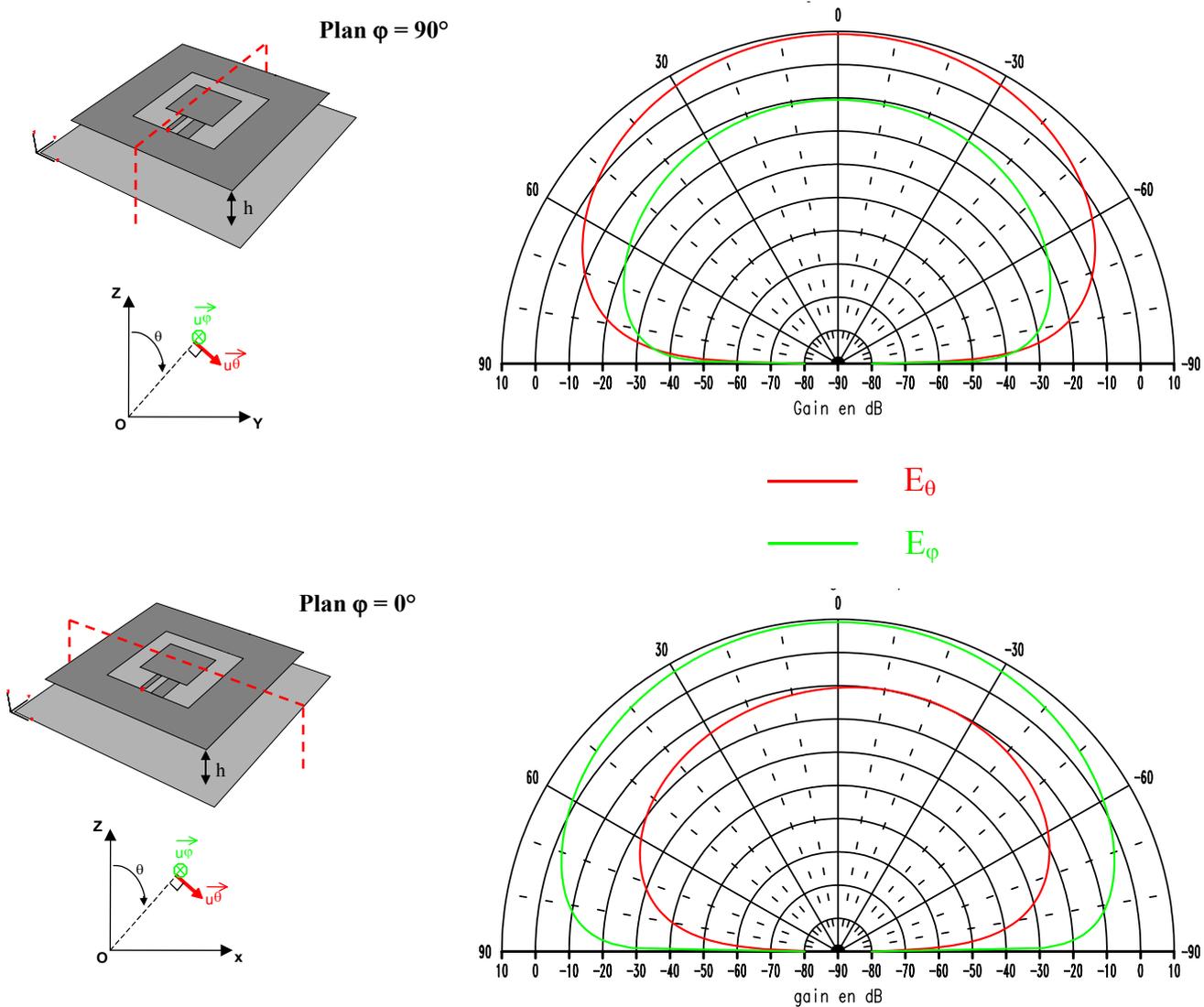


Figure III.5 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne fil-plaque coplanaire en présence d'un plan réflecteur.

Le gain maximal dans l'axe vaut 9 dB. Le champ électrique est à polarisation horizontale, il vérifie alors les conditions de court-circuit électrique au niveau du plan réflecteur. Cela se traduit par un gain nul à l'horizon.

L'angle d'ouverture calculé à -3 dB par rapport au gain maximum est de 64° dans le plan $\varphi = 90^\circ$ et de 76° dans le plan $\varphi = 0^\circ$. La polarisation croisée est en dessous de -10 dB.

Ces résultats corroborent la théorie de la superposition d'un dipôle horizontal au dessus d'un plan de masse [III.2]. En effet, l'antenne fil-plaque coplanaire a un rayonnement dipolaire et la présence d'un plan de masse à une faible hauteur devant la longueur d'onde engendre un rayonnement unidirectionnel dont l'angle d'ouverture est diminué et la directivité, de ce fait, augmentée.

Sur la **figure III.6** est représentée le rayonnement de l'antenne placée au dessus d'un plan de masse à la deuxième résonance.

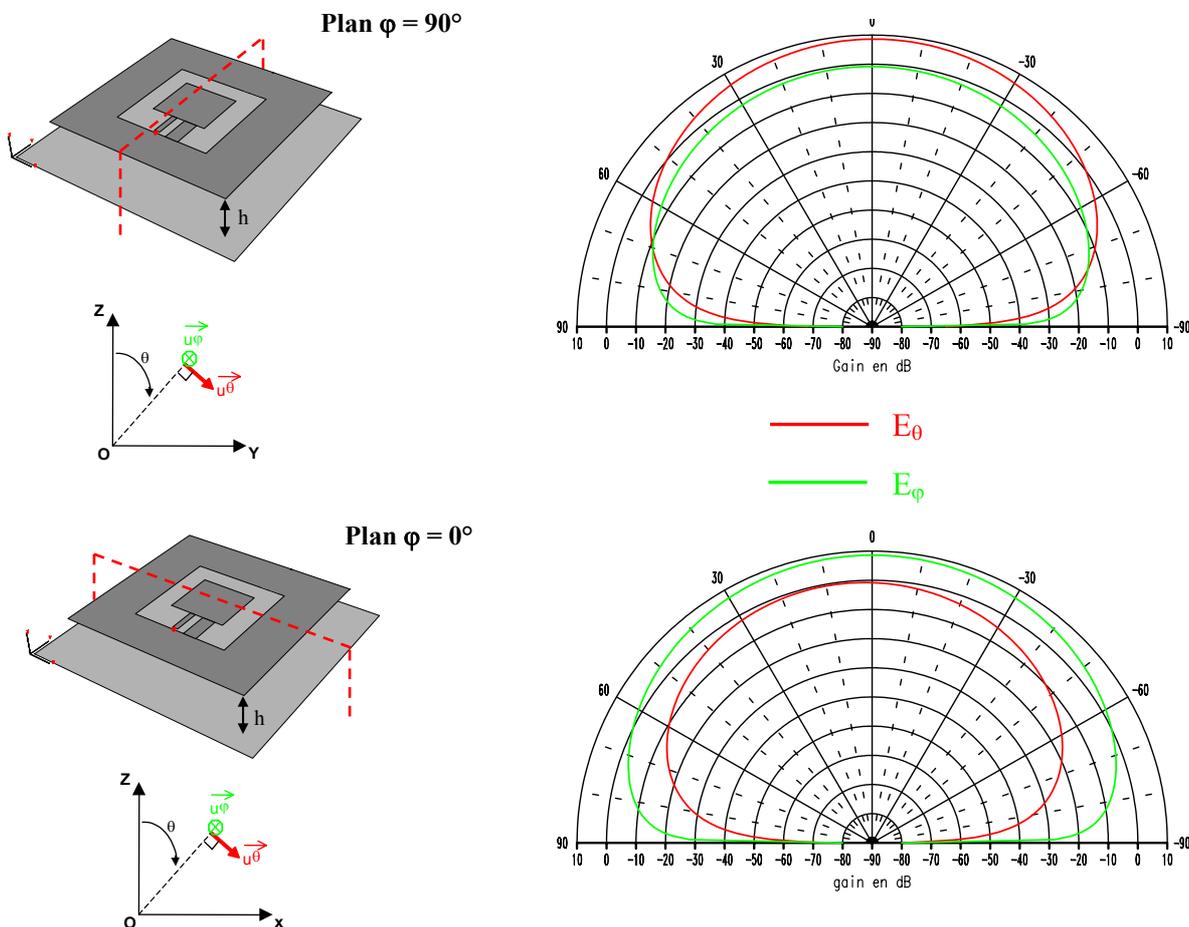


Figure III.6 : Diagrammes de rayonnement de l'antenne fil-plaque coplanaire en présence d'un plan réflecteur à la fréquence 2.

A la fréquence de la deuxième résonance, le gain maximal dans l'axe vaut 8.6 dB et l'angle d'ouverture calculé à -3 dB par rapport au gain maximum est de 68° dans le plan $\varphi =$

90° et de 80° dans le plan $\varphi = 0^\circ$. La composante croisée est importante puisque elle atteint 0 dB au maximum.

Dans le paragraphe suivant, afin de mieux comprendre le fonctionnement de l'antenne au dessus d'un plan réflecteur, un paramétrage des différentes variables liées à la présence d'un plan de masse va être effectué.

II.4 – Paramétrages

Dans ce paragraphe, nous allons voir l'influence de la hauteur de l'antenne par rapport au plan de masse, de la taille du plan réflecteur et de la permittivité du substrat sur les performances de l'antenne FPC. Nous étudierons l'effet que jouent ces paramètres sur la résonance parallèle, le rayonnement et la bande passante de l'aérien et cela à la première fréquence de résonance.

La configuration de la structure prise comme référence pour l'étude paramétrique est présentée sur la **figure III.7**. Les différentes caractéristiques géométriques dont nous allons étudier l'influence y sont indiquées.

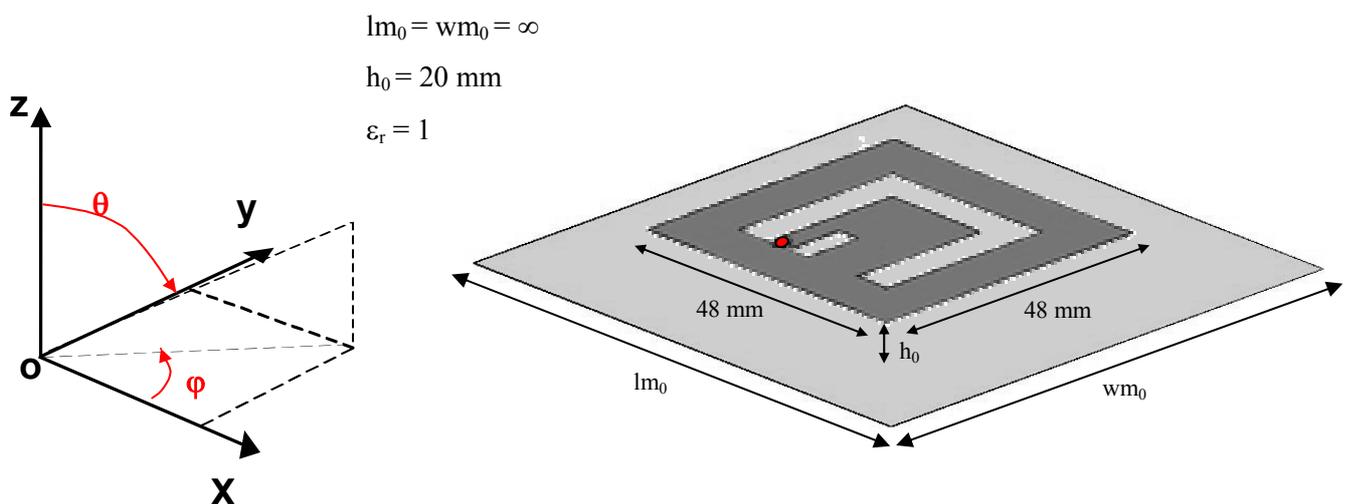


Figure III.7 : Dimensions de la structure de référence.

Les valeurs fournies sur le schéma sont celles prises par défaut comme valeur de référence lors de l'étude paramétrique.

Cette dernière est effectuée en utilisant le logiciel de calcul électromagnétique basé sur la méthode des différences finies.

II.4.1 – Influence de la hauteur

Différentes hauteurs d'antennes ont été simulées afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur la résonance parallèle et le rayonnement de l'aérien à la fréquence de résonance (F_p).

II.4.1.a – Caractéristiques électriques

La **figure III.8** présente le comportement de la fréquence de résonance, de la résistance de résonance et du facteur de qualité en fonction de la hauteur de l'antenne au dessus du plan réflecteur. Les valeurs des fréquences et des amplitudes de résonance sont normalisées par rapport aux résultats de l'antenne de référence dont les caractéristiques sont :

- $F_{p0} = 1.622$ GHz
- $R_{p0} = 810 \Omega$
- $Q = 40.5$
- $h_0 = 20$ mm

L'augmentation de la hauteur a pour effet d'augmenter légèrement la fréquence de résonance. Alors que la résistance de résonance et le facteur de qualité diminuent de façon très significative. L'adaptation d'une telle structure devient délicate pour des valeurs de h inférieures à $\lambda/15$.

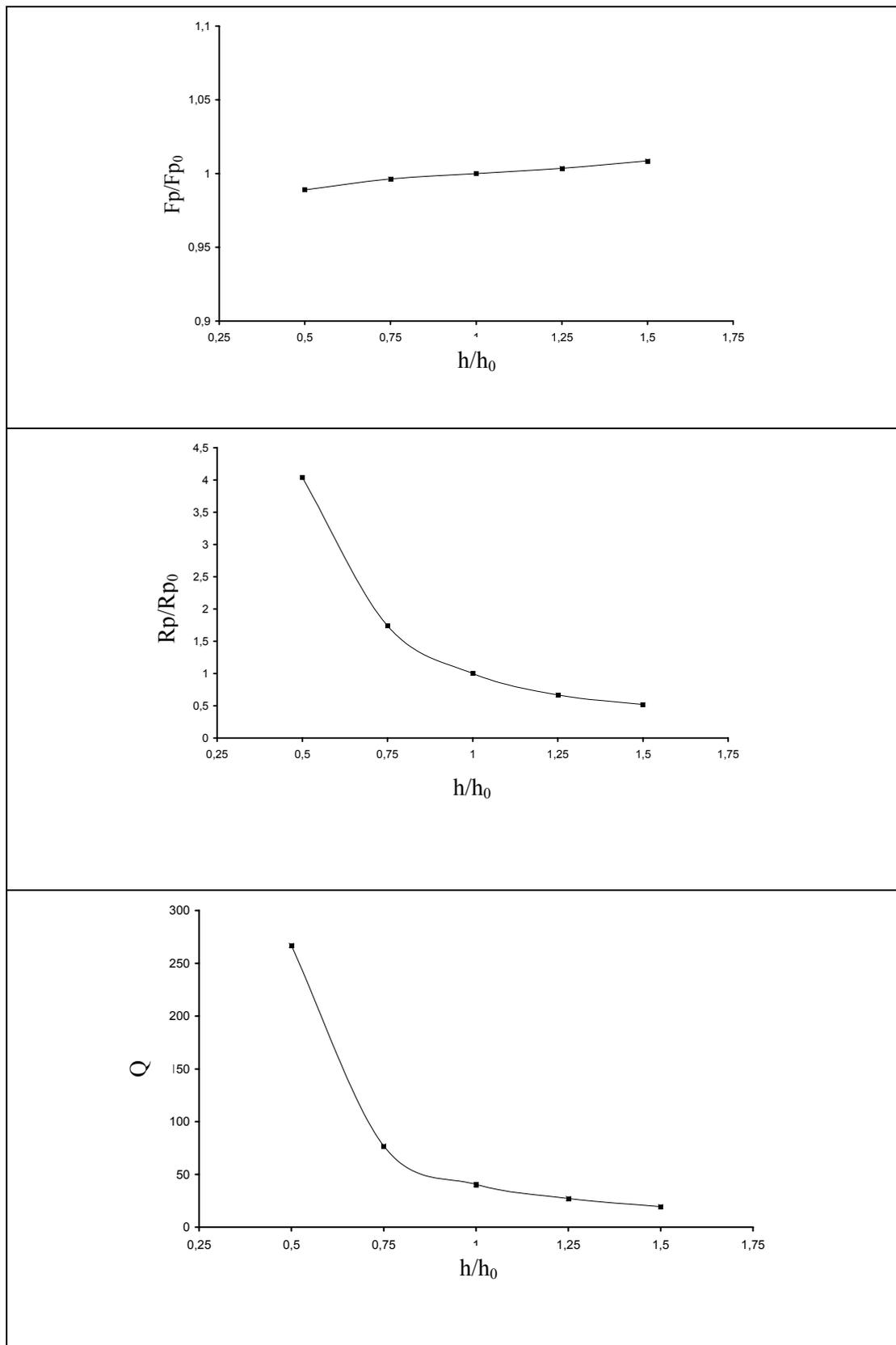


Figure III.8 : Variation de la hauteur h .

Le changement de la hauteur modifie les trois paramètres électriques liés à la capacité de l'antenne. En effet, la présence du plan réflecteur introduit un champ électrique vertical qui contribue à augmenter la capacité de l'antenne. Lorsque h diminue, la capacité augmente, ce qui a pour effet d'augmenter l'amplitude de résonance.

II.4.1.b - Rayonnement

Lorsque la hauteur h a été modifiée ($h \in [\lambda_0/12,3 ; \lambda_0/6,1]$), aucun changement sur le rayonnement (forme et gain) n'a été observé à la fréquence de résonance parallèle (identique à la **figure III.5**).

II.4.2 – Influence de la permittivité diélectrique

Plusieurs valeurs de constante diélectrique ont été simulées afin d'apprécier l'influence de la permittivité sur la résonance et le rayonnement de l'antenne.

II.4.2.a – Caractéristiques électriques

La **figure III.9** montre l'évolution des paramètres caractéristiques de la résonance en fonction de la permittivité relative du substrat d'antenne. Les fréquences de résonance et les résistances de résonance sont normalisées par rapport aux valeurs obtenues avec l'antenne sur substrat air. Les valeurs de référence sont :

$$F_{po} = 1.622 \text{ GHz} ; R_{po} = 810 \Omega$$

Lorsque la permittivité diélectrique ϵ_r augmente la fréquence de résonance diminue, la résistance de résonance et le facteur de qualité Q augmentent.

L'introduction d'un substrat à permittivité différente de 1 modifie principalement la capacité de l'antenne qui augmente avec la valeur de ϵ_r , expliquant la diminution de la fréquence de résonance [**III.3**].

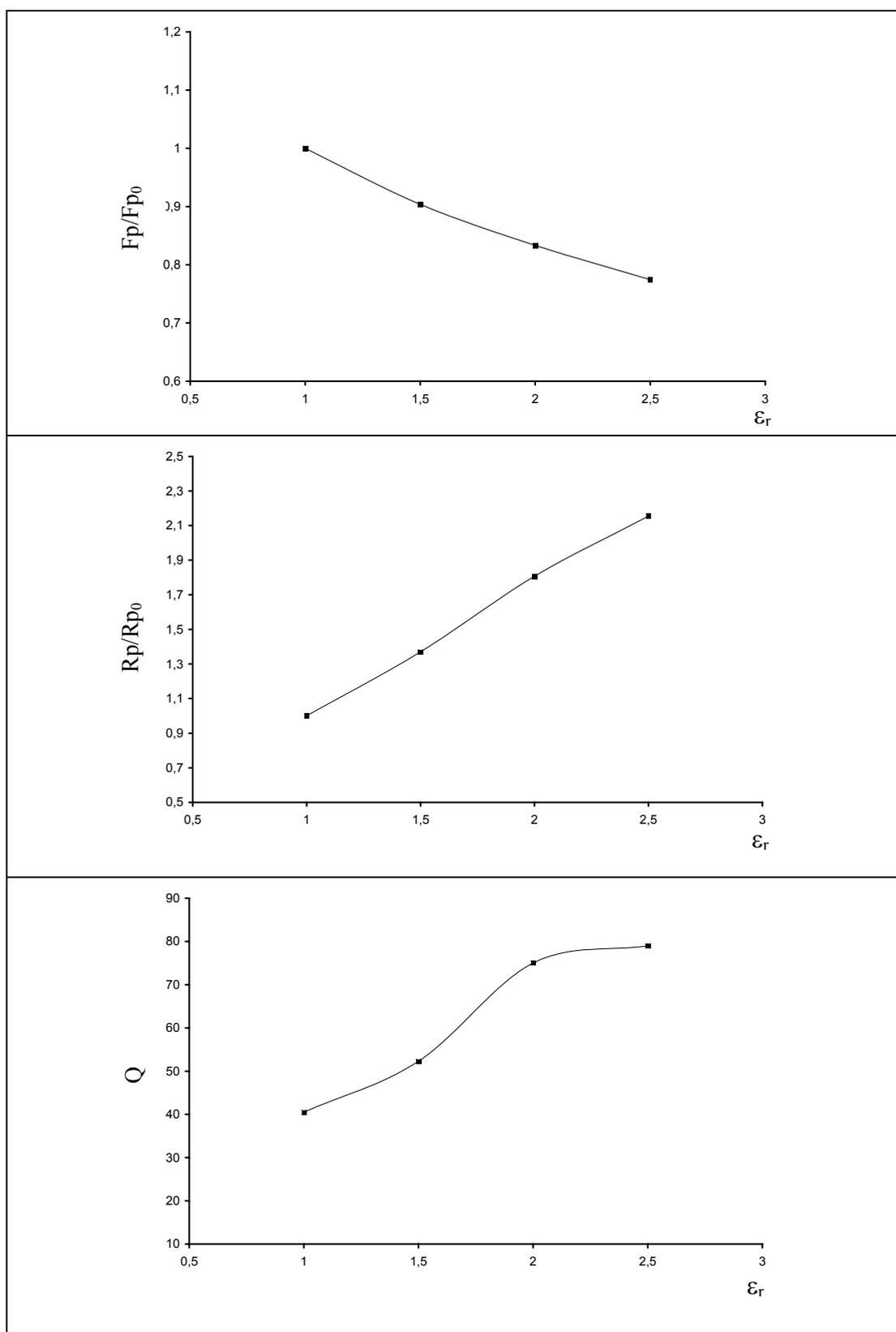


Figure III.9 : Variation de la permittivité diélectrique ϵ_r du substrat.

II.4.2.b – Rayonnement

Les variations du diagramme de rayonnement à la fréquence de résonance parallèle en fonction de la permittivité diélectrique sont montrées sur la **figure III.10**. Une augmentation du gain à l'horizon est visible avec l'augmentation de la constante diélectrique ϵ_r . En effet, le substrat étant considéré comme sans perte, les champs électriques sont d'autant plus concentrés que la permittivité du substrat est importante. Ceci explique le renforcement du champ à $\theta = 90^\circ$.

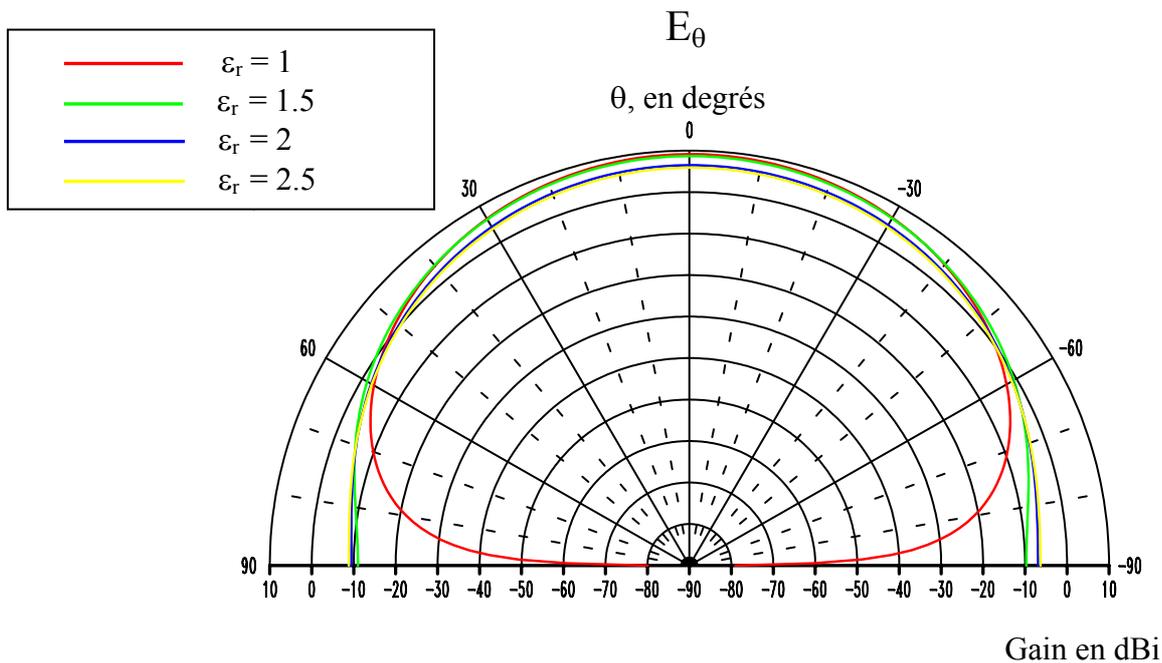


Figure III.10 : Diagramme de rayonnement en fonction de ϵ_r (plan $\varphi = 90^\circ$).

II.4.3 – Influence de la taille du plan réflecteur

Dans cette partie, nous allons étudier l'influence de la dimension d'un plan réflecteur sur la résonance parallèle et le rayonnement de l'antenne. La longueur et la largeur du plan de masse sont égales de sorte que l'antenne soit toujours au milieu du plan réflecteur.

II.4.3.a – Caractéristiques électriques

Le comportement des variables caractérisant la résonance parallèle en fonction du plan de masse est montré sur la **figure III.11**. Les fréquences et résistances de résonance sont normalisées par rapport aux valeurs obtenues avec un plan de masse de dimensions infinies.

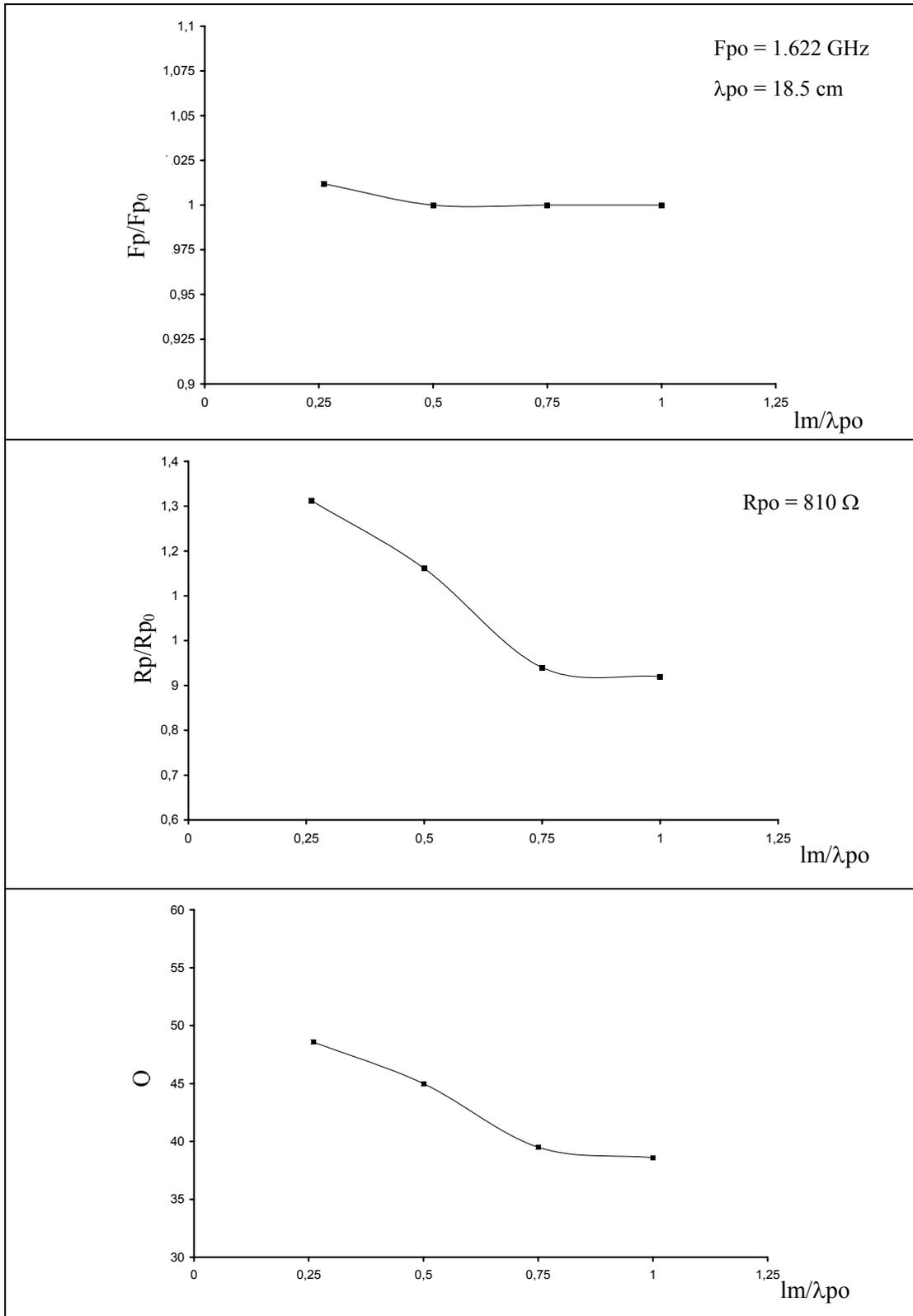


Figure III.11 : Variation des dimensions du plan réflecteur l_m .

Des variations apparaissent sur l'ensemble des paramètres de l'antenne. Elles sont d'autant plus marquées que la taille du plan de masse est proche de celle de l'antenne. C'est la modification des champs évanescents aux extrémités du plan de masse périphérique de l'antenne lorsque le plan réflecteur diminue qui modifie la capacité par effet de bord de l'antenne. Ceci explique l'augmentation de la fréquence de résonance.

La fréquence de résonance tend rapidement vers celle obtenue avec un plan de masse aux dimensions infinies lorsque les dimensions du plan de masse sont supérieures à $0,5 \lambda_{p0}$. Toutefois, il a été montré [III.3] que pour des valeurs de l_m supérieures à $0,5 \lambda_{p0}$, la résistance de résonance oscille périodiquement autour de la valeur de résistance obtenue avec un plan de masse de dimension infinie. Ces fluctuations sont dues aux diffractions observées sur les arêtes du plan de masse.

II.4.3.b – Rayonnement

Sur la **figure III.12** est représentée le diagramme de gain en fonction des dimensions du plan de masse. Ces dernières modifient de façon notable le rayonnement de la structure en champ lointain.

En effet, la troncature du plan de masse provoque un effet de diffraction par les arêtes qui génèrent des interférences, qui peuvent être constructives ou destructives selon l'angle d'observation du champ rayonné [III.3],[III.4].

L'augmentation des dimensions du plan de masse renforce le rayonnement avant au détriment du rayonnement arrière. Des trous de rayonnement sont visibles et leur nombre augmente avec la taille du plan de masse. Pour des valeurs de l_m supérieures à $3/4 \lambda_0$, le gain converge vers une même valeur à l'horizon ($\theta = 90^\circ$).

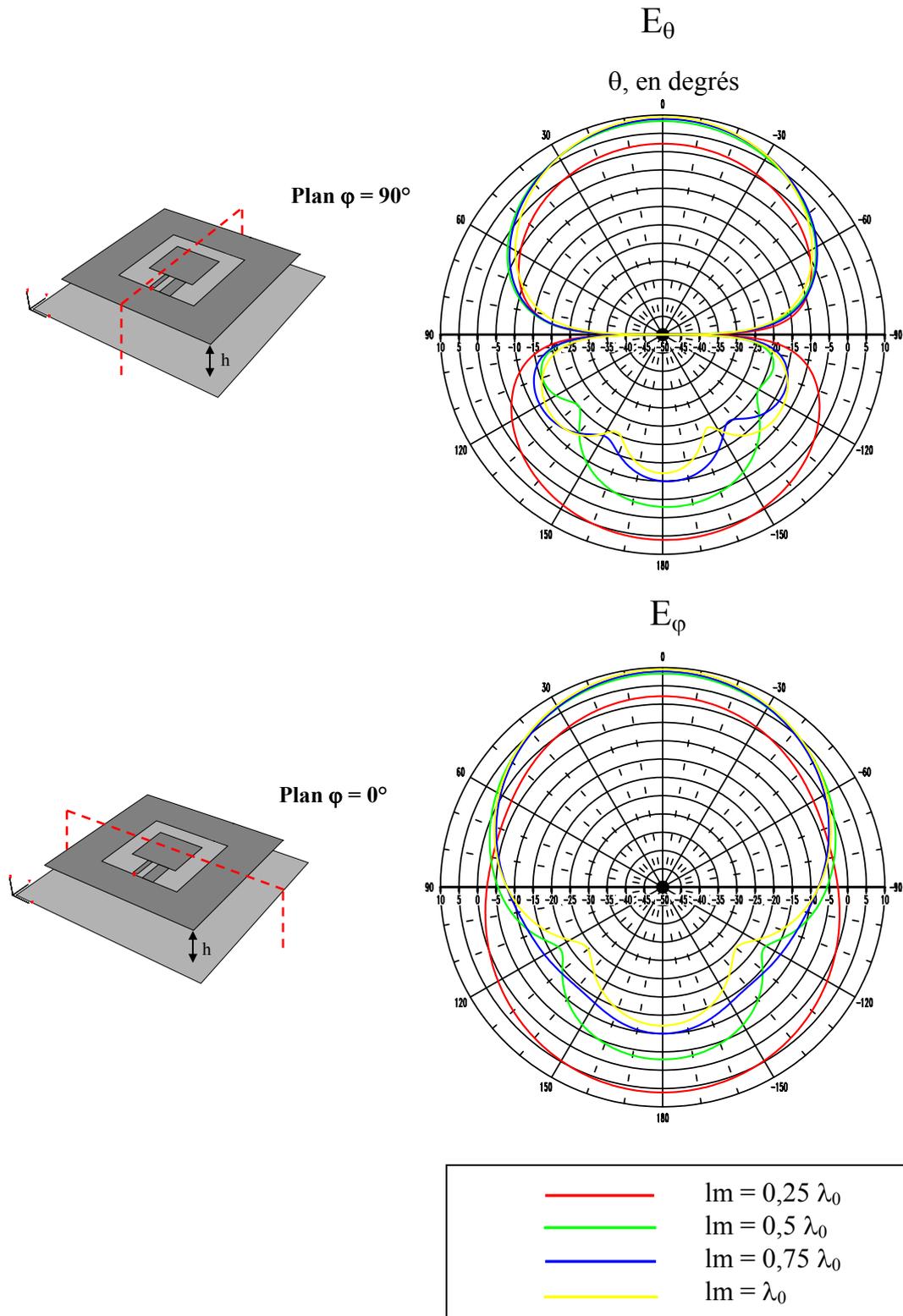


Figure III.12 : Diagramme de gain en fonction des dimensions du plan de masse l_m .

II.4.4 – Conclusion

II.4.4.a – Caractéristiques électriques

Le tableau de paramétrage de l'antenne fil-plaque coplanaire seule (cf. II §III.2.3) n'est pas modifié par la présence du plan réflecteur.

Sur le **tableau III.13** sont présentées les variations des paramètres caractérisant la résonance parallèle en fonction des différentes caractéristiques géométriques liées à la structure : antenne fil-plaque coplanaire et plan réflecteur.

PARAMETRES		Fréquence de résonance	Amplitude à la résonance	facteur de qualité
Hauteur	↗	↗	↘	↘
Permittivité du substrat	↗	↘	↗	↗
Longueur-largeur du plan de masse	↗	↘ □	↘	↘

↘ diminution □ stabilité ↗ augmentation

Tableau III.13 : *Tableau de synthèse.*

Le tableau montre l'influence du plan réflecteur sur la résonance parallèle de l'antenne fil-plaque coplanaire. Lorsqu'il est associé au tableau du chapitre II § III.2.3, il permet de modifier la géométrie de l'antenne au dessus d'un plan réflecteur, afin d'obtenir le point d'adaptation souhaité.

II.4.4.b – Rayonnement

La permittivité du substrat et la dimension du plan de masse influent sur le rayonnement de l'antenne. Un renforcement du champ à l'horizon est observable lorsque la permittivité du substrat augmente. Enfin, la troncature du plan de masse tend à dégrader le rayonnement de l'antenne au dessus du plan réflecteur.

III – VALIDATION EXPERIMENTALE

Un prototype a été réalisé (**figure III.14**). L'antenne est fixée sur de la mousse Rohacell ($\epsilon_r=1.075$; $\tan\delta<0.0002$) à une hauteur de 15 mm au dessus du plan de masse (300x300 mm). Les résultats expérimentaux obtenus à l'aide des outils d'analyse présentés au chapitre I § III.2 sont comparés aux résultats théoriques.

L'antenne a été optimisée en simulation de manière à obtenir une adaptation vers la fréquence de 1800 MHz. Les dimensions de l'antenne sont définies sur la **figure III.15**. L'alimentation est effectuée à partir d'un connecteur SMA femelle standard dont l'âme centrale est soudée au ruban d'alimentation et l'embase au plan de masse.

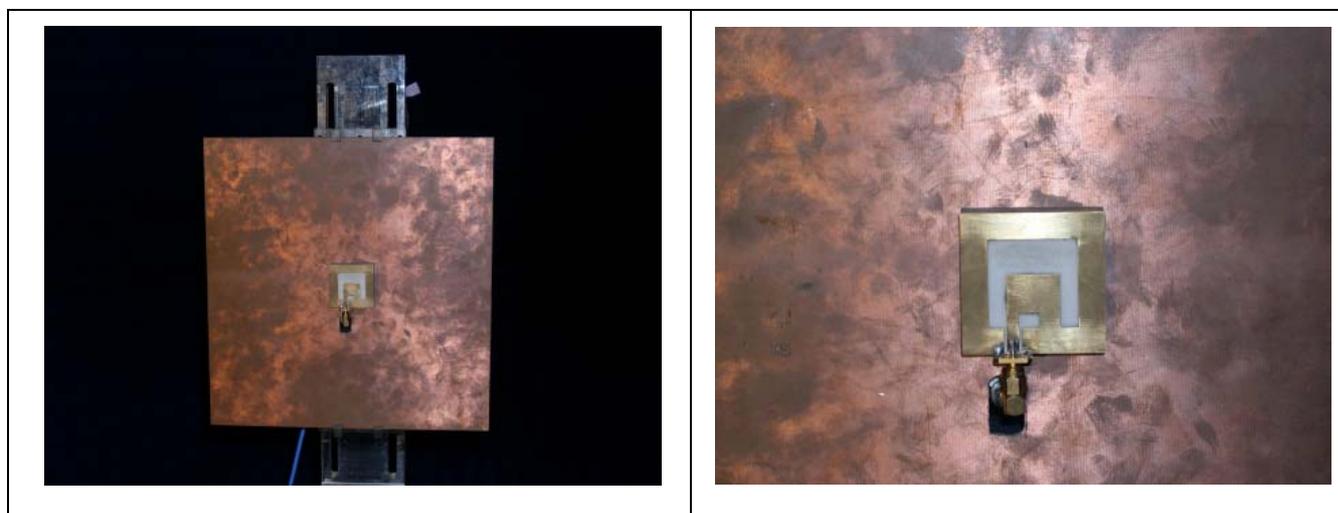
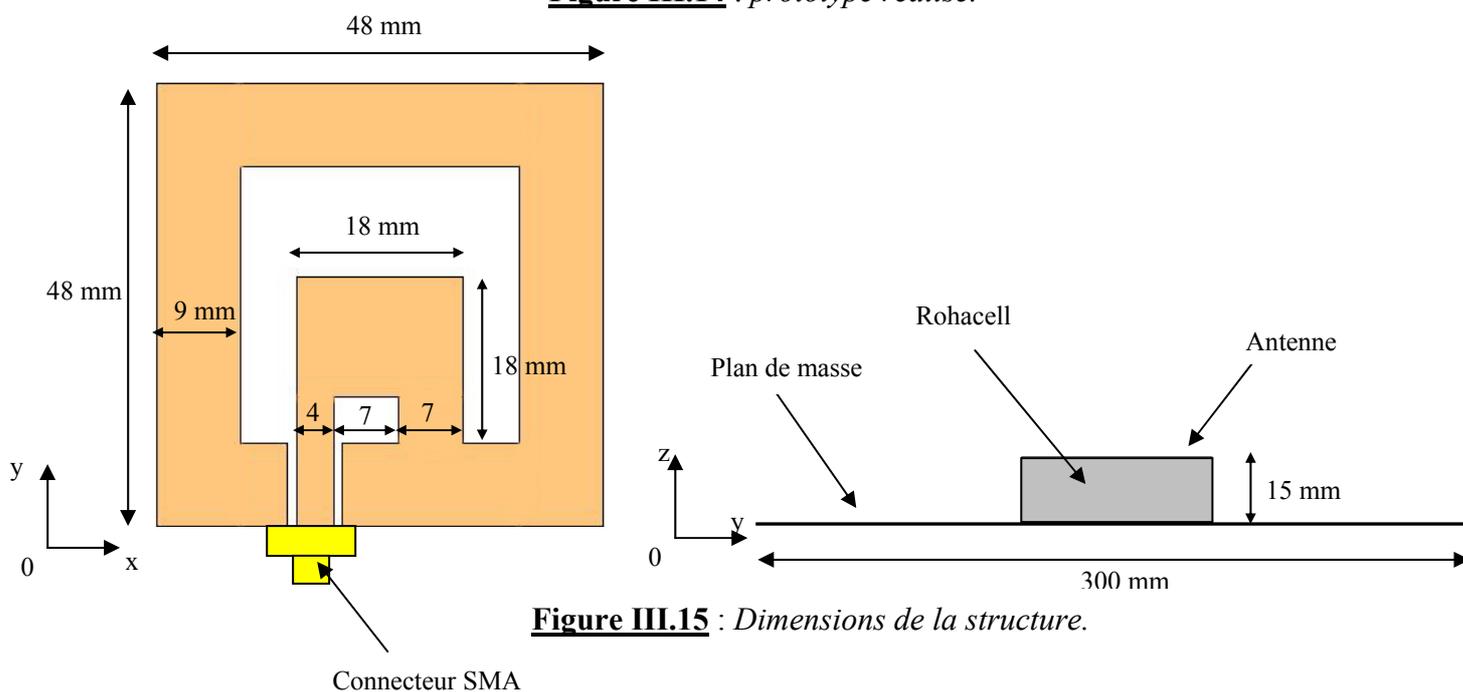


Figure III.14 : prototype réalisé.



III.1 – Caractéristiques électriques

La comparaison des résultats théoriques et expérimentaux concernant l'impédance d'entrée et le coefficient de réflexion est présentée sur la **figure III.16**.

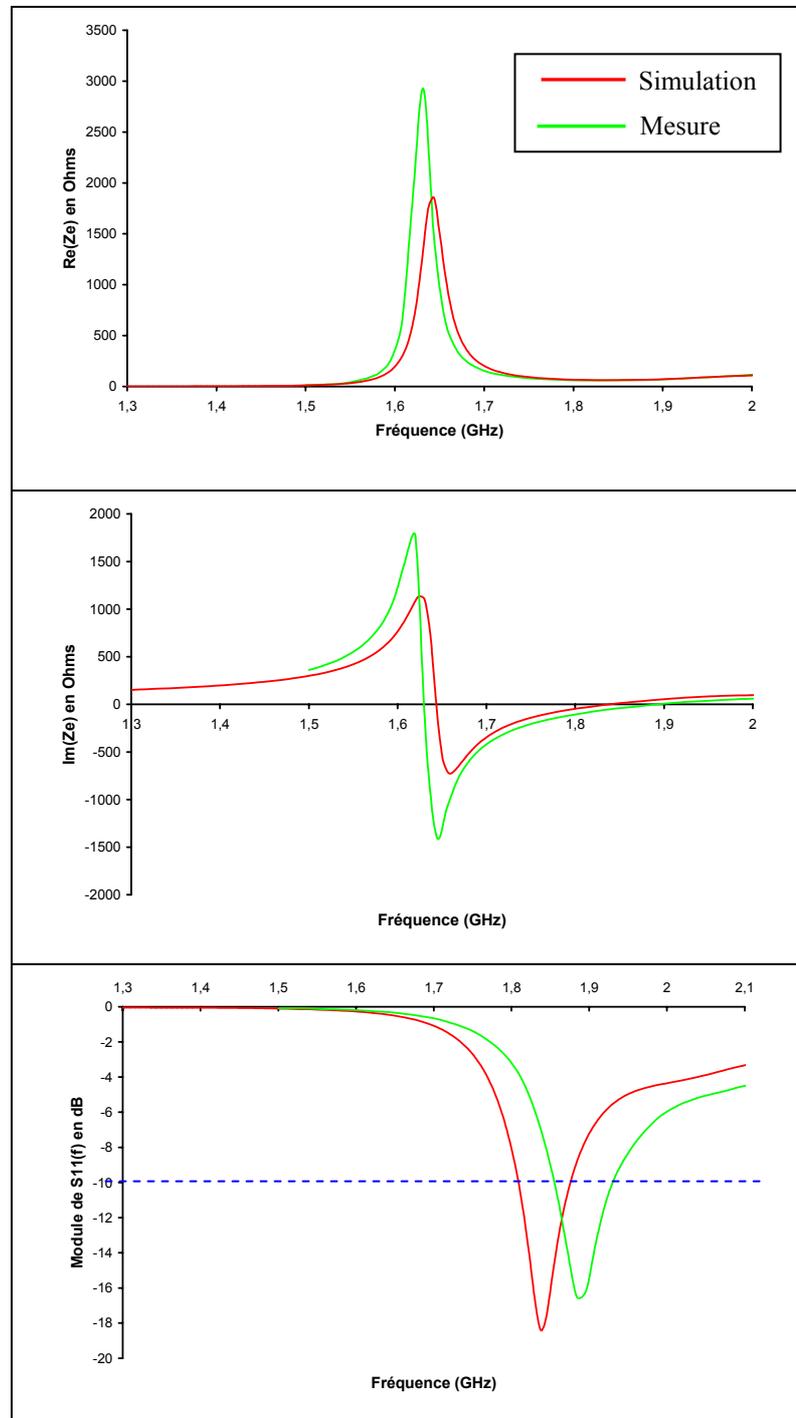


Figure III.16 : Impédance d'entrée et adaptation.

Les différences entre résultats théoriques et expérimentaux de l'impédance d'entrée entraînent un décalage en fréquence sur le lieu d'adaptation. Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, ces variations entre théorie et mesure sont principalement dues à la structure uni-planaire de l'antenne. Toutefois, les résultats obtenus en mesure sont satisfaisants (**tableau III.17**).

	Simulation	Mesure
Fréquence d'adaptation	1.837 GHz	1.884 GHz
Fréquence min. à -10 dB	1.811 GHz	1.86 GHz
Fréquence max. à -10 dB	1.878 GHz	1.932 GHz
Bande passante(Δf) à -10 dB	67 MHz	72 MHz
Pourcentage de bande	3.6 %	3.8%

Tableau III.17 : Récapitulatif sur l'adaptation.

III.2 – Rayonnement à l'infini

Le diagramme de rayonnement du dispositif a été mesuré dans les deux demi-plans de coupe comme l'indique la **figure III.18**.

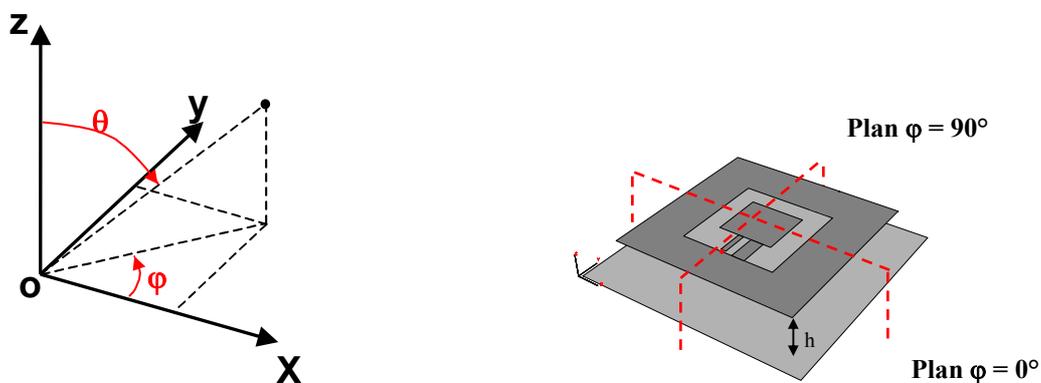


Figure III.18 : Définitions des plans de coupe.

Le diagramme de gain réalisé expérimental est comparé au diagramme de gain réalisé théorique sur la **figure III.19**. Seule la composante principale y est représentée.

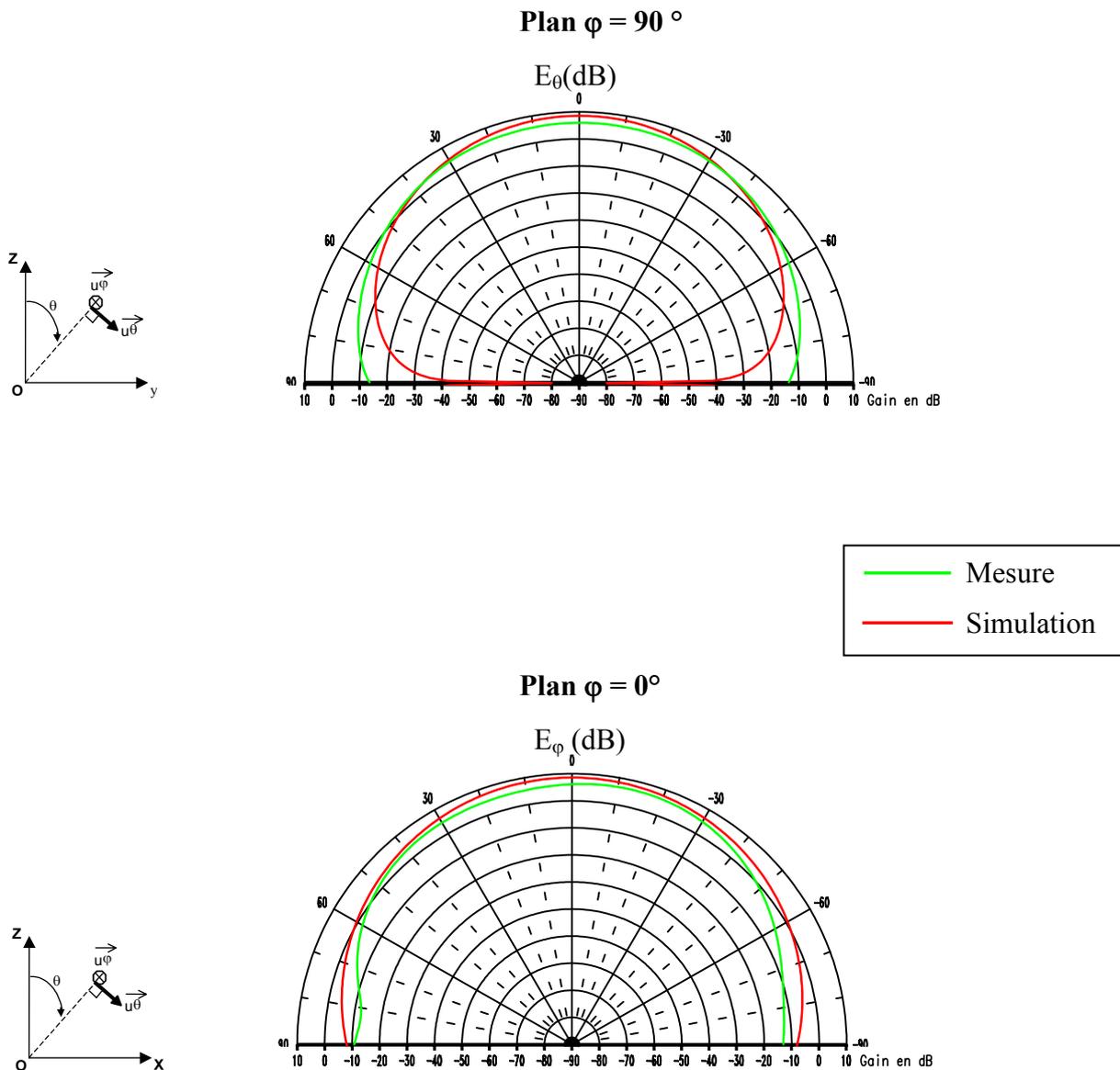


Figure III.19 : Diagramme de gain réalisé à la fréquence d'adaptation.

Le gain maximum expérimental est inférieur de 2 dB au gain maximum théorique. L'angle d'ouverture est de 76° dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et de 72° dans le plan $\varphi = 90^\circ$. Les divergences entre théorie et mesure sont aussi ici dues principalement à la structure coplanaire de l'antenne.

La comparaison de la composante croisée théorique et de la composante croisée mesurée dans les deux plans : $\varphi = 0^\circ$ et $\varphi = 90^\circ$ est proposée sur la **figure III.20**.

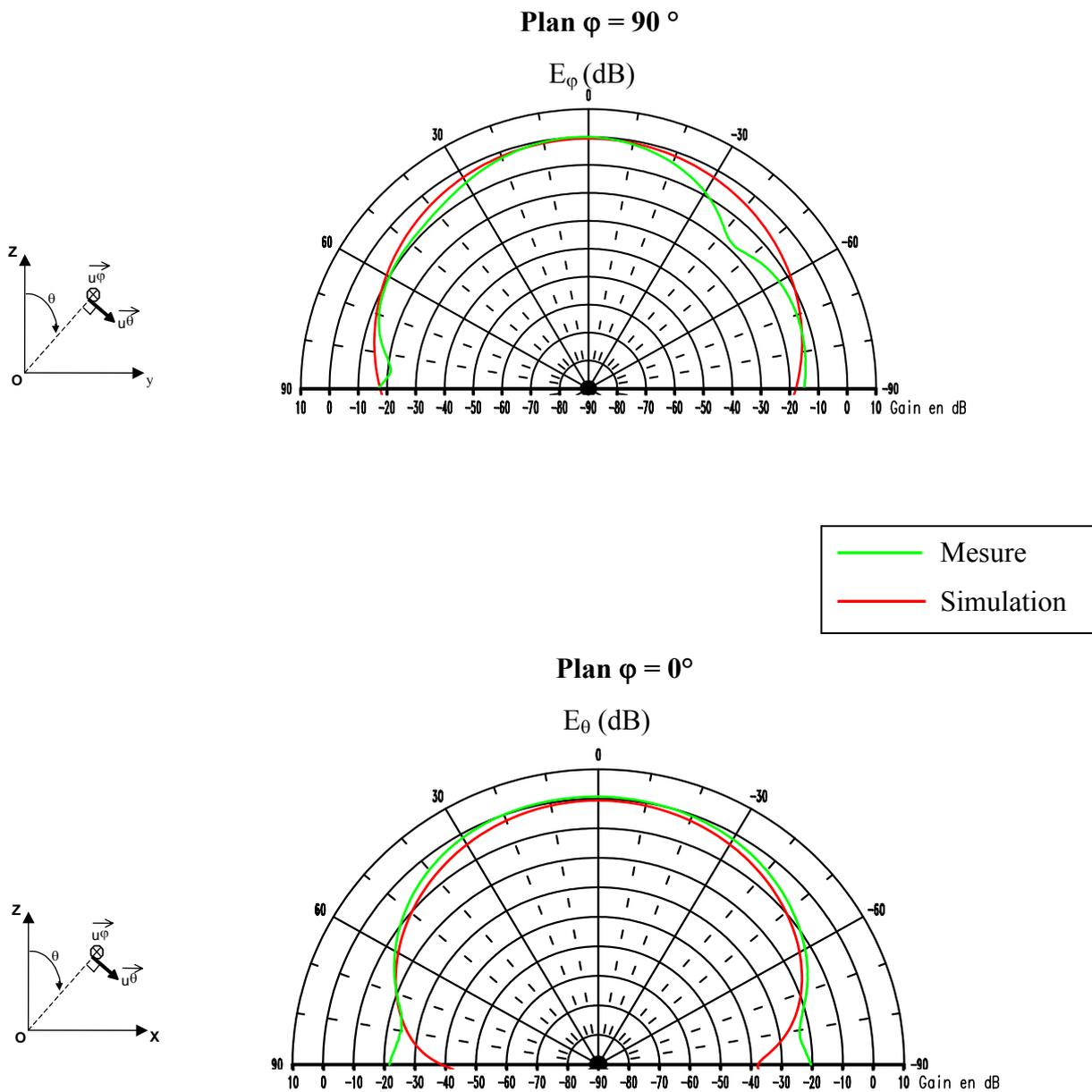


Figure III.20 : Comparaison de la composante croisée à la fréquence d'adaptation.

Comme pour la composante principale, des différences apparaissent entre théorie et mesure. Elles sont principalement dues aux perturbations engendrées par l'environnement direct (câble coaxiale, support, etc.) de l'antenne, rendant alors la mesure délicate.

IV – CONCLUSION

Dans ce chapitre, les performances de l'antenne fil-plaque coplanaire au dessus d'un plan de masse viennent d'être étudiées. La présence du plan réflecteur ne modifie pas le fonctionnement original de l'antenne.

L'antenne présente des caractéristiques de rayonnement similaires à celles d'une antenne imprimée classique, avec un gain légèrement supérieur. De plus, elle a l'avantage d'offrir des dimensions faibles, inférieur à $\lambda/3$. Ce qui lui permet de s'intégrer facilement dans des dispositifs de télécommunications.

Afin de répondre à certains cas de figures, un autre système d'alimentation a été étudié dans des travaux de recherche précédents [III.1],[III.5]. Il s'agit d'une alimentation verticale, où le ruban d'alimentation est replié directement en sortie d'antenne, afin d'atteindre le plan métallique réflecteur.

La structure étudiée présente donc des caractéristiques intéressantes en terme de compacité et de rayonnement. Elle pourra être utilisée dans des systèmes de télécommunications modernes.

Dans le chapitre suivant, nous étudierons des réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires. En effet, dans de nombreux cas, nous avons besoins de systèmes rayonnants avec un gain directif et important. Nous verrons ainsi l'intérêt de l'antenne fil-plaque coplanaire pour les réseaux.

CHAPITRE IV

***RESEAUX D'ANTENNES FIL-PLAQUES
COPLANAIRES***

* * * * *

I – INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons étudier les réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires dans différentes configurations. En effet, dans de nombreux cas, le gain émis par une antenne seule n'est pas suffisant pour répondre aux exigences d'un cahier des charges. L'association de plusieurs éléments rayonnants devient indispensable pour obtenir le gain et la directivité voulus.

Les domaines d'applications peuvent être par exemple les antennes relais, les antennes de stations de bases ou les antennes fonctionnant pour les normes de type Bluetooth, WiFi, HiperLan (cf. **chapitre I**), etc. Principalement, il existe deux types d'aériens : les antennes omnidirectionnelles (le niveau de gain en azimut est constant sur 360°) et les antennes directionnelles (le rayonnement privilégie une direction). Nous montrerons que le rayonnement des réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires peut répondre aux deux cas précités suivant l'arrangement spatial des antennes élémentaires. L'intérêt, de tels réseaux, est leur faible coût de fabrication (topologie coplanaire).

Dans une première partie, nous allons rappeler succinctement le principe général des réseaux, puis les réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires avec et sans plan métallique réflecteur seront définis en terme de caractéristiques électriques et de rayonnement. Une étude paramétrique permettra de maîtriser l'influence des variables liées aux réseaux. Pour finir, des prototypes seront réalisés afin de valider l'étude théorique.

II – GENERALITES SUR LES RESEAUX D'ANTENNES [IV.1]

Afin de répondre au mieux aux exigences d'un cahier des charges en terme de gain et de forme de diagrammes de rayonnement, la mise en réseau d'éléments rayonnants élémentaires doit se faire suivant une disposition géométrique particulière. Deux critères sont à prendre en compte : le nombre total d'éléments et l'espacement de ces derniers.

Pour obtenir le diagramme et le niveau de gain voulus, il faut déterminer le nombre d'éléments utiles à la réalisation du réseau. Théoriquement, lorsqu'on double le nombre d'éléments, on double alors la valeur du gain (+3dB). Mais ceci ne tient évidemment pas compte des pertes par couplage ou autres. D'autre part, l'espacement entre les éléments rayonnants est important. En effet, il permet d'agir directement sur le diagramme et la valeur du gain.

Nous pouvons constater l'influence du nombre d'éléments rayonnants et de l'espacement de ces derniers sur la directivité sur la **figure IV.1**, où est représentée la directivité du réseau en fonction de la distance entre des sources ponctuelles isotropes et de leur nombre [IV.2].

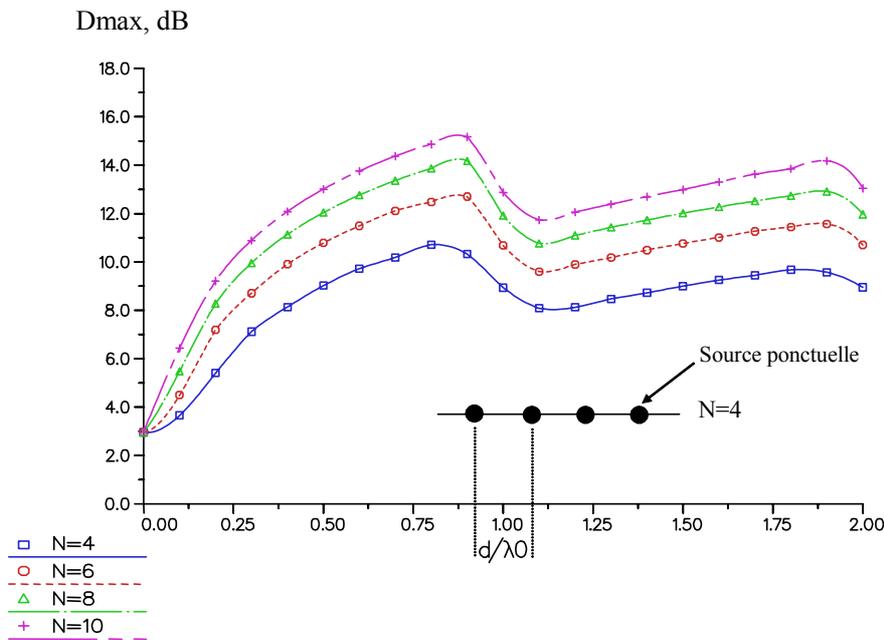


Figure IV.1 : Directivité maximale d'un réseau linéaire de sources ponctuelles isotropes en fonction de la distance entre sources.

De cet abaque, nous pouvons en déduire que lorsque la distance entre les sources est comprise entre 0.5 et $0.9\lambda_0$, le gain est maximal. Si celles-ci sont trop proches les unes des autres, un phénomène de couplage apparaît entraînant alors une perte de gain. De même, si les sources sont trop éloignées, des lobes de réseaux apparaissent et diminuent aussi le gain dans l'axe. Il faudra faire alors un compromis entre la valeur du gain et l'encombrement du réseau pour satisfaire au cahier des charges.

La valeur des amplitudes et des phases que reçoit chaque antenne est également un critère important. En effet, la pondération en amplitude permet de diminuer le niveau des lobes secondaires (cf. Annexe 6) et la pondération en phase permet d'orienter le lobe principal dans une direction privilégiée.

Dans la suite du chapitre, nous chercherons à avoir des réseaux d'antennes qui ont un gain maximum dans l'axe. Pour cela, l'espacement entre les éléments rayonnants sera compris entre 0.5 et $0.9\lambda_0$, et les antennes seront équi-phases et équi-amplitudes.

III – RESEAU D'ANTENNES FIL-PLAQUES COPLANAIRES

Dans ce paragraphe nous allons étudier différents types de réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires. Nous nous sommes restreints à étudier des réseaux linéaires ayant un maximum de rayonnement dans la direction Oy.

Pour cela tous les éléments rayonnants du réseau sont équi-phases et équi-amplitudes avec un espacement de $0.5\lambda_0$. Sur la **figure IV.2** sont représentés différents types de réseaux envisageables en technologie fil-plaque coplanaire.

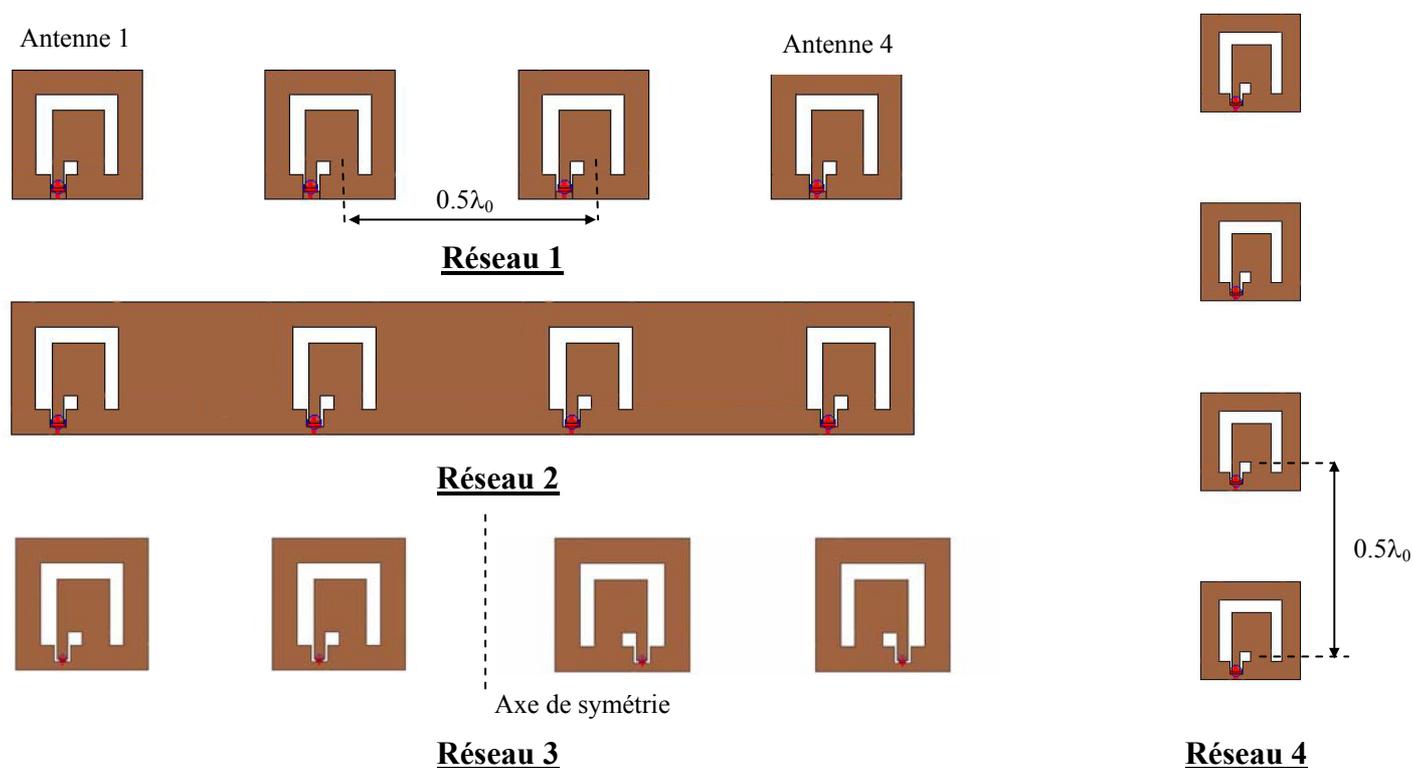


Figure IV.2 : Différents types de réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires.

Le réseau 1 est constitué d'un alignement de quatre antennes identiques suivant l'axe Ox. Le réseau 2 est le même ensemble de quatre antennes que le réseau 1 mais découpées dans la même masse. Les éléments métalliques entre les antennes permettent de rigidifier le système. De ce fait, il est plus réaliste que le réseau 1. Et il fera l'objet d'une étude paramétrique au § III.3. Le réseau 3 est constitué des mêmes éléments rayonnants que le réseau 1 mais il est symétrique. Le réseau 4 est un alignement de quatre antennes suivant l'axe Oz. Ce type de configuration permet d'avoir un système au rayonnement omnidirectionnel dans un plan et directif dans l'autre.

III.1 – Caractéristiques électriques

Tous les réseaux proposés sur la **figure IV.2** ne seront pas étudiés ici. Il nous est paru plus judicieux de comparer en terme de caractéristiques électriques les réseaux 1 et 2, de manière à étudier l'effet produit par l'ajout d'éléments métalliques entre les antennes.

Sur la **figure IV.3** est comparée la partie réelle des antennes du réseau 1 et du réseau 2.

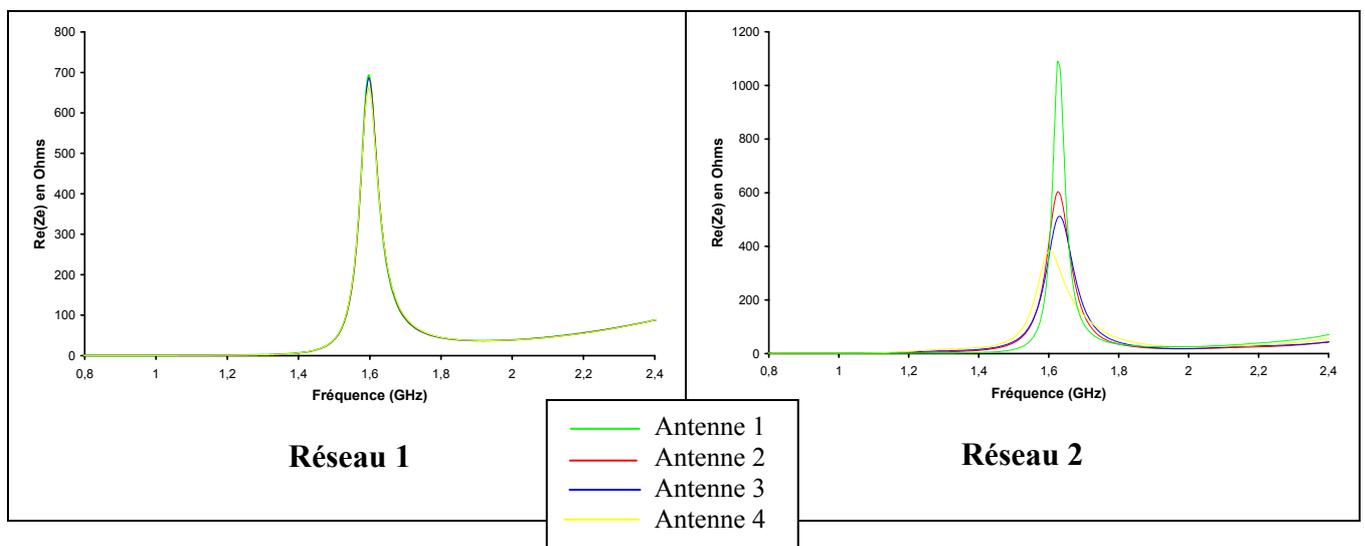


Figure IV.3 : *Partie réelle des antennes du réseau 1 et 2.*

La partie réelle de l'impédance d'entrée des quatre antennes du réseau 1 est similaire : elles auront donc la même adaptation. L'ajout du plan de masse entre les aériens (réseau 2) entraîne un décalage de la fréquence de résonance. Au niveau de la résistance de résonance, les antennes 2 et 3 situées au milieu du réseau ont des résultats quasi similaires. Ce n'est pas le cas des antennes situées aux extrémités.

La comparaison du module du coefficient de réflexion entre les deux réseaux est proposée sur la **figure IV.4**.

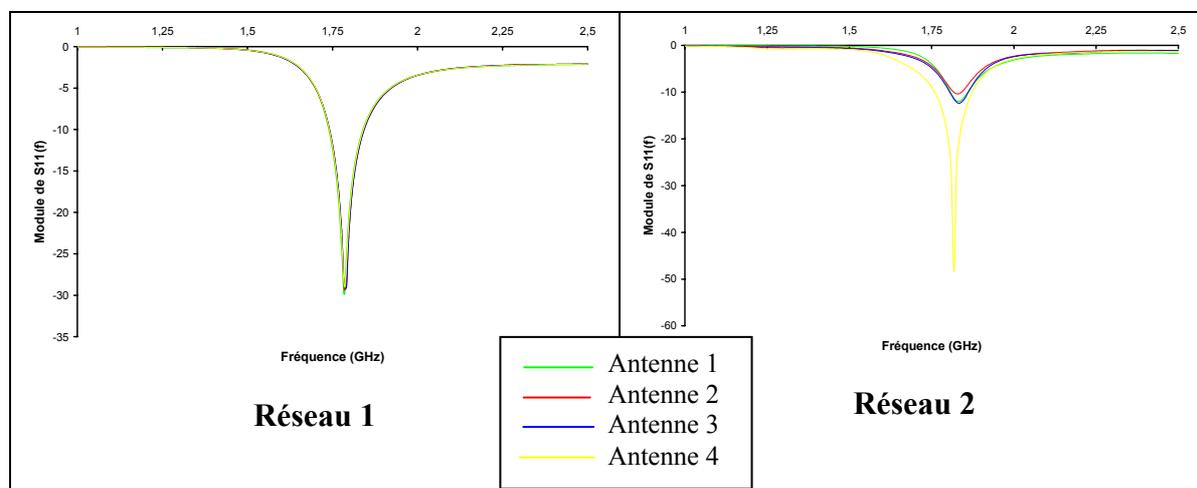


Figure IV.4 : Coefficient de réflexion des réseaux 1 et 2.

Sur le réseau 1, toutes les antennes sont bien adaptées à la fréquence centrale de 1.8 GHz. Par contre sur le réseau 2, la majorité des antennes sont désadaptées : la présence des éléments métalliques change la capacité globale de l'antenne : il faudra réadapter les aériens ou ajouter une partie de plan de masse à gauche de l'antenne 1 et à droite de l'antenne 4 afin d'harmoniser les résultats.

Sur la **figure IV.5**, des cartographies fréquentielles de densité surfacique de courant normalisées ont été relevées sur les réseaux 1 et 2. Sur les deux réseaux, seule l'antenne 1 est alimentée par un générateur, les autres aériens ont leur accès sur 50Ω.

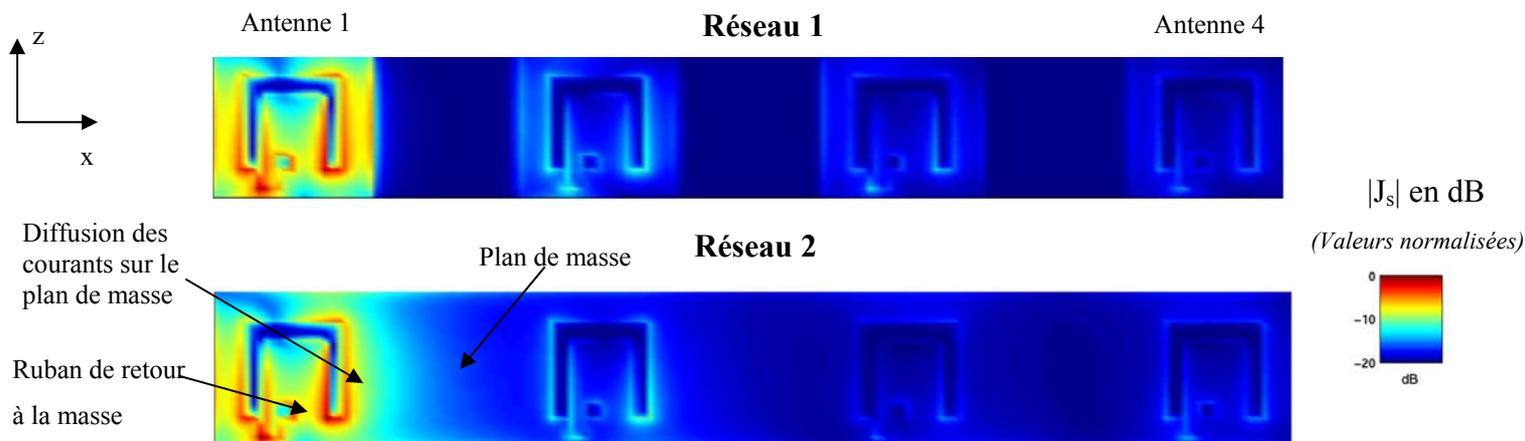


Figure IV.5 : Cartographie fréquentielle de densité surfacique de courant normalisée à $f=1.8$ GHz.

On remarque sur l'antenne 1 du réseau 2, une légère diffusion des courants sur le plan de masse (vers l'antenne 2) : la capacité créée par la fente (entre le ruban de retour à la masse de l'antenne 1 et le plan de masse (cf. **figure IV.5**)) est changée. Cela va se traduire alors par une modification de l'impédance d'entrée de l'antenne 1 du réseau 2. Ce raisonnement est valable aussi pour les autres antennes du réseau 2.

III.2 – Rayonnement à l'infini

Dans ce paragraphe, nous nous intéresserons au rayonnement des quatre réseaux. Les antennes sont toutes alimentées, elles sont équi-phases et équi-amplitudes. Cependant à l'**annexe 6**, il est montré l'influence des pondérations en amplitude sur le rayonnement [IV.3].

Tout d'abord, nous comparerons le rayonnement des réseaux 1,2 et 3, ce dernier est la version symétrique du réseau 1. Nous verrons ainsi la différence entre réseau symétrique et asymétrique. Puis nous étudierons le rayonnement du réseau 4 qui est omnidirectionnel dans un plan et directif dans l'autre.

III.2.1 – Rayonnement des réseaux 1,2 et 3

Le diagramme de rayonnement a été relevé dans les deux demi-plans $\varphi=90^\circ$ et $\theta=90^\circ$ comme le montre la **figure IV.6**.

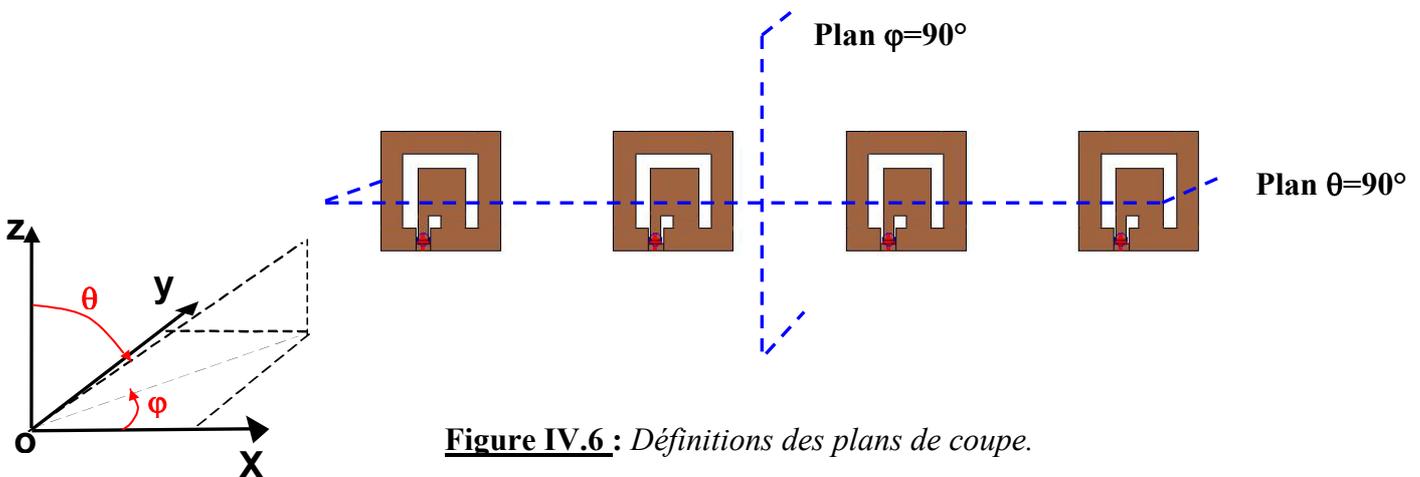


Figure IV.6 : Définitions des plans de coupe.

Sur les figures IV.7 et IV.8, les diagrammes de rayonnement des réseaux 1,2 et 3 sont comparés. Il ne sera représenté que la composante principale E_θ .

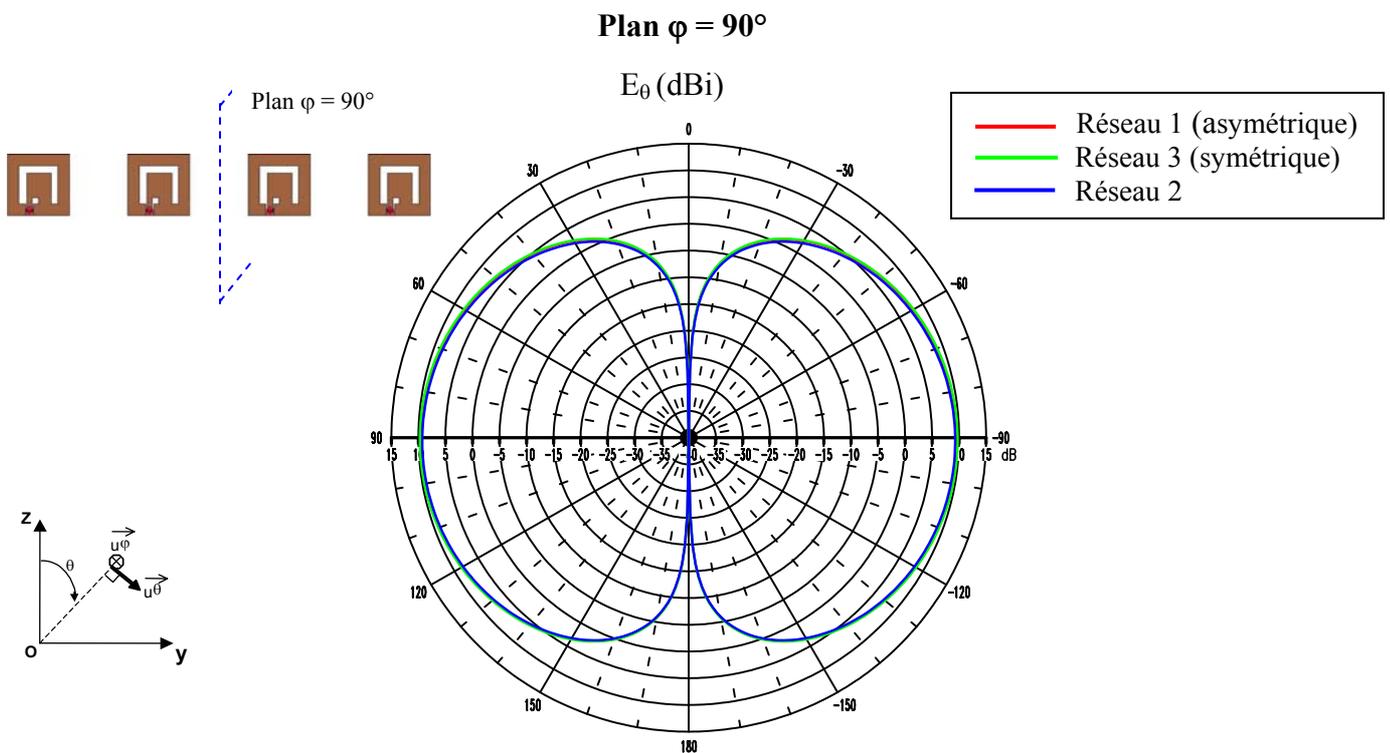


Figure IV.7 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\varphi = 90^\circ$.

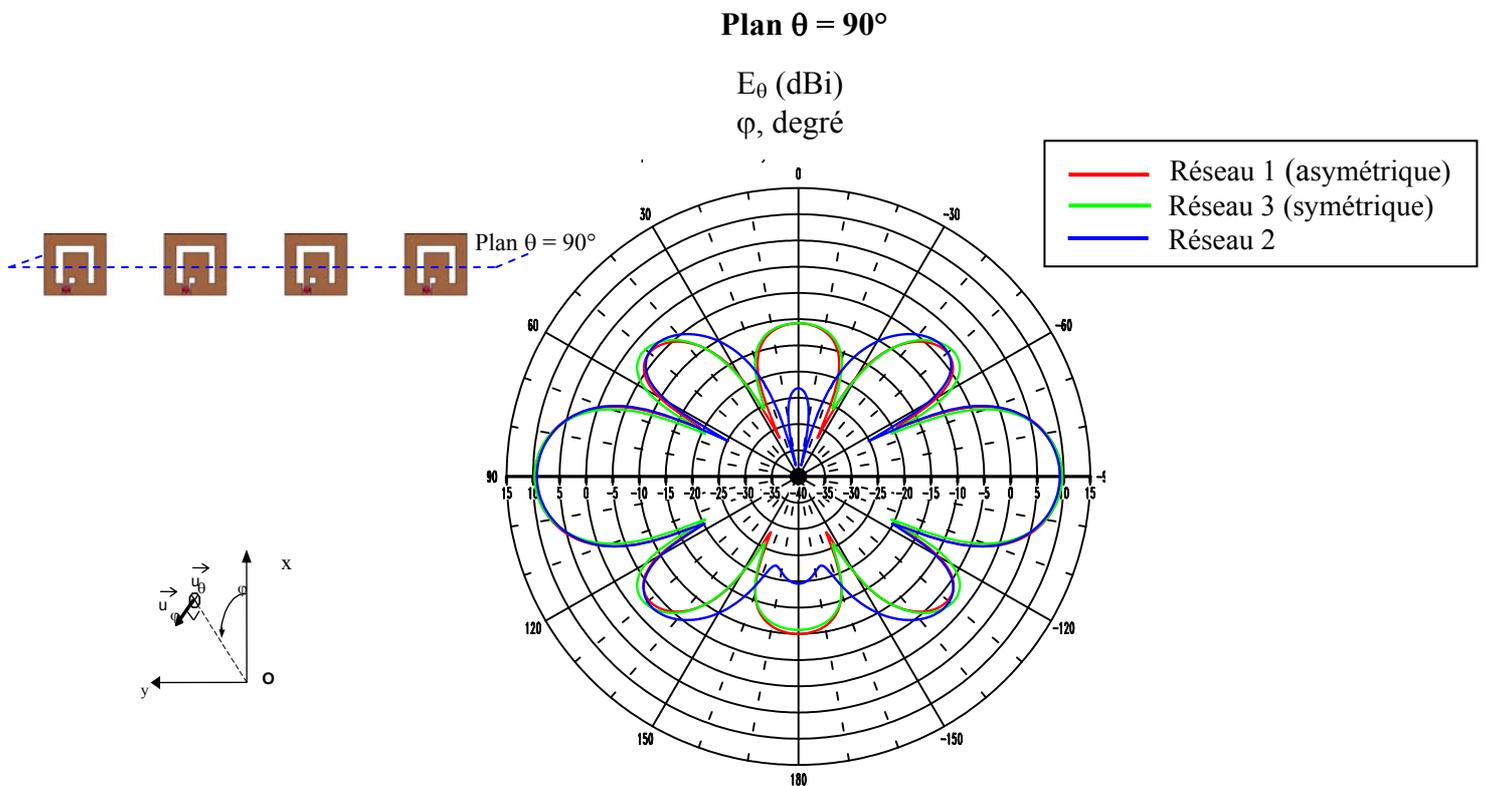


Figure IV.8 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\theta = 90^\circ$.

Dans le plan $\varphi=90^\circ$, la composante principale E_θ des trois réseaux est similaire. On note un gain maximum de 9.5 dBi (9.2 dBi pour le réseau 2) et une ouverture à -3 dB de 85° . Dans le plan $\theta = 90^\circ$, plan de formation des lobes de réseau, de légères différences apparaissent entre la composante E_θ du réseau 1 et celle du réseau 2. Au niveau du lobe principal, on a une ouverture de 22° pour les trois réseaux. Les lobes secondaires atteignent leur maximum à -2.3 dBi pour le réseau 3, à $-2,9$ dBi pour le réseau 2 et à -3.2 dBi pour le réseau 1.

Sur les **figures IV.9** et **IV.10**, on trouve les composantes minoritaires E_φ des réseaux 1,2 et 3 dans les plans de coupe : $\varphi = 90^\circ$ et $\theta = 90^\circ$.

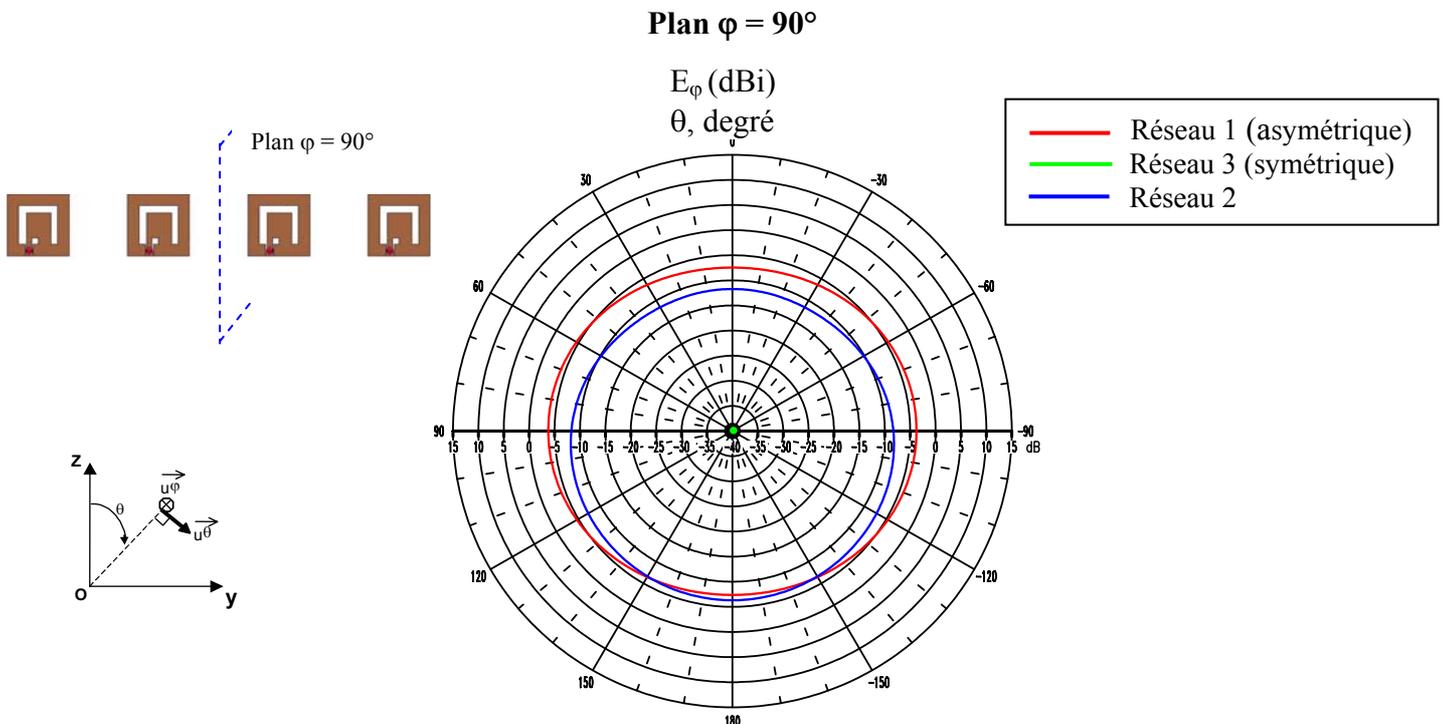


Figure IV.9 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\varphi=90^\circ$.

Dans le plan $\varphi=90^\circ$, la composante minoritaire E_φ du réseau 3 est nulle. En effet, du fait de la symétrie du réseau, le champ électrique est en opposition de phase et s'annule à l'infini. Le réseau 1 a, quant à lui, une composante croisée maximum de -4 dBi (-6 dBi pour le réseau 2).

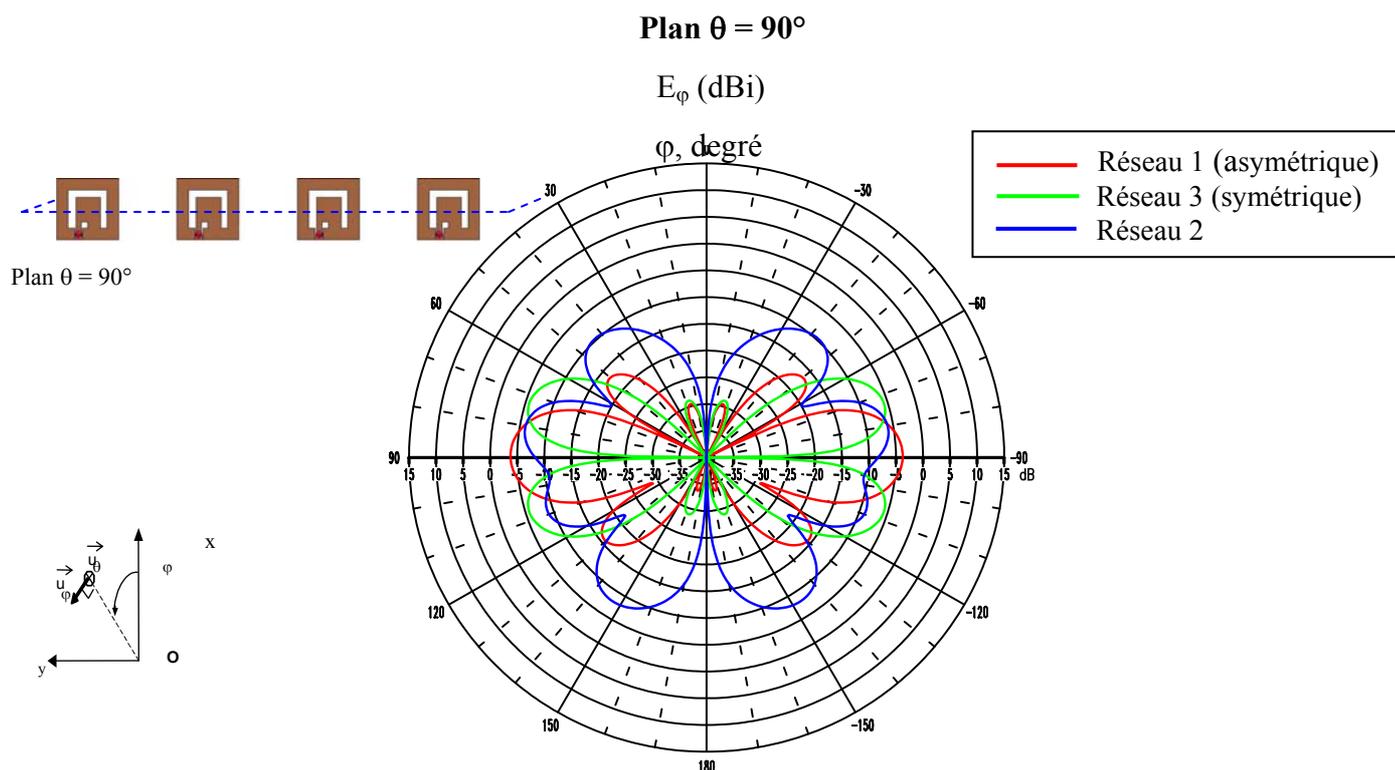


Figure IV.10 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\theta = 90^\circ$.

Dans le plan de formation des lobes du réseau ($\theta = 90^\circ$), le gain maximum de la composante croisée du réseau symétrique (réseau 3) vaut -5 dBi. On retrouve le « trou » dans l'axe ($\varphi = 90^\circ$) de la composante croisée du réseau 3 dû à l'annulation du champ électrique à l'infini. La composante minoritaire du réseau asymétrique (réseau 1) a un niveau maximum de -4 dBi (-6 dBi pour le réseau 2).

- Conclusion :

Les diagrammes de rayonnement des composantes principales des 3 réseaux sont identiques dans le plan $\varphi = 90^\circ$. Dans le plan $\theta = 90^\circ$, des différences apparaissent surtout au niveau des lobes secondaires.

Mais il paraît intéressant de noter que la composante croisée du réseau 3 (structure symétrique) est nulle dans le plan $\varphi = 90^\circ$.

III.2.2 – Rayonnement du réseau 4

Le diagramme de rayonnement a été relevé dans les deux demi-plans $\varphi=90^\circ$ et $\theta=90^\circ$ comme le montre la **figure IV.11**.

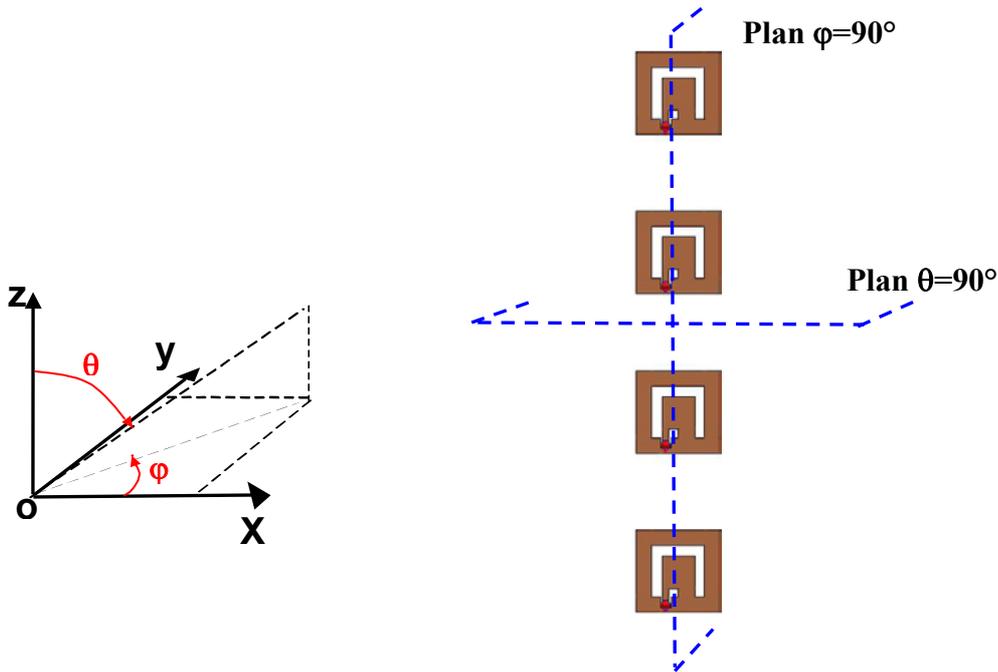


Figure IV.11 : Définitions des plans de coupe.

Sur les figures IV.12 et IV.13, le diagramme de rayonnement du réseau 4 est présenté dans les deux plans précédemment définis. Les composantes majoritaire E_θ et minoritaire E_ϕ sont montrées.

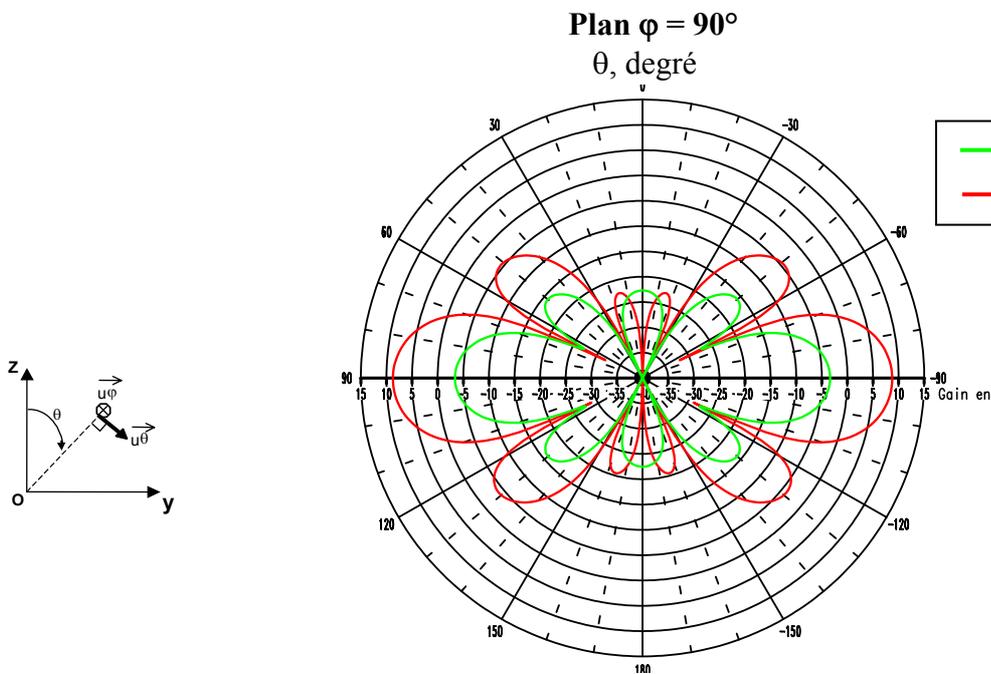


Figure IV.12 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\phi = 90^\circ$.

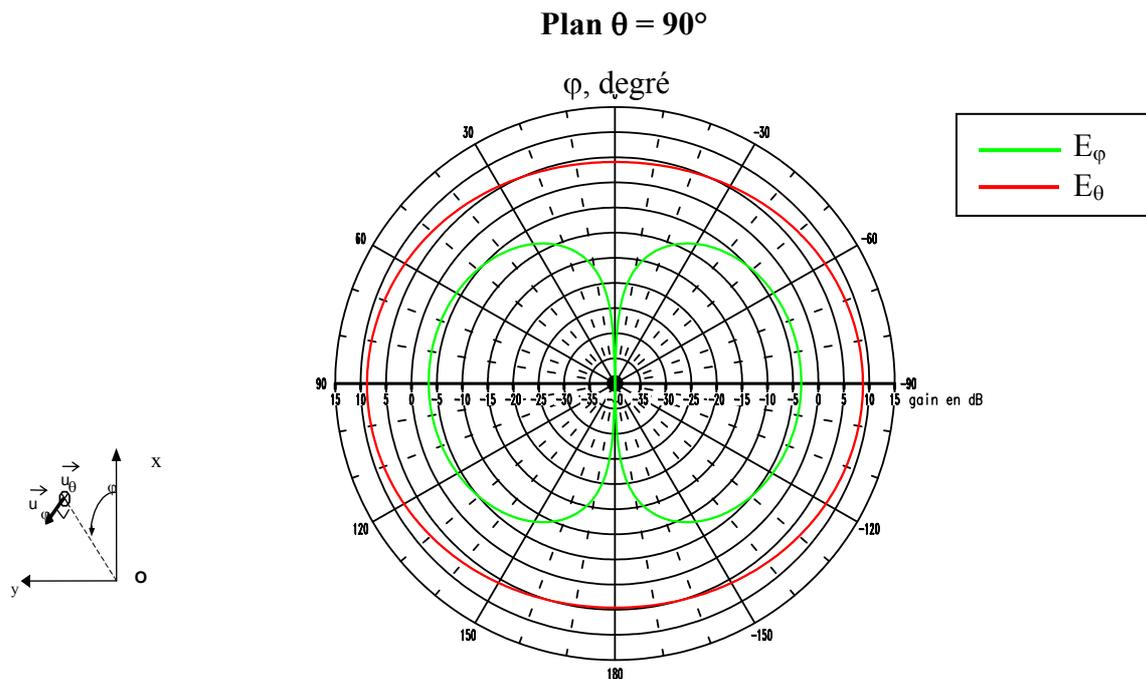


Figure IV.13 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\theta = 90^\circ$.

Dans le plan $\varphi=90^\circ$, plan de formation des lobes du réseau, le gain maximum de la composante principale E_θ est de 8.7 dBi et on a une ouverture, à -3 dB, du lobe principal de 22° . Les lobes secondaires ont un niveau maximum de -4 dBi. Le niveau maximum de la composante croisée est de -3 dBi.

Dans le plan $\theta=90^\circ$, la composante principale forme un rayonnement omnidirectionnel avec un gain maximum de 8.7 dBi à $\varphi=90^\circ$ et un gain minimum de 4.1 dBi à $\varphi=0^\circ$. Cette différence de gain, déjà observée sur une antenne seule (cf. **chapitre II § III.2.2**), est due au plan de masse de l'antenne qui engendre un phénomène de diffraction. Toutefois, lorsque l'on étudie le réseau avec des antennes qui sont dans le même plan de masse (comme pour le réseau 2 par exemple), on note une diminution de l'écart entre le gain maximum et le gain minimum ($\Delta < 0.5$ dB)

Ce type de structure, au rayonnement omnidirectionnel, a été récemment étudié [IV.3], pour fonctionner dans un réseau WiFi à 5.25 GHz.

Dans le paragraphe suivant, afin de mieux comprendre le fonctionnement de ces structures rayonnantes, un paramétrage des différentes variables liées au réseau va être effectué.

III.3 – Paramétrages

Dans ce paragraphe, nous allons voir l'influence de la distance entre les éléments rayonnants et du plan de masse sur le réseau. Nous étudierons l'effet que jouent ces paramètres sur la résonance parallèle et le rayonnement de l'aérien.

La configuration de la structure prise comme référence pour l'étude paramétrique est présentée sur la **figure IV.14**. Les différentes caractéristiques géométriques que nous allons étudier y sont indiquées.

$$l_{m_0} = 9 \text{ mm} ; w_{m_0} = 9 \text{ mm}$$

$$d_{m_0} = 93 \text{ mm}$$

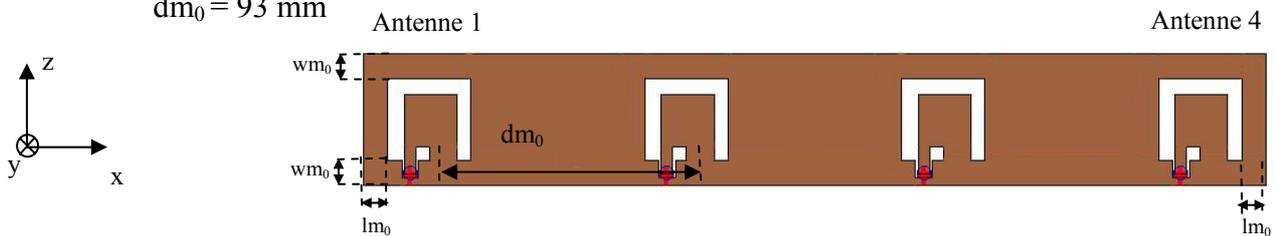


Figure IV.14 : Dimensions de la structure de référence.

Les valeurs fournies sur le schéma sont celles prises par défaut comme valeur de référence lors de l'étude paramétrique.

Cette dernière est effectuée en utilisant le logiciel de calcul électromagnétique basé sur la méthode des différences finies. Concernant l'étude des caractéristiques électriques du réseau, seuls les résultats de l'antenne 1 seront montrés. En effet, l'antenne 1 sera excitée, les autres auront leur entrée chargée sur 50Ω . Pour l'étude du rayonnement, les quatre antennes seront alimentées.

Les valeurs des fréquences et des amplitudes de résonance sont normalisées par rapport aux résultats de l'antenne de référence dont les caractéristiques sont :

- $F_{p0} = 1.628 \text{ GHz}$
- $R_{p0} = 1112 \Omega$
- $Q = 37$
- $d_{m_0} = 93 \text{ mm}$

III.3.1 – Influence de la distance entre les éléments rayonnants (dm).

Différentes longueurs entre les d'antennes ont été simulées afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur la résonance parallèle et le rayonnement de l'aérien à la fréquence de résonance (F_p).

La modification de la distance entre les éléments rayonnant (dm), ne change pas la valeur de la fréquence de résonance, de la résistance de résonance et du facteur de qualité.

Par contre, elle joue un rôle sur le rayonnement du réseau. Sur la **figure IV.15** est représenté le diagramme de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ pour différentes valeurs de dm .

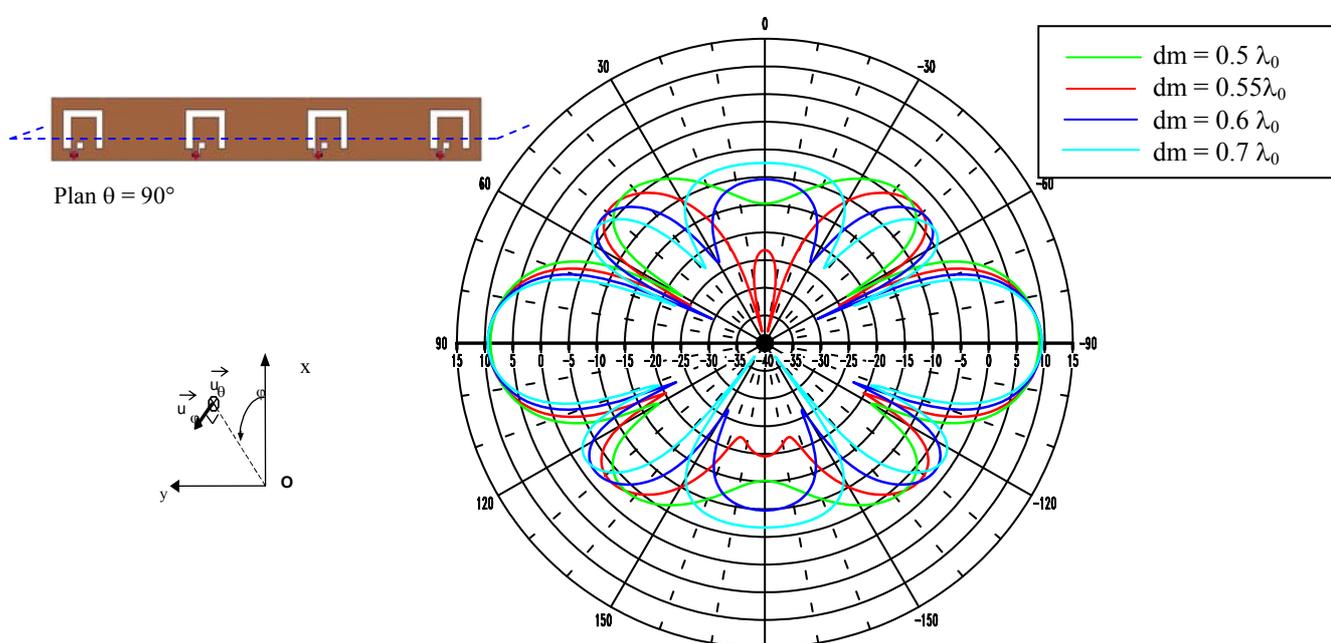


Figure IV.15 : Diagramme de rayonnement de E_θ dans le plan $\theta = 90^\circ$ pour différentes valeurs de dm .

Lorsque la longueur (dm) entre les antennes est augmentée, on constate une diminution de l'ouverture du lobe principale dans le plan $\theta = 90^\circ$: la directivité est plus grande. Le gain maximum reste quasi inchangé.

III.3.2 – Influence des dimensions du plan de masse (w_m et l_m)

Plusieurs dimensions de plan de masse ont été simulées afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur la résonance parallèle et le rayonnement de l'aérien à la fréquence de résonance (F_p).

La **figure IV.16** présente l'évolution de la fréquence de résonance, de la résistance de résonance et du facteur de qualité en fonction de la largeur du réseau (w_m).

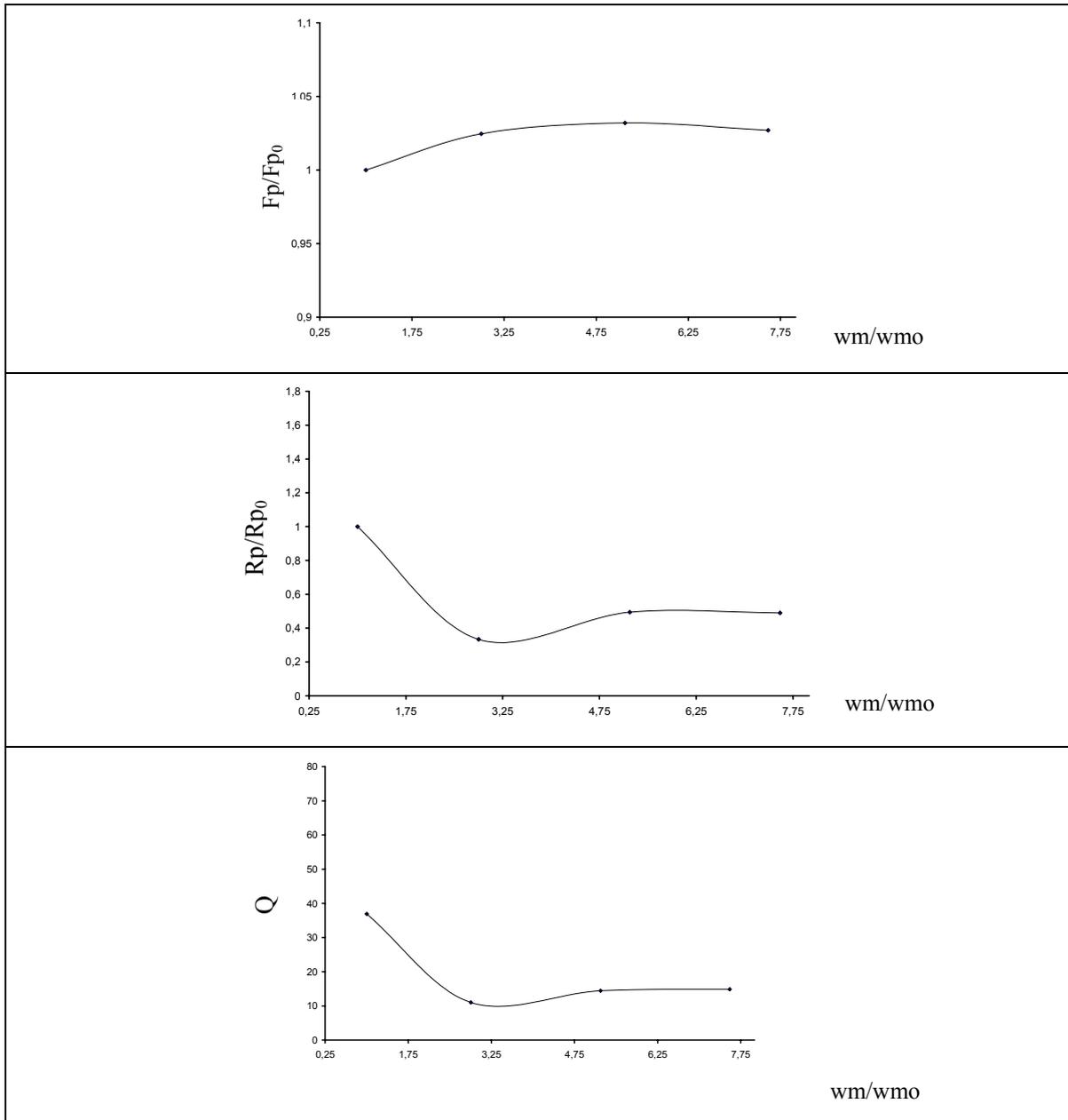


Figure IV.16 : Variation des dimensions du plan de masse w_m .

Tout comme pour une antenne seule, l'accroissement de la largeur du plan de masse s'accompagne d'une diminution très nette de la résistance de résonance et du facteur de qualité. Puis ces deux paramètres tendent vers une valeur constante. La fréquence de résonance reste constante quelle que soit la taille du plan de masse.

Sur la **figure IV.17** est représentée une cartographie fréquentielle de densité de courant (les quatre antennes sont alimentées).

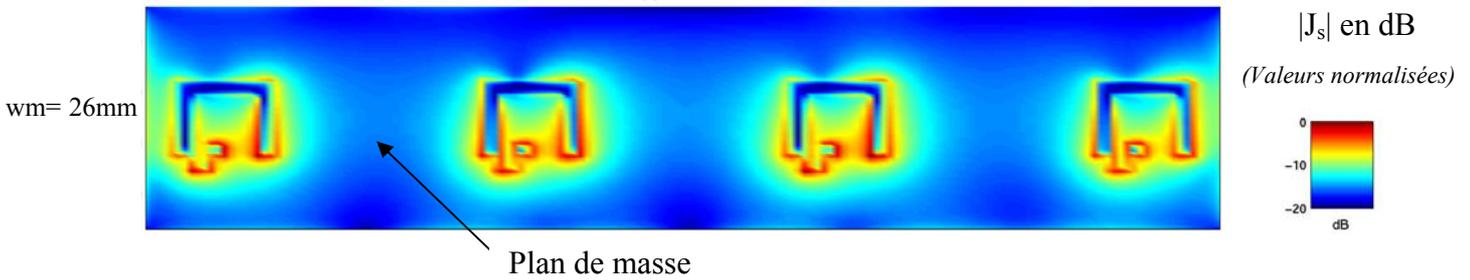


Figure IV.17 : Cartographie fréquentielle de densité surfacique de courant normalisée à $f=1.8$ GHz.

On retrouve bien sur cette répartition de densité de courant surfacique les propriétés de l'antenne fil-plaque coplanaire. En effet, nous avons une concentration de courant autour du ruban de retour à la masse. Il est aussi utile de remarquer que les courants ne se répartissent pas trop sur le plan de masse. Ceci est important, lorsqu'il faudra découper ce dernier pour les lignes d'alimentation coplanaires (cf. § III.4).

Au niveau du rayonnement, l'augmentation de w_m ne change pas le diagramme de rayonnement du réseau dans le plan xOy ($\theta = 90^\circ$). Par contre, on note une modification de ce dernier dans le plan yOz ($\varphi = 90^\circ$) (**figure IV.18**).

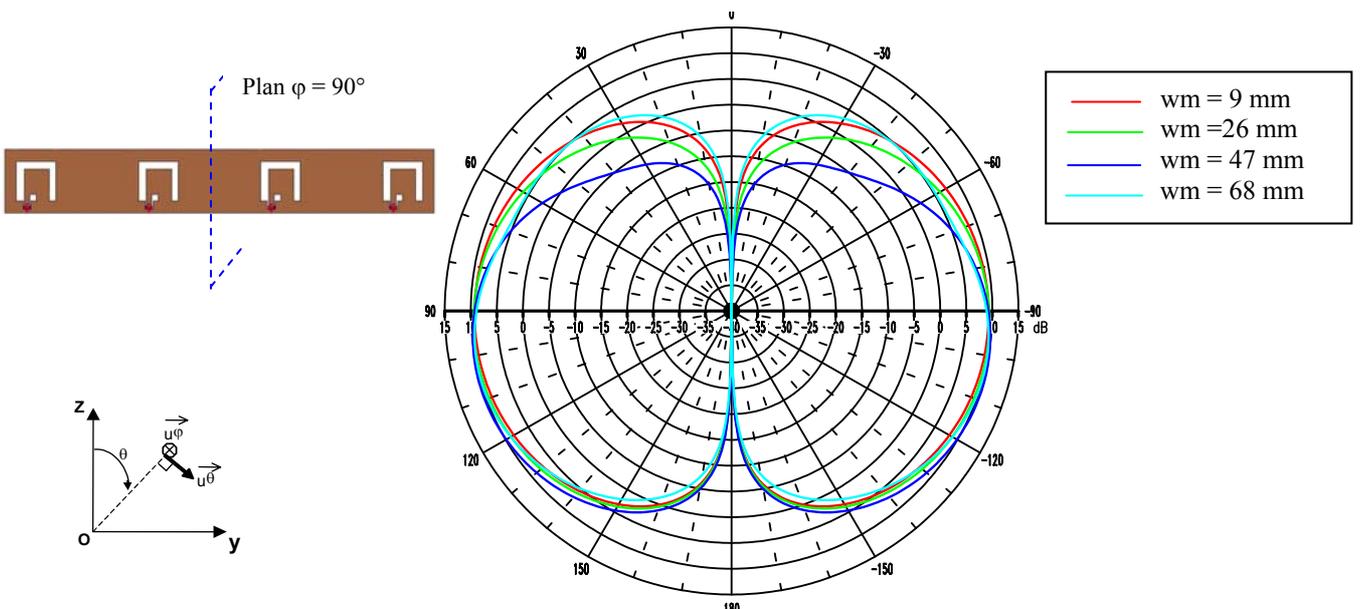


Figure IV.18 : Diagramme de rayonnement de E_θ dans le plan $\varphi = 90^\circ$ pour différentes valeurs de w_m .

On constate une détérioration du diagramme de rayonnement due à la diffraction du champ électrique par les arêtes du plan de masse.

La **figure IV.19** présente le comportement de la fréquence de résonance, de la résistance de résonance et du facteur de qualité en fonction de la longueur du réseau (l_m).

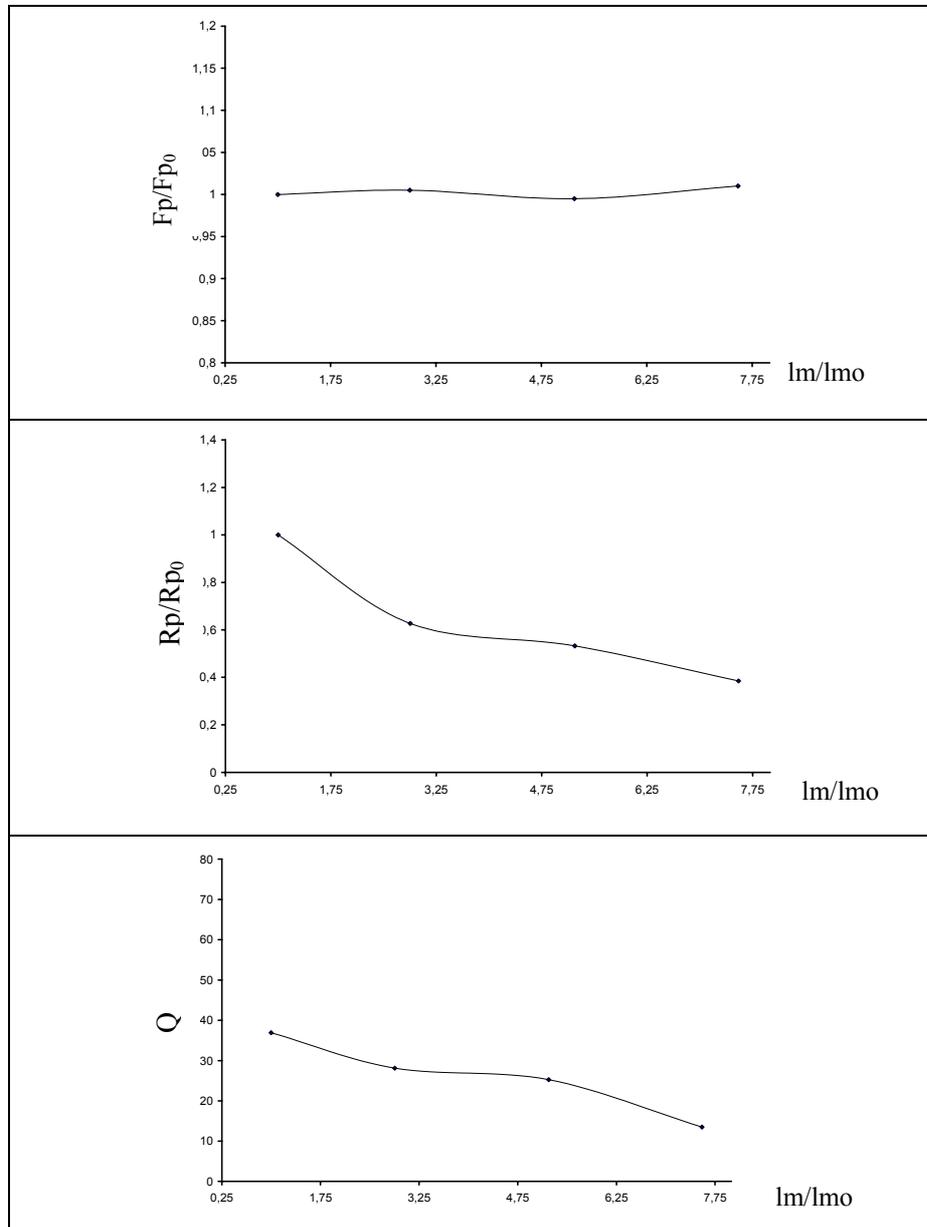


Figure IV.19 : Variation des dimensions du plan de masse l_m .

Lorsqu'on augmente la longueur du plan de masse (l_m), la fréquence de résonance reste stable, la résistance de résonance diminue ainsi que le facteur de qualité.

En ce qui concerne le rayonnement, on observe une diminution du gain dans le plan xOz ($\varphi = 90^\circ$) et un renforcement de ce dernier dans l'axe. Lorsqu'on augmente la valeur de l_m , les lobes secondaires diminuent (**figure IV.20**).

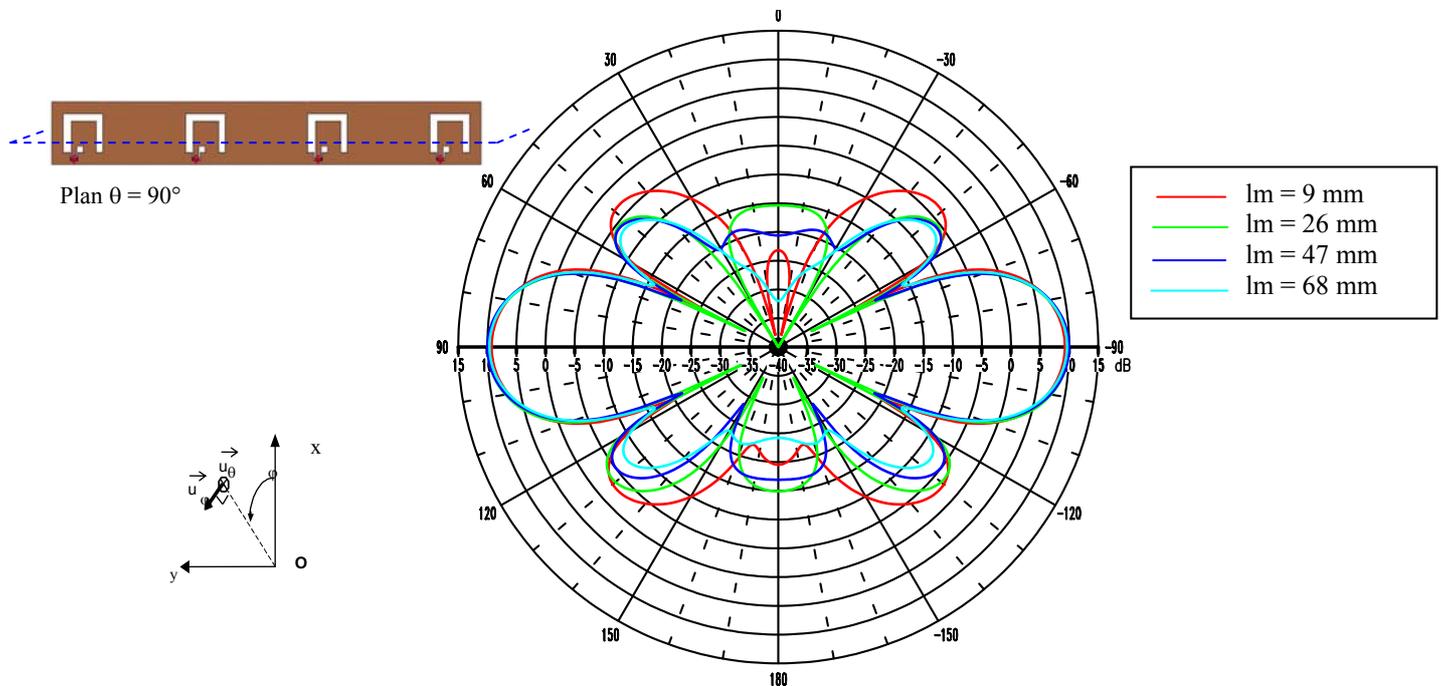


Figure IV.20 : Diagramme de rayonnement de E_θ dans le plan $\theta = 90^\circ$ pour différentes valeurs de l_m .

III.4 – Alimentation du réseau [IV.3]

Dans ce paragraphe, nous allons montrer les solutions qui peuvent être envisagées pour alimenter le réseau d'antennes par lignes coplanaires. En effet, le réseau d'alimentation est en cours d'étude et nous allons tâcher de présenter les problèmes liés aux réseaux de distribution coplanaire.

En **annexe 7** est présentée la théorie sur les transformations d'impédances et sur le calcul des pondérations.

III.4.1 – Différentes solutions envisagées

La réalisation du circuit d'alimentation reste une étape très délicate, car de nombreuses règles de conception sont à respecter en terme d'encombrement, de variation de largeur de ligne et des différentes discontinuités. Nous nous intéresserons à différentes solutions

possibles pour l'alimentation du réseau 4 (cf. **figure IV.2**), ce dernier permettant d'avoir un rayonnement omnidirectionnel. Les réseaux d'alimentation, présentés sur la **figure IV.21**, seront prochainement étudiés.

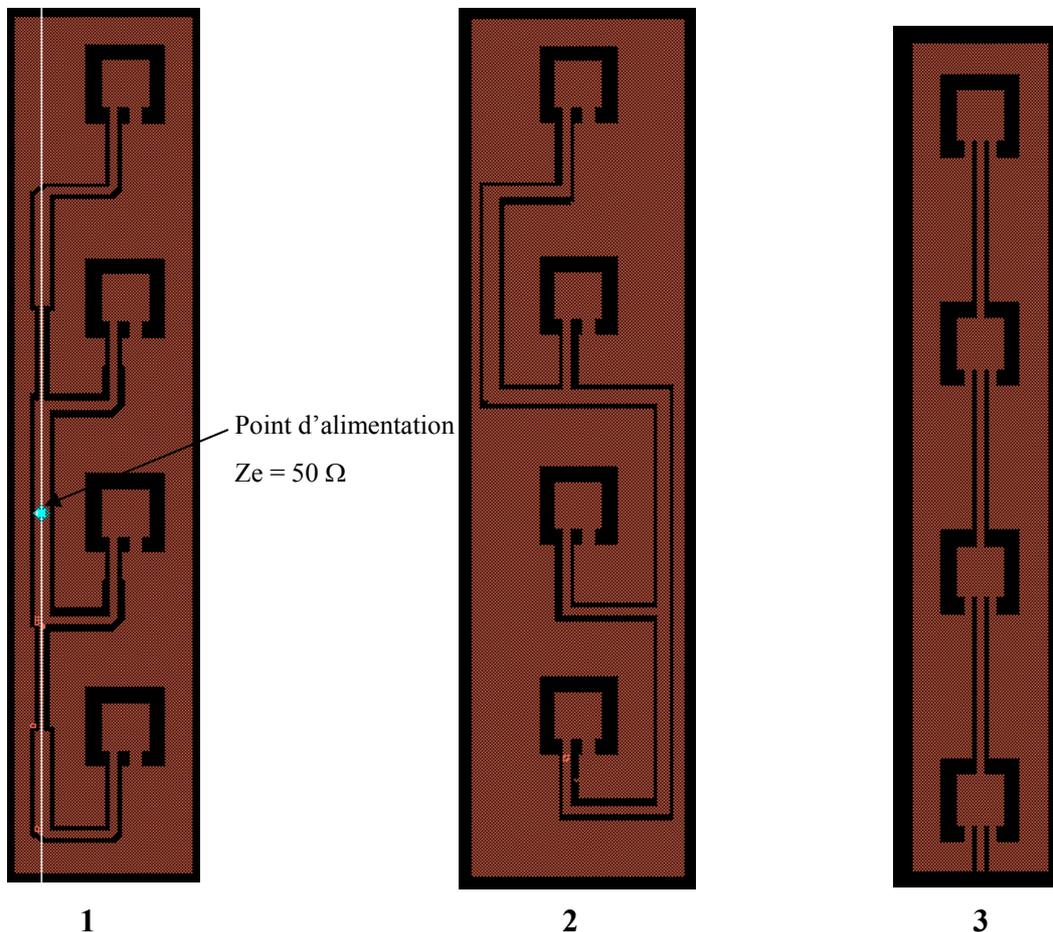


Figure IV.21 : Différentes configurations d'alimentation possibles.

Cependant, quel que soit le réseau envisagé, de nombreuses études seront nécessaires afin d'optimiser celui-ci, de prendre en compte les problèmes de discontinuités (coudes, changement de section, élargissement du plan de masse, etc.) et d'étudier l'influence de l'alimentation sur le rayonnement de la structure. En effet, de trop importantes dissymétries dans le réseau pourraient avoir un rôle néfaste sur le rayonnement souhaité.

Certains cas seront plus ou moins faciles à adapter : il faudra alors faire un compromis entre la difficulté d'adapter le réseau et la conservation des propriétés de rayonnement.

Dans le paragraphe suivant, nous allons réaliser et tester un prototype de réseau d'antennes fil-plaques coplanaires alimenté par un répartiteur 1 voie vers 4.

III.5 - Validation expérimentale :

Deux prototypes ont été réalisés (**figure IV.22**) : A partir du réseau 1 (cf. § III), nous avons relié chaque antenne par un ruban métallique, ceci afin de rigidifier la structure. Sur le réseau 2, les antennes sont découpées à l'intérieur d'une même plaque métallique. Les deux réseaux sont fixés sur de la mousse Rohacell ($\epsilon_r = 1.075$ et $\tan\delta < 2.10^{-4}$), dont les propriétés électriques sont très proches de l'air. Les antennes sont équi-phases et équi-amplitudes. Elles sont séparées de $\lambda_0/2$. Chaque antenne du réseau a été optimisée en simulation de manière à obtenir une adaptation à 1.8 GHz.

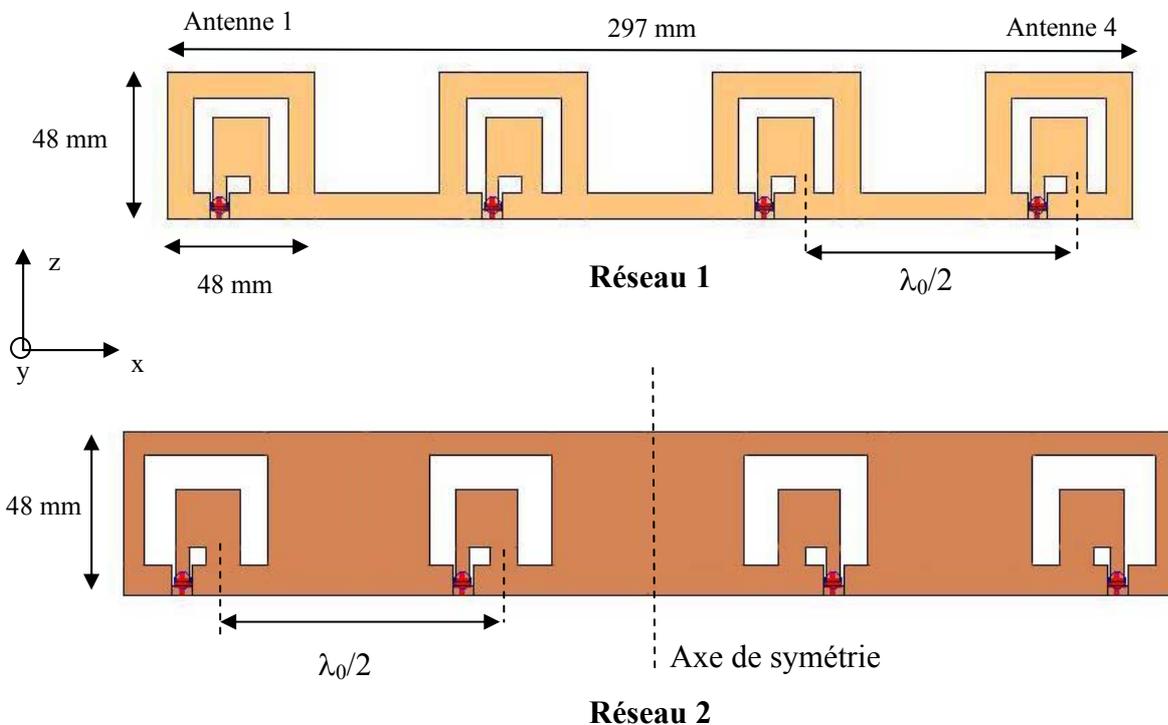


Figure IV.22 : Réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires.

L'alimentation des aériens a été réalisée grâce au répartiteur **ZB4PD-42** 1 voie vers 4 du fabricant Mini-Circuit (**Figure IV.23**). Les pertes d'insertion du coupleur sont de l'ordre de 0.5 dB à 1.8 GHz. Quatre câbles partent du répartiteur et arrivent aux connecteurs SMA de chaque antenne. Ils ont environ 1 dB de pertes à 1.8 GHz.

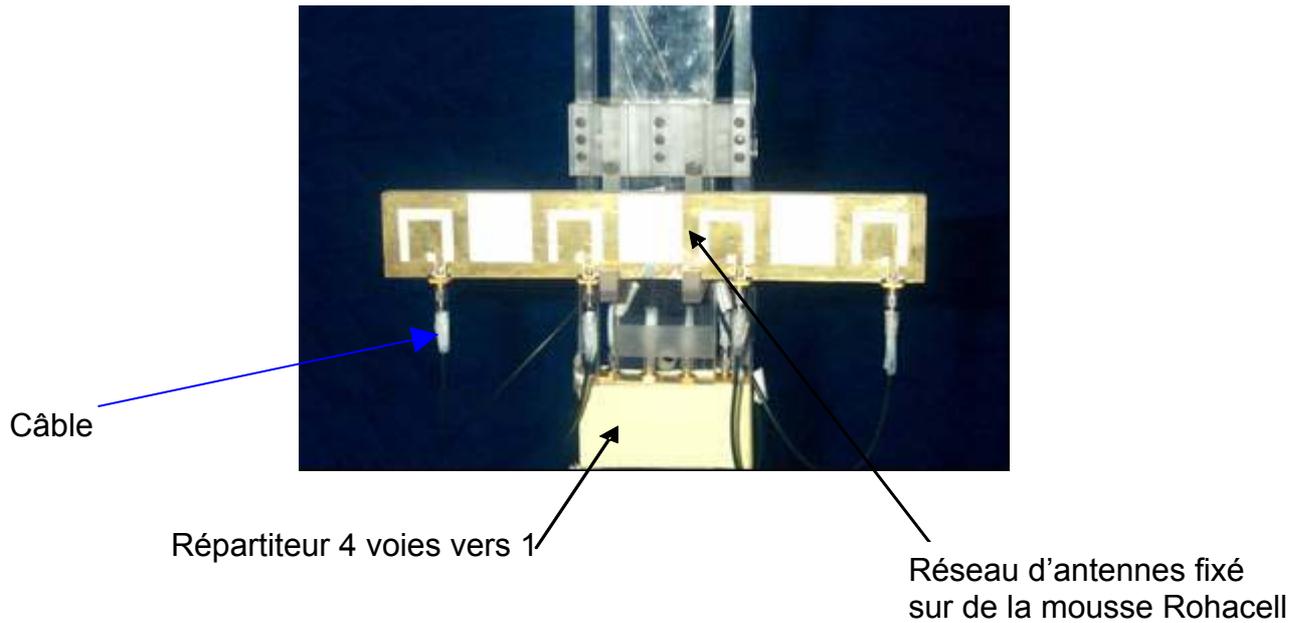


Figure IV.23 : Dispositif expérimental.

Les résultats expérimentaux obtenus à l'aide des outils d'analyse présentés au chapitre I § III.2 sont comparés aux résultats théoriques obtenus à l'aide de la F.D.T.D.

III.5.1 - Caractéristiques électriques

La comparaison du coefficient de réflexion entre théorie et simulation du réseau 1 et 2 est représentée sur la **figure IV.24**.

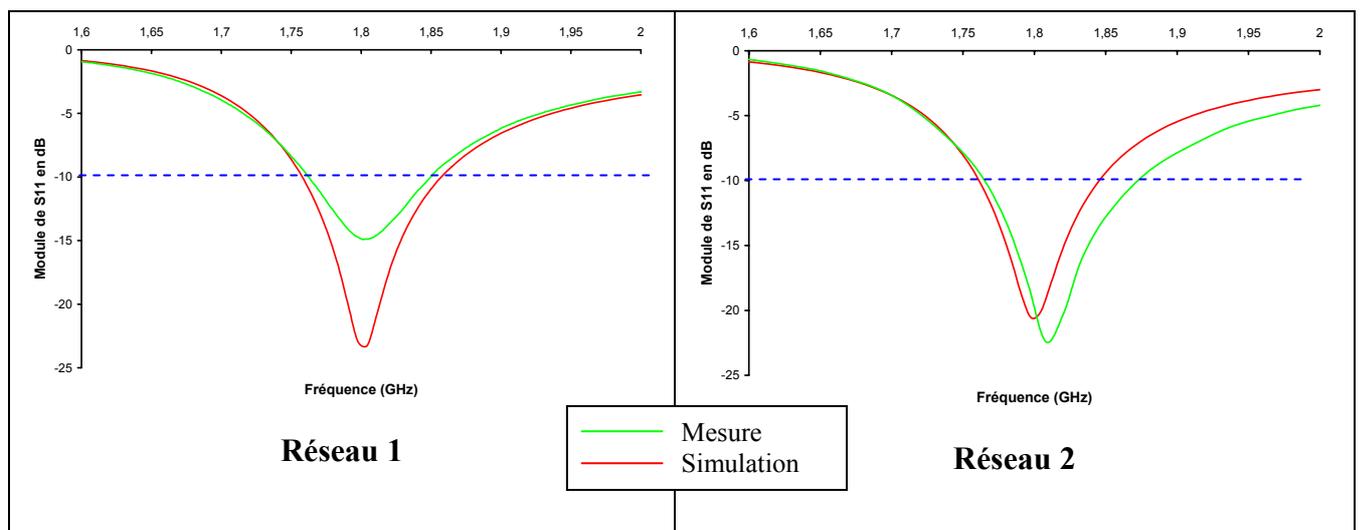


Figure IV.24 : Comparaison de l'adaptation de l'antenne 1 entre la simulation et la mesure.

Les résultats expérimentaux corroborent de façon satisfaisante les résultats théoriques. Nous avons, toutefois, en mesure sur le réseau 2, une bande passante plus importante à -10 dB. Sur la **figure IV.25** est représentée l'adaptation des quatre antennes pour les réseaux 1 et 2.

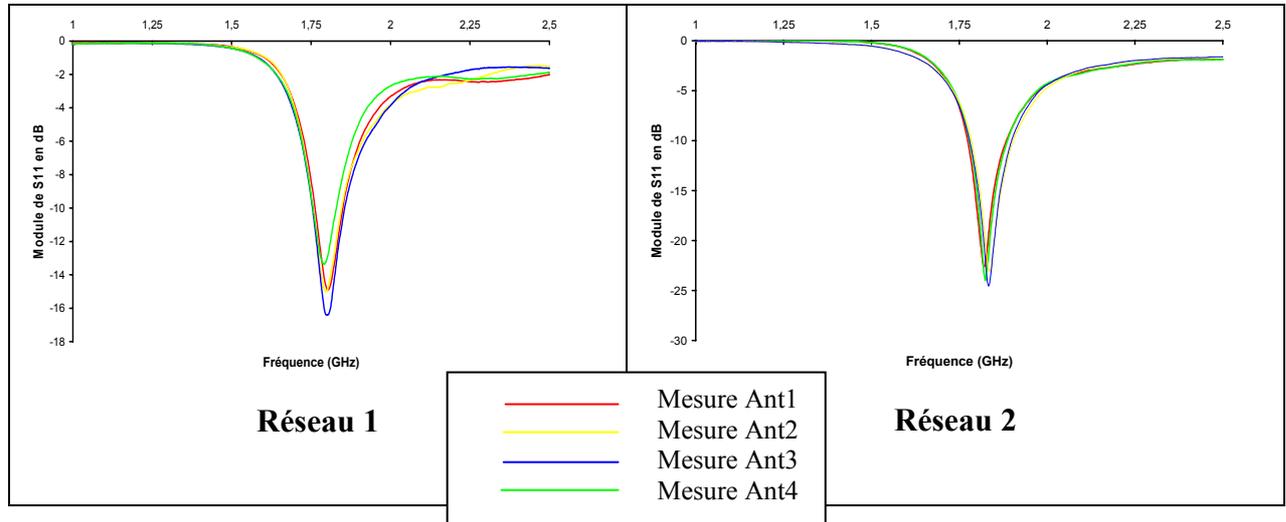


Figure IV.25 : Adaptation des antennes des réseaux 1 et 2.

Le coefficient d'adaptation des quatre antennes est quasiment similaire. Un récapitulatif des différentes valeurs est donné sur le tableau de la **figure IV.26**.

	Réseau1	Réseau 2
Antenne 1	86 MHz	109 MHz
Antenne 2	91 MHz	120 MHz
Antenne 3	100 MHz	120 MHz
Antenne 4	75 MHz	109 MHz

Figure IV.26 : Bande passante à -10 dB des aériens des deux réseaux.

Pour le réseau 1, la bande passante varie de 75 MHz à 100 MHz. Ces différences peuvent s'expliquer par le positionnement spatial des antennes qui n'est pas le même (cf. **figure IV.22**). Du fait de la symétrie du réseau 2, les antennes 1 et 4 et les antennes 2 et 3 ont des caractéristiques identiques.

Afin de compléter notre étude sur les caractéristiques électriques du réseau, nous allons nous intéresser au découplage entre les aériens. Il permet de quantifier l'influence d'un aérien sur un autre. Sur la **figure IV.27** est proposé le coefficient de transmission entre les différents aériens des deux réseaux.

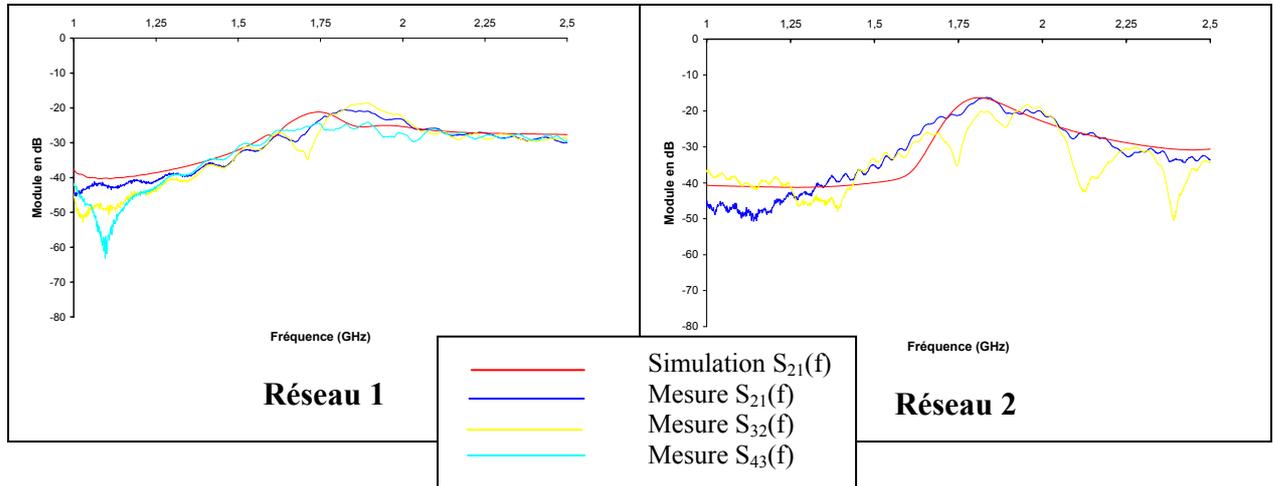


Figure IV.27 : Coefficient de transmission des antennes des réseaux 1 et 2.

Pour le réseau 1, le module de $S_{21}(f)$ est inférieur à -20 dB dans la bande passante qui nous intéresse : l'isolation entre les aériens est correcte. Pour le réseau 2, il est inférieur à -15 dB. Cette valeur montre un découplage moyen entre les antennes.

III.5.2 - Rayonnement à l'infini

Le diagramme de rayonnement du réseau 1 a été mesuré dans les deux demi-plans comme le montre la **figure IV.28**. Le diagramme de rayonnement du réseau 2 est présenté en **Annexe 8**.

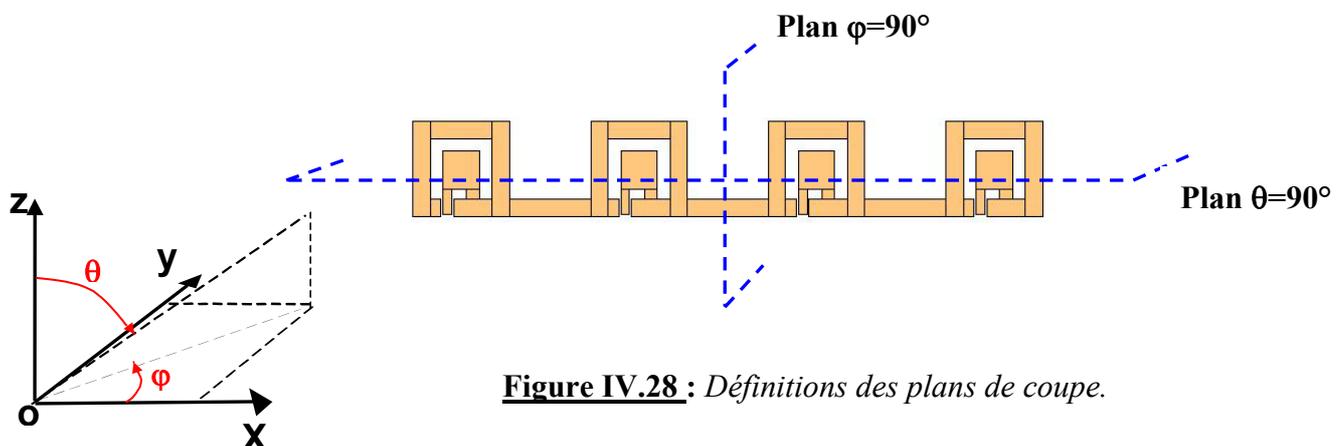


Figure IV.28 : Définitions des plans de coupe.

Sur la **figure IV.29**, le rayonnement expérimental est comparé au rayonnement théorique du **réseau 1**. Il ne sera représenté que la composante principale. Lors de la manipulation expérimentale, deux mesures ont été effectuées de 180° chacune au lieu d'une seule de 360° , de manière à éviter les enroulements du câble autour du plateau de mesure (et ainsi de perturber le moins possible les mesures). C'est pour cela que la valeur du gain des deux diagrammes n'est pas similaire à $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 180^\circ$.

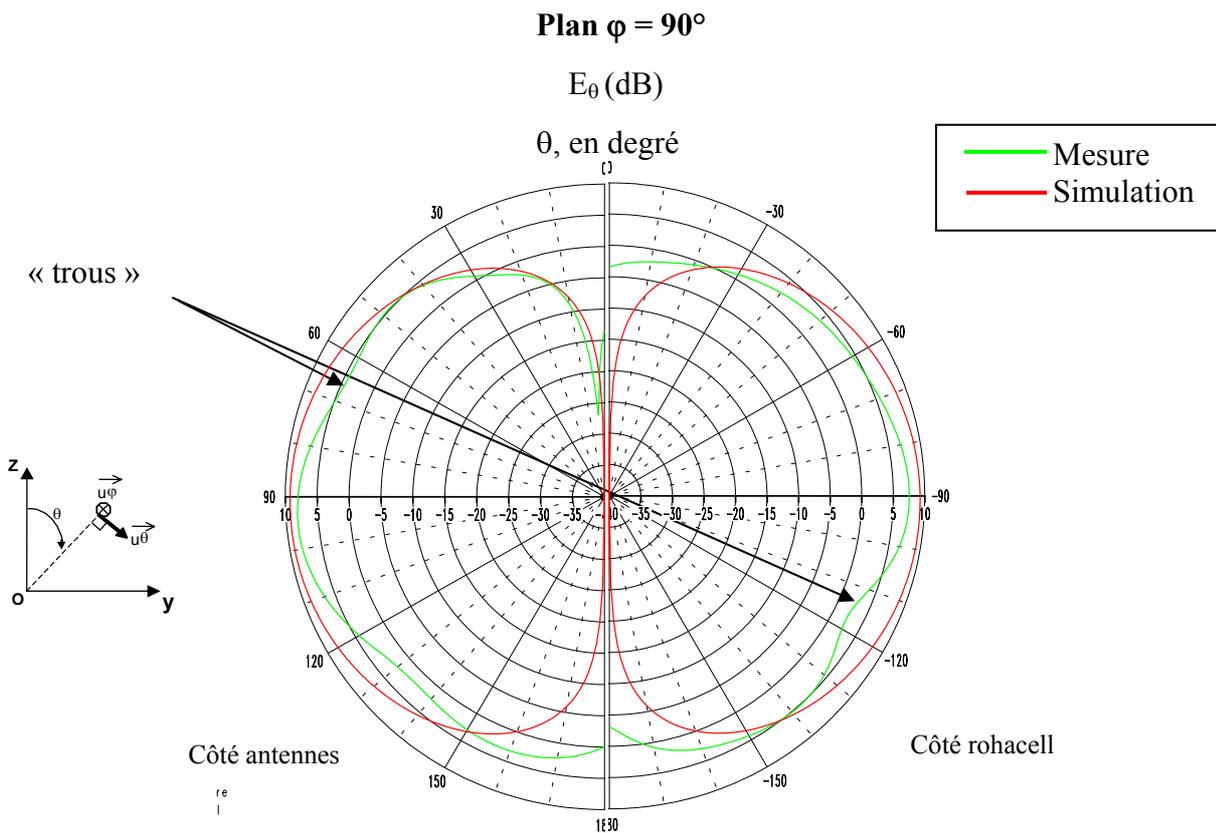


Figure IV.29 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\varphi = 90^\circ$.

Le gain maximum obtenu en mesure est de : 7.5 dB, soit une différence de 2 dB avec la théorie.

De plus, des « trous » sont visibles sur le diagramme de rayonnement. Ils sont dus au dispositif expérimental qui perturbe la mesure.

Sur la **figure IV.30**, le diagramme de rayonnement expérimental est comparé à celui de la théorie dans le **plan $\theta=90^\circ$** . Plusieurs mesures ont été effectuées. Cela a permis de mettre en évidence un problème dans la répétitivité des mesures.

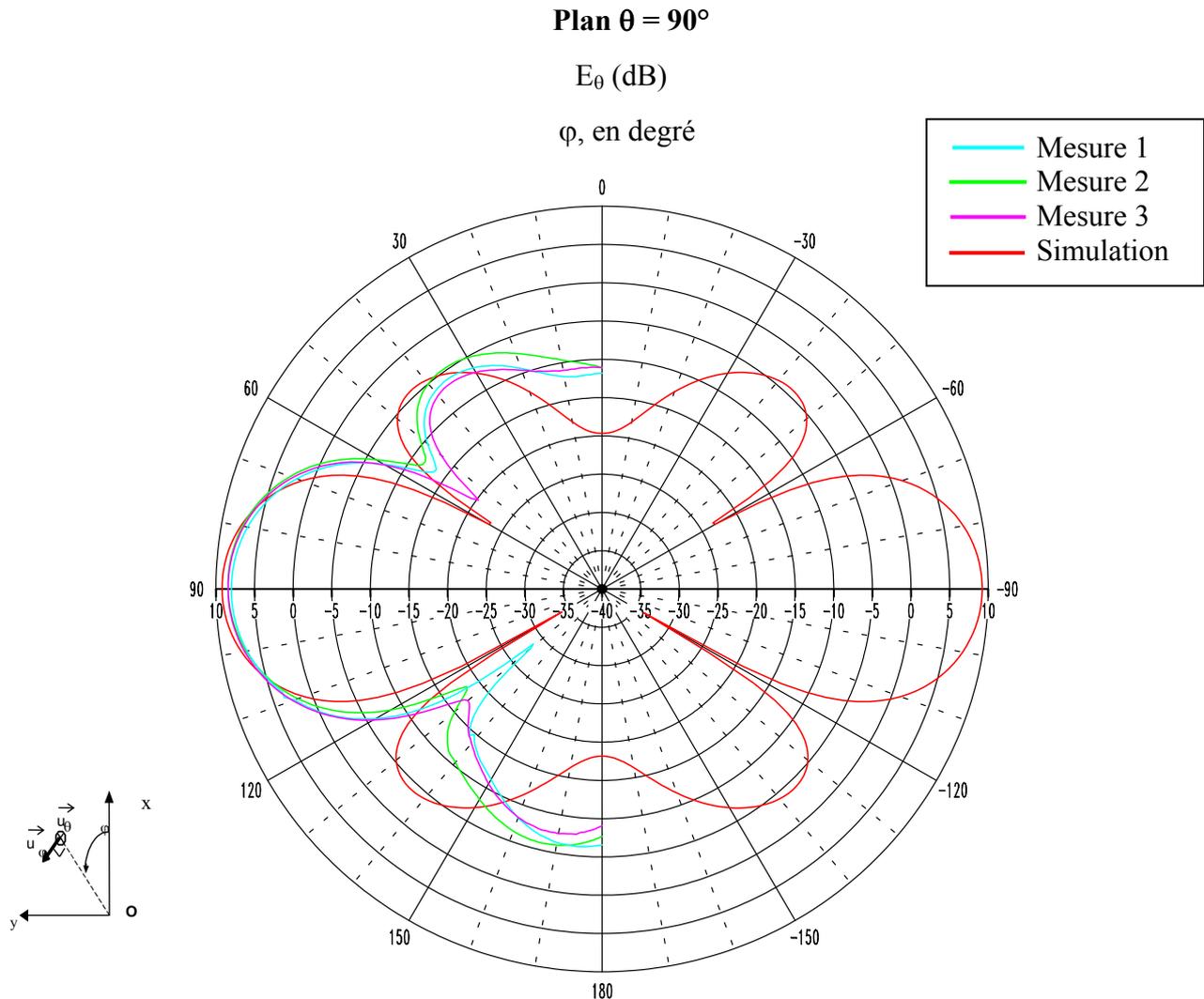


Figure IV.30 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\theta = 90^\circ$.

Le gain maximum obtenu en mesure est de 8.2 dB avec une ouverture à -3 dB de 31° . Par comparaison, en théorie, on avait un gain de 9.5 dB et une ouverture de 22° . De même, les lobes secondaires sont plus bas en mesure et on a un déphasage de 5° par rapport à la théorie.

Les mesures sont délicates à réaliser. Le dispositif expérimental (câble, coupleur, connecteurs) perturbe les mesures de rayonnement, cela explique en partie les décalages entre théorie et expérimentation.

Dans le paragraphe suivant, nous allons étudier les réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires au dessus d'un plan réflecteur.

IV – RESEAU D'ANTENNES FIL-PLAQUES COPLANAIRES AU DESSUS D'UN PLAN REFLECTEUR

Comme dans le paragraphe III, nous allons étudier des réseaux linéaires d'antennes fil-plaques coplanaires dont les éléments rayonnants sont équi-phases, équi-amplitudes et séparés de $0.5\lambda_0$.

Les réseaux représentés sur la **figure IV.31** seront étudiés au-dessus d'un plan réflecteur **infini**.

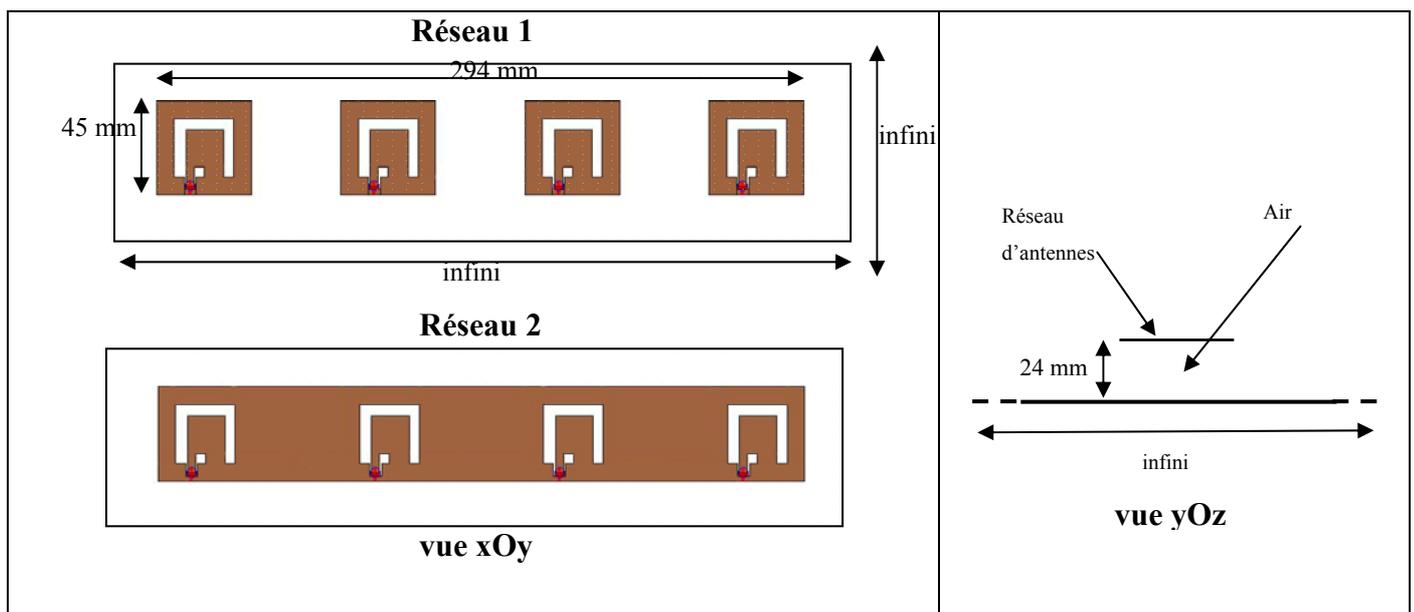


Figure IV.31 : Réseaux d'antennes au dessus d'un plan réflecteur.

Les réseaux sont situés à une hauteur $h = 24$ mm du plan réflecteur infini. L'alimentation des antennes se fait entre le ruban d'alimentation et le plan de masse périphérique, c'est-à-dire dans le plan des aériens.

IV.1 – Caractéristiques électriques

Comme dans le § III, nous allons comparer en terme de caractéristiques électriques les réseaux 1 et 2. Sur la **figure IV.32** est comparée la partie réelle des antennes des réseaux 1 et 2.

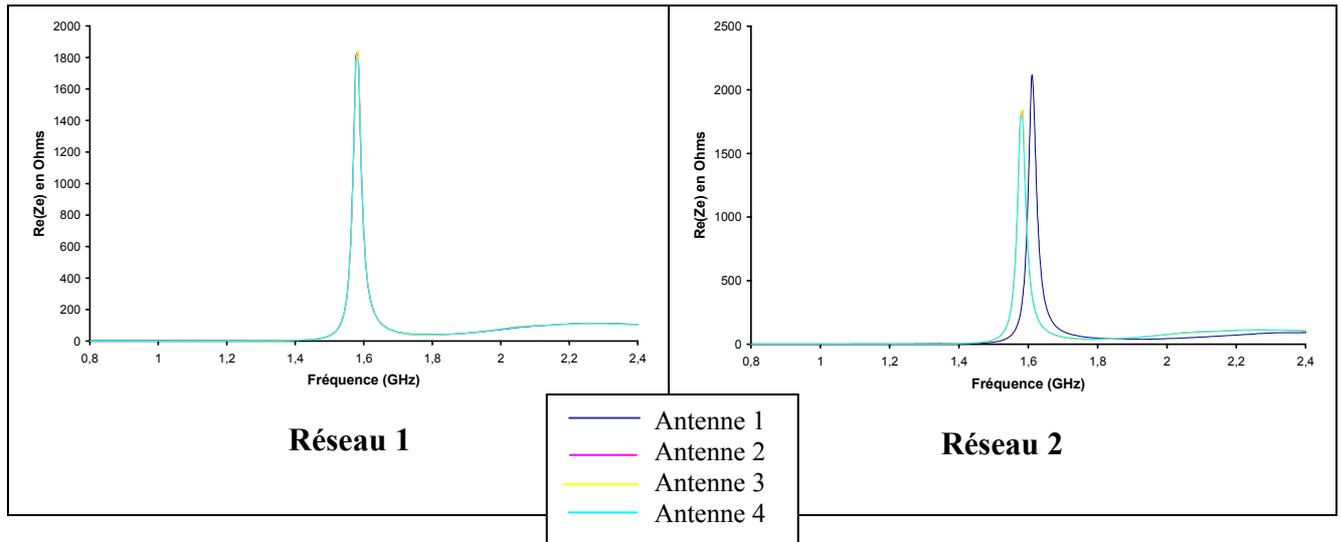


Figure IV.32: *Partie réelle des antennes du réseau 1 et 2.*

La présence du plan réflecteur, à une distance de 24 mm des antennes, ne modifie pas la partie réelle des aériens du réseau 1. Les résultats des quatre antennes sont similaires. Par contre comme dans le § III, l'introduction, dans le réseau 2, d'éléments métalliques entre les aériens perturbent leur comportement électrique. Nous aurons des adaptations différentes pour les antennes du réseau 2.

La comparaison du module du coefficient de réflexion entre les deux réseaux est proposée sur la **figure IV.33**.

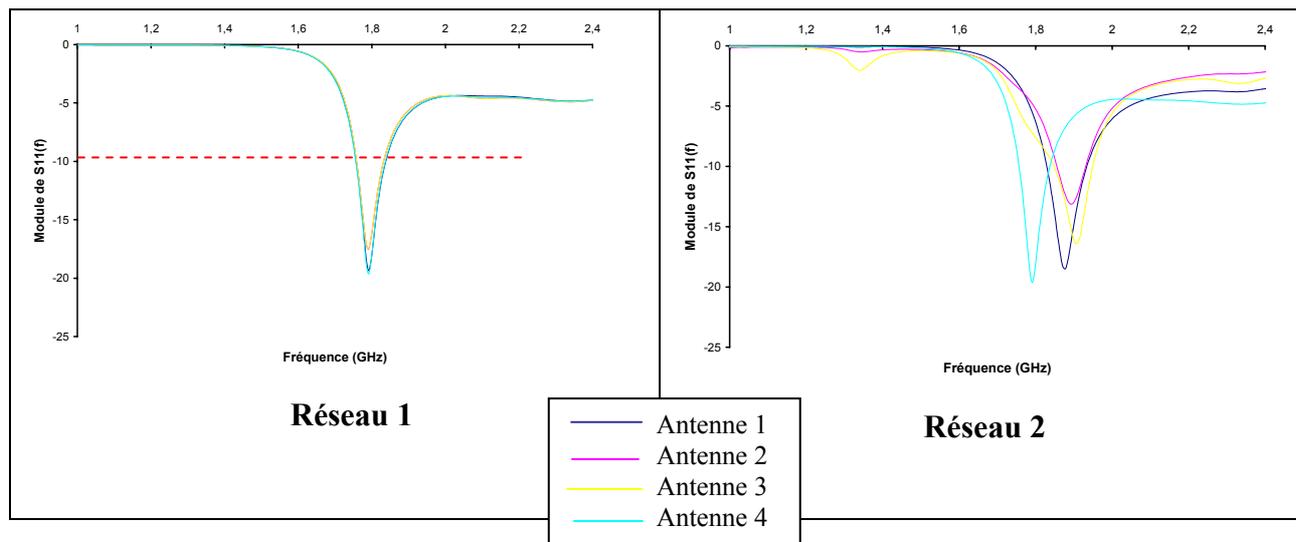


Figure IV.33 : Coefficient de réflexion des réseaux 1 et 2.

L'adaptation est semblable pour les quatre antennes du réseau 1. A 1.8 GHz, la bande passante à -10 dB est de 80 MHz. Pour le réseau 2, les antennes 1,2 et 3 ont leur pic d'adaptation décalé (environ 100 MHz) vers les hautes fréquences par rapport à l'antenne 4. Cela est dû à la position géométrique de l'antenne 4 dans le réseau. Pour remédier à cela il faudrait ajouter une partie de plan masse à droite de l'antenne 4 (**figure IV.34**).

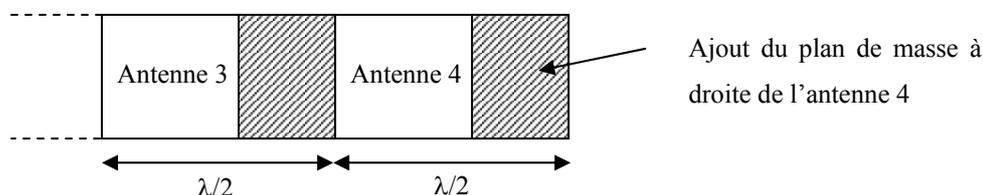


Figure IV.34 : Extension du plan de masse à droite de l'antenne 4.

Le module du coefficient de transmission est représenté sur la **figure IV.35**.

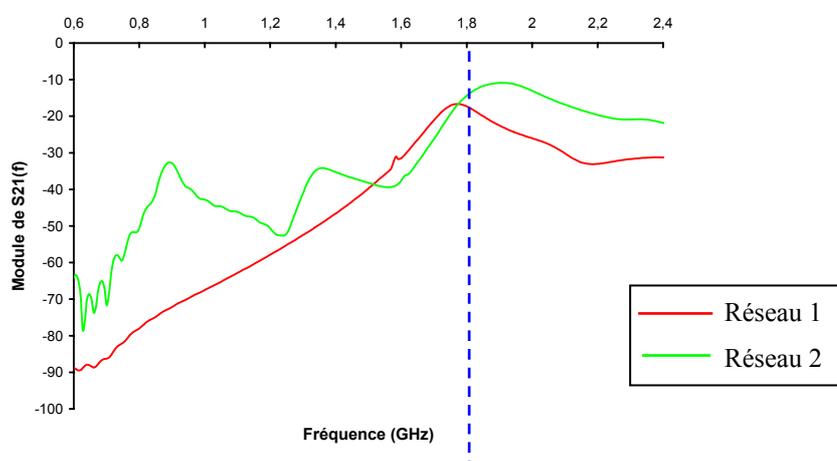


Figure IV.35 : Comparaison du coefficient de transmission $S_{21}(f)$ entre les réseaux 1 et 2.

A la fréquence de 1.8 GHz, le coefficient de transmission $S_{21}(f)$ du réseau 1 est égale à -17.5 dB alors que celui du réseau 2 est voisin de -14 dB. Si l'on compare aux résultats du réseau sans plan réflecteur (cf. § III.5.1), on remarque que l'introduction du plan réflecteur induit un couplage entre les aériens.

IV.2 – Rayonnement à l'infini

Dans ce paragraphe, nous nous intéresserons au rayonnement du réseau 1 et du réseau 2, placés au dessus d'un plan réflecteur infini.

Le diagramme de rayonnement du dispositif a été mesuré dans les deux demi-plans comme le montre la **figure IV.36**.

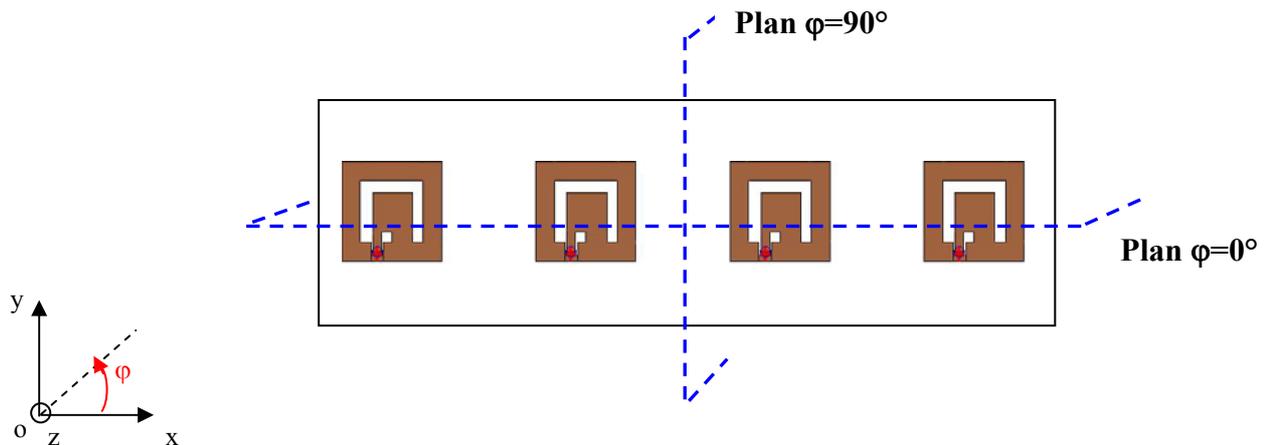


Figure IV.36 : Définitions des plans de coupe.

Sur les **figures IV.37 et IV.38**, le diagramme de rayonnement est représenté dans les deux demis plans $\varphi=90^\circ$ et $\varphi=0^\circ$. Les deux composantes E_φ et E_θ des deux réseaux sont comparées.

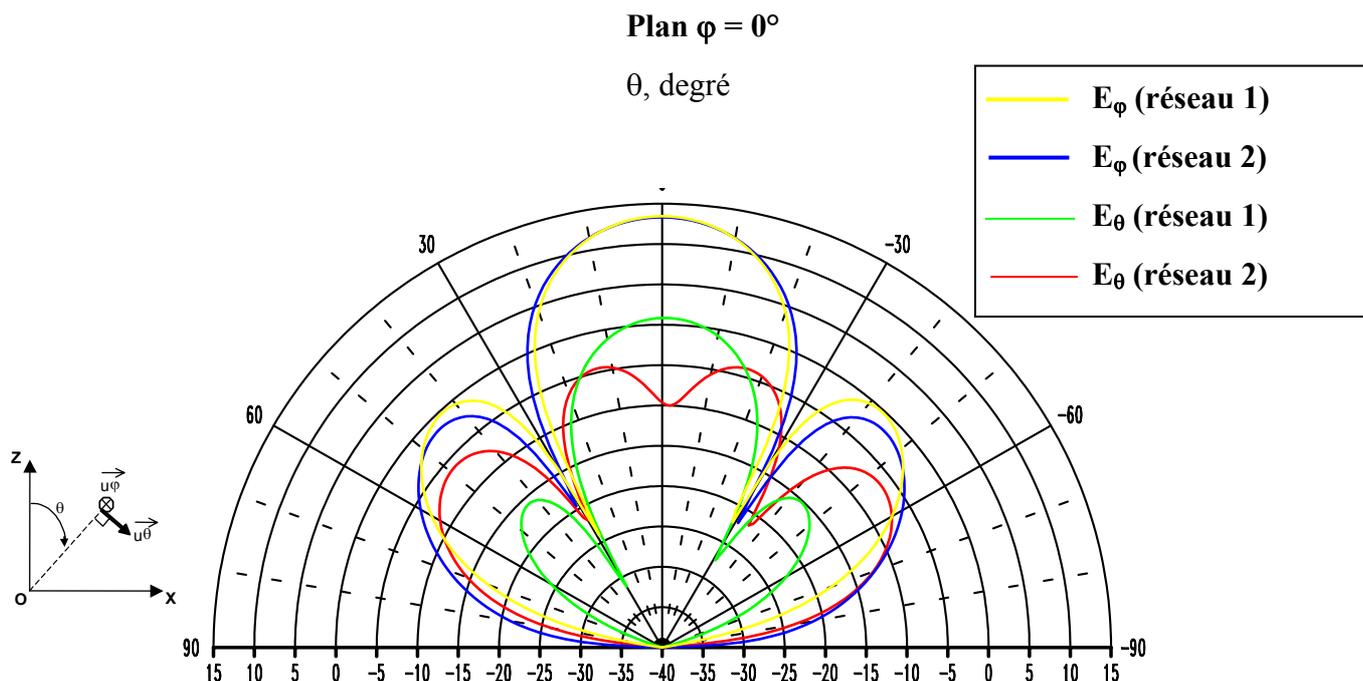


Figure IV.37 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\varphi = 0^\circ$.

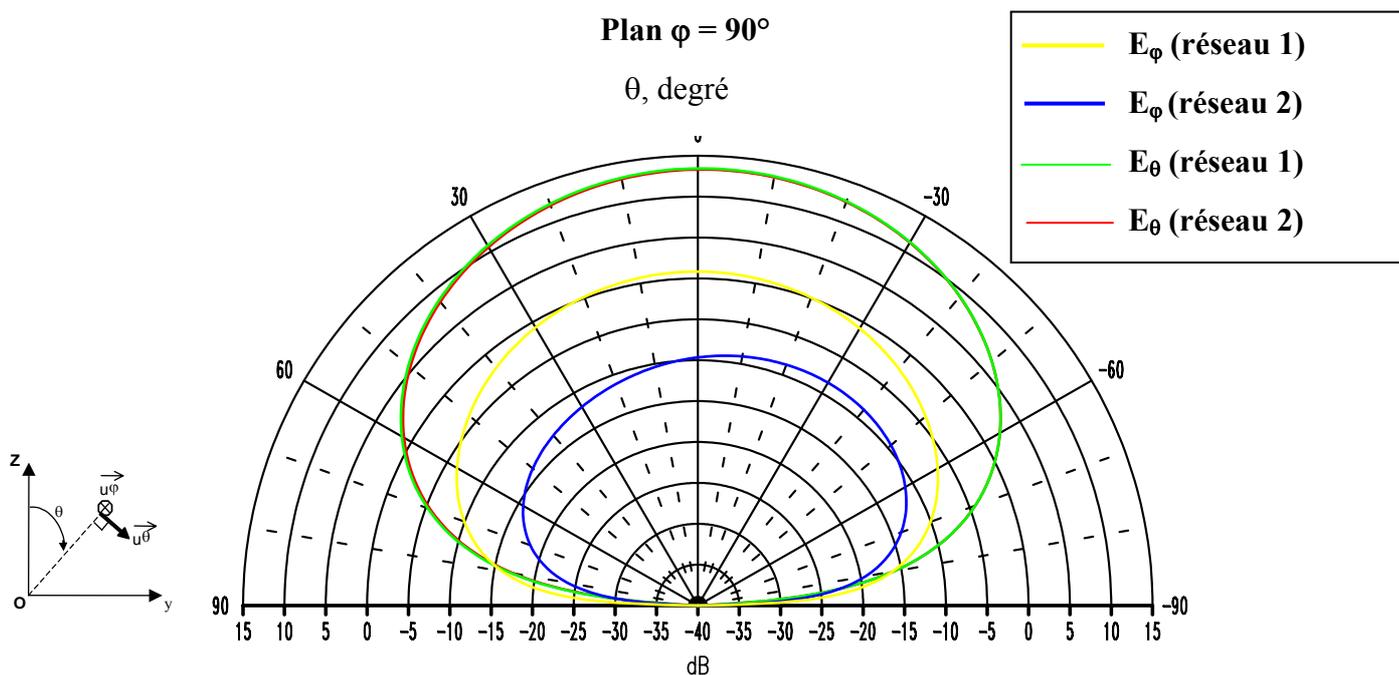


Figure IV.38 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\varphi = 90^\circ$.

Dans le plan de formation des lobes ($\varphi = 0^\circ$), la composante majoritaire E_φ atteint une valeur maximale de 13.5 dB avec une ouverture à -3 dB de 24° pour les deux réseaux. Les lobes secondaires sont à 13.5 dB du gain maximum pour le réseau 1 et à 15.5 dB pour le

réseau 2. La composante minoritaire atteint un niveau maximum de 1 dB (réseau 1) et de -4 dB pour le réseau 2.

Dans le plan $\phi = 90^\circ$, le gain maximum est de 13.5 dB avec une ouverture de 67° pour les deux réseaux.

IV.3 – Paramétrages

Dans ce paragraphe, nous allons voir l'influence de la hauteur entre le réseau et le plan réflecteur et de la taille de ce dernier. Nous étudierons l'effet que jouent ces paramètres sur la résonance parallèle et le rayonnement de l'aérien.

La configuration de la structure prise comme référence pour l'étude paramétrique est présentée sur la **figure IV.39**. Les différentes caractéristiques géométriques dont nous allons étudier l'influence y sont indiquées.

$$l_{m0} = 294 \text{ mm} ; w_{m0} = 45 \text{ mm}$$

$$h_0 = 15 \text{ mm}$$

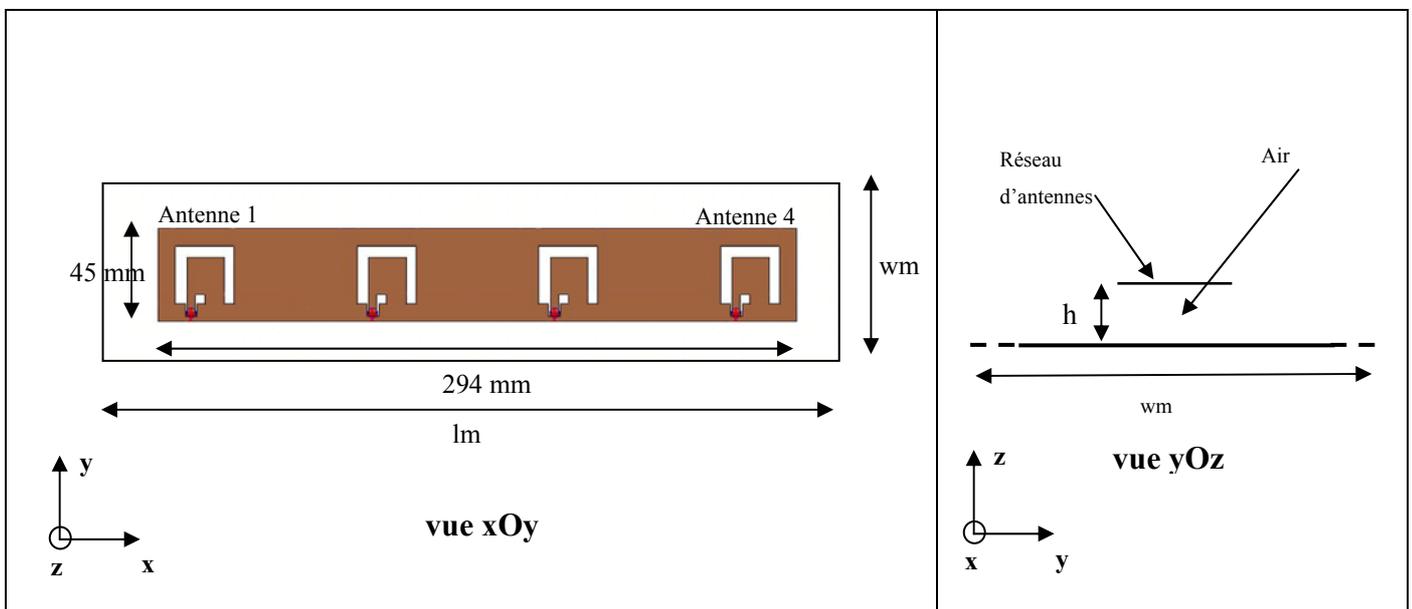


Figure IV.39 : Dimensions de la structure de référence.

Les valeurs fournies sur le schéma sont celles prises par défaut comme valeur de référence lors de l'étude paramétrique.

IV.3.1 – Influence de la hauteur (h).

Différentes hauteurs entre le plan réflecteur **infini** et le réseau d'antennes ont été simulées afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur la résonance parallèle et le rayonnement de l'aérien à la fréquence de résonance (F_p).

En ce qui concerne les caractéristiques électriques des antennes du réseau, lorsque la hauteur (h) est augmentée, la fréquence de résonance augmente alors que l'amplitude de résonance et le facteur de qualité diminuent. On retrouve le même phénomène que pour une antenne seule avec plan réflecteur (cf. chapitre III § II.4.1.a).

Sur la **figure IV.40** est représenté le diagramme de rayonnement de la composante principale en fonction de la hauteur h , dans les deux plans : $\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 90^\circ$.

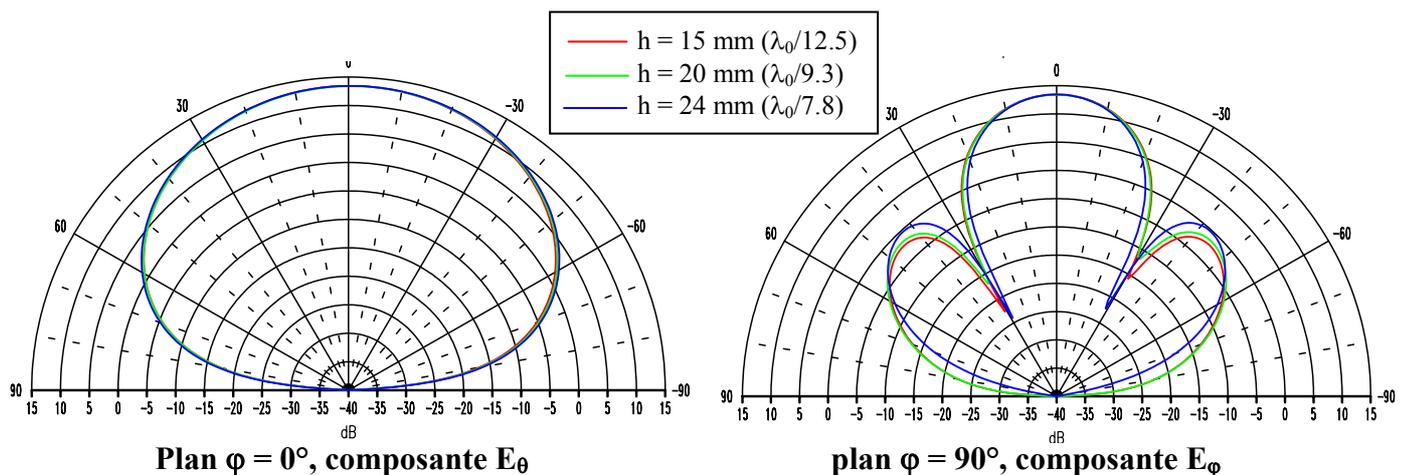


Figure IV.40 : Diagramme de rayonnement en fonction de h .

Dans le plan $\varphi = 0^\circ$, le changement de hauteur (h) entre le réseau et le plan réflecteur ne perturbe quasiment pas le diagramme de rayonnement. Dans le plan $\varphi = 90^\circ$, lorsque la hauteur augmente, on constate un rétrécissement du lobe principal et une augmentation des lobes secondaires.

IV.3.2 – Influence des dimensions du plan de masse (l_m, w_m).

Plusieurs longueurs de plan de masse ont été simulées afin d'évaluer l'influence de ce paramètre sur la résonance parallèle et le rayonnement de l'aérien à la fréquence de résonance (F_p).

Lorsque les dimensions du plan de masse augmentent, la fréquence de résonance diminue pour tendre rapidement vers celle obtenue avec un plan de masse infini. La résistance de résonance quant à elle oscille périodiquement en fonction de la longueur du plan de masse (multiple de la longueur d'onde) (cf. chapitre III § II.4.1.b).

Sur les figures IV.41 et IV.42 est représenté le diagramme de gain en fonction des dimensions du plan de masse (l_m, w_m).

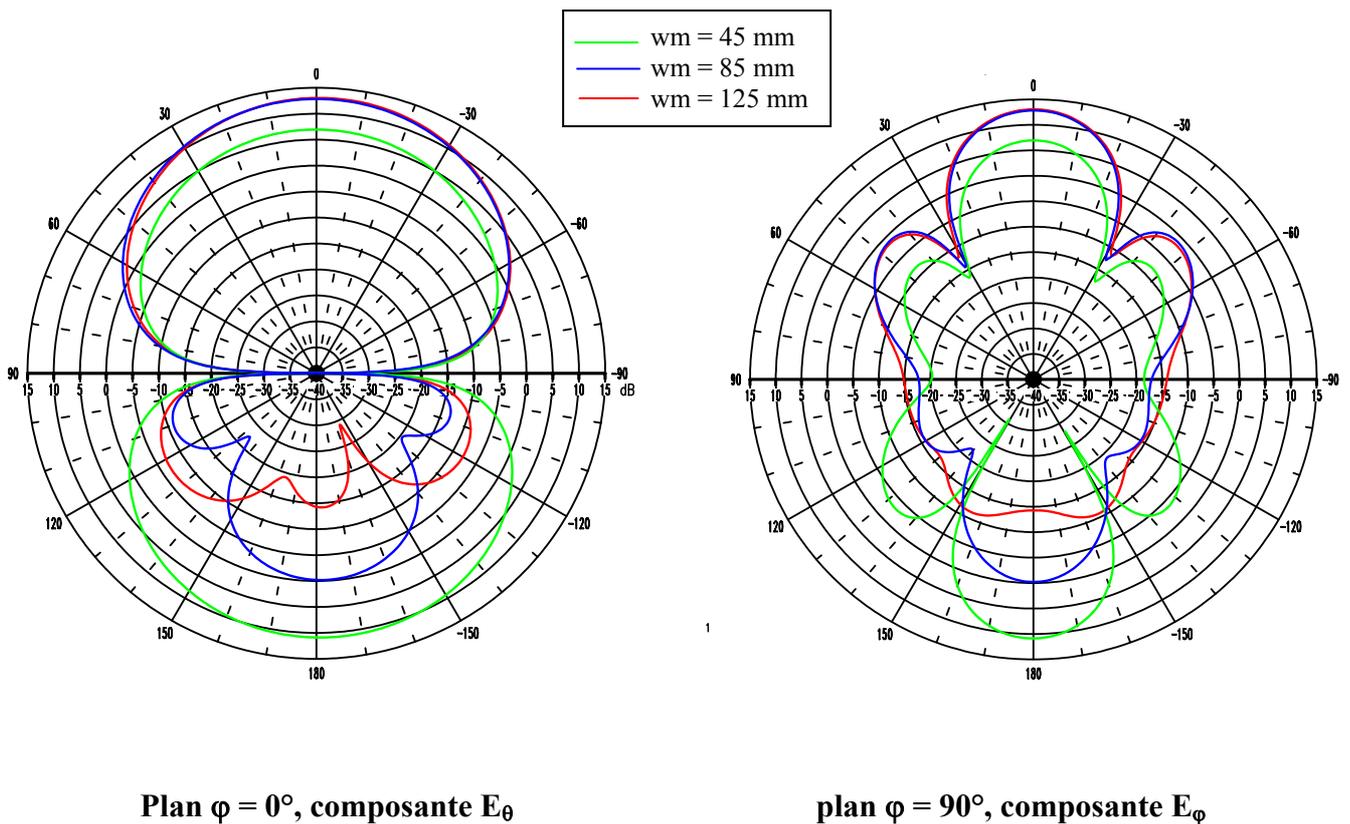


Figure IV.41 : Diagramme de rayonnement en fonction de w_m .

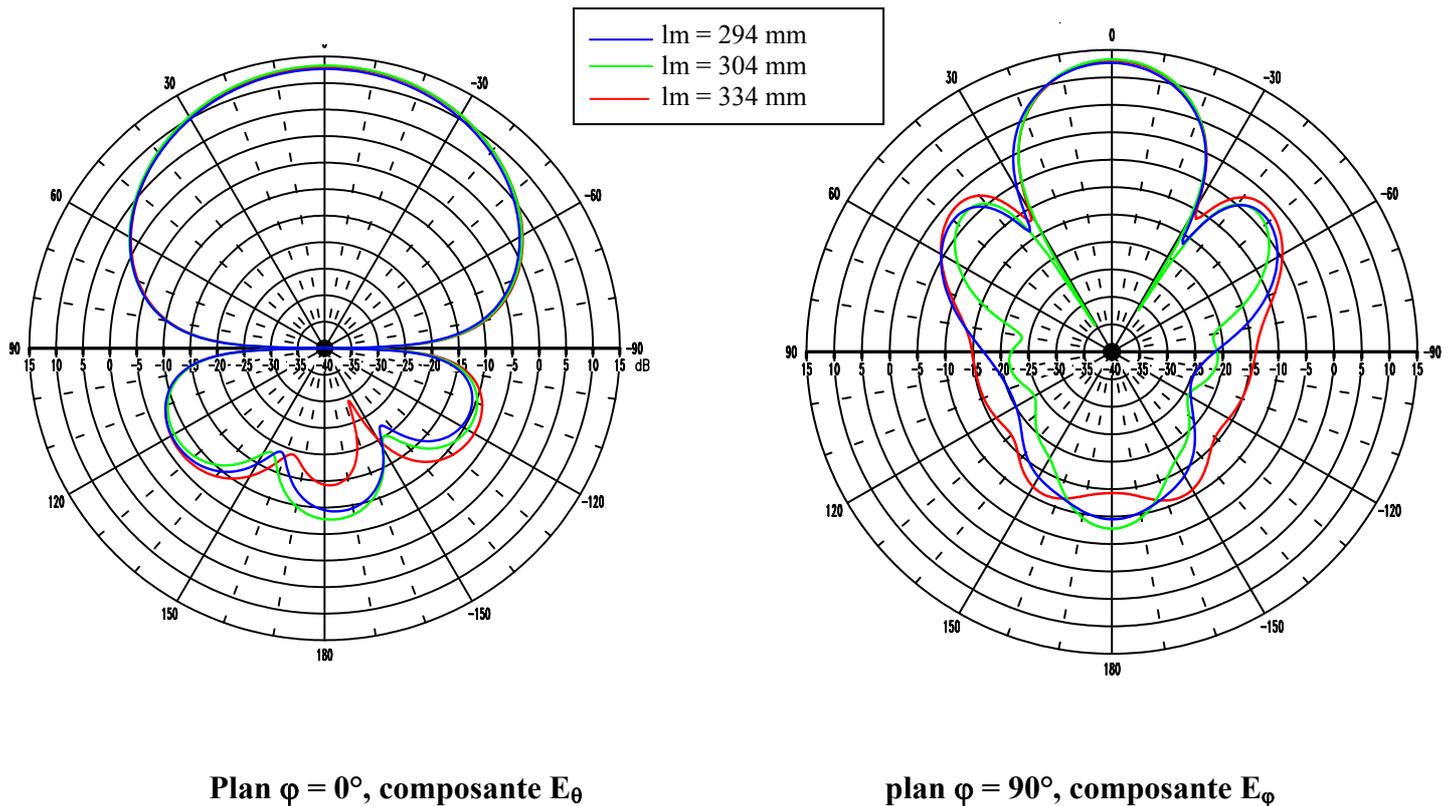


Figure IV.42 : Diagramme de rayonnement en fonction de l_m .

Comme pour l'antenne seule (cf. **chapitre III § II.4.3**), les modifications apportées au plan réflecteur changent le rayonnement de la structure en champ lointain.

L'augmentation des dimensions du plan réflecteur renforce le rayonnement avant au détriment du rayonnement arrière. Des trous de rayonnement sont visibles et leur nombre augmente avec la taille du plan de masse.

IV.4 - Validation expérimentale

Un prototype a été réalisé (**figure IV.43**). Les antennes sont reliées entre elles par un ruban métallique, assurant ainsi une certaine rigidité à la structure. Cette dernière est posée sur de la mousse Rohacell ($\epsilon_r = 1.075$ et $\tan \delta < 2.10^{-4}$) à une hauteur de 24 mm du plan métallique réflecteur (334 x 128 mm). Les antennes sont équi-phases et équi-amplitudes. Elles sont séparées de $\lambda_0/2$. Le réseau a été optimisé en simulation de manière à obtenir une adaptation à 1.8 GHz.

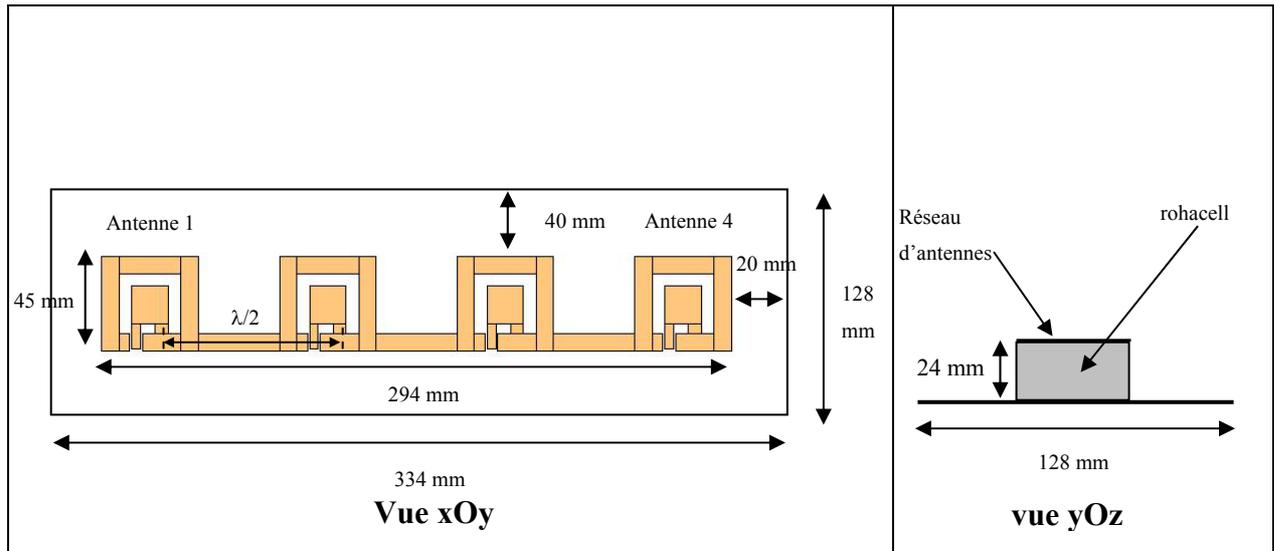


Figure IV.43 : Réseau d'antennes fil-plaques coplanaires au dessus d'un plan réflecteur.

L'alimentation du réseau se fait, comme dans le paragraphe III.5, grâce à un diviseur de puissance par 4 (**figure IV.44**). Les quatre câbles de mêmes longueurs viennent ensuite alimenter les antennes via des connecteurs femelles SMA standard dont l'âme centrale est soudée au ruban d'alimentation et l'embase au plan de masse.

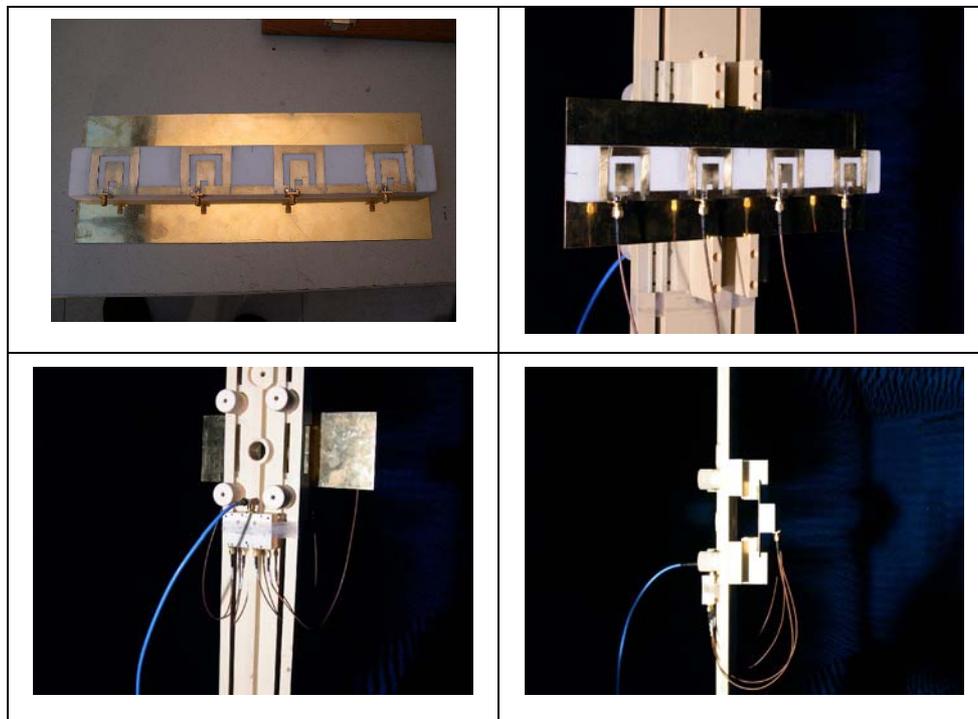


Figure IV.44 : Dispositif expérimental.

Les résultats expérimentaux obtenus à l'aide des outils d'analyse présentés au chapitre I § III.2 sont comparés aux résultats théoriques.

IV.4.1 - Caractéristiques électriques

La comparaison des résultats théoriques et expérimentaux concernant l'impédance d'entrée de l'antenne 1 est présentée sur la **figure IV.45**.

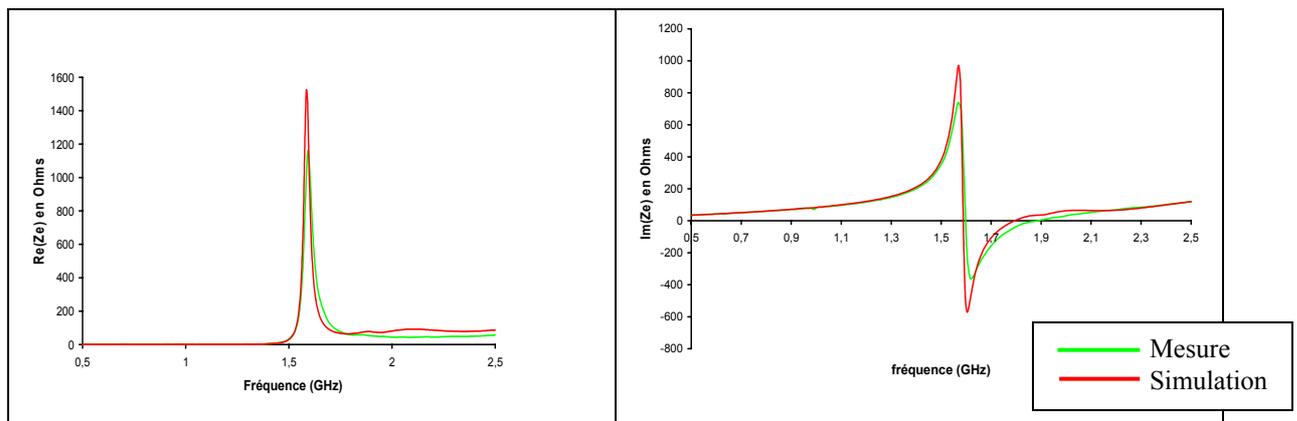


Figure IV.45 : Impédance d'entrée de l'antenne 1.

Les résultats sont résumés dans le tableau de la **figure IV.46**.

	Fréquence de résonance	Re(Ze) à f_r	Im(Ze) à f_r
Simulation	1.58 GHz	1520 Ω	969 Ω
Mesure	1.59 GHz	1159 Ω	740 Ω

Figure IV.46 : Tableau récapitulatif sur l'impédance d'entrée de l'antenne 1.

La fréquence de résonance est quasiment la même pour la simulation et la mesure. Par contre, l'amplitude de résonance est, quant à elle, plus basse en mesure. Cela va occasionner un décalage du point d'adaptation (**figure IV.47**).

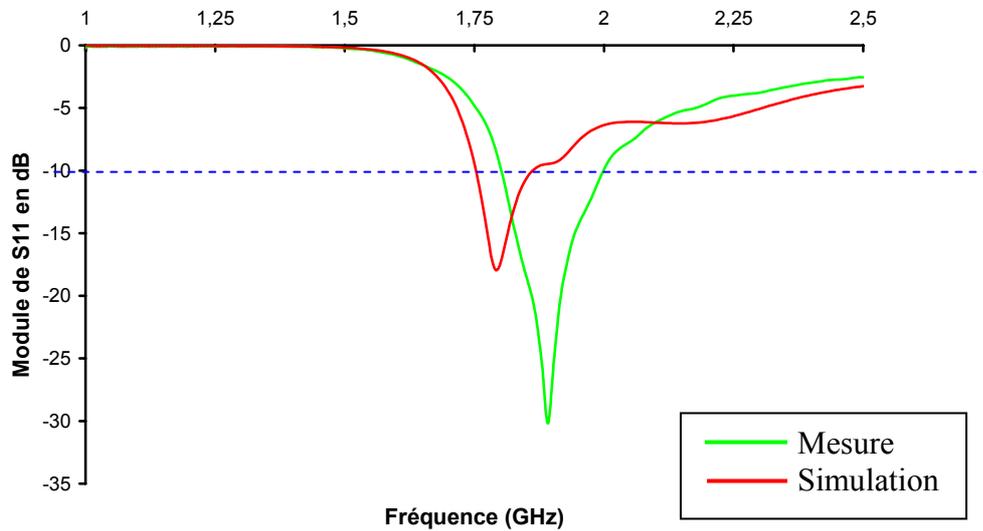


Figure IV.47 : Comparaison de l'adaptation de l'antenne 1.

On peut remarquer un décalage fréquentiel entre théorie et mesure. Sur la **figure IV.48** est représentée la comparaison de l'adaptation pour toutes les antennes du réseau.

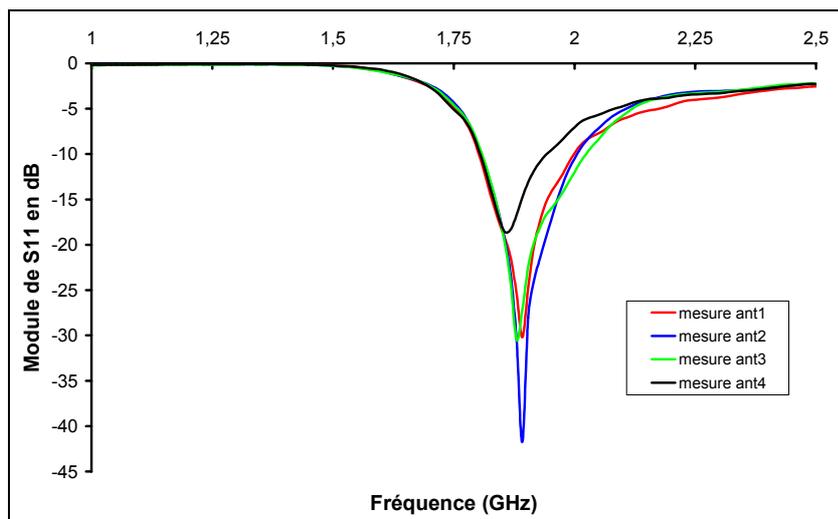


Figure IV.48 : Comparaison de l'adaptation pour toutes les antennes du réseau.

Les quatre antennes ont des adaptations similaires. Seule l'antenne n°4 a une bande passante moins importante que les autres (140 MHz au lieu de 200 MHz). Cela vient de son positionnement sur le réseau (cf. **figure IV.43**). L'isolation entre les aériens est un facteur important pour éviter les phénomènes de couplage, ces derniers peuvent occasionner une perte de gain. La **figure IV.49** propose le coefficient de transmission entre l'antenne 1 et l'antenne 2.

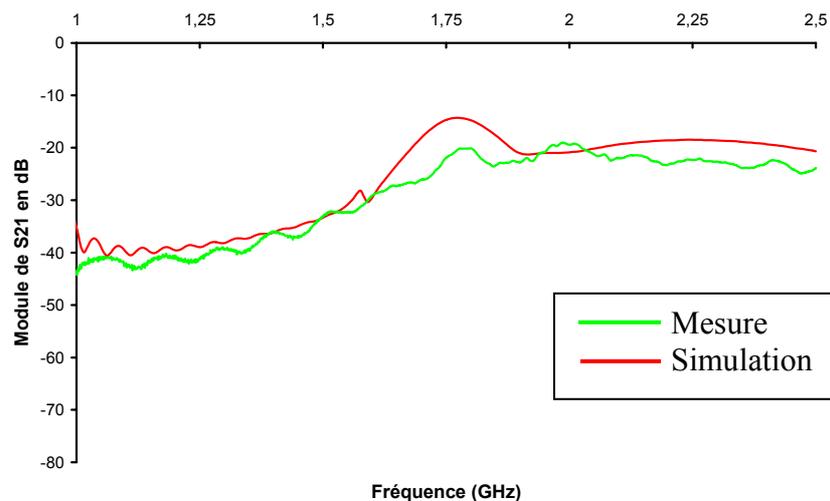


Figure IV.49 : Coefficient de transmission $S_{21}(f)$.

En mesure, le coefficient de transmission est inférieur à -20 dB à la fréquence de 1,8 GHz. Cela montre qu'on a un bon découplage entre le port 1 et 2.

IV.4.2 - Rayonnement à l'infini

Le diagramme de rayonnement du dispositif a été mesuré dans les deux demi-plans définis au § IV.2.

Sur les **figures IV.50** et **IV.51**, le diagramme de rayonnement expérimental est comparé à celui de la théorie. Il ne sera représenté que la composante principale.

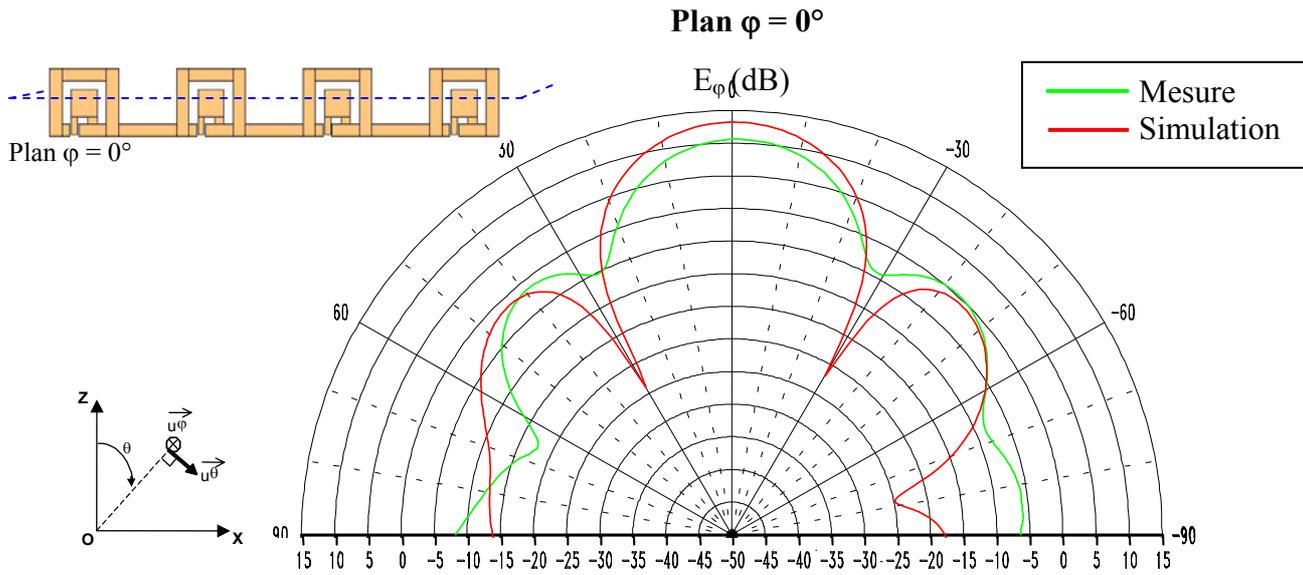


Figure IV.50 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\varphi = 0^\circ$.

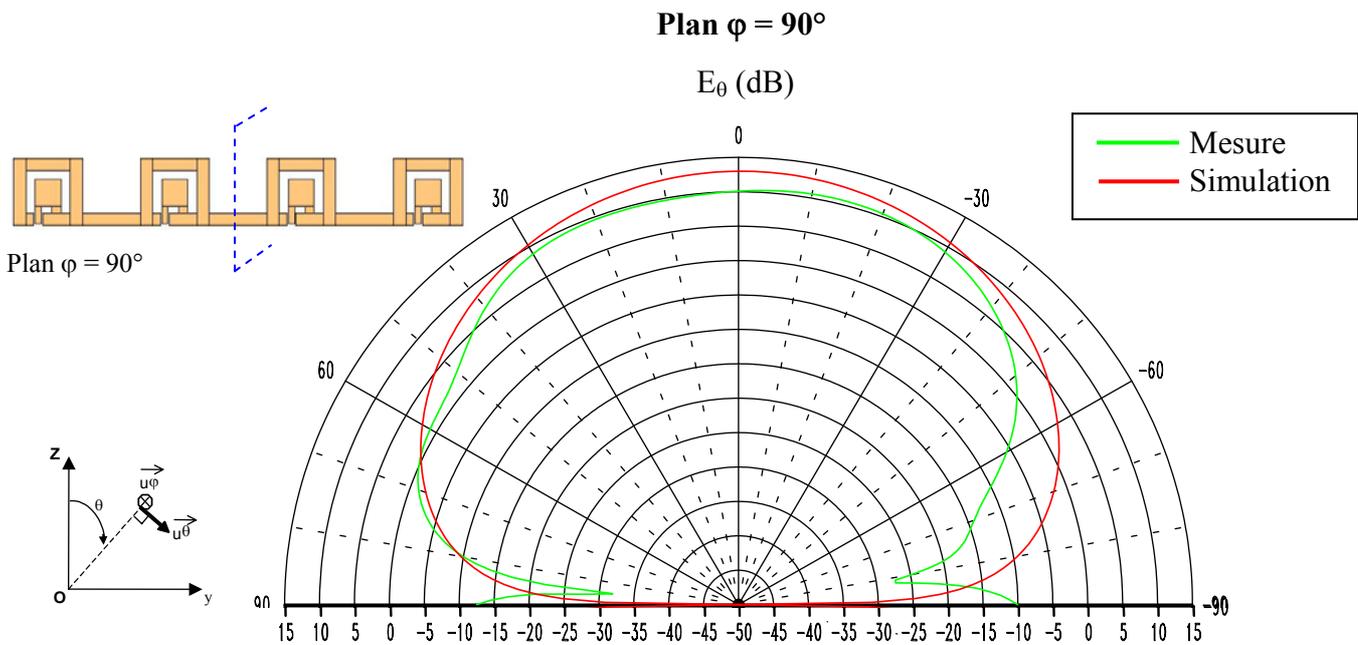


Figure IV.51 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\varphi=90^\circ$.

Le gain maximum expérimental est inférieur à 2dB au gain maximum théorique. L'angle d'ouverture est de 24° dans le plan $\varphi = 0^\circ$ et de 64° dans le plan $\varphi = 90^\circ$. Les différences entre mesure et simulation, proviennent principalement du dispositif expérimental (présence de câbles, coupleur, etc.) qui perturbe la mesure.

V - CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré la faisabilité de la mise en réseau de l'antenne fil-plaque coplanaire avec ou sans plan métallique réflecteur. Ce type de structure est particulièrement intéressant du fait de sa facilité d'adaptation et de son faible coût.

De plus, les réseaux d'antennes FPC permettent d'avoir plusieurs types de rayonnement suivant l'agencement spatial des antennes élémentaires. Ils peuvent répondre au cahier des charges des normes de communication modernes tel que WiFi, Bluetooth, etc.

Cependant, nous avons montré dans ce chapitre que la modification de la structure (changement du plan de masse, etc.) perturbe rapidement le diagramme de rayonnement. Cette remarque est d'autant plus valable lorsque on étudie le réseau d'alimentation coplanaire. En effet, ce dernier oblige à créer des lignes coplanaires qui vont entraîner la variation de nombreux paramètres : changement de la fréquence de résonance, perturbation du diagramme de rayonnement, dissymétrie du réseau...

Il faudra donc de nombreuses étapes d'optimisation pour que le réseau d'alimentation coplanaire soit opérationnel. Néanmoins, il paraît intéressant de poursuivre les recherches. En effet, une telle structure (antennes et réseau d'alimentation) pourrait avoir de nombreux débouchés. De plus, le principal objectif des futurs systèmes de communication sans fil sera d'avoir le plus faible coût de production possible. Et il semble que les réseaux d'antennes fil-plaques coplanaires répondent à ce critère.

Dans le chapitre suivant, en collaboration avec un équipementier automobile, nous allons concevoir et réaliser une antenne FPC bifréquence posée sur une vitre de voiture et fonctionnant sur les deux standards téléphone GSM et DCS.

CHAPITRE V

APPLICATION A L'AUTOMOBILE

* * * * *

I – INTRODUCTION

Le grand nombre de service qu'offre aujourd'hui le secteur des télécommunications entraîne une forte augmentation des aériens dans le domaine automobile [V.1] comme le montre la **figure V.1**.

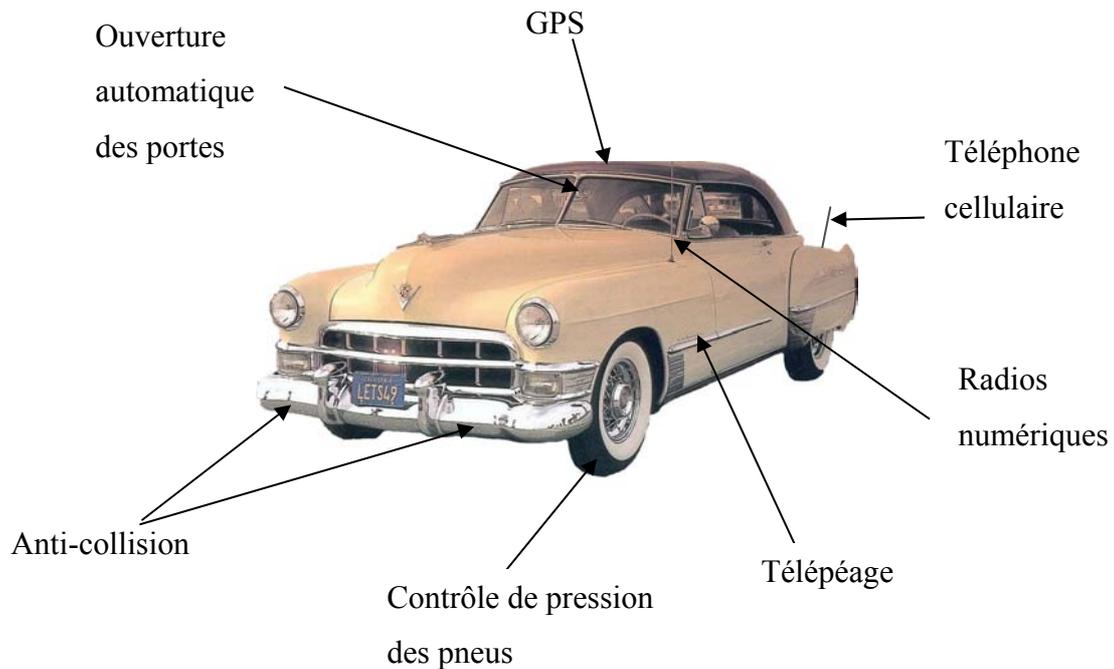


Figure V.1 : Les systèmes radioélectriques dans l'automobile.

Nous trouvons pêle-mêle :

- La téléphonie mobile dont les bandes de fréquences sont très variées (principalement GSM, DCS et bientôt UMTS en France).
- La radio AM/FM qui équipe tous les véhicules.
- Le positionnement par satellite (GPS).
- Des systèmes de sécurité: radar anti-collision...
- Les systèmes de radio et de télévision numériques

Cette prolifération d'antennes soulève différents problèmes. Tout d'abord, ces structures rayonnantes altèrent l'esthétique générale du véhicule sur lequel elles sont posées.

Nous avons aussi les problèmes dus aux vandalismes (antennes cassées ou tordues). Enfin, il est nécessaire de percer plusieurs fois la carrosserie, ce qui génère des problèmes

d'étanchéité sur le long terme et ce qui augmente le coût de production. C'est pourquoi, les industriels se sont peu à peu tournés vers d'autres solutions d'intégration de l'antenne sur le véhicule tout en conservant un aérien le plus discret possible.

L'antenne fil-plaque coplanaire et ses associations apparaissent donc très intéressantes pour concevoir des aériens facilement intégrables et discrets.

Cette technologie innovante a déjà été utilisée dans le domaine de la télémétrie (relevé à distance de compteurs d'énergie) [V.2]. D'autre part, l'antenne fil-plaque monopolaire a, quant à elle, été utilisée dans le domaine de l'automobile [V.3].

Pour ce travail, le CREAPE a collaboré avec l'équipementier automobile SCE-MAG afin de concevoir et réaliser une antenne bifréquence fonctionnant sur les deux standards téléphone GSM et DCS et fixée sur une vitre.

La société SCE-MAG conçoit et produit des câbles et des antennes pour l'automobile. Elle est installée sur différents sites mais les bureaux d'étude et de développement sont à Aubergenville (78).

Afin de concevoir aux mieux les aériens, l'entreprise possède des moyens théoriques et expérimentaux pour simuler et mesurer les antennes dans leur environnement final. Pour les études d'antennes et de circuits sont utilisés notamment les logiciels HFSS et Serenade. Une chambre anéchoïde et un plateau tournant automatisé, présenté en **Annexe 2**, permettent des mesures de caractéristiques électriques et de rayonnement.

Dans ce chapitre, les antennes multifréquences étudiées en collaboration avec SCE-MAG sont présentées.

Mais tout d'abord, nous allons préciser les cahiers des charges des différentes fonctions demandées par les constructeurs automobiles.

II – CAHIER DES CHARGES

Les aériens étudiés dans ce chapitre sont destinés à l'émission et/ou la réception de fonctions pour la téléphonie mobile.

Une présentation détaillée de cette application a déjà été exposée au **chapitre I § II**.

Concernant les spécifications « antenne » demandées par les constructeurs, elles varient bien évidemment d'un fabricant à l'autre, notamment à propos de la valeur de gain souhaitée. En résumé, le **tableau V.2** propose le cahier des charges généralement réclamé [V.3] [V.4] pour les trois bandes de fréquences les plus usitées en France.

	GSM	DCS	UMTS
Bande d'émission	890 – 915 MHz	1710 – 1785 MHz	1920 – 1980 MHz
TOS maximum à l'émission	1.5	2	2
Bande de réception	935 – 960 MHz	1805 – 1880 MHz	2110 – 2170 MHz
TOS maximum à la réception	2	2	2
Polarisation	Rectiligne verticale	Rectiligne verticale	Rectiligne verticale
Gain maximum à la polarisation principale	0 dBi min.	0 dBi min.	0 dBi min.
Gain moyen à la polarisation principale	-2 dBi min.	-2 dBi min.	-2 dBi min.

Tableau V.2 – *Cahiers des charges des bandes téléphone en France.*

Voici les définitions des grandeurs prises en compte dans ce tableau :

- **TOS** (Taux d'Onde Stationnaire) : en anglais SWR pour Stationary Wave Ratio est le quotient du coefficient de réflexion de l'antenne sur celui de son alimentation. Il est défini par :

$$\text{TOS} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (\text{V.1})$$

avec : $|S_{11}|$, module du coefficient de réflexion en linéaire.

Il caractérise donc, comme le module du coefficient de réflexion, l'adaptation de l'antenne. Un TOS inférieur à 2 correspond à un module de S_{11} inférieur à -9.44 dB et un TOS inférieur à 1.5 à un module de S_{11} inférieur à -14 dB.

Pour les mesures sur le plateau tournant de SCE-MAG, la mesure de gain s'effectue, ici, par comparaison avec celui d'une antenne de référence, généralement quart d'onde, mesurée au centre du toit du véhicule.

- **Gain moyen** : il est obtenu en sommant toutes les valeurs de gain d'un diagramme dans le plan de mesure. Il est défini par :

$$G_m = \frac{1}{n} \sum_1^n G_r \quad (\text{V.2})$$

avec : G_r , gain réalisé de l'antenne sous test dans la direction du cornet.

n , le nombre de valeurs d'angles prises en compte (en général, 360 pour un tour).

III - ANTENNE BIFREQUENCE SUR LA VITRE D'UNE VOITURE

Ce projet a pour but de concevoir une antenne compacte à double bande de fréquence pour l'application GSM et DCS (cf. cahiers des charges) en technologie coplanaire. L'antenne réalisée doit être posée sur une vitre de voiture. Le but du projet est d'étudier la faisabilité d'une telle antenne sur un support de type verre. Deux antennes seront développées : une antenne indépendante de la masse de la voiture et une autre reliée directement à la carrosserie métallique du véhicule.

L'antenne étant plaquée sur la vitre, cette dernière agit fortement sur les caractéristiques de l'aérien, elle se comporte alors comme un substrat.

C'est pourquoi, il est nécessaire de bien connaître les caractéristiques diélectriques du substrat afin d'adapter au mieux l'aérien.

Dans une première partie, nous allons utiliser une méthode relativement simple pour caractériser le verre.

Enfin, le reste du chapitre sera consacré à la conception et à la réalisation d'une antenne fil-plaque coplanaire bifréquence, pour des applications (GSM/DCS) dans différentes configurations.

III.1 - Caractérisation des matériaux

Il est nécessaire de connaître parfaitement les caractéristiques réelles des matériaux afin de concevoir au mieux les antennes. En effet, les données des fabricants sont souvent imprécises ou vagues.

Les caractéristiques qui nous intéressent sont :

- la permittivité diélectrique.
- les pertes diélectriques (tangente de pertes) et leur évolution avec la fréquence.

En effet, une connaissance approximative de la permittivité relative aboutit généralement à une mauvaise adaptation de l'aérien (décalage fréquentiel), et une erreur d'estimation de la tangente de pertes conduit à une valeur fautive du gain de l'antenne.

Les valeurs du diélectrique qui sont fournies ne correspondent pas toujours à la fréquence de travail de l'antenne. A titre d'exemple, le but, ici, est de caractériser le matériau autour de la fréquence central du GSM soit 925 MHz.

Pour caractériser les échantillons de verre, la technique suivante est utilisée : nous allons réaliser une antenne fil-plaque coplanaire (**Figure V.3**) fonctionnant pour le GSM (cf. cahier des charges) que nous allons poser sur un échantillon de verre fourni par SCE-MAG.

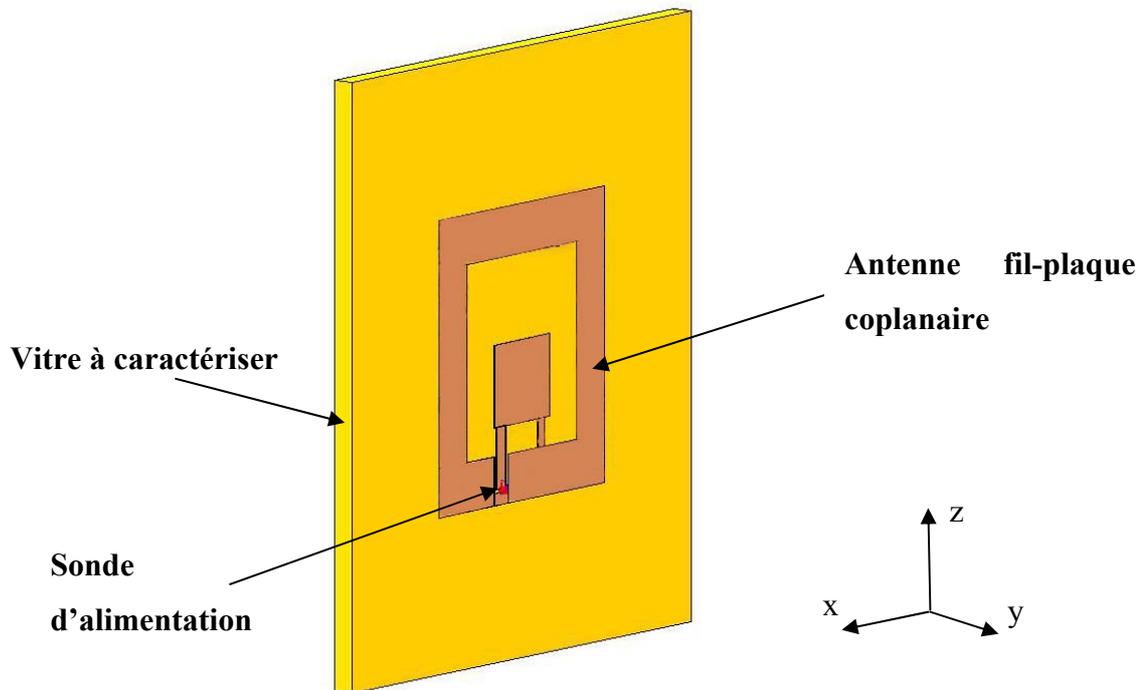


Figure V.3 : Structure utilisée pour caractériser le verre.

L'antenne est en laiton d'épaisseur 0.3 mm, elle est fixée sur le verre par un adhésif double face. Pour les caractéristiques du verre, nous nous sommes basés sur les données d'une publication scientifique [V.5], elles sont : $\epsilon_r = 6.75$ et $\tan \delta = 0.029$.

Premièrement, l'antenne va être optimisée en simulation avec les caractéristiques diélectriques du verre à étudier. C'est-à-dire qu'elle va être conçue pour avoir une adaptation en concordance avec le cahier des charges du GSM. Un prototype sera alors réalisé, et les résultats théoriques et expérimentaux seront comparés.

La **figure V.4** montre les résultats obtenus de l'impédance d'entrée (partie réelle) entre la mesure et la théorie.

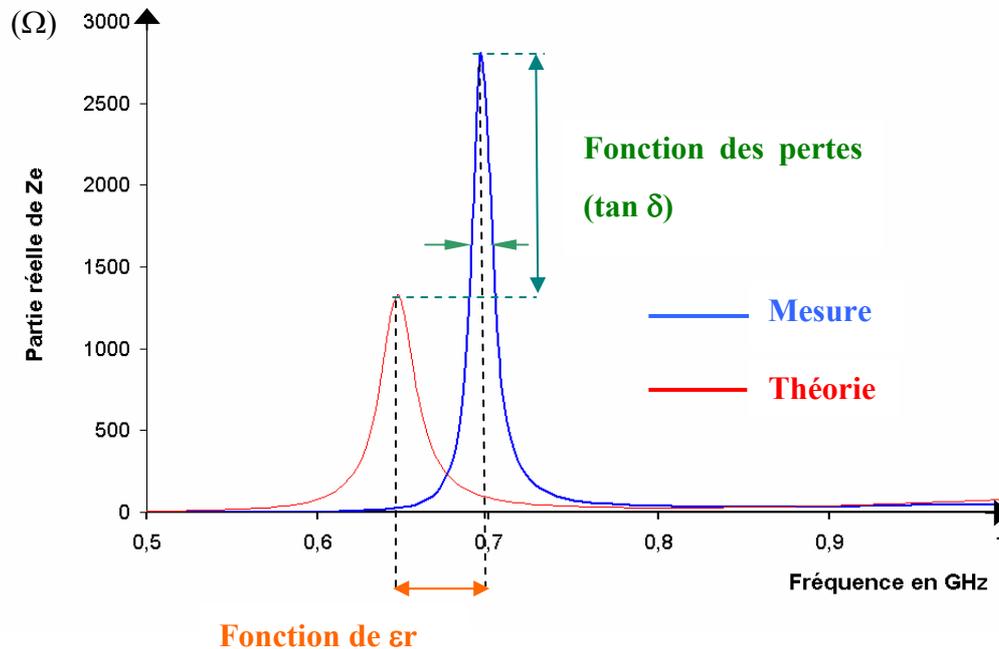


Figure V.4 : Impédance d'entrée (simulée et mesurée).

Nous savons que les fréquences de résonance de l'antenne sont liées à la partie réelle de la permittivité et les pertes diélectriques du substrat dépendent du coefficient de qualité de ces résonances (valeur crête et largeurs des pics de résonance).

Nous avons un décalage fréquentiel (environ 50 MHz) entre le pic de résonance théorique et celui de la mesure. Cela signifie que la permittivité relative est différente en simulation et en mesure. En ce qui concerne les pertes diélectriques, la différence entre théorie et mesure est importante (de l'ordre de 50%). Les résultats expérimentaux montrent que le verre a moins de pertes diélectriques (pic de résonance plus grand) que ce qui avait été indiqué. La tangente de pertes du verre sera donc plus faible.

Maintenant, la deuxième étape consiste à paramétrer la valeur de la permittivité et de la tangente de perte en simulation afin de s'approcher le plus près possible de la valeur obtenue en mesure. La **figure V.5** montre les résultats obtenus après plusieurs calculs.

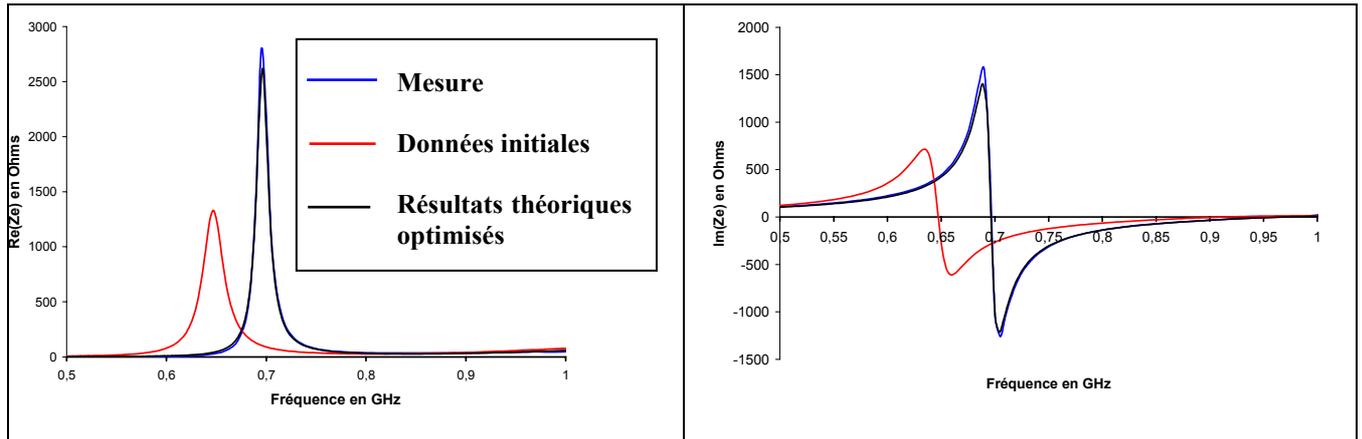


Figure V.5 : Paramétrage des caractéristiques diélectriques.

Nous avons une bonne concordance des résultats théoriques et expérimentaux pour $\epsilon_r = 5.5$ et $\tan \delta = 0.01$.

Sur la **figure V.6**, nous pouvons comparer les résultats théoriques et expérimentaux du coefficient de réflexion ($S_{11}(f)$).

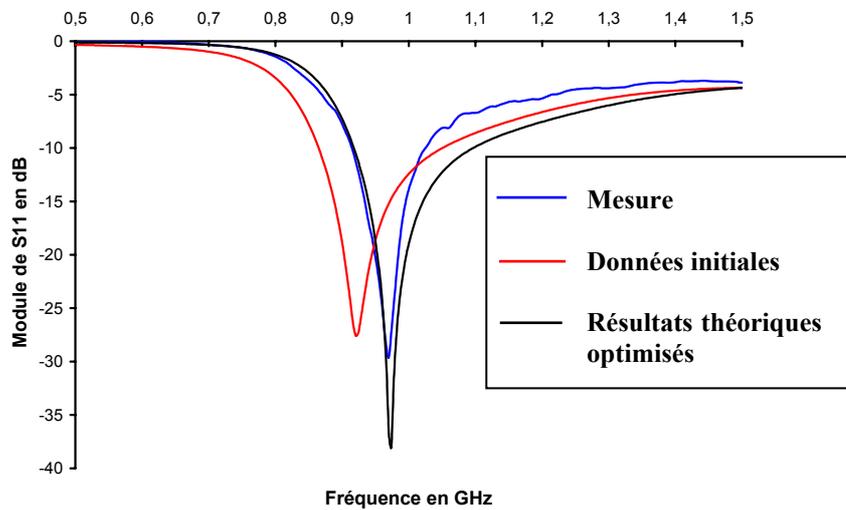


Figure V.6 : Paramétrage des caractéristiques diélectriques.

Cette méthode a permis de caractériser au mieux l'échantillon de verre. Nous l'utiliserons à chaque fois que l'on aura un nouvel échantillon de verre aux caractéristiques différentes (vitre feuilletée) etc...

III.2 – Antenne fil-plaque coplanaire bi-fréquence

L'application proposée dans ce paragraphe est une antenne fil-plaque coplanaire destinée à la fonction téléphone (GSM-DCS). La topologie de l'aérien bibande étudiée au **chapitre II § IV** sera utilisée pour cette application. En effet, cette dernière semble bien adaptée pour répondre au cahier des charges de la téléphonie mobile.

L'originalité est la position de l'antenne sur le véhicule. En effet, cette dernière est destinée à fonctionner sur la vitre de l'automobile (**figure V.7**).



Figure V.7 : *Antenne sur vitre de 206 berline.*

Aucune position définitive n'a été définie. Le but étant de montrer la faisabilité et l'intérêt d'une telle antenne pour le domaine automobile. Cependant, les mesures seront effectuées avec l'antenne placée au milieu de la vitre de la portière gauche du véhicule.

L'antenne est fixée sur la vitre. Cette dernière agit directement sur les caractéristiques électriques de l'antenne.

Elle est en verre feuilleté composé de trois couches de verre (**Figure V.8**) de permittivité moyenne $\epsilon_r = 5$ et de tangente de pertes moyenne $\tan \delta = 10^{-2}$. Ces valeurs ont fait l'objet d'une validation expérimentale. Les dimensions de l'échantillon sont : 300 x 300 x 4.7 mm.

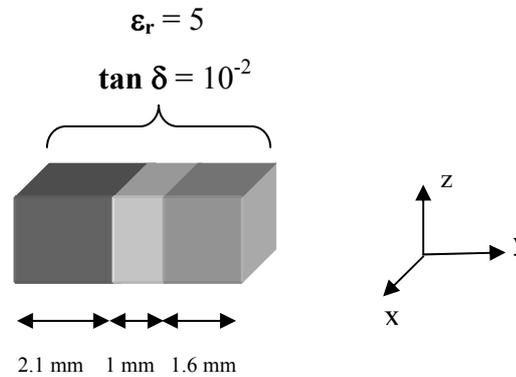


Figure V.8 : Les couches de la vitre feuilletée.

III.2.1 - Etude théorique

L'aérien a été simulé à l'aide du logiciel de maillage, utilisant la méthode **F.D.T.D** développée au sein de l'équipe « électromagnétisme » de l'IRCOM, présenté au chapitre I. Afin d'étudier au mieux la structure rayonnante dans son environnement, la modélisation prend en compte au maximum le contexte de l'étude tout en essayant d'avoir des temps de calculs les plus courts.

- la vitre a été simulée avec les caractéristiques indiquées au § III.2, ses dimensions sont supposées infinies suivant les directions x et z, compte tenu des longueurs d'ondes prises en compte.
- le véhicule n'a pas été simulé

III.2.2 - Etude expérimental

III.2.2.a – Plan de l'antenne

L'antenne a été réalisée en laiton de 0.3 mm d'épaisseur, fixée sur la vitre par du ruban adhésif double face. Ses dimensions, présentées sur la **figure V.9**, sont en mm.

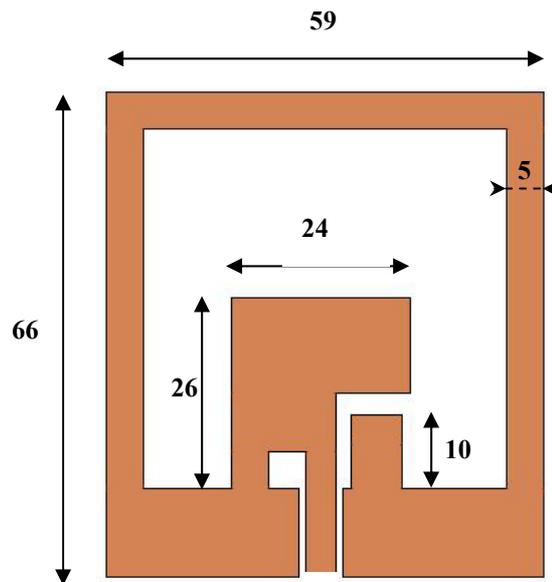


Figure V.9 : Plan de l'antenne bifréquence.

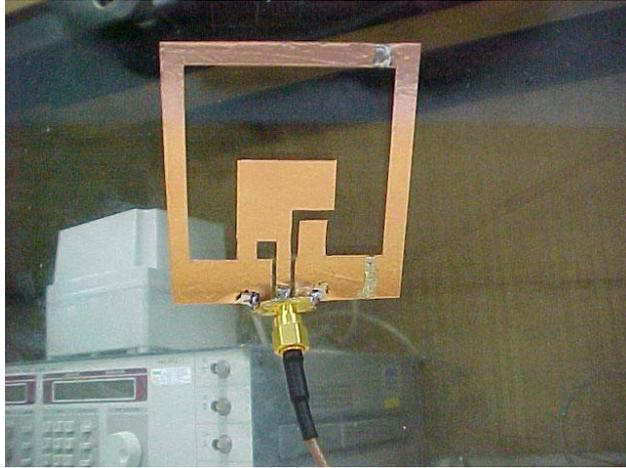
III.2.2.b - Résultats

Dans ce paragraphe, nous allons présenter les résultats obtenus pour les caractéristiques électriques et pour le rayonnement de l'antenne fil-plaque coplanaire bifréquence sur les deux bandes GSM et DCS.

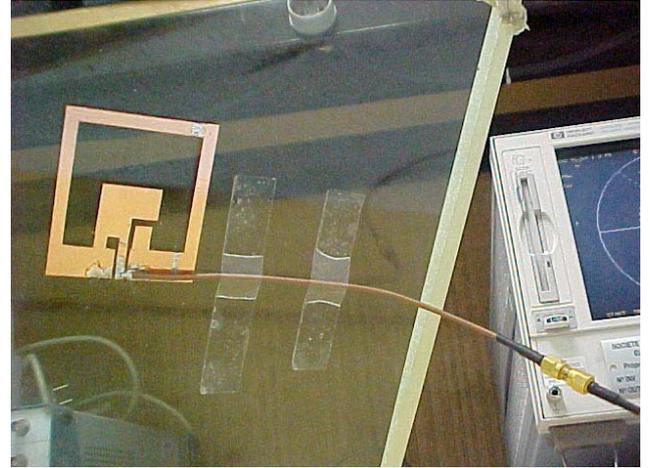
Les aériens sont mesurés de deux façons pour le T.O.S (**figure V.10**):

- Au bout d'un connecteur SMA
- Au bout d'un câble, de 20 cm de long, 50 Ohms.

Pour le rayonnement, seule l'alimentation via un connecteur a été réalisée.



Alimentation avec un connecteur



Alimentation avec un câble

Figure V.10 : Alimentation de l'antenne via un connecteur ou un câble.

III.2.2.b.α - Bande GSM

- **Mesure sur vitre seule**

La **figure V.11** présente le taux d'onde stationnaire (TOS) de l'antenne GSM alimentée par un connecteur comparée à celle alimentée par un câble.

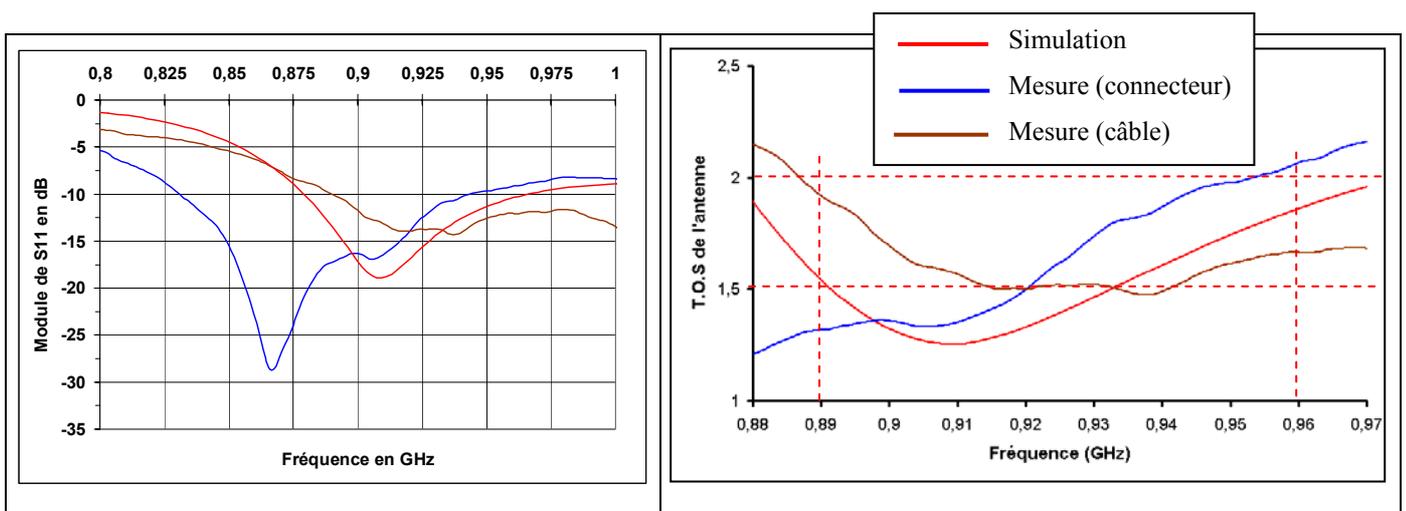


Figure V.11 : Comparaison du taux d'onde stationnaire.

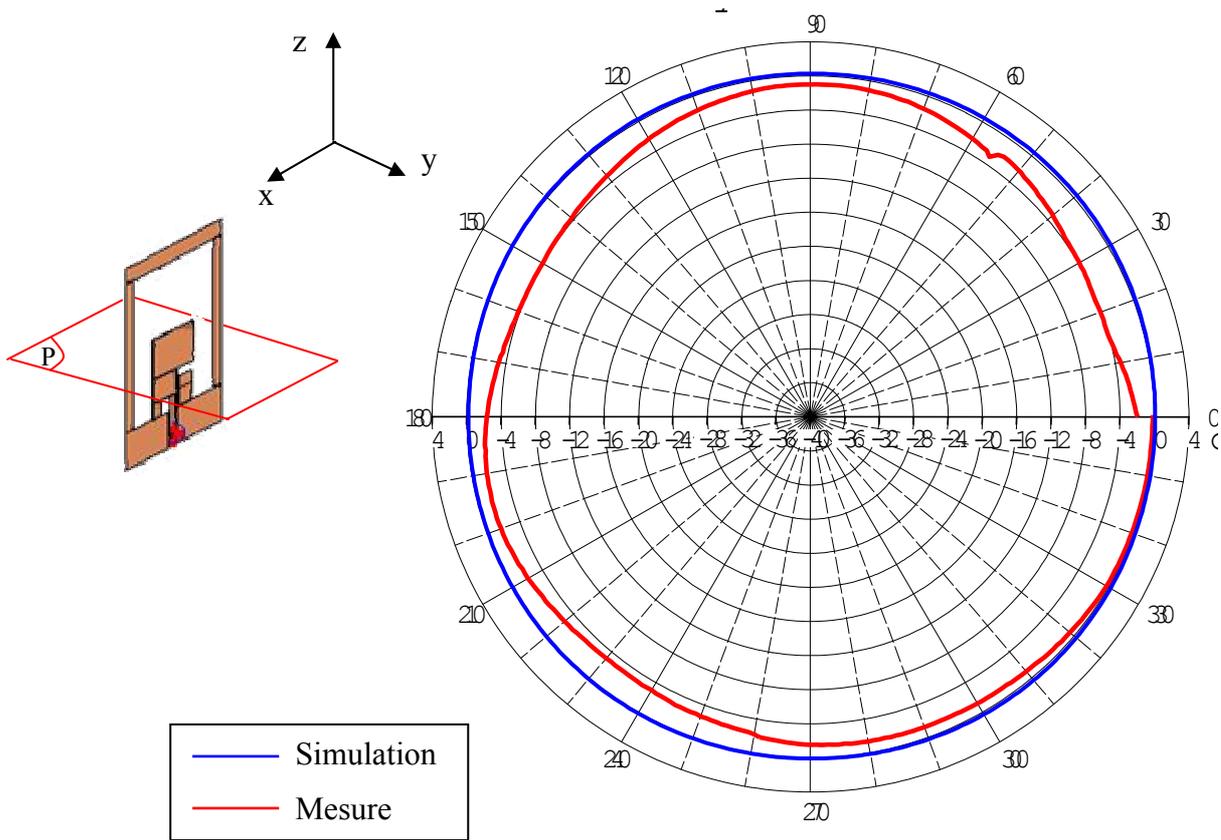
Le **tableau V.12** résume les valeurs du TOS aux fréquences limites des bandes d'émission et de réception du GSM (cf. § II). Elles sont comparées au cahier des charges.

	T.O.S (simulation)	T.O.S mesuré (connecteur)	T.O.S mesuré (câble)	Cahier des charges
TOS à 890 MHz	1.53	1.31	1.91	< 1.5
TOS à 915 MHz	1.27	1.41	1.5	< 1.5
TOS à 935 MHz	1.54	1.81	1.48	< 2
TOS à 960 MHz	1.85	2.07	1.66	< 2

Tableau V.12 : Récapitulatif des principales caractéristiques de l'aérien.

Les résultats obtenus sont quasiment conformes au cahier des charges. Nous pouvons toutefois constater que les résultats changent suivant la connectique : décalage fréquentiel. Ceci est dû à l'existence de fort courant au niveau du connecteur (cf. **chapitre II**). C'est pourquoi l'antenne est très sensible à la connectique utilisée.

La **figure V.13** présente le diagramme de rayonnement de la composante principale dans le plan azimutal ($\theta = 90^\circ$), mesuré en chambre anéchoïde à la fréquence de 920 MHz. Le diagramme compare les résultats obtenus en mesure et simulation de l'antenne sur une vitre de 300 x 300 mm.



N.B : L'angle 90° correspond à l'endroit où le devant de l'antenne est face à l'émetteur.

Figure V.13 : Diagrammes de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ à la fréquence de 920 MHz.

Les résultats expérimentaux sont assez proches de la théorie. Le diagramme en mesure est cependant moins omnidirectionnel. En effet, la différence entre le gain maximum et minimum est de $\Delta = 4$ dB mais les résultats de mesure demeurent cependant corrects.

Nous allons maintenant étudier l'influence de la voiture sur l'antenne en terme d'adaptation et de rayonnement.

- Mesure sur voiture (206 berline)

La **figure V.14** propose la comparaison du coefficient d'adaptation et du TOS entre une antenne posée sur une vitre de 300 x 300 mm et la même antenne collée au centre de la vitre d'une voiture (206 berline). Les deux aériens sont alimentés via un connecteur SMA femelle.

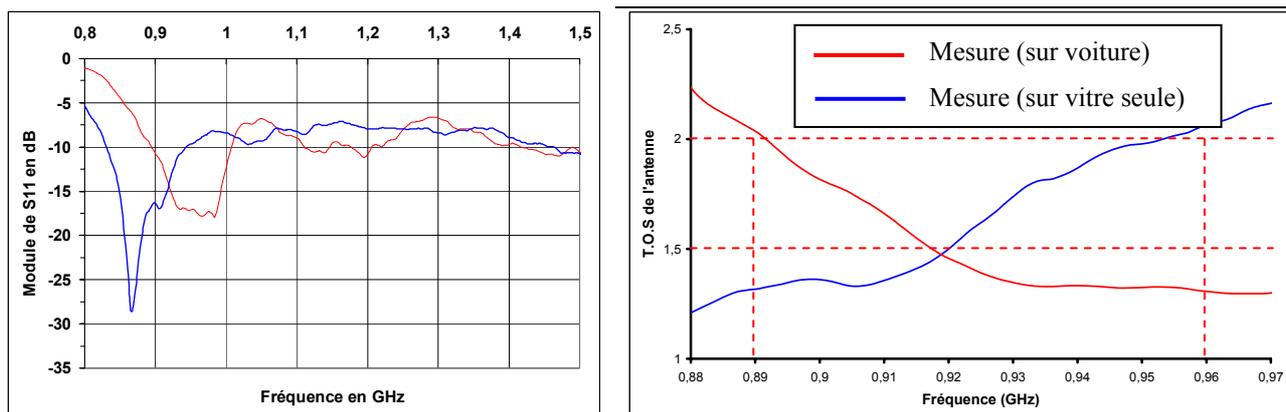


Figure V.14 : $|S_{11}|$ et TOS de l'antenne.

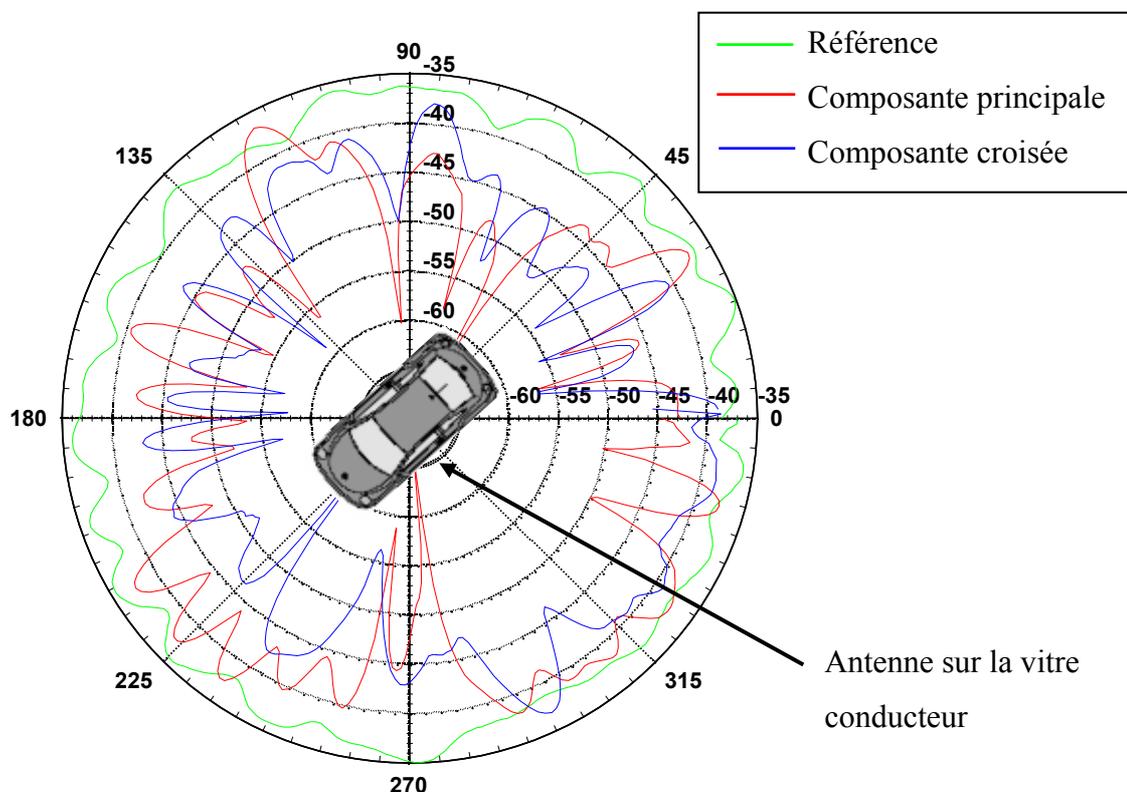
Le **tableau V.15** résume les valeurs du TOS aux fréquences limites des bandes d'émission et de réception du GSM (cf. § II). Elles sont comparées au cahier des charges

	T.O.S mesuré (vitre seule)	T.O.S mesuré (sur voiture 206)	Cahier des charges
TOS à 890 MHz	1.31	2.02	< 1.5
TOS à 915 MHz	1.41	1.55	< 1.5
TOS à 935 MHz	1.81	1.33	< 2
TOS à 960 MHz	2.07	1.30	< 2

Tableau V.15 : Récapitulatif des principales caractéristiques de l'aérien.

Le TOS mesuré sur le véhicule est décalé en fréquence par rapport à celui mesuré sur une vitre seule. Des courants de retour doivent circuler sur le câble et perturber la mesure. On doit pouvoir améliorer cela en connectant la masse de l'antenne sur la carrosserie de la voiture.

La **figure V.16** représente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal, mesuré sur véhicule, par temps sec à la fréquence central GSM ($f = 920 \text{ MHz}$). Ce diagramme est comparé à celui d'une antenne quart d'onde, fixé au centre du toit du véhicule. Les valeurs du gain données ne sont pas normalisées et doivent être lues par rapport à cette référence. Ces mesures ont été réalisées à SCE-MAG en plaçant une antenne cornet à environ 17 mètres du centre du véhicule 206. Sa hauteur était environ celle du toit du véhicule et était placée en polarisation principale verticale (champ E THETA). Le véhicule est situé sur plan métallique d'environ 7 mètres de diamètre.



N.B : L'angle 315° correspond à l'endroit où le devant de l'antenne est face à l'émetteur.

Figure V.16 : Diagramme de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ à la fréquence de 920 MHz.

L'antenne est comparée à une antenne de référence quart d'onde, fixée au centre du toit du véhicule. Pour caractériser le rayonnement de l'aérien, deux grandeurs sont utilisées comme le stipule le cahier des charges.

- le **gain**, défini en fonction de la fréquence comme suit :

$$\mathbf{G(f) = M_{test} - M_{ref}} \quad (\text{V. 3})$$

avec : M_{test} , moyenne des niveaux de l'antenne sous test

M_{ref} , moyenne des niveaux de l'antenne de référence

- l'**écart type**, calculé par la formule :

$$\sigma = \sqrt{\frac{n \sum x^2 - (\sum x)^2}{n^2}} \quad (\text{V. 4})$$

avec : n, le nombre de points de mesure

x, amplitude mesurée

Selon ce cahier des charges, les caractéristiques de l'antenne téléphone doivent être telles que :

	GSM	DCS
Gain	> -3 dB	> -3 dB
Ecart type	< 4	< 4

Les résultats obtenus pour le rayonnement de l'antenne sont présentés dans le **tableau V.17** :

	Antenne GSM mesurée (composante principale)	Antenne GSM mesurée (composante croisée)	Antenne quart d'onde de référence	Cahier des charges
Moyenne	-44.5 dBi	-45.2 dBi	-37.4 dBi	-
Gain	-7.1 dB	-	-	>-3 dB
Ecart type	5.4	-	1.03	< 4

Tableau V.17 – *Caractéristiques de rayonnement des antennes mesurées à la fréquence de 920 MHz*

Le diagramme obtenu pour l'antenne fil-plaque coplanaire sur sa composante principale est beaucoup moins omnidirectionnel que ne l'est l'antenne de référence.

Le gain est inférieur à ce qui est demandé, on note une différence de 4 dB par rapport au cahier des charges. Tandis que l'écart type est un peu supérieur. Toutefois ce dernier est lié à la position de l'antenne sur le véhicule, en déplaçant celle-ci, il est possible d'améliorer sa valeur. Et on pourrait augmenter la valeur du gain, en essayant de diminuer la composante croisée.

Nous pouvons aussi voir que par rapport à l'antenne fixée sur une vitre limitée (cf. **figure V.13**) le diagramme de rayonnement perd en omnidirectionnalité. Ceci est dû aux rebords métalliques de la voiture (par exemple les montants du pare-brise) qui engendrent des trous dans le diagramme de rayonnement. Ils dépassent parfois les 30 dB et apparaissent dans des directions plus ou moins aléatoires du plan horizontal. Les diffractions causées par les rebords de la carrosserie ainsi que par les éléments métalliques proches de l'antenne perturbent beaucoup son fonctionnement. Ces diffractions sur les arêtes créent des interférences qui peuvent être constructives ou destructives dans certaines directions. Néanmoins elles sont difficilement analysables.

Il faudrait, pour tenir compte de la présence du véhicule dans les simulations, utiliser la technique dite du « lancer de rayons », ces simulations étant trop lourdes à mettre en œuvre avec la méthode F.D.T.D.

Dans le paragraphe suivant, nous allons nous intéresser à la bande DCS.

III.2.2.b.β - Bande DCS

- Mesure sur vitre seule

La **figure V.18** présente le TOS de l'antenne DCS alimentée par un connecteur comparée à celle alimentée par un câble.

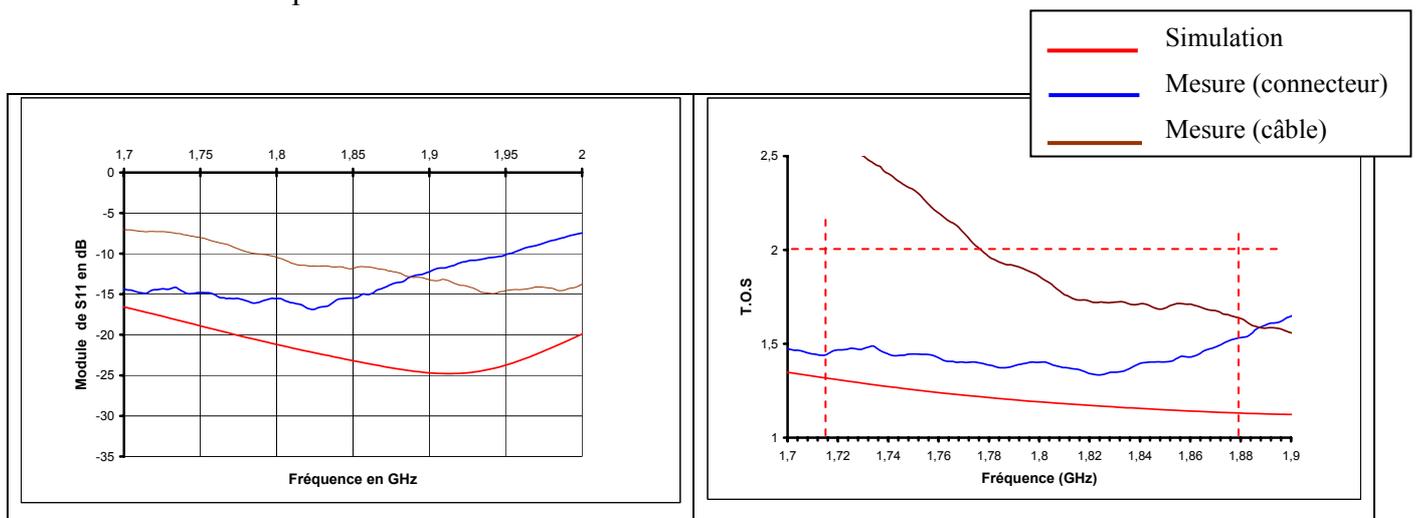


Figure V.18 : $|S_{11}|$ et T.O.S mesurés.

Le **tableau V.19** résume les valeurs du TOS aux fréquences limites des bandes d'émission et de réception du DCS (cf. § II). Elles sont comparées au cahier des charges.

	T.O.S (simulation)	T.O.S mesuré (connecteur)	T.O.S mesuré (câble)	Cahier des charges
TOS à 1710 MHz	1.32	1.44	2.54	< 2
TOS à 1785 MHz	1.20	1.37	1.92	< 2
TOS à 1805 MHz	1.18	1.38	1.81	< 2
TOS à 1880 MHz	1.13	1.53	1.62	< 2

Tableau V.19 : Récapitulatif des principales caractéristiques de l'aérien.

Les TOS de l'antenne simulée et de celle mesurée avec un connecteur sont conformes au cahier de charges. Par contre, comme pour le GSM, on a un décalage fréquentiel du TOS de l'antenne alimentée à l'aide d'un câble par rapport à celle équipée d'un connecteur.

La **figure V.20** présente le diagramme de rayonnement de la composante principale dans le plan azimutal ($\theta = 90^\circ$), mesuré en chambre anéchoïde à la fréquence de 1800 MHz. Le diagramme compare les résultats obtenus en mesure et simulation de l'antenne posée sur une vitre de 300 x 300 mm.

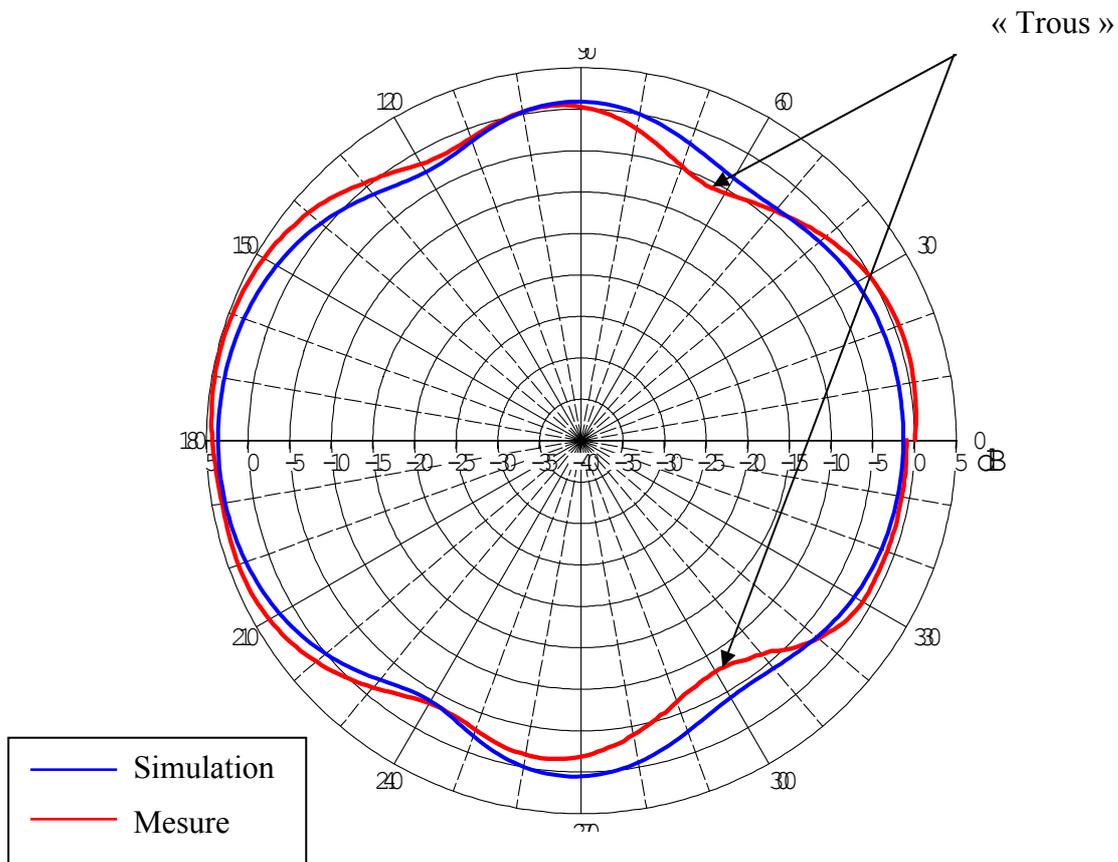


Figure V.20 : Diagrammes de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ à la fréquence de 1800 MHz.

Les résultats expérimentaux sont très proches de ceux de la théorie. Nous notons la présence dans le diagramme de rayonnement de « trous », aussi bien en simulation qu'en mesure. C'est la diffraction de l'onde électromagnétique sur les arêtes de la vitre qui est à l'origine de ce phénomène. Ce dernier n'est pas présent dans la bande GSM.

Nous allons maintenant étudier l'effet du véhicule sur les caractéristiques de l'antenne pour la bande DCS.

- **Mesure sur véhicule**

La **figure V.21** propose la comparaison du coefficient d'adaptation et du TOS entre une antenne posée sur une vitre de 300 x 300 mm et la même antenne posée sur la vitre d'une voiture (206 berline). Les deux aériens sont alimentés via un connecteur SMA femelle.

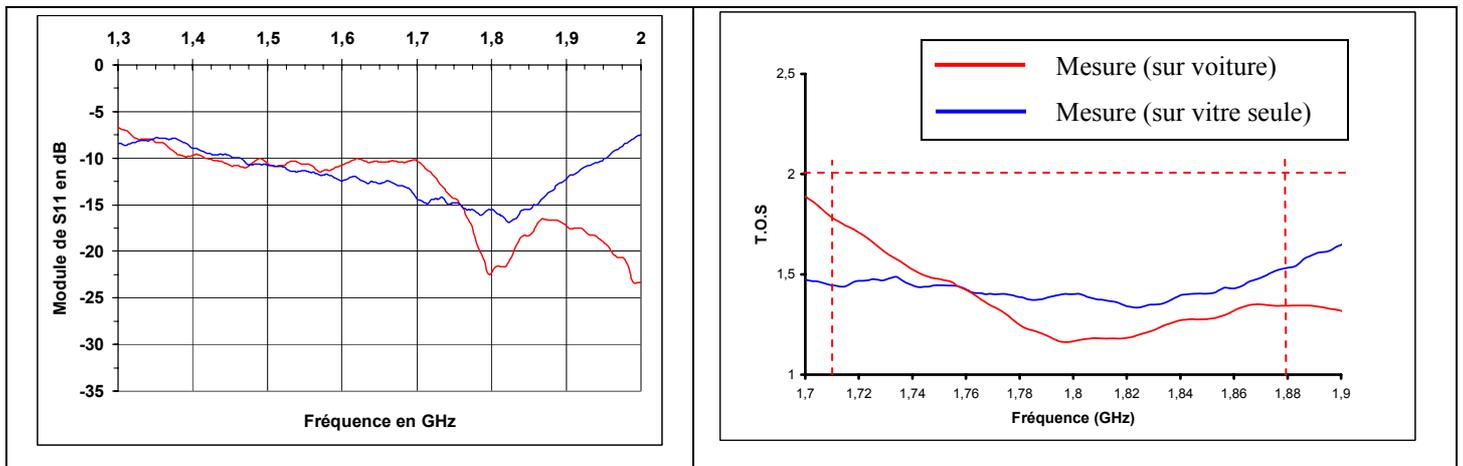


Figure V.21 : $|S_{11}|$ et T.O.S mesurés.

Le **tableau V.22** résume les valeurs du TOS aux fréquences limites des bandes d'émission et de réception du DCS (cf. § II). Elles sont comparées au cahier des charges.

	T.O.S mesuré (vitre seule)	T.O.S mesuré (sur voiture 206)	Cahier des charges
TOS à 1710 MHz	1.44	1.77	< 2
TOS à 1785 MHz	1.37	1.22	< 2
TOS à 1805 MHz	1.38	1.18	< 2
TOS à 1880 MHz	1.53	1.34	< 2

Tableau V.22 : Récapitulatif des principales caractéristiques de l'aérien.

Les valeurs obtenues sont conformes au cahier des charges. Toutefois les mêmes problèmes que pour la bande GSM sont présents.

La **figure V.23** représente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal, mesuré sur véhicule, par temps sec à la fréquence $f = 1800$ MHz .Ce diagramme est comparé à celui d'une antenne quart d'onde, fixée au centre du toit du véhicule.

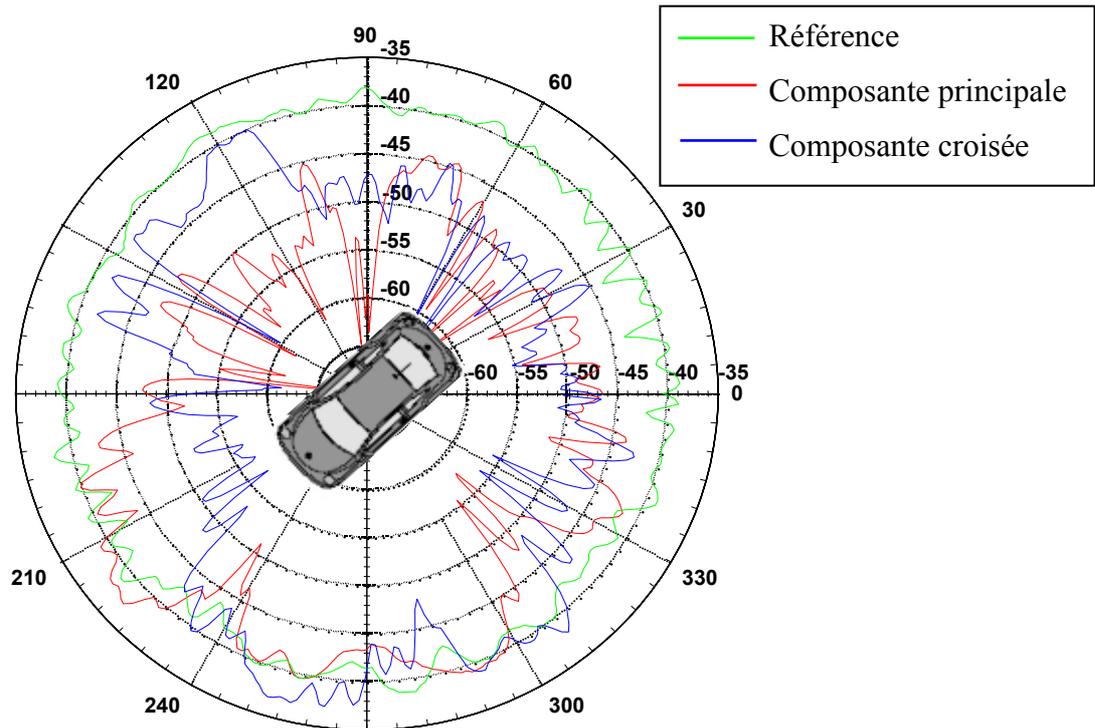


Figure V.23 : Diagrammes de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ à la fréquence centrale DCS.

Le **tableau V.24** présente les valeurs caractéristiques de gain de l'antenne DCS dont les diagrammes de rayonnement ont été proposés précédemment.

	Antenne DCS mesurée (composante principale)	Antenne DCS mesurée (composante croisée)	Antenne quart d'onde de référence	Cahier des charges
Moyenne	-47.84 dBi	-47.25 dBi	-40.39 dBi	-
Gain	-7.4 dB	-	-	>-3 dB
Ecart type	6.01	-	1.1	< 4

Tableau V.24 – *Caractéristiques de rayonnement des antennes mesurées à la fréquence de 1800 MHz.*

Nous constatons que le diagramme de rayonnement est très perturbé par le véhicule, comme pour les mesures de la bande GSM. D'importants trous apparaissent altérant l'omnidirectionnalité de l'aérien. Tout comme pour le GSM, c'est la structure métallique qui est responsable de cette dégradation. Nous pouvons d'ailleurs le vérifier en comparant le diagramme de rayonnement en azimut d'une antenne sur la voiture avec celui d'une antenne fixée sur la vitre seule (cf. **figure V.20**). Comme pour l'autre fréquence téléphone, la composante croisée est très forte, elle est égale à la composante principale. Et les résultats obtenus pour l'écart type et le gain sont similaires à ceux obtenus avec la bande GSM.

III.2.2.c - Conclusion

Les résultats obtenus pour les deux bandes de fréquence GSM et DCS sont, en terme d'adaptation et de TOS, corrects. Toutefois ils sont dépendants du type de connectique (connecteur ou câble) utilisée. En ce qui concerne la forme et les niveaux de gain des diagrammes de rayonnement, ils sont très influencés par la présence du véhicule. En effet, la proximité d'éléments métalliques (montants, etc) perturbe le rayonnement : détérioration de l'omnidirectionnalité et augmentation de la composante croisée. Il est important de noter que ce problème est beaucoup moins présent pour une antenne posée sur le toit car cette dernière ne « voit » pas tous les montants métalliques.

Le but du prochain paragraphe est de réduire la taille et d'améliorer les performances de l'antenne précédente. Pour cela, elle va être étudiée dans un contexte un peu différent. En effet, elle va être encastrée dans un grand plan de masse qui va être relié à la carrosserie de la voiture.

III.3 – Antenne bifréquence encastrée dans un grand plan de masse

Le but de ce paragraphe est de reprendre l'antenne étudiée précédemment (§ III.2) et de la rendre la plus discrète possible tout en améliorant son fonctionnement notamment en rayonnement.

L'objectif est de diminuer la taille de la structure rayonnante et de l'encastrer dans un grand plan de masse. Ce dernier sera connecté à la structure métallique de la voiture (**Figure V.25**). Le but final est d'arriver à une antenne qui fera partie intégrante de la carrosserie du véhicule.

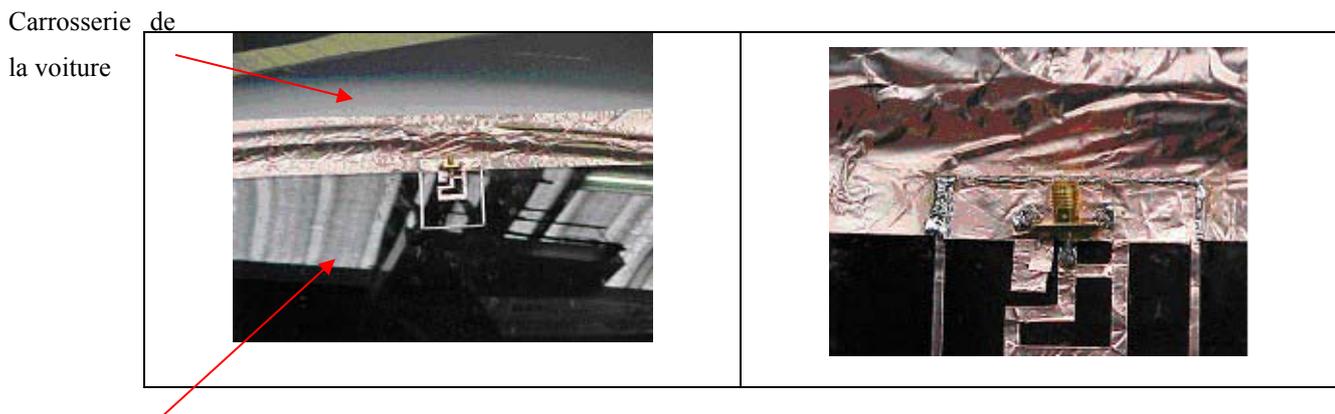


Figure V.25 : Antenne fil-plaque coplanaire bifréquence.

III.3.1 – Etude théorique

Les simulations de l'aérien ont été réalisées à l'aide du logiciel utilisant la méthode **F.D.T.D.**, présenté au chapitre I.

III.3.1.a - Déroulement de l'étude

Dans un premier temps, pour rendre l'antenne plus discrète, nous avons creusé la partie centrale du patch de l'aérien (**figure V.26**). Pour ce rendre compte de l'influence de cette opération sur le fonctionnement de l'antenne, les cartographies fréquentielles de courant $|J_s| = 20 \cdot \text{Log} \left(\sqrt{|\vec{J}_x|^2 + |\vec{J}_z|^2} \right)$ sont représentées sur la **figure V.27**. Dans chaque cas, le courant est normalisé par rapport à sa valeur maximale.

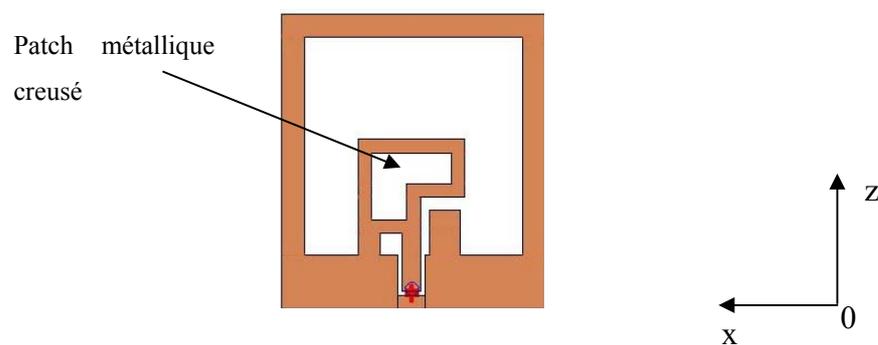


Figure V.26 : Antenne avec patch central troué.

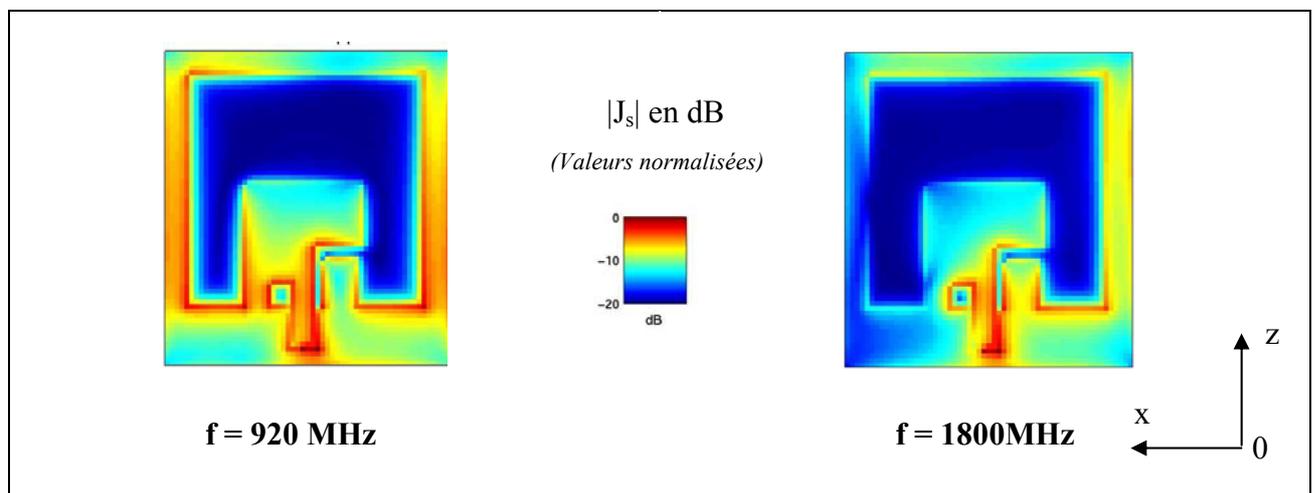


Figure V.27 : Cartographies fréquentielles du courant $|J_s|$ aux fréquences 920 MHz et 1800 MHz.

On s'aperçoit qu'au niveau du patch, les courants sont concentrés sur ses bords et cela aux deux fréquences. Ceci est dû aux capacités qui sont créées dans les fentes et qui

concentrent les courants sur les bords de la structure. L'étude de ces cartographies laisse donc présager que le fonctionnement électrique de l'antenne ne sera pas perturbé par un patch troué.

Sur la **figure V.28** est représentée la comparaison du TOS de l'antenne avec ou sans patch troué.

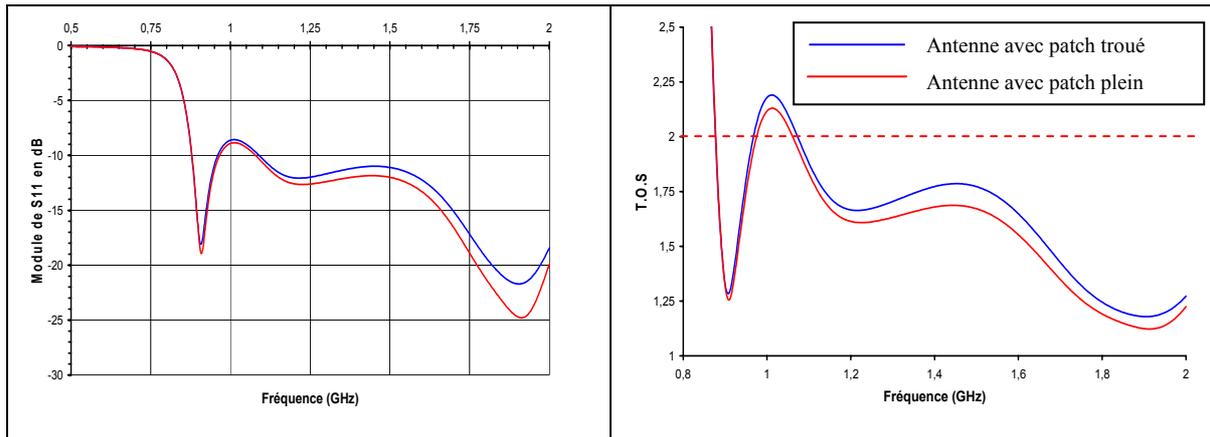
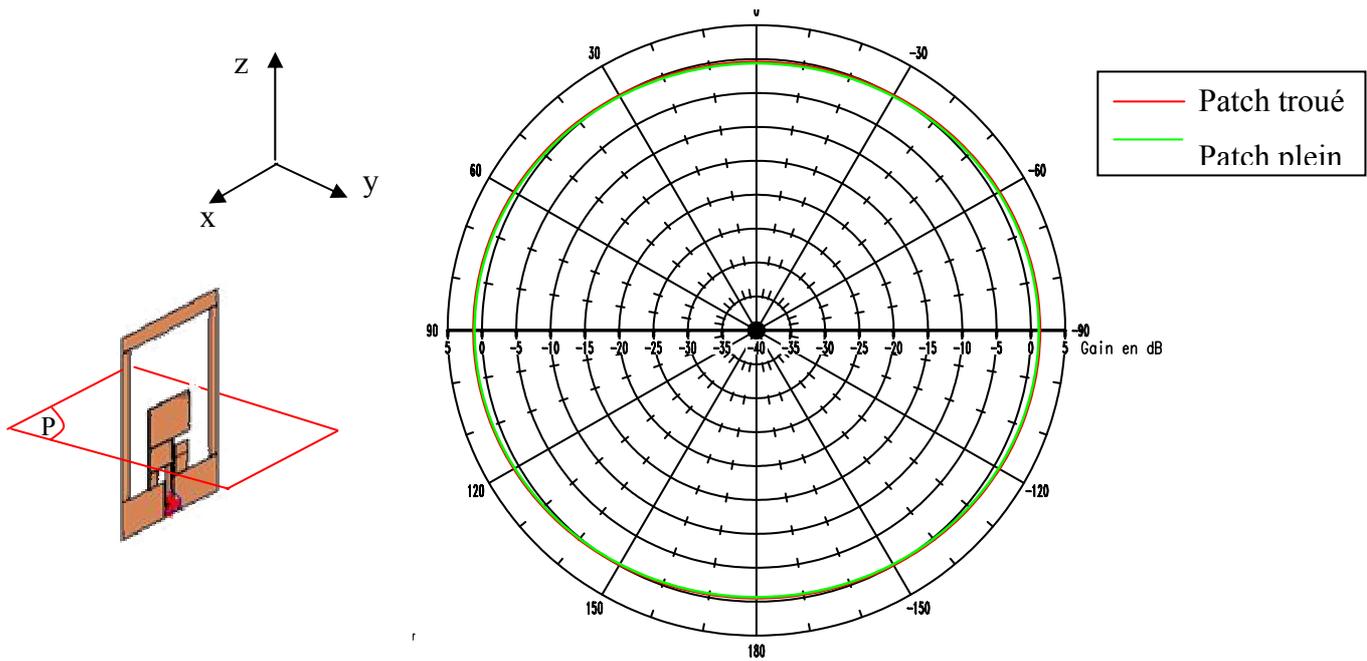


Figure V.28 : $|S_{11}|$ et TOS de l'antenne.

Ces résultats montrent que le patch troué influence peu les caractéristiques électriques de l'antenne, que ce soit autour de la fréquence GSM ou autour de la fréquence DCS. Le cahier des charges des deux bandes téléphones est respecté avec cette nouvelle topologie d'antenne. Ce constat n'est pas surprenant, il corrobore les hypothèses émises à la vue des cartographies fréquentielles de courant $|J_s|$.

Les **figures V.29** et **V.30** proposent la comparaison des diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal ($\theta = 90^\circ$) d'une antenne avec patch troué et d'une antenne sans patch troué.



Nb : l'angle 90° correspond à l'endroit où le devant de l'antenne est face à l'émetteur.

Figure V.29 : Influence du patch troué sur le rayonnement dans la bande GSM (920MHz).

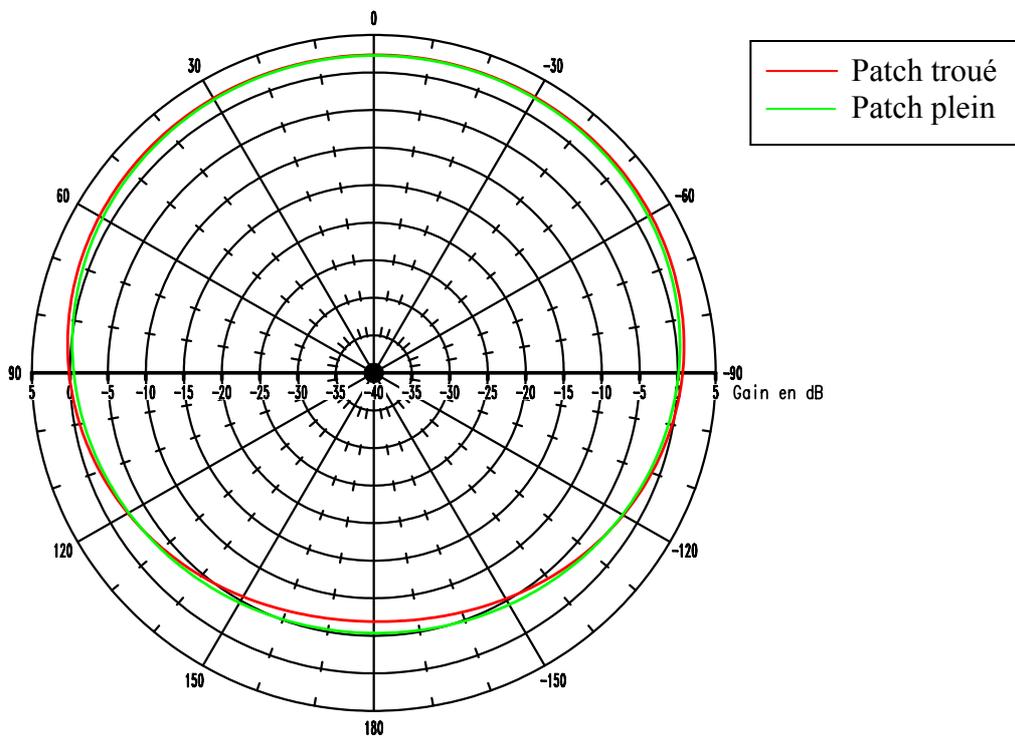


Figure V.30 : Influence du patch troué sur le rayonnement dans la bande DCS (1800MHz).

Comme pour les caractéristiques électriques, le patch troué influence peu les résultats sur le rayonnement. En effet, le trou créé est petit devant la longueur d'onde et il n'a donc peu d'incidence sur le rayonnement de l'aérien.

Les dimensions de l'antenne ont été aussi diminuées comme le montre la **figure V.31**.

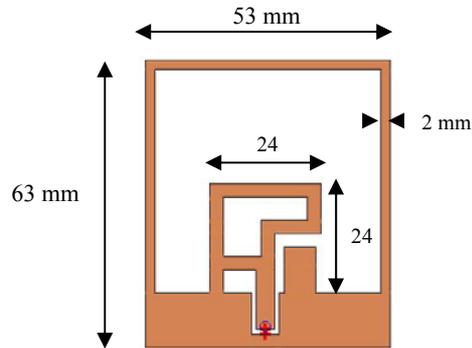


Figure V.31 : Antenne fil-plaque coplanaire bifréquence.

Enfin, l'aérien a été inséré dans un grand plan de masse. Les résultats, présentés en **Annexe 9**, montrent l'influence d'un grand plan de masse en terme d'adaptation et de rayonnement.

III.3.1.b – Éléments pris en compte lors de la simulation

Afin de rendre la simulation la plus réaliste possible les éléments suivants ont été pris en compte pour la modélisation:

- la vitre a été simulée avec les caractéristiques indiquées au § III.2, elle est de dimensions : 300 x 300 x 4.7 mm.
- le grand plan de masse a été simulé (dimensions : 300 x 50 mm).
- le véhicule n'a pas été pris en compte.

III.3.2 – Etude expérimentale

III.3.2.a – Plan de l'antenne

La maquette (**figure V.32**) a été réalisée en cuivre autocollant et a été mesurée dans les mêmes conditions que celles choisies lors de l'étude du paragraphe **III.2**. Cette structure est disposée en haut de la vitre, le grand plan de masse est alors connecté à la carrosserie de la voiture (**figure V.25**). La position de l'antenne n'est bien sûr pas réaliste. En effet, il est impossible de fermer ou d'ouvrir la vitre ! Mais le but est ici d'étudier la faisabilité du système et non pas le positionnement définitif de l'aérien, l'emplacement définitif de ce dernier serait probablement la lunette arrière de la voiture. L'antenne est alimentée via un connecteur SMA femelle.

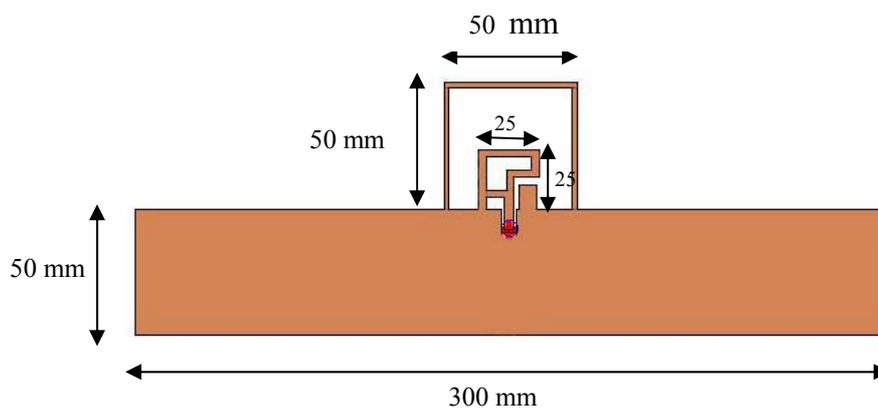


Figure V.32 : Plan de l'antenne.

III.3.2.b – Résultats

Ce paragraphe résume les résultats expérimentaux, obtenus sur le véhicule, concernant les caractéristiques électriques et de rayonnement de l'antenne bifréquence incrustée dans un grand plan de masse.

III.3.2.b.α – Bande GSM

La **figure V.33** propose le taux d'onde stationnaire dans la bande GSM de l'antenne encastrée dans un grand plan de masse et fixée sur la vitre d'une voiture de type 206 berline.

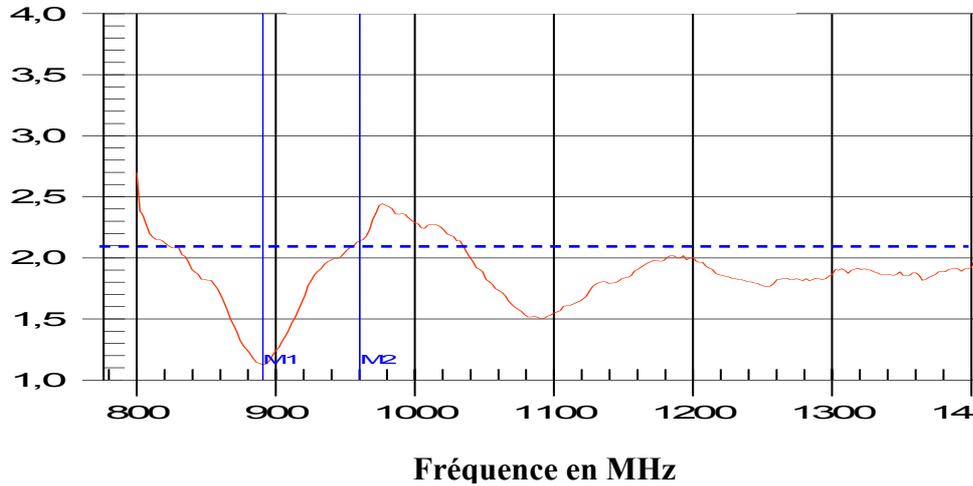


Figure V.33 : T.O.S mesuré sur véhicule.

Pour compléter le graphique, le **tableau V.34** résume les valeurs du TOS aux fréquences limites des bandes d'émission et de réception du GSM. Elles sont comparées au cahier des charges.

	T.O.S mesuré (sur voiture 206)	Cahier des charges
TOS à 890 MHz	1.12	< 1.5
TOS à 960 MHz	2.14	< 2

Tableau V.34 : Récapitulatif des principales caractéristiques de l'aérien.

Les valeurs obtenues sont quasiment conformes au cahier des charges. Toutefois le T.O.S à 960 MHz est très légèrement supérieur à ce qui est demandé mais cela reste acceptable.

La **figure V.35** représente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal, mesuré sur véhicule, par temps sec à la fréquence $f = 920$ MHz. Ce diagramme est comparé à celui d'une antenne magnétique quart d'onde, fixé au centre du toit du véhicule.

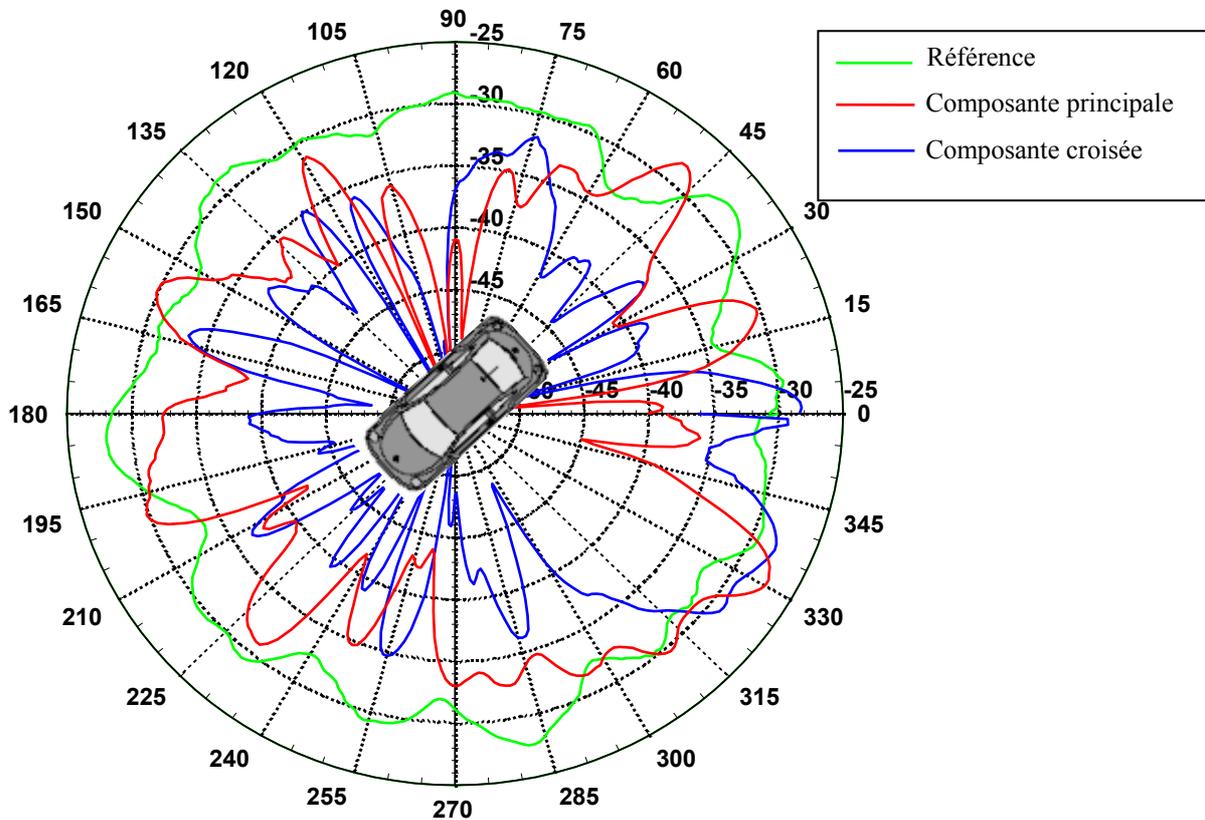


Figure V.35 : Diagrammes de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ à la fréquence centrale GSM.

Le **tableau V.36** présente les valeurs caractéristiques de gain de l'antenne GSM dont les diagrammes de rayonnement ont été proposés précédemment.

	Antenne GSM mesurée (composante principale)	Antenne GSM mesurée (composante croisée)	Antenne quart d'onde de référence	Cahier des charges
Moyenne	-35.40dBi	-39.49dBi	-30.55dBi	-
Gain	- 4.85 dB	-	-	>-3 dB

Tableau V.36 – *Caractéristiques de rayonnement des antennes mesurées à la fréquence de 920 MHz.*

Comme pour l'aérien sans grand plan de masse, le diagramme obtenu pour l'antenne sur sa composante principale est beaucoup moins omnidirectionnel que ne l'est l'antenne de référence. En effet, nous sommes toujours confrontés au problème de la diffraction de l'onde sur les arêtes de la voiture.

Le gain est inférieur à ce qui est demandé par le cahier des charges, toutefois les résultats sont améliorés de plus de 2 dB par rapport à ceux de la structure précédente (cf. § III.2.2.2). Et la composante croisée a été aussi diminuée.

III.3.2.b.β – Bande DCS

La **figure V.37** propose le taux d'onde stationnaire dans la bande DCS de l'antenne encastrée dans un grand plan de masse et fixée sur la vitre d'une voiture (206 berline).

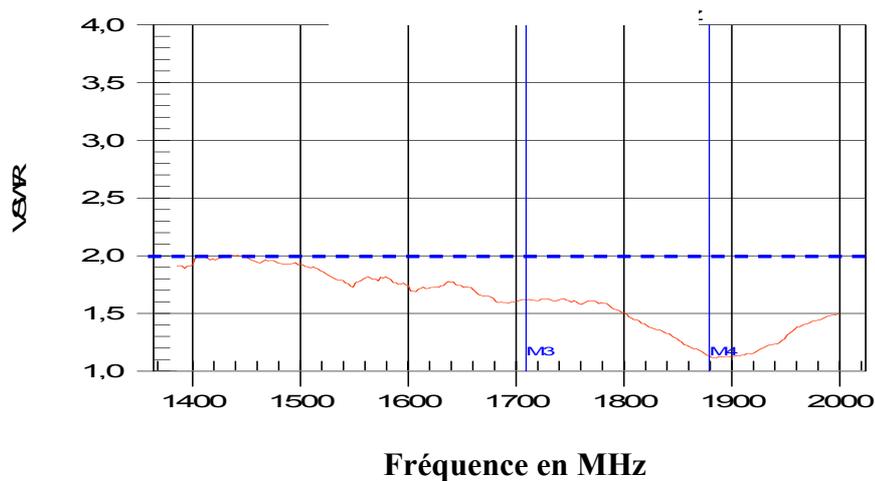


Figure V.37 : T.O.S mesuré sur véhicule.

Afin de compléter l'étude, le **tableau V.38** résume les valeurs du TOS aux fréquences limites des bandes d'émission et de réception du DCS (cf. § II). Elles sont comparées au cahier des charges.

	T.O.S mesuré (sur voiture 206)	Cahier des charges
TOS à 1710 MHz	1.62	< 2
TOS à 1880 MHz	1.13	< 2

Tableau V.38 : Récapitulatif du TOS mesuré dans la bande DCS.

Sur toute la bande du DCS, les résultats obtenus sont tout à fait conformes au cahier des charges.

La **figure V.39** représente le diagramme de rayonnement dans le plan azimutal, mesuré sur véhicule, par temps sec à la fréquence $f = 1800$ MHz. Ce diagramme est comparé à celui d'une antenne magnétique quart d'onde, fixée au centre du toit du véhicule.

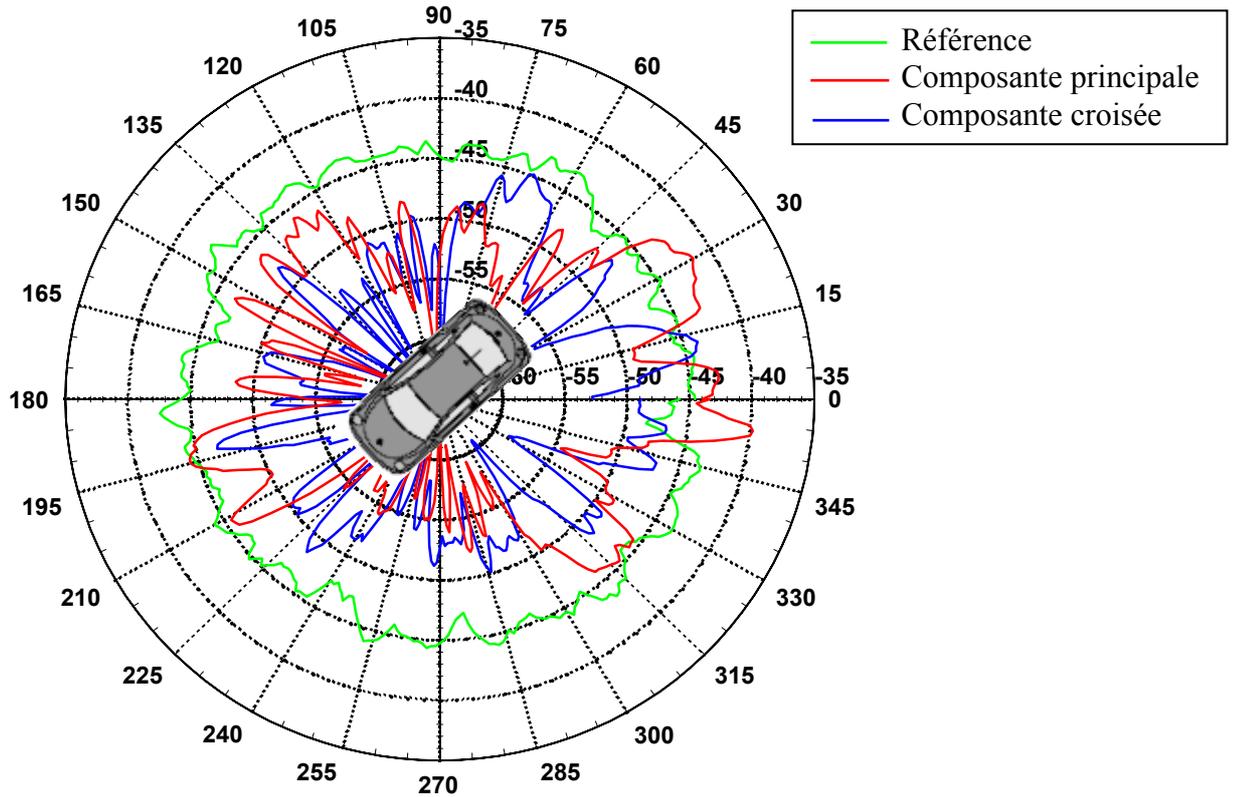


Figure V.39 : Diagrammes de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ à la fréquence centrale DCS.

Le **tableau V.40** présente les valeurs caractéristiques de gain de l'antenne DCS dont les diagrammes de rayonnement ont été proposés précédemment.

	Antenne GSM mesurée (composante principale)	Antenne GSM mesurée (composante croisée)	Antenne quart d'onde de référence	Cahier des charges
Moyenne	-51.05 dBi	-52.64 dBi	-44.84 dBi	-
Gain	- 6.21 dB	-	-	>-3 dB

Tableau V.40 – Caractéristiques de rayonnement des antennes mesurées à la fréquence de 1800 MHz.

Les remarques faites pour la bande GSM sont toujours valables : l'omnidirectionnalité est altérée et le gain ne rentre pas dans le cahier des charges. Néanmoins, les valeurs ont été améliorées par rapport à celles du § III.2.2.b.β.

III.3.2.c – Conclusion

Les résultats obtenus pour l'adaptation (TOS) de l'antenne sont conformes au cahier des charges. On peut aussi noter que la bande passante du DCS est beaucoup plus importante que celle demandée et cela pourrait être intéressant dans l'optique d'une utilisation pour la norme UMTS.

En ce qui concerne les diagrammes de rayonnement et les niveaux de gain, nous retrouvons les mêmes problèmes que pour l'antenne définie au § III.2. En effet, nous constatons une dégradation de l'omnidirectionnalité qui est principalement due à la proximité d'éléments métalliques qui perturbent le rayonnement. Nous remarquons aussi une forte augmentation de la composante croisée au détriment de la composante principale.

Cependant la valeur du gain a été améliorée par rapport à l'antenne précédente, surtout pour la bande GSM.

IV - CONCLUSION

A travers ce chapitre, nous avons montré l'intérêt de l'antenne fil-plaque coplanaire pour des applications dans le domaine de l'automobile.

Cette étude a permis d'aboutir à la conception de deux antennes bifréquence à la finalité différente. En effet, la première antenne (cf. § III.2) a un plan de masse indépendant et peut être fixée à différents endroits de la vitre. La deuxième (cf. § III.3), quant à elle, a pour objectif de faire partie intégrante de la carrosserie de la voiture et donc d'avoir une position déterminée à l'avance. Par contre, ces deux structures rayonnantes sont facilement industrialisables et de par leurs dimensions discrètes aisément intégrable sur le véhicule.

Les premiers résultats sont encourageants : les deux aériens fournissent des résultats très acceptables en terme d'adaptation. Toutefois, le rayonnement (forme du diagramme et gain) pour les bandes **GSM** et **DCS** ne satisfait pas totalement au cahier des charges.

D'autres études sont envisagées afin d'améliorer les performances de l'antenne en terme de gain. De plus, la large bande passante du **DCS**, après un recalage fréquentiel de l'antenne, pourrait permettre de couvrir la bande passante de la norme **UMTS** (cf. § II).

Enfin, de nouvelles applications pourraient voir aussi le jour, en effet grâce à sa facilité de conformation, la fil-plaque coplanaire pourrait être intégrée sur le plastique des rétroviseurs.

CONCLUSION GENERALE

Les travaux présentés dans ce mémoire de thèse se sont portés sur une antenne compacte, de topologie uni-planaire et à faible coût : l'antenne fil-plaque coplanaire (FPC). Elle est capable de répondre aux besoins d'antennes miniatures pour les télécommunications modernes. Ces propriétés intrinsèques lui permettent de s'intégrer facilement dans toutes sortes de configurations et elle est ainsi particulièrement destinée aux applications de téléphonie mobile (GSM, DCS, UMTS, ...) et de réseaux sans fils (Bluetooth, WiFi, etc.).

La conception de ces structures nécessite des outils de simulation importants. Le logiciel de calcul électromagnétique basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel (**F.D.T.D.**) a parfaitement répondu à nos besoins. En effet, il permet de discrétiser finement les structures, d'étudier l'antenne et son environnement proche avec différents types de matériaux. Cependant, les volumes et le coût de temps de calculs peuvent être importants et ce malgré les performances des calculateurs.

Les bases de mesures de l'IRCOM et de la société SCE-MAG ont permis d'effectuer dans de bonnes conditions les mesures des prototypes, indispensables pour valider les modèles théoriques. Toutefois, de par sa structure coplanaire, l'antenne est très sensible à son environnement proche (câble, connecteur, support), ce qui peut entraîner des décalages entre mesure et théorie.

Au moyen de ces outils, nous avons pu étudier l'antenne fil-plaque coplanaire dans différentes configurations.

Dans le second chapitre, les qualités intrinsèques de l'antenne ont été étendues vers un aérien bifréquence. En effet, un élément métallique a été ajouté à la structure initiale, créant une nouvelle résonance parallèle et ainsi un nouveau point de fonctionnement. Une étude paramétrique a permis d'en comprendre le fonctionnement. Un prototype couvrant les bandes passantes du GSM et DCS a été réalisé. Les premières mesures donnent des résultats prometteurs pour une application industrielle.

Le troisième chapitre présente une étude de l'antenne FPC au dessus d'un plan réflecteur. L'aérien se comporte au niveau du rayonnement comme une antenne imprimée classique avec

un gain légèrement supérieur. Elle permet aussi d'offrir des dimensions faibles (inférieur à $\lambda/3$).

Le quatrième chapitre traite des réseaux d'antennes FPC avec ou sans plan de masse réflecteur. Nous avons vu que suivant l'agencement spatial des antennes, il était possible d'avoir plusieurs types de rayonnement. Il a été montré que le plan de masse du réseau d'antennes jouait un rôle important sur le diagramme de rayonnement. Cela est d'autant plus vrai lorsqu'on étudie le réseau d'alimentation coplanaire, qui contraint à créer des fentes, entraînant alors la variation de paramètres (fréquence de résonance, perturbation du diagramme de rayonnement, dissymétrie du réseau). Il faudra faire un compromis entre l'adaptation du réseau et les propriétés de rayonnement.

Dans le dernier chapitre, les qualités de l'antenne fil-plaque coplanaire ont été utilisées pour concevoir des aériens dans le domaine de l'automobile. Cela a abouti à des solutions d'antennes bifréquences couvrant les bandes GSM et DCS pour la téléphonie mobile.

Sa facilité d'intégration lui a permis d'être placée à des positions originales sur le véhicule : sur une vitre par exemple.

Les résultats sont assez encourageants : les antennes ont une adaptation satisfaisante. Mais le rayonnement (gain et forme du diagramme) ne satisfait pas complètement au cahier des charges. D'autres études seront nécessaires afin d'améliorer le rayonnement de l'antenne.

A partir de ces travaux de thèse, plusieurs perspectives peuvent être avancées. Tout d'abord, il paraît intéressant de continuer les recherches sur les réseaux d'antennes fil-plaque coplanaires et de leur alimentation coplanaire. Pour cette dernière, de nombreuses optimisations seront nécessaires. Mais une structure, où sont découpés dans un même plan de masse antennes et réseau d'alimentation, pourrait avoir de nombreux débouchés. En effet, la priorité des futurs systèmes de communication est d'avoir un encombrement et des coûts de production réduits.

Dans le domaine automobile, l'antenne pourrait être utilisée notamment en tribandes (GSM, DCS, UMTS).

Enfin, d'autres applications pourront être envisagées, notamment en technologie M.I.D. De plus, grâce à sa topologie uni-planaire, la fil-plaque coplanaire est facilement conformable. Ce qui lui laisse un champ d'investigation assez vaste. On pourrait la retrouver sur des avions, des drones, des casques, etc.

ANNEXES

ANNEXE 1

LA METHODE DES DIFFERENCES FINIES DANS LE DOMAINE TEMPOREL (F.D.T.D)

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell à l'aide d'un schéma explicite aux différences finies centrées. La résolution des équations de Maxwell exprimées sous leur forme locale a été effectuée pour la première fois par Yee (1966). Cette résolution numérique nécessite une discrétisation spatio-temporelle. Le volume de l'espace est donc discrétisé en cellules simples (ou mailles élémentaires) parallélépipédiques (**figure A1.1**).

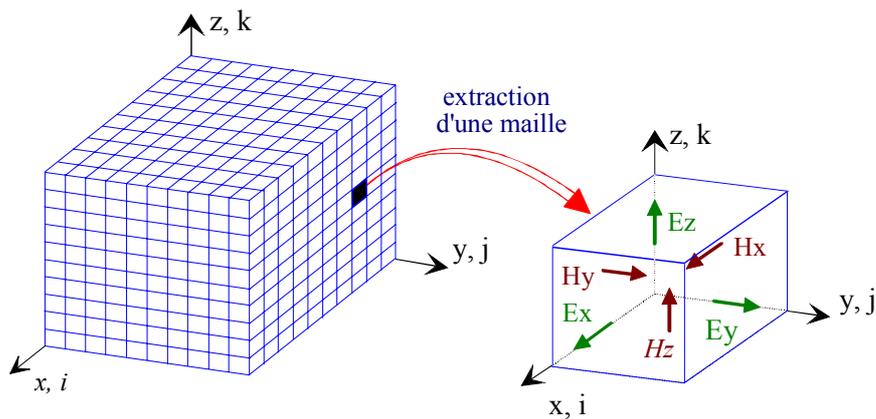


Figure 2.1 : *Volume de calcul et cellule élémentaire*

L'espace physique considéré est ainsi divisé en cellules élémentaires dans lesquelles les six composantes des champs électromagnétiques sont calculées.

La discrétisation temporelle est effectuée avec des pas d'échantillonnage constants, Δt , comme représenté ci-dessous (**figure A1.2**).

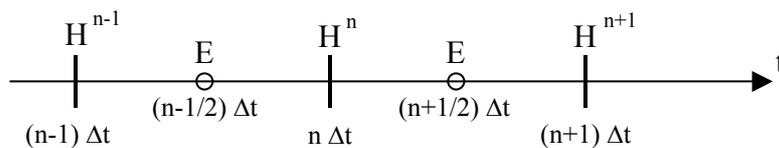


Figure A1.2 : *Discrétisation temporelle*

Les champs magnétiques sont évalués à des instants multiples pairs du demi-pas $\Delta t/2$ d'échantillonnage temporel et les champs électriques aux instants multiples impairs. Le choix de cette discrétisation spatio-temporelle est imposé par la nécessité de centrer les dérivées spatiales et temporelles.

Les expressions des équations de Maxwell discrétisées sont introduites dans l'algorithme de calcul présenté sur la **figure A1.3**.

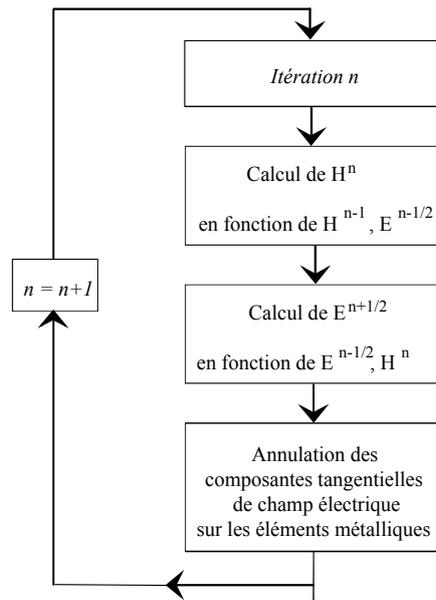


Figure A1.2 : *Algorithme de calcul des champs*

Pour être appliqué au cas spécifique des antennes, cet algorithme de calcul nécessite certaines extensions, comme la simulation de l'espace libre, le traitement des interfaces diélectriques, la modélisation des fils, ou encore le calcul du champ rayonné à l'infini. Ces différentes méthodes sont brièvement décrites dans les paragraphes suivants.

I – PROBLEMES AUX LIMITES

Le volume de calcul utilisé par la méthode des différences finies comprend, outre le maillage de l'objet étudié, la discrétisation de l'espace autour de cet objet. Cette dernière est assez délicate puisqu'elle doit simuler un espace libre, supposé infini. Or, la capacité de calcul étant nécessairement finie, un problème survient dans le calcul des champs situés à la limite du volume. En effet, comme le montre la **figure A1.4**, il est impossible de déterminer, par

exemple, la composante E_x aux frontières du domaine discrétisé, car il serait nécessaire de connaître la valeur de H_z à l'extérieur de ce même volume.

Une annulation pure et simple de cette composante E_x équivaldrait à placer un court-circuit électrique qui créerait des réflexions parasites des ondes aux frontières du domaine de calcul et perturberait le calcul des champs électromagnétiques à l'intérieur de celui-ci.

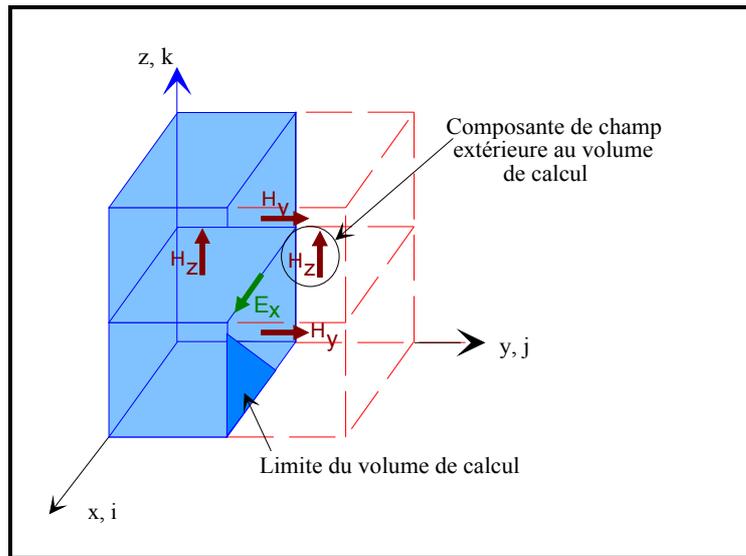


Figure A1.3 : Calcul de E_x aux frontières du maillage

Pour résoudre ce problème, il existe une méthode de calcul dite des « couches absorbantes », qui consiste à simuler l'espace infini par des couches placées aux limites de l'espace discrétisé, et atténuant les ondes réfléchies [A1.1].

A l'heure actuelle, les plus efficaces sont les couches absorbantes dites **P.M.L.** (Perfectly Matched Layers), développées par Bérenger [A1.2]. Précisons qu'il existe un autre type de couches absorbantes communément utilisées dans la littérature, appelées **A.B.C.** (Absorbing Boundary Condition) pour lesquelles les premiers travaux ont été publiés par Mur [A1.3] et Liao [A1.4].

II – MODELISATION DES SURFACES METALLIQUES ET DES INTERFACES DIELECTRIQUES

II.1 – Surfaces métalliques

Les surfaces métalliques sont simulées en annulant les composantes tangentielles du champ électrique (condition de court-circuit parfait), la conductivité de ces plaques étant considérée infinie. Un schéma de la discrétisation de la plaque métallique, ainsi que des composantes du champ électrique qui doivent être forcées à zéro, est proposée sur la **figure A1.5**.

Le fait d'annuler les composantes du champ électrique sur le contour de la plaque métallique, soulève une ambiguïté quant à ses limites exactes. Celles-ci sont comprises entre les dimensions définies par le maillage et un contour supérieur d'une demi-maille de part et d'autre. Ceci engendre donc une source d'erreur sur la connaissance précise de la fréquence de résonance d'une antenne, liée aux dimensions des éléments métalliques.

Pour connaître les dimensions réelles modélisées d'une plaque métallique, une étude paramétrique [A1.5] a été menée et la confrontation entre la théorie et la mesure a conduit à un facteur empirique égal à 0,75.

Par exemple, la longueur L d'une plaque modélisée par n cellules élémentaires de dimensions Δ sera égale à : $L=(n+0,75).\Delta$

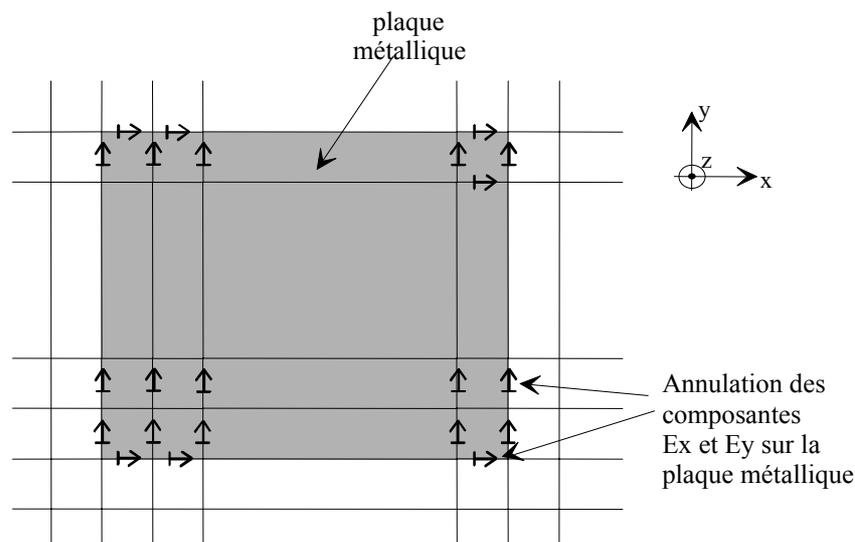


Figure 2.4 : Plaque métallique (vue de dessus).

II.2 – Interfaces diélectriques

Le traitement d'une interface séparant deux milieux diélectriques linéaires, homogènes et isotropes pose un problème lors de la discrétisation des équations de Maxwell. En effet, le traitement numérique se fait d'après le calcul des composantes tangentes du champ électrique à l'interface en considérant l'intégration sur un contour situé en partie dans un milieu de permittivité relative ϵ_{r1} , et d'autre part dans un second milieu de permittivité relative ϵ_{r2} (**figure A1.6**).

L'expression de l'équation de MAXWELL-AMPERE sous forme intégrale nécessite la discrétisation de l'intégrale suivante : $\iint_S \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} dS$ (A1.1).

Les composantes tangentes du champ électrique à l'interface des diélectriques sont donc considérées dans un milieu équivalent de permittivité relative $\epsilon_{eq} = (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2})/2$, correspondant à la valeur moyenne des permittivités relatives des matériaux.

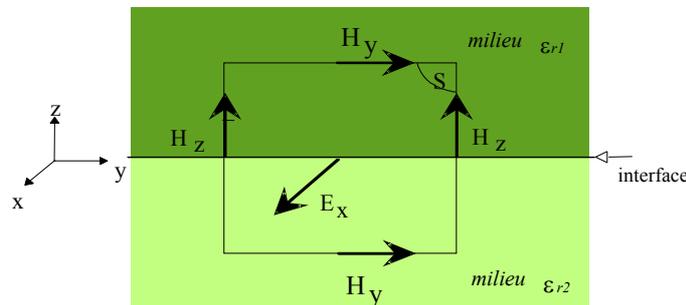


Figure A1.6 : Traitement de l'interface. Composante E_x

De manière plus générale, un développement similaire permet de traiter les composantes du champ électrique sur n'importe quel nœud diélectrique (**figure A1.7**), selon $\epsilon_{eq} = (\epsilon_{r1} + \epsilon_{r2} + \epsilon_{r3} + \epsilon_{r4})/4$ et de tenir compte des limitations géométriques des matériaux diélectriques suivant les trois directions spatiales.

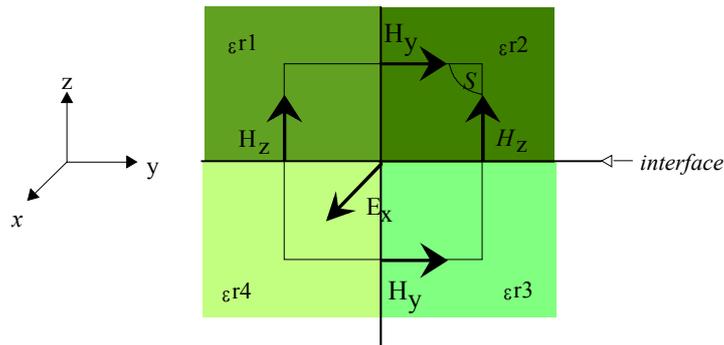


Figure A1.7 : *Traitement de la composante E_x sur un nœud diélectrique*

III – CALCUL DU CHAMP RAYONNE A L'INFINI

L'étude en régime transitoire par la méthode des différences finies permet de caractériser le comportement en champ proche des structures étudiées. Pour compléter l'approche temporelle en champ proche, il a été développé une méthode dite mixte, temporelle - fréquentielle, qui associe aux différences finies en temporel une approche harmonique rigoureuse adaptée au calcul des champs lointains en fréquentiel, lesquels sont obtenus après une transformation de Fourier des courants temporels.

Cette méthode, basée sur le principe de Huygens, a été développée afin de calculer les champs à grande distance, à partir des sources électromagnétiques équivalentes, disposées sur une surface fictive entourant la structure rayonnante. Ceci s'effectue à l'aide des intégrales de rayonnement. Compte tenu de l'application envisagée où la connaissance des champs lointains est principalement demandée à des fréquences particulières, les intégrales de rayonnement harmonique ont été utilisées, de préférence aux intégrales temporelles de rayonnement [A1.6] qui nécessitent une programmation plus complexe et coûteuse en place mémoire et en temps de calcul. Ces intégrales font intervenir les courants fréquentiels obtenus après transformation de Fourier des courants temporels calculés par la méthode des différences finies.

Cette technique est particulièrement puissante et rigoureuse puisque aucune hypothèse analytique n'est faite sur les intégrales de rayonnement en champ lointain. Il est alors possible d'étudier le rayonnement d'aériens à structure complexe et notamment d'antennes disposées

sur des supports finis. Une extension du principe a été effectuée pour traiter des structures sur plan de masse infini.

III.1 – Notion de sources équivalentes

La méthode repose sur une technique de Sobolev [A1.7] qui consiste à introduire dans un problème d'équations aux dérivées partielles, des conditions aux limites au moyen de discontinuités artificielles. En électromagnétisme, cette technique est la base du théorème d'équivalence [A1.8] [A1.9].

Considérons un champ électromagnétique (\vec{E}_i, \vec{H}_i) se propageant dans un espace constitué de deux domaines V_i et V_e séparés par une frontière immatérielle (S) de normale extérieure \vec{n} (**figure A1.8**).

Les sources équivalentes ou sources de Huygens sont définies à la discontinuité artificielle introduite sur la frontière (S) en posant que le champ électromagnétique est nul dans tout le domaine intérieur V_i et égale à (\vec{E}, \vec{H}) dans le domaine extérieur V_e .

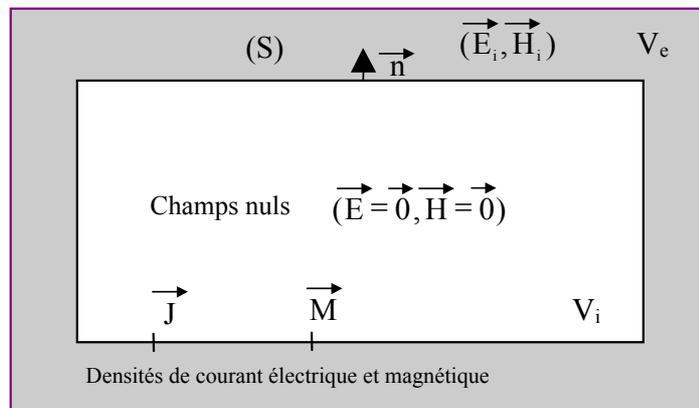


Figure A1.8 : Illustration du problème de sources équivalentes

La théorie des distributions permet, en exprimant les équations de Maxwell au sens des distributions, de démontrer que la discontinuité des champs électromagnétiques imposée à travers la frontière (S) se traduit par l'apparition de densités de courants électrique et magnétique, localisées sur cette même frontière. Ces densités de courant peuvent être considérées comme des sources électromagnétiques réparties qui illuminent l'extérieur de la frontière (S) créant un champ nul à l'intérieur.

ANNEXE 2

DISPOSITIFS EXPERIMENTAUX

I – BASE DE MESURE DE L'IRCOM

1.1 - Mesure en adaptation

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Il compare l'onde réfléchie par l'antenne à l'onde incidente dans le plan de référence imposé au cours de la calibration du dispositif (**figure A2.1**).

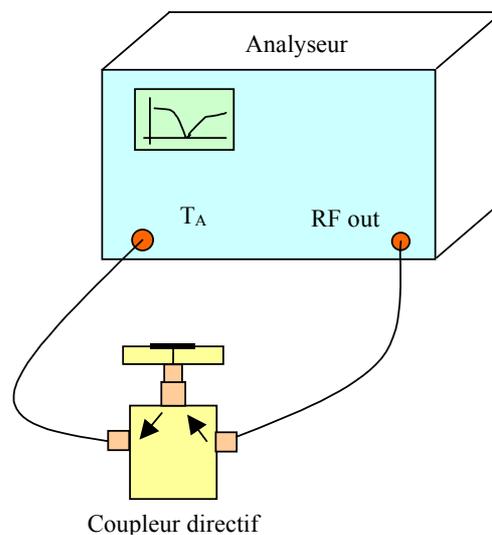


Figure A2.1 - Dispositif de mesure du S_{11} .

1.2 - Mesures en rayonnement

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception.

La base de mesure d'antenne de l'IRCOM, dont le principe de fonctionnement est représenté **figure A2.2**, est pilotée par un ordinateur. Dans cette configuration, on utilise à la fois la source hyperfréquence du WILTRON 360, pour alimenter l'antenne d'émission, et l'analyseur lui-même pour déterminer le bilan de liaison.

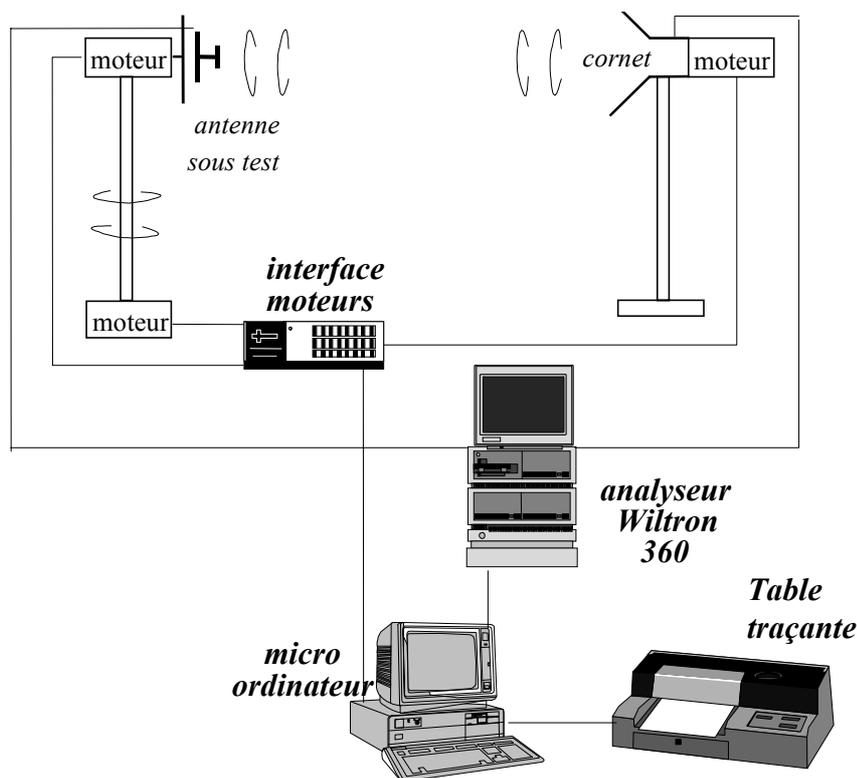


Figure A2.2 - Schéma de principe du banc de mesure d'antennes en rayonnement.

Une antenne émettrice (cornet "ridgé" fonctionnant entre 1 et 12,4 GHz) à polarisation linéaire et pilotée par l'ordinateur, est placée sur un positionneur autorisant une rotation de 360°, autour de l'axe entre les antennes d'émission et de réception.

L'antenne sous test récupère l'énergie émise. De même, elle est positionnée sur un plateau mobile permettant une rotation de 180° ou 360°. La mesure évalue en transmission l'atténuation du signal reçu en fonction de l'angle de rotation de l'antenne sous test. La visualisation du diagramme dans l'espace est malaisée, aussi est-il souvent représenté dans les plans de coupe particuliers fournissant suffisamment d'information.

Le gain de l'antenne est calculé simultanément avec la mesure du diagramme de rayonnement par comparaison entre le signal émis et le signal reçu. On évalue l'atténuation α de la liaison radioélectrique, qui est reliée au gain de l'antenne, par la formule de transmission de Friis :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho \quad (\text{A2.1})$$

d'où :

$$G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{A2.2})$$

avec G_r : le gain réalisé de l'antenne sous test dans le direction du cornet,
 G_{rc} : le gain réalisé du cornet dans son axe,
 R : la distance entre l'antenne sous test et le cornet,
 λ : la longueur d'onde de fonctionnement de l'air,
 ρ : le rendement de polarisation.

Ces quatre derniers facteurs étant connus, la mesure de α fournit directement la valeur de G_r .

Tenant compte d'une éventuelle désadaptation, l'obtention du gain de l'antenne nécessite une évaluation de la réflexion à l'entrée de l'antenne :

$$G_a = \frac{G_R}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{A2.3})$$

II – BASE DE MESURE DE SCE - MAG

II.1 - Mesure en adaptation

Cette mesure est identique au procédé utilisé dans la base de l'IRCOM. L'analyseur WILTRON 360 est simplement remplacé par un autre portable de type HP8594E.

II.2 - Mesure en rayonnement

Le schéma de la **figure A2.3** présente le dispositif utilisé pour la mesure du rayonnement dans cette configuration « terrain ».

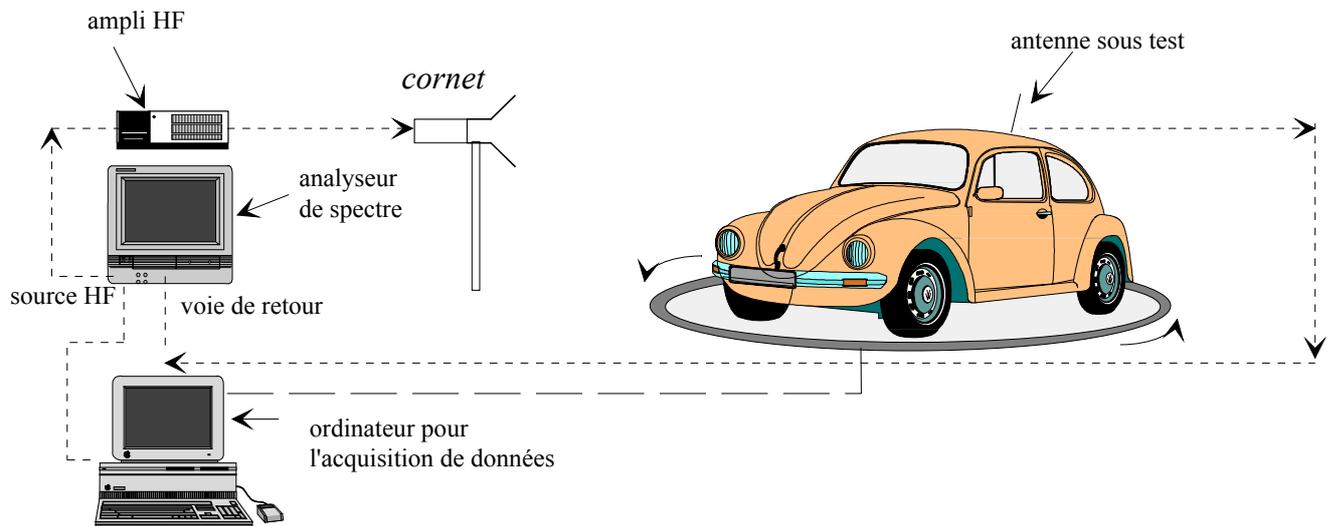


Figure A2.3 - Schéma du banc de mesure d'antennes en rayonnement.

On utilise la source de l'analyseur de spectre pour injecter le signal à la fréquence souhaitée avec une puissance maximale (2.75 dBm). Le signal est alors amplifié de 40 dB car, les câbles étant longs, les pertes qu'ils induisent sont importantes. L'amplificateur est ainsi nécessaire pour sortir le signal reçu du bruit. L'émission arrive ensuite au cornet qui rayonne la porteuse vers l'antenne selon la polarisation choisie. L'amplitude reçue par l'aérien est ensuite lue en sortie de l'analyseur de spectre et gérée par l'ordinateur. Ce dernier commande alors au plateau tournant d'effectuer une rotation suivant la direction et le pas choisis par l'utilisateur.

ANNEXE 3**GAINS ET DIRECTIVITE D'UNE ANTENNE**

En toute généralité, le gain se définit par :

" 4π fois le rapport de la puissance rayonnée par unité d'angle solide dans la direction (θ, ϕ) à une puissance P de référence".

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{Pr(\theta, \phi)}{P} \quad (\text{A3.1})$$

Selon le choix de la puissance de référence P , trois définitions du gain sont communément utilisées (**Figure A3.1**) :

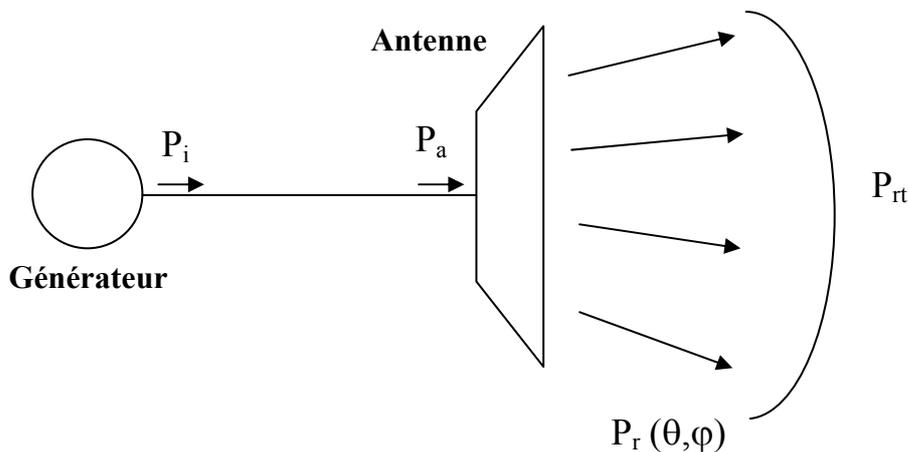


Figure A3.1 - Comparaison des impédances d'entrée.

Avec : P_i = Puissance incidente

P_a = Puissance acceptée par l'antenne

P_{rt} = Puissance rayonnée totale

- Si la puissance de référence est la puissance P_i délivrée par le générateur, la quantité :

$$G_R(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \varphi)}{P_i} \quad (\text{A3.2})$$

est appelé **gain réalisé**. Sa valeur prend en compte toutes les pertes (désadaptation, effet Joule, pertes diélectriques).

- Si la puissance de référence est la puissance P_a acceptée par l'antenne, la quantité :

$$G_a(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \varphi)}{P_a} \quad (\text{A3.3})$$

est appelé **gain de l'antenne**. Cette définition ne tient pas compte des pertes par désadaptation. Par contre, elle inclut les pertes ohmiques et diélectriques.

- Si la puissance de référence est la puissance totale rayonnée P_{rt} , la quantité :

$$D(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{P_r(\theta, \varphi)}{P_{rt}} \quad (\text{A3.4})$$

est appelé **directivité**. Cette grandeur est caractéristique de l'antenne seule, mesurant la capacité de l'aérien à concentrer l'énergie dans une direction particulière.

Ces trois gains peuvent être reliés par :

$$G_R(\theta, \varphi) = (1 - |S_{11}|^2) G_a(\theta, \varphi) = \frac{P_r}{P_a} (1 - |S_{11}|^2) D(\theta, \varphi) \quad (\text{A3.5})$$

ANNEXE 4

INFLUENCE DES DIFFÉRENTS PARAMÈTRES PHYSIQUES DE L'ANTENNE FIL-PLAQUE MONOPOLAIRE

La connaissance de l'influence des paramètres géométriques de l'antenne sur ses caractéristiques électriques permet de contrôler son impédance d'entrée au voisinage de la résonance parallèle originale. Ces paramètres, pour une antenne avec un fil de masse sont au nombre de dix :

- La hauteur entre les deux plans,
 - La permittivité du substrat,
 - La surface du toit supérieur,
 - La forme du toit supérieur,
 - La surface du plan de masse (infinie ou non),
 - Le rayon et la position du fil de masse,
 - Le rayon et la position de la sonde,

Le déplacement conjoint des deux fils.

Ce nombre important de grandeurs permet de multiplier les configurations possibles et d'adapter au mieux l'aérien si on en maîtrise bien l'influence. Le tableau présenté sur la **figure A4.1** propose un récapitulatif de l'effet qualitatif des divers paramètres sur les caractéristiques électriques de l'antenne.

PARAMETRES		Fréquence de résonance	Amplitude à la résonance	facteur de qualité
Hauteur	↗	↘	□	↘
Permittivité du substrat	↗	↘	↗	↗
Longueur du toit	↗	↘	□	□
Largeur du toit	↗	↘	□	□
Surface du toit	↗	↘	□	□
Forme du toit	□ ○ △	□	□	□
Longueur-largeur du plan de masse	↗	↗↔	↗↔↔	↗↔↔
rayon de la sonde coaxiale	↗	□	□	□
Rayon du fil de masse	↗	↗	↘	↘
Déplacement de la sonde coaxiale	Centre vers extrémité	□	↗	↗
Déplacement du fil de masse	Centre vers extrémité	↘	↗	↗
Déplacement conjoint des fils	Centre vers extrémité	↘	□	↗

↘ diminution □ stabilité ↗ augmentation

Figure A4.1 - Tableau de paramétrage d'une antenne FPM à un seul fil de retour.

L'utilisation de plusieurs fils de retour augmente d'autant plus le nombre de paramètres (distance entre les différents fils,...) et permet une liberté encore plus grande pour adapter le dispositif (**Figure A4.2**). Cependant, il apparaît par expérience, pour des résultats identiques en terme de caractéristiques électriques et de rayonnement, qu'une antenne à plusieurs courts-circuits aura un encombrement plus grand qu'une antenne avec un seul fil de retour.

PARAMETRES			Fréquence de résonance	résistance de résonance	facteur de qualité
Hauteur		↗	↘	□	↘
Permittivité du substrat		↗	↘	↗	↗
Dimensions du toit		↗	↘	□	□
Longueur-largeur du plan de masse		↗	↔↔	↔↔↔	↔↔↔
rayon de la sonde coaxiale		↗	□	□	□
rayon d'un ou des fils de masse		↗	↗	↘	↘
Déplacement de la sonde coaxiale		Centre vers extrémité	□	↗	↗
Déplacement d'un fil de masse		Centre vers extrémité	↘	↗	↗
Déplacement des fils	Distance entre fils constante	Centre vers extrémité	↘	↗	↗
	De masse	Distance entre fils variable ↗	↗	↗	↘
Déplacement conjoint de tous les fils		Centre vers extrémité	↘	□	↗

↘ diminution □ stabilité ↗ augmentation

Figure A4.2 - Tableau de paramétrage d'une antenne FPM à plusieurs fils de retour.

En ce qui concerne les modifications dues aux variations de ces différents paramètres, sur le diagramme de rayonnement à la nouvelle fréquence parallèle, en mettant à part la limitation du plan de masse déjà évoquée dans ce chapitre, il est remarquable que seuls le choix du substrat diélectrique et la position du fil de masse ont une influence notable sur la forme et le niveau du rayonnement de l'antenne. Les pertes inhérentes au substrat et la permittivité qui le caractérise impliquent une diminution du gain proportionnelle à ces valeurs (**Figure A4.3**). Le décentrement du ou des fils de retour (**figure A4.4**) détériore la symétrie de

révolution du dispositif, favorisant la composante croisée E_φ au détriment de la composante principale E_θ (**Figure A4.5**). Le diagramme de rayonnement apparaît alors dégradé, dans le plan des fils, dans les directions proches du zénith (diminution du « trou » dans ces directions).

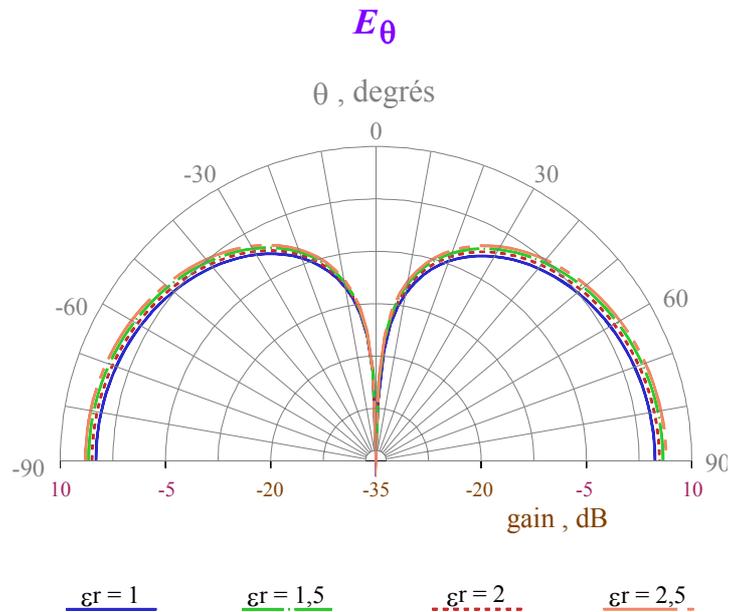


Figure A4.3 - Diagramme de gain intrinsèque en fonction de la permittivité diélectrique ϵ_r du substrat (plan des fils).

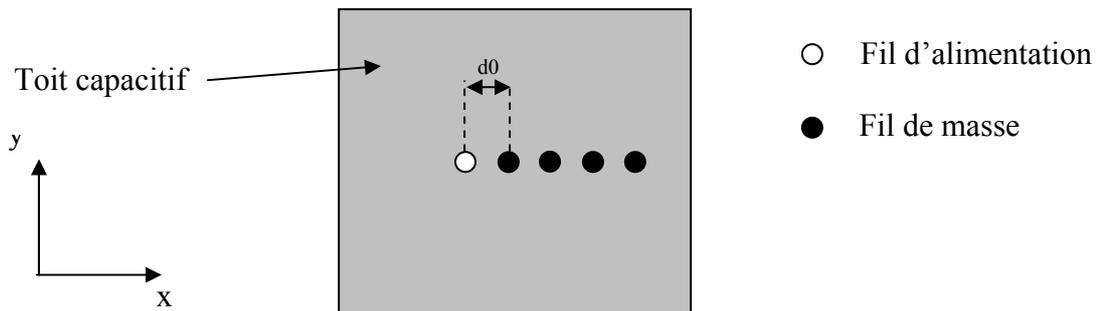


Figure A4.4 : Différentes positions du fil de masse.

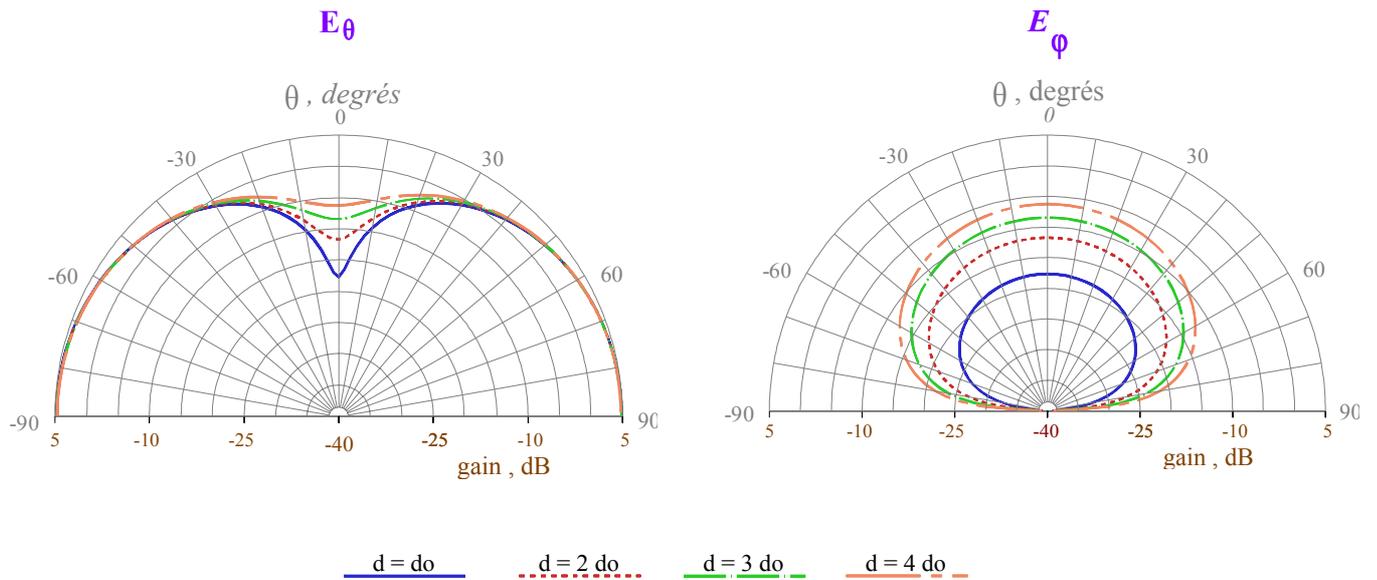


Figure A4.5 - Diagrammes de gain en fonction de la position du fil de masse (plan des fils).

L'ensemble de ces paramètres confère à l'antenne FPM une grande variété de configurations, ce qui donne au concepteur une grande liberté pour répondre au mieux aux spécificités imposées par un cahier des charges.

ANNEXE 5

INFLUENCE DES PARAMÈTRES PHYSIQUES DE L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE BIFRÉQUENCE SUR LES PARTIES REELLE ET IMAGINAIRE DE L'IMPEDANCE D'ENTREE

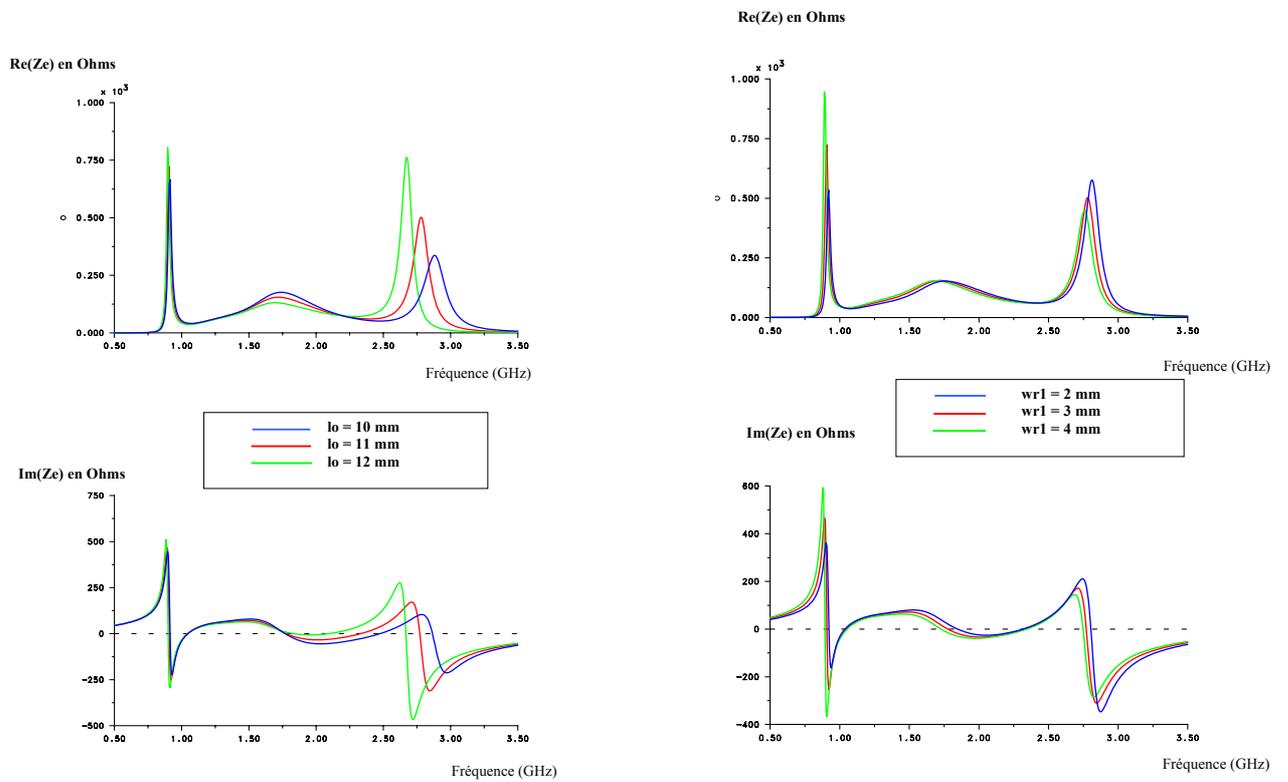


Figure A5.1 : Influence de la longueur du ruban parasite (l_{p0}).

Figure A5.2 : Influence de w_{r1} .

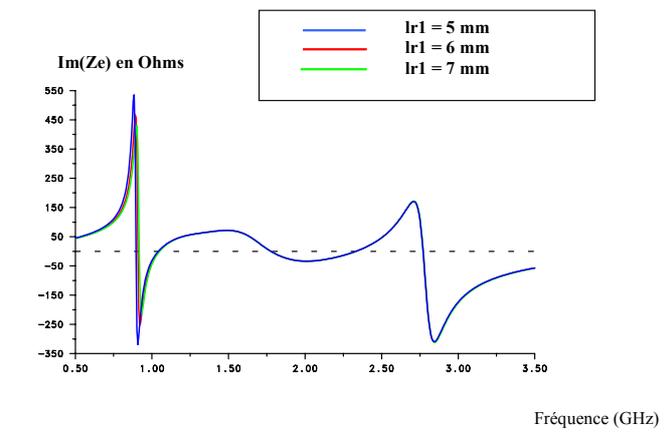
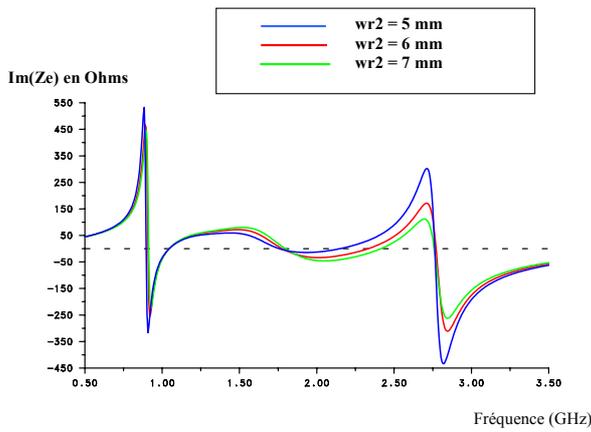
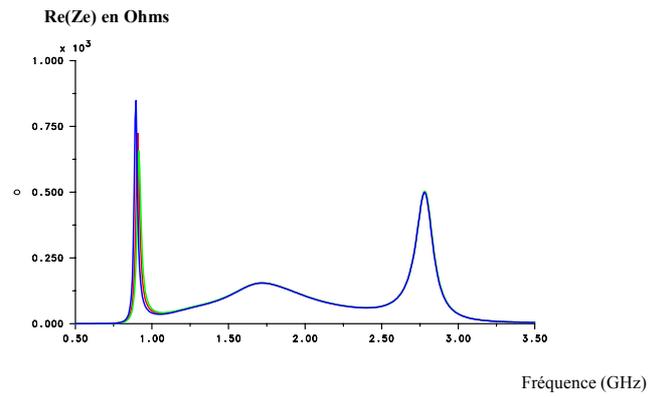
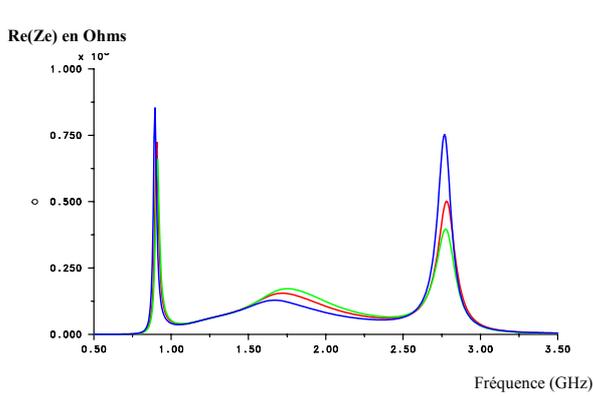


Figure A5.3 : Influence de wr_2 .

Figure A5.4 : Influence de lr_1 .

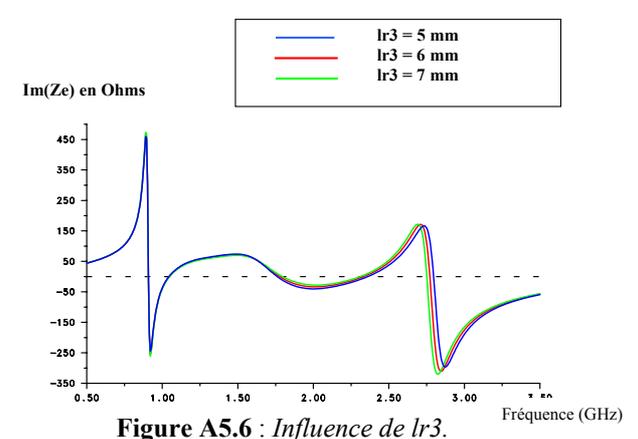
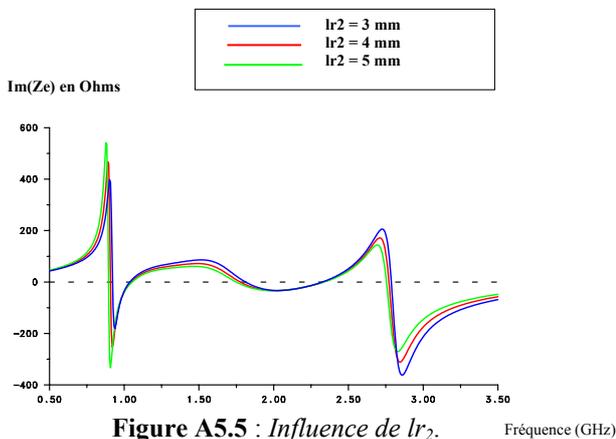
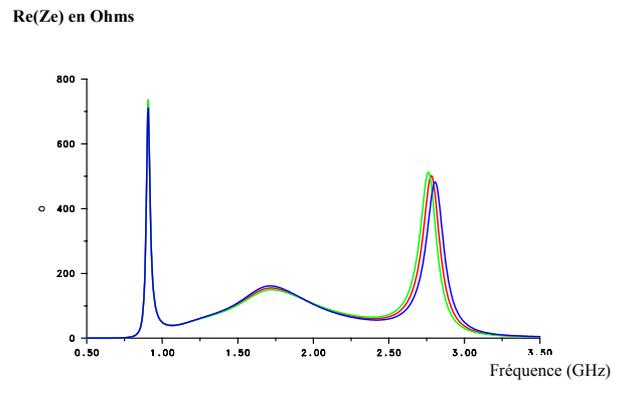
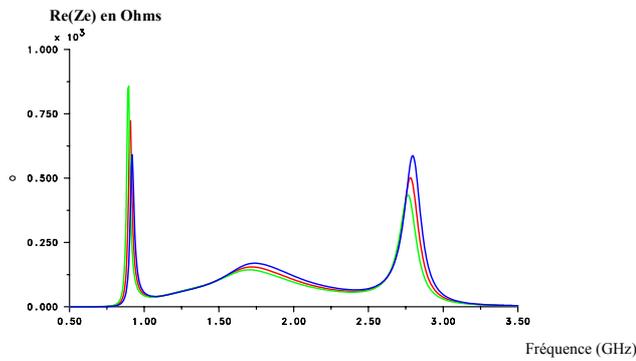
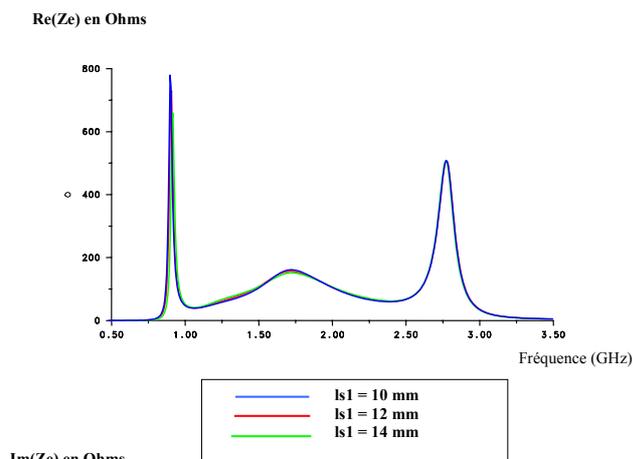
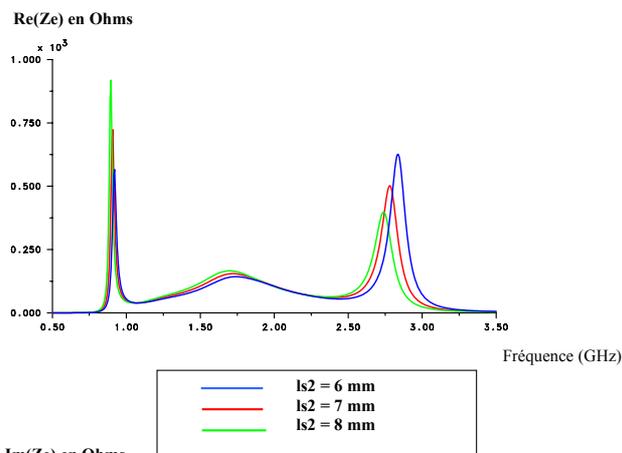
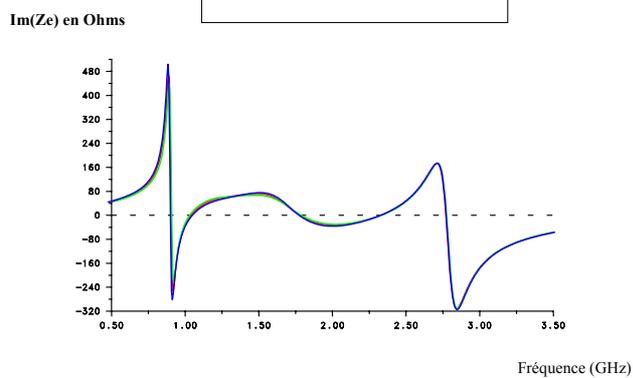


Figure A5.5 : Influence de lr_2 .

Figure A5.6 : Influence de lr_3 .



— $l_1 = 10 \text{ mm}$
 — $l_1 = 12 \text{ mm}$
 — $l_1 = 14 \text{ mm}$



— $l_2 = 6 \text{ mm}$
 — $l_2 = 7 \text{ mm}$
 — $l_2 = 8 \text{ mm}$

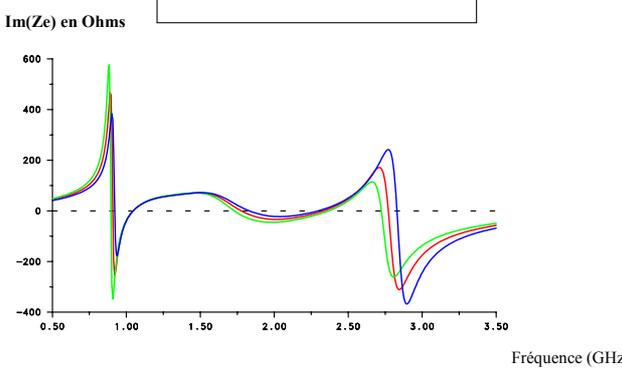
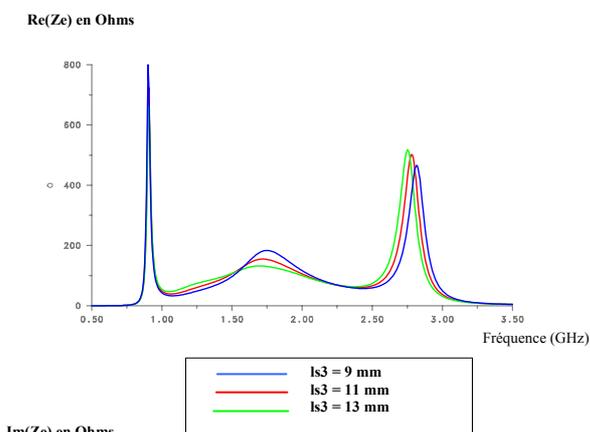


Figure A5.7 : Influence de l_1 .

Figure A5.8 : Influence de l_2 .



— $l_3 = 9 \text{ mm}$
 — $l_3 = 11 \text{ mm}$
 — $l_3 = 13 \text{ mm}$

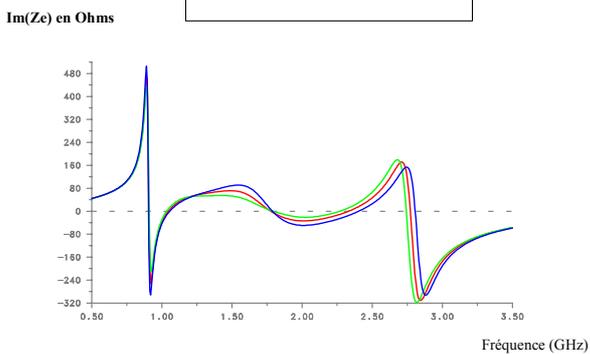
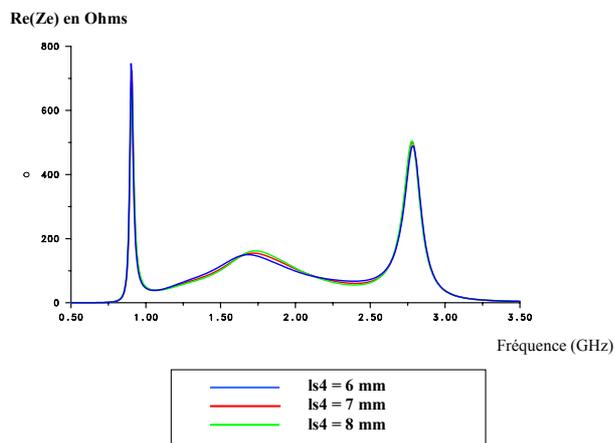


Figure A5.9 : Influence de l_3 .



— $l_4 = 6 \text{ mm}$
 — $l_4 = 7 \text{ mm}$
 — $l_4 = 8 \text{ mm}$

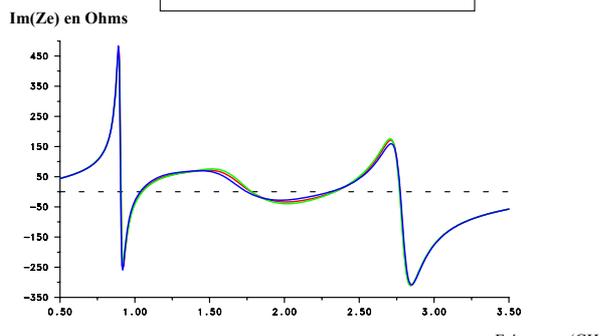


Figure A5.10 : Influence de l_4 .

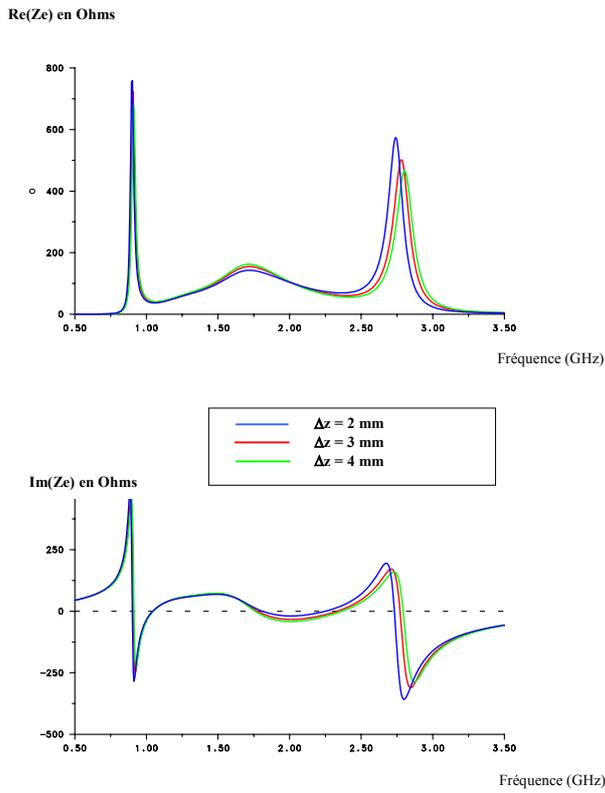


Figure A5.11 : Influence de Δz .

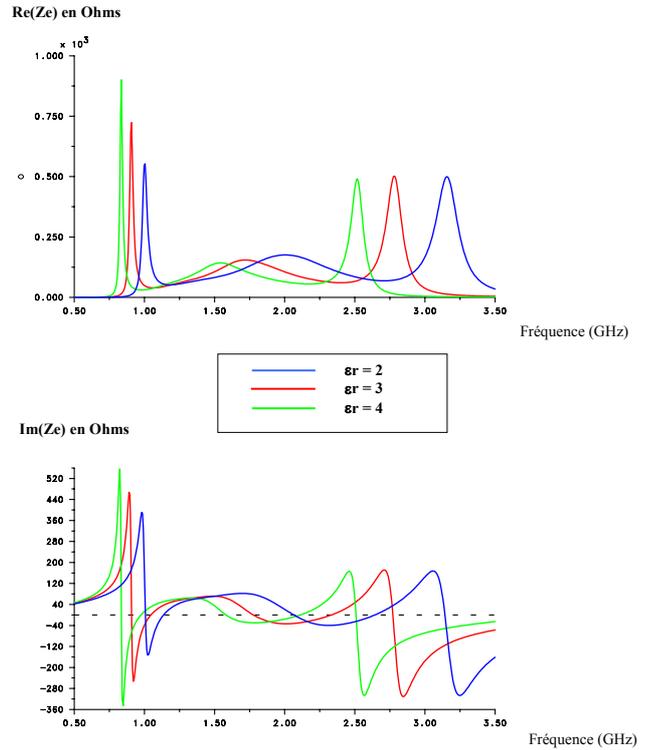


Figure A5.12 : Influence de ϵ_r .

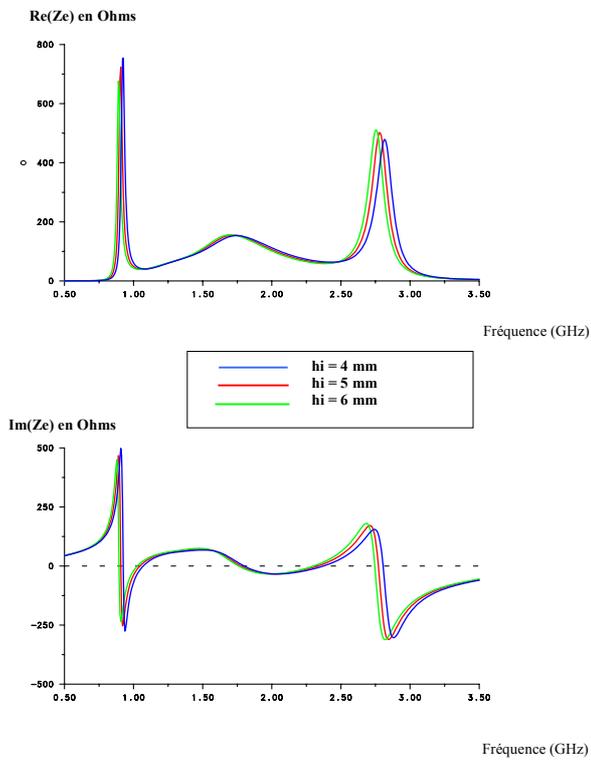


Figure A5.13 : Influence de h_i .

ANNEXE 6

INFLUENCE DE LA MODIFICATION DES PONDERATIONS EN AMPLITUDE SUR LE RAYONNEMENT

Dans le but de diminuer les lobes secondaires, les pondérations en amplitude ont été étudiées [IV.3] sur le réseau d'antennes fil-plaques coplanaires défini au **chapitre IV**. Les aériens sont séparés de $0.5\lambda_0$.

Pour être efficace, cette pondération en amplitude doit s'appliquer sur les 2 antennes des extrémités du réseau, les 2 autres n'étant pas pondérées. Les différentes valeurs de pondération utilisées sont récapitulées sur la **figure A6.1**.

N° Antenne	Amplitude	Phase
1	0.4 à 0.8	0
2	1	0
3	1	0
4	0.4 à 0.8	0

Figure A6.1 : *Pondérations en amplitude et en phase du réseau.*

Les effets de ces amplitudes sur le rayonnement du réseau sont montrés sur la **figure A6.2**.

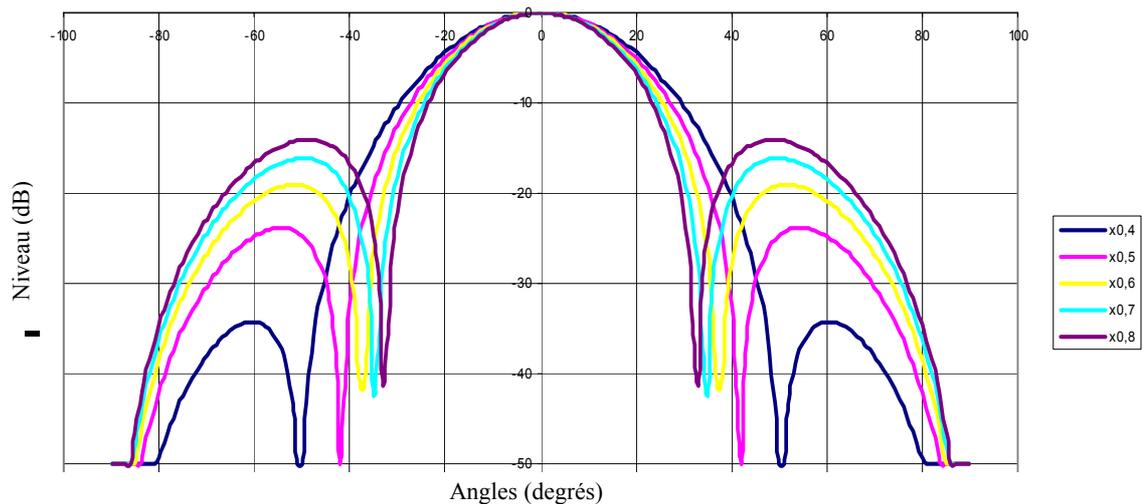


Figure A6.2 : *Influence de pondération en amplitude sur le rayonnement du plan $\varphi=90^\circ$.*

On constate que des pondérations en amplitudes comprises entre 0.4 et 0.6 permettent d'abaisser les lobes secondaires à moins de 20dB.

ANNEXE 7**TRANSFORMATIONS D'IMPEDANCES ET CALCUL DES
PONDERATIONS DANS LES RESEAUX D'ANTENNES****I – LES TRANSFORMATIONS D'IMPEDANCES**

Un des rôles du 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 :

$$Z_r = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \operatorname{tg}\beta l}{Z_c + jZ_L \operatorname{tg}\beta l} \quad (\text{A7.1})$$

$$\text{où } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (\text{A7.2})$$

Ainsi on peut noter que pour des valeurs remarquables de longueurs de lignes l'expression (A7.1) se simplifie. Par exemple,

$$\text{- pour } l = \lambda_g/4 \text{ on a } Z_r = \frac{Z_c^2}{Z_L} \quad (\text{A7.3})$$

$$\text{- pour } l = \lambda_g/2 \text{ on a } Z_r = Z_L \quad (\text{A7.4})$$

L'expression (A7.3) 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.

II – METHODE DE PONDERATION

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 chacune des antennes.

Considérons une cellule élémentaire de deux antennes séparées par deux transformateurs quart d'onde d'impédance caractéristique Z_{c1} . 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 A7.1**.

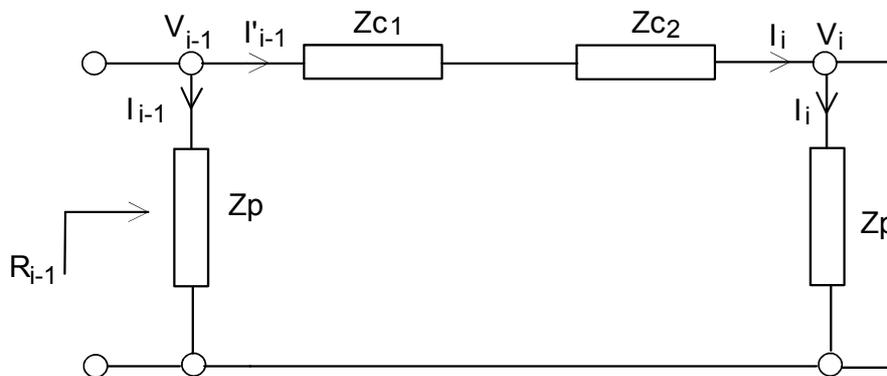


Figure A7.1 : Schéma équivalent de la cellule {patch - ligne - patch}

On peut donc écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{i-1} \\ I'_{i-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & j \cdot Z_{c1} \cdot \sin \theta_1 \\ \frac{j \cdot \sin \theta_1}{Z_{c1}} & \cos \theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta_2 & j \cdot Z_{c2} \cdot \sin \theta_2 \\ \frac{j \cdot \sin \theta_2}{Z_{c2}} & \cos \theta_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_i \\ I_i \end{bmatrix} \quad (A7.5)$$

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 :

$$V_{i-1} = R_p I_{i-1} \quad (\text{A7.6})$$

$$V_i = R_p I_i \quad (\text{A7.7})$$

La relation matricielle nous donne :

$$\frac{V_i}{V_{i-1}} = \frac{I_i}{I_{i-1}} = \frac{-Z_{c_2}}{Z_{c_1}} \quad (\text{A7.8})$$

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 :

$$\frac{V_i}{V_{i-1}} = \frac{I_i}{I_{i-1}} = \frac{Z_{c_4}}{Z_{c_3}} \cdot \frac{Z_{c_2}}{Z_{c_1}} \quad (\text{A7.9})$$

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.

ANNEXE 8

MESURE DE DIAGRAMMES DE RAYONNEMENT

Le diagramme de rayonnement du réseau 2, défini au chapitre IV § III.5, a été mesuré dans les plans $\varphi=90^\circ$ et $\theta=90^\circ$ (figures A8.1 et A8.2).

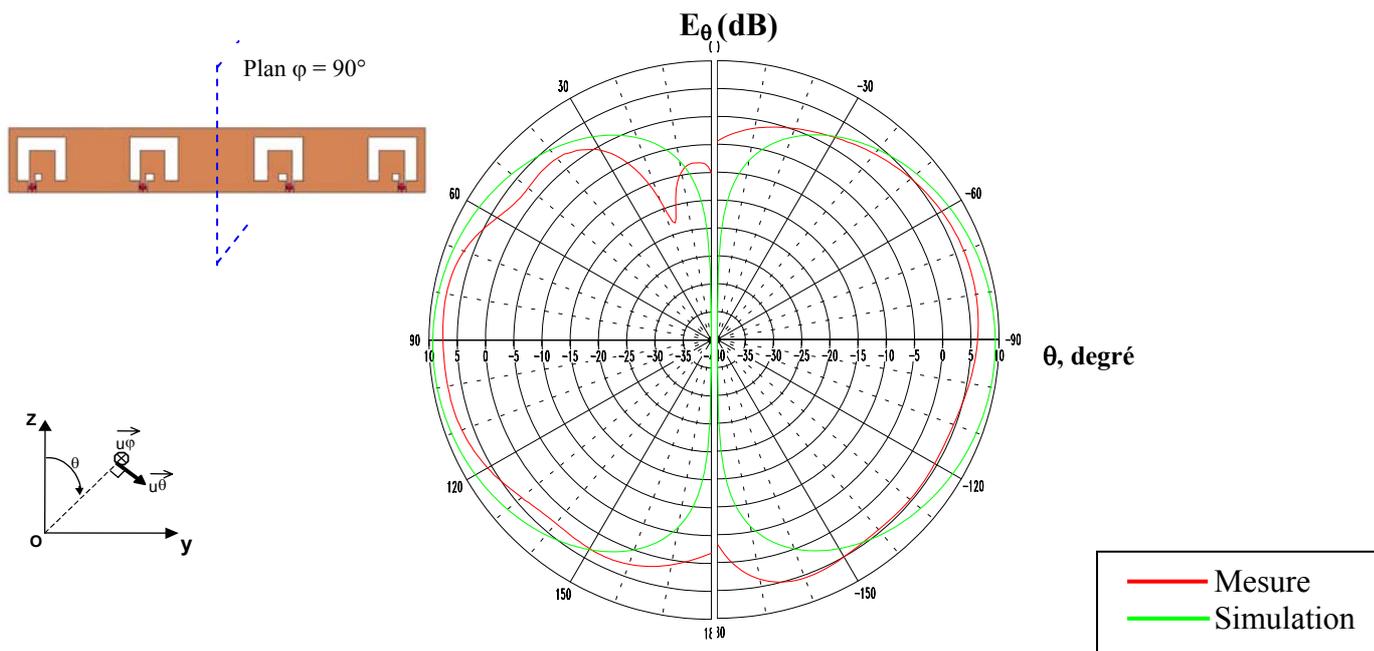


Figure A8.1 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\varphi = 90^\circ$.

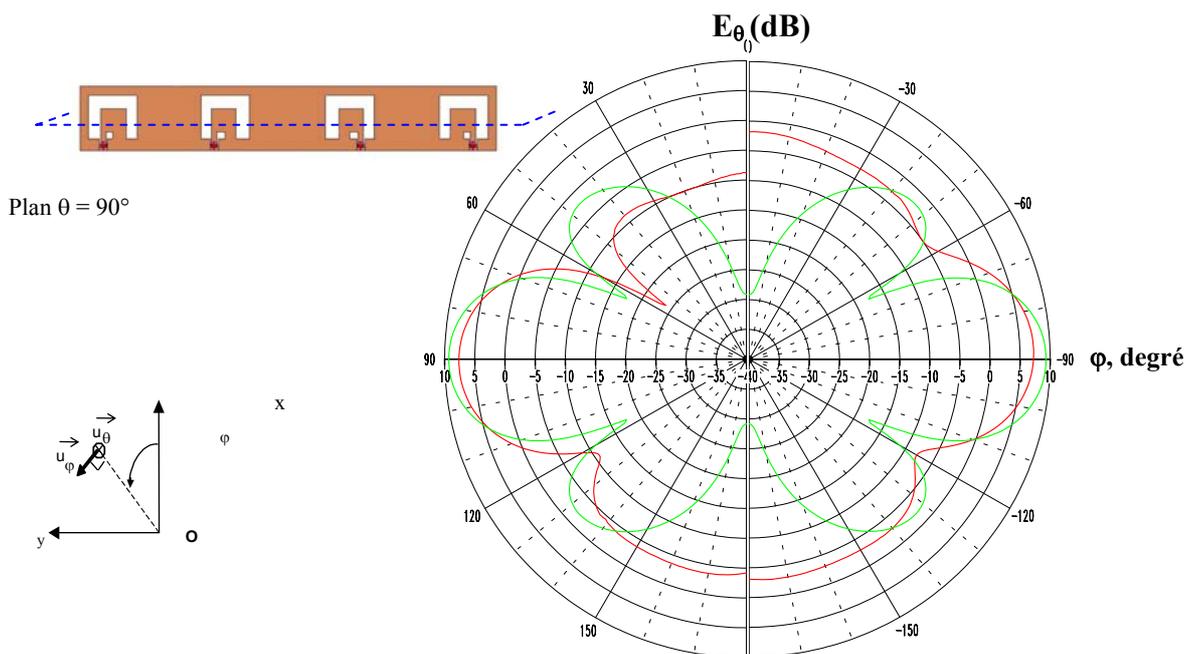


Figure A8.2 : Diagramme de rayonnement à la fréquence d'adaptation dans le plan $\theta = 90^\circ$.

ANNEXE 9

INFLUENCE D'UN GRAND PLAN DE MASSE SUR LE COMPORTEMENT DE L'ANTENNE FIL-PLAQUE COPLANAIRE BIFRÉQUENCE

La **figure A9.1** représente l'antenne encastrée dans un grand plan de masse, les dimensions de ce dernier sont de 300 x 50 mm. La structure rayonnante ainsi définie est posée sur une vitre feuilleté (cf. **Chapitre V, § III**) de 300 x 300 mm.

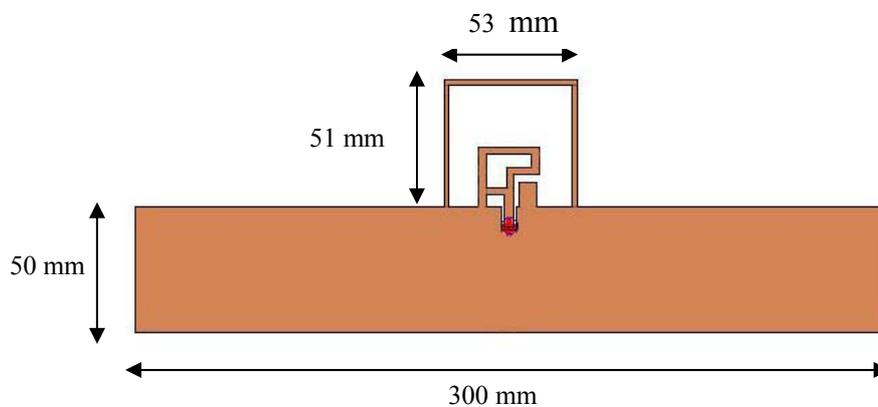


Figure A9.1 : Antenne avec un grand plan de masse.

La **figure A9.2** propose la comparaison du TOS entre une antenne avec un grand plan de masse et une antenne seule.

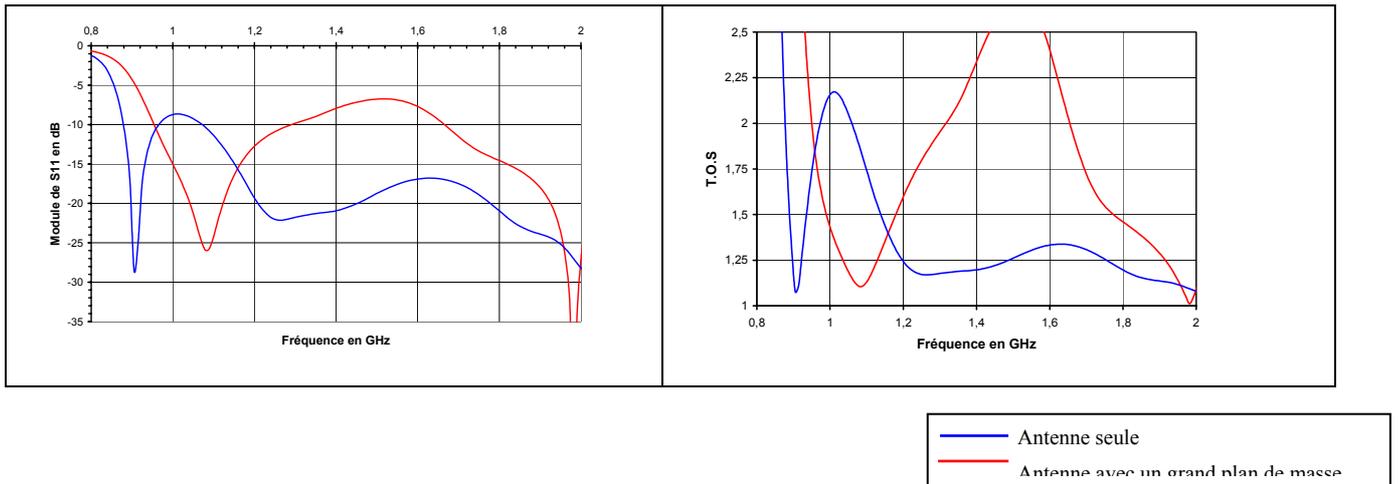


Figure A9.2 : $|S_{11}|$ et TOS simulés.

L'augmentation du plan de masse entraîne un décalage fréquentiel de l'adaptation vers les hautes fréquences.

Les figures A9.3 et A9.4 proposent la comparaison des diagrammes de rayonnement dans le plan azimutal ($\theta = 90^\circ$) de la composante principale E_θ , d'une antenne avec un grand plan de masse et d'une antenne seule.

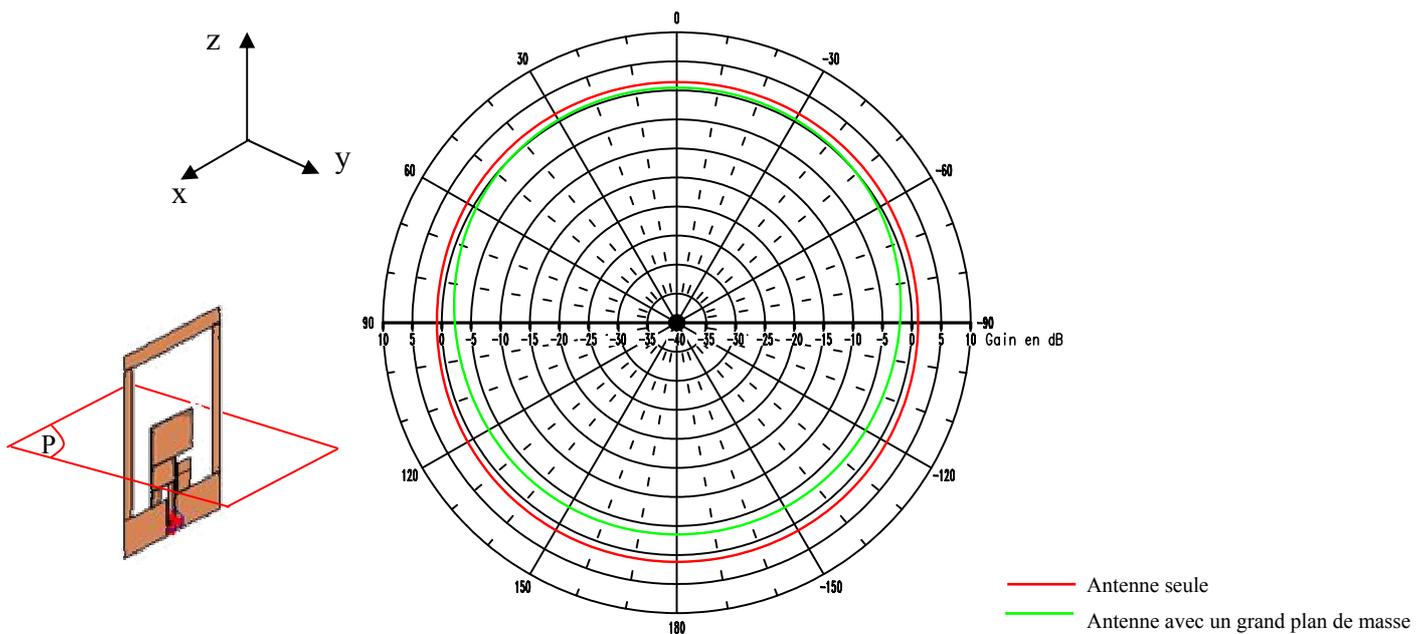


Figure A9.3 : Influence d'un grand plan de masse sur le rayonnement dans la bande GSM à 920 MHz.

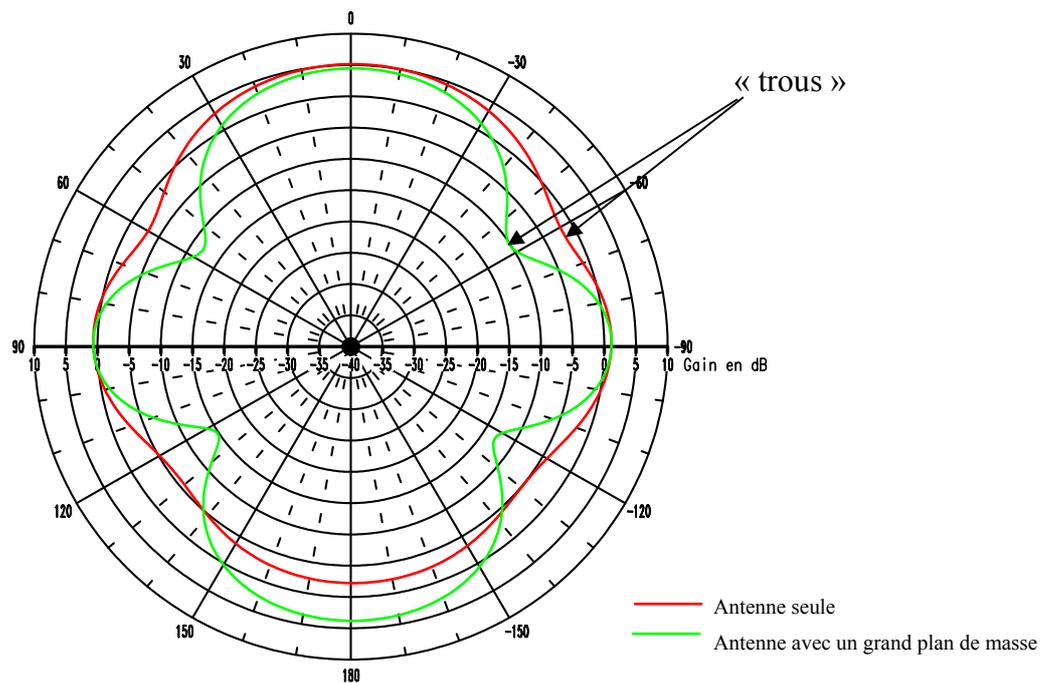


Figure A9.4 : Influence d'un grand plan de masse sur le rayonnement dans la bande DCS à 1800 MHz.

En ce qui concerne le diagramme de rayonnement, l'augmentation du plan de masse contribue à diminuer le gain dans le plan azimutal surtout à la fréquence de 920 MHz. Pour la bande DCS, les « trous », dus à la diffraction de l'onde électromagnétique sur la vitre, sont plus importants pour l'antenne avec un grand plan de masse que pour l'antenne seule.

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GENERALE :

[Int.1] : C. DALL'OMO

«*Contribution à l'étude d'antennes à pointage électronique en millimétrique. Conception et réalisation de différentes topologies de Matrices de Butler.*»

Thèse de Doctorat, n°42-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Novembre 2003.

CHAPITRE I :

[I.1] : J.M. PERRICHON

«*Les réseaux sans fils* »

Pratique des réseaux de l'entreprise, Edition MASSON

[I.2] : F. PASQUET

«*Contribution à l'étude d'antennes fils-plaques multibandes. Application à la conception d'aériens multifonctions pour l'automobile* »

Thèse de Doctorat, n°30-01, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Septembre 2001.

[I.3] : G. VILLEMAUD

«*Etude d'antennes ruban tridimensionnelles compactes pour liaison de proximité, application à des systèmes de télémessure et de localisation de téléphones cellulaires* »

Thèse de Doctorat, n°60-2002, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Décembre 2002.

[I.4] : K. AL AGHA – G. PUJOLLE – G. VIVIER

«*Réseaux de mobiles et réseaux sans fils* »

Editions Eyrolles, 2001.

[I.5] : G. PUJOLLE

« *Les réseaux* »

Editions Eyrolles, 2003

[I.6] : <http://www.fing.org/gfsi/>

[I.7] : <http://www.anfr.fr/>

[I.8] : <http://lansansfil.free.fr/>

[I.9] : P. MUHLETHALER

« *802.11 et les réseaux sans fils* »

Editions Eyrolles, 2002

[I.10] : <http://www.amgitweb.com/definitions/lmds.htm>

[I.11] : Ch. DELAVEAUD - B. JECKO

« *Antenne fil-plaque monopolaire.* »

Cabinet Bloch - Brevet n° 93-105967 déposé le 7 septembre 1993.

Cabinet Bloch - Extension internationale fait en septembre 1994.

☞ (Allemagne, Grande-Bretagne, Italie, Suède, Suisse)

Brevet Européen - n° 94 926 276.0 du 6 septembre 1994. Echéance le 30 septembre 1997.

Base sur FR 9310597. Demande issue du PCT/FR94/01044 du 6 septembre 1994.

☞ Brevet d'invention Canada - n° PV 2,148,796 du 6 septembre 1994. Echéance le 6 septembre 1997. Base sur FR 9310597. Demande issue du PCT/FR94/01044 du 6 septembre 1994.

☞ Brevet d'invention Chine République Populaire - n° 94 190 667.1 du 6 septembre 1994. Echéance le 6 septembre 1997. Base sur FR 9310597. Demande issue du PCT/FR94/01044 du 6 septembre 1994. (18/05/96).

☞ Brevet Européen Europe - n° 94 926 276.0 du 6 septembre 1994. Echéance le 30 septembre 1997. Base sur FR 9310597. Demande issue du PCT/FR94/01044 du 6 septembre 1994.

☞ Brevet d'invention Japon - n° 07-508486 du 6 septembre 1994. (2/05/95).

☞ Demande de Brevet aux Etats-Unis - n° 08/428,256 du 6 septembre 1994.

[I.12] : C. DELAVEAUD, P. LEVEQUE, B. JECKO

« *New Kind of microstrip antenna : the monopolar wire-patch antenna* »

Electronics Letters, january 1994, Vol. 30, N° 1, pp. 1-2.

[I.13] : H.TATE, S. TAKABA, S. SUZUKI, R. KOMAGINE, M. IKEGAYA, T. SUGIYAMA

« *New method for designing internal antennas of mobile phones* »

Hitachi Cable Review, n° 20, August 2001.

[I.14] : B. DAVIDSON, S. CASHMORE, T. ICHIGE

« *MID wide band Helix antenna for PDC diversity* »

MID'98 (Internatinal congress on Molded Interconnect Devices), 23-24 September 1998, Herlangen, Germany.

[I.15] : C. DECROZE

« *Etude et optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application à des liaisons de proximité et utilisation pour des dispositifs multifonctions et large bande* »

Thèse de Doctorat, n°59-2002, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Décembre 2002.

[I.16] : P. LEVEQUE

« *Diffraction d'ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes* ».

Thèse de Doctorat, n°14-94, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Février 1994.

[I.17] : K.S. YEE

« *Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media* ».

I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, vol. 14, n°3, May 1966, pp. 302-307.

[I.18] : J.R. MOSIG

« *Les structures microrubans : analyse au moyen des équations intégrales.* »

Thèse de Doctorat, n°511, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Suisse, 1983.

[I.19] : E. PENARD

« *Etude d'antennes imprimées par la méthode de la cavité. Application au couplage.* »

Thèse de Doctorat, n°763, U.E.R. Structures et Propriétés de la Matière, Université de Rennes I, Décembre 1982.

[I.20] : F. ROUSSEAU

« *Contribution à l'analyse du fonctionnement de l'antenne fil-plaque à rayonnement monopolaire. Conception et réalisation d'une antenne pour la bande FM.* »

Thèse de Doctorat, n°53-95, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Décembre 1995.

[I.21] : C. DELAVEAUD

« *Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles* ».

Thèse de Doctorat - n°40-96 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges, Octobre 1997

[I.22] : P. ROY

« *Etudes et réalisations d'antennes imprimées multifonctions. Application au regroupement des dispositifs de radiocommunications sur les mobiles.* »

Thèse de Doctorat, n° 47-98, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Novembre 1998.

CHAPITRE II :

[II.1] : C. DELAVEAUD

« *Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles* ».

Thèse de Doctorat - n°40-96 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges, Octobre 1997

[II.2] : F. PASQUET

« *Contribution à l'étude d'antennes fils-plaques multibandes. Application à la conception d'aériens multifonctions pour l'automobile* »

Thèse de Doctorat, n°30-01, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Septembre 2001.

[II.3] : A. ALI-KHAN - W.F. RICHARDS - S.A. LONG

« *Impedance control of microstrip using reactive loading.* »

I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 37, n°2, February 1989,
pp. 247-251.

[II.4] : D.H. SCHAUBERT - F.G. FARRAR - A. SINDORIS - S.T. HAYES

« *Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity.* »

I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 29, n°1, January 1981,
pp. 118-123.

[II.5] : M. SANAD

« *Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas.* »

in Proc. of I.E.E.E. Antennas and Propagation Symposium, Seattle, Washington,
USA, 1994, Vol. 2, pp. 794-797.

[II.6] : J.P. SEAUX - A. REINEIX - B. JECKO

« *Susceptibilité aux impulsions électromagnétiques parasites des antennes plaquées sur substrat diélectrique.* »

Annales des Télécommunications, 45, n°3-4, 1990, pp. 215-223

[II.7] : J.P. SEAUX

« *Etude de la susceptibilité aux parasites électromagnétiques transitoires des antennes plaquées utilisées dans le domaine spatial.* »

Thèse de doctorat, n°43-90, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Novembre 1990.

[II.8] : J.A. STRATTON

« *Théorie de l'Electromagnétisme.* »

Dunod, Paris, France.

[II.9] : Brevet « fil-plaque coplanaire » n°98-11251, déposé le 09/09/98, titre : « antenne perfectionnée ».

[II.10] : C. DECROZE

« *Etude et optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application à des liaisons de proximité et utilisation pour des dispositifs multifonctions et large bande* »

Thèse de Doctorat, n°59-2002, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Décembre 2002.

[II.11] : R. CHANTALAT

«*Réalisation d'une antenne coplanaire en présence d'un plan réflecteur s'intégrant dans un système GPS*»

Rapport de stage de DEA, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Juin 2000.

[II.12] : G. FORMA, J.M. LAEURTE

« *Compact oscillating slot loop antenna with conductor backing* »

Electronics Letters, 29 th August 1996, vol.32, n°18

[II.13] : S. YANG, V.F. FUSCO, Q. CHEN

« *Intrinsically matched high-resistivity silicon slot loop antenna* »

Microwave and Optical Technology Letters, vol. 20, n°1, January 5 1999

CHAPITRE III :**[III.1] : C. DECROZE**

« *Etude et optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application à des liaisons de proximité et utilisation pour des dispositifs multifonctions et large bande* »

Thèse de Doctorat, n°59-2002, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Décembre 2002.

[III.2] : J.D. KRAUS

« *Antennas, second edition* »

Mc Graw-Hill book compagny, USA, 1998, pp. 461-464

[III.3] : C. DELAVEAUD

« *Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles* ».

Thèse de Doctorat - n°40-96 - U.E.R. des Sciences - Université de Limoges, Octobre 1997.

[III.4] : S.A. BOKHARI - J.R. MOSIG - F.E. GARDIOL

« *Radiation pattern computation of microstrip antennas on finite size ground planes*».

I.E.E Proceedings-h, Vol.139, n°3, June 1992, pp. 278-286.

[III.5] : R. CHANTALAT

«*Réalisation d'une antenne coplanaire en présence d'un plan réflecteur s'intégrant dans un système GPS*»

Rapport de stage de DEA, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Juin 2000.

CHAPITRE IV :

[IV.1] : D. BIDOU

«Contribution à l'étude d'antennes fort gain. Applications dans le domaine millimétrique. »

Thèse de Doctorat, n° 14-2003, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Mai 2003.

[IV.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° 69-98, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Décembre 1998.

[IV.3] : D. PASSOUNAUD – C. MENUDIER

«Etude d'une antenne réseau omnidirectionnelle»

Rapport de projet de troisième année d'école d'ingénieurs, Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges, Mars 2004.

CHAPITRE V :

[V.1] : P. ROY

« Etudes et réalisations d'antennes imprimées multifonctions. Application au regroupement des dispositifs de radiocommunications sur les mobiles. »

Thèse de Doctorat, n° 47-98, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Novembre 1998.

[V.2] : C. DECROZE

« Etude et optimisation d'un nouveau type d'antenne coplanaire. Application à des liaisons de proximité et utilisation pour des dispositifs multifonctions et large bande »

Thèse de Doctorat, n°59-2002, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Décembre 2002.

[V.3] : F. PASQUET

« *Contribution à l'étude d'antennes fils-plaques multibandes. Application à la conception d'aériens multifonctions pour l'automobile* »

Thèse de Doctorat, n°30-01, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Septembre 2001.

[V.4] : Spécifications Technique Détaillé Antenne Téléphone

PSA Peugeot – Citroën, juin 2000.

[V.5] : G. TOSO – A. BRUNO – G. MANETTI – G. BIFFI GENTILI – G. PELOSI

« *On-glass cellular telephone patch-antennas for vehicular applications.* »

Antennas & Propagation 2000, Davos, Switzerland, April 2000.

ANNEXE 1 :**[A1.1] : A. TAFLOVE**

« *Application of the finite difference time domain method to sinusoidal steady electromagnetic penetration problems* »

I.E.E.E. Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC-22, n°2, pp. 191-202, 1980.

[A1.2] : J.P. BERENGER

« *A perfectly matched layer for free space simulation in finite difference computer codes* »

Congrès EUROEM 94, Bordeaux, Juin 94.

[A1.3] : G. MUR

« *Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations* »

I.E.E.E. Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol 23, n°4, April 1981, pp. 377-382.

[A1.4] : Z. LIAO, H.L. WONG, B.P. YANG, Y.F. YUAN

« *A Transmitting Boundary of Transient Wave Analysis* »

Sci-Sinica (Series A), vol 27, n°10, pp. 1063-1076, 1984.

[A1.5] : P. LEVEQUE

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

Thèse de Doctorat, n°14-94, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Février 1994.

[A1.6] : J.C. KEDZIA

« *Analyse harmonique des antennes microrubans : effet des ondes de surface* »

Thèse de Doctorat, n°14-87, U.E.R. des Sciences, Université de Limoges, Mars 1987.

[A1.7] : K.S. YEE, D.INGHAM, K. SHLAGER

« *Time-Domain extrapolation to the far field based on F.D.T.D. calculations* »

I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 39, n°3, March 1991, pp. 410-413.

[A1.8] : E. ROUBINE, J.C. BOLOMEY

« *Introduction générale* »

Antennes, tome 1, Masson, Paris, France, 1978, p. 25.

[A1.9] : D.E. MEREWETHER, R. FISHER, F.W. SMITH

« *On implementing a numeric Huygen's source scheme in a finite difference program to illuminate scattering bodies* »

I.E.E.E. Trans. on Nuclear Science, vol. 27, n°6, December 1980, pp. 1829-1833.