

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

Année : 2003

Thèse N° 34-2003

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences, Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

présentée et soutenue par

Géraldine TROUILLARD

le 29 Octobre 2003

**CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PHENOMENES ELECTROMAGNETIQUES
LIES AUX FUTURS SYSTEMES MOBILES DE RECEPTION HERTZIENNE A
BORD DES VEHICULES AUTOMOBILES. CONCEPTION, REALISATION ET
TESTS DES ANTENNES CORRESPONDANTES.**

Thèse dirigée par Monsieur Bernard JECKO

JURY :

Monsieur C. FRAY	Président
Monsieur P. DEGAUQUE	Rapporteur
Monsieur S. TOUTAIN	Rapporteur
Monsieur P. DUMON	Examineur
Monsieur M. ELKAËL	Examineur
Monsieur B. JECKO	Examineur
Monsieur T. MONEDIERE	Examineur
Monsieur D. VIRATELLE	Examineur
Monsieur A. SAGUÉ	Invité

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 P.Y. GUILLON. Je lui exprime toute ma gratitude pour avoir accueillie dans ce laboratoire.

Je remercie Monsieur B. JECKO, Professeur à l'Université de Limoges et directeur du CREAPE, qui a bien voulu assurer la direction de cette thèse, pour son soutien et ses précieux conseils.

J'exprime ma profonde reconnaissance à Monsieur C. FRAY, Professeur et directeur de l'Ecole Nationale Supérieure d'Ingénieurs de Limoges, pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse, ainsi qu'à Monsieur S. TOUTAIN, Professeur à l'IRESTE de Nantes, et Monsieur P. DEGAUQUE, Professeur au laboratoire de Radio propagation et Electronique de l'Université des Sciences et Techniques de Lille, qui ont bien voulu assurer la tâche de rapporteur.

Je tiens à associer à ces remerciements tous les responsables de la société SCE-MAG (groupe FIAMM) qui a financé cette thèse et plus particulièrement M. ELKAËL, responsable du département antennes, A. SAGUÉ et D. VIRATELLE, responsables des services R&D respectivement aux USA et en France pour m'avoir fait l'honneur de participer au jury de ces travaux.

Merci à tout le personnel de SCE-MAG et en particulier à F. PASQUET, ingénieur d'études, pour leur aide et leur accueil. Une pensée particulière pour G. HURST qui a quitté la société mais sans qui je n'aurai probablement pas fait cette thèse.

Je remercie P. DUMON, ingénieur C.N.E.S., et T. MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour avoir accepté de faire partie du jury de cette thèse.

Je tiens à remercier Nadine AYMARD et Patricia LEROY pour leur disponibilité, leur gentillesse et leur dévouement.

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

Un grand merci également à Eric Arnaud pour sa bonne humeur, son aide dans les réalisations, le nouveau cornet et le nouveau logiciel de la chambre anéchoïde (☺ !!)...

De nouveau, merci à toi Pat, pour les discussions matinales, ton café (il va me manquer celui-là !) et ton aide dans les démarches administratives... Que deviendrait le CREAPE sans toi ?!

Sa bonne humeur et sa gentillesse n'ont d'égales que son appétit, sa divine cuisine et les confits de sa maman. Je suis heureuse d'avoir partagé mon bureau pendant ces trois années avec ce blagueur hors pair au rire... comment dire... communicatif !! Merci Géo ! Longue vie à toi et aux matrices de Butler...

Spéciale dédicace aux Creapiens et plus particulièrement à Laure et Vic (et pas seulement pour les pique-niques du midi, le poisson du vendredi et nos ragots favoris !!).

Gros bisous aux doctorants de l'IRCOM (et aux pièces rapportées) sans qui ces trois années (et surtout les soirées, week-ends et vacances) n'auraient pas été aussi passionnantes : Steph, Maxie, Minnie, et Guéno (honneur aux filles !!), Cyril, Guigui, NRV, Bobby, Poupy, Winnie, K-Ben... Vous êtes tous les bienvenus dans mon futur appart américain !

A tous mes amis (ils se reconnaîtront), mes parents, ma sœur et Jérôme.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I : PRESENTATION DE L'ETUDE.....	7
I Les systèmes satellites.....	9
I.1 Introduction.....	9
I.1.1 Historique.....	9
I.1.2 Les différents types de satellites.....	10
I.2 Pourquoi la radio numérique par satellite ?.....	13
I.3 Les systèmes SARDS (Satellite Digital-Audio-Radio Service) existants.....	15
I.3.1 Le système WorldSpace.....	15
I.3.2 Le futur système européen.....	16
I.3.3 Les systèmes SDARS américains.....	17
I.4 Conclusion.....	22
II Approche de SCE-MAG.....	23
III Notre approche.....	25
III.1 Le projet XM.....	25
III.2 Le projet XM-SIRIUS.....	27
III.2.1 Patch unique.....	29
III.2.2 Réseau.....	29
III.3 Insertion antenne terrestre.....	29
III.4 Conclusion.....	30
IV La polarisation circulaire.....	31
IV.1 Différents types d'antennes.....	32
IV.2 Le cas particulier des antennes imprimées.....	33
IV.2.1 Antenne perturbée géométriquement.....	34
IV.2.2 Une double alimentation.....	35
IV.2.3 Le substrat ferrite.....	36
IV.2.4 Les antennes imprimées à ondes progressives.....	36
IV.2.5 Les réseaux séquentiels.....	38
IV.3 Conclusion.....	39
V Moyens d'étude théoriques et expérimentaux.....	40
V.1 La méthode des différences finies.....	40
V.2 Dispositifs expérimentaux.....	41
V.2.1 Réalisation des circuits imprimés.....	41
V.2.2 Dispositifs de mesure.....	42
V.2.3 Conclusion.....	45
VI Conclusion.....	46

CHAPITRE II : LE PROJET XM	47
I L'élément de base du réseau	49
I.1 Principe de fonctionnement des antennes « patch ».....	50
I.1.1 Description de la structure.....	50
I.1.2 Principe de fonctionnement.....	50
I.1.3 Les modes d'alimentation	52
I.1.4 Les diélectriques.....	53
I.2 Le patch à encoches.....	57
I.2.1 Principe.....	57
I.2.2 Exemple d'un patch à encoches sur époxy.....	58
II Le réseau	62
II.1 Choix du réseau.....	62
II.2 Réseau sur Duroïd	65
II.3 Réseau sur époxy.....	67
II.3.1 Conception	67
II.3.2 Résultats théoriques.....	68
III Le réseau de distribution	71
III.1 Méthode de conception	71
III.2 Résultats obtenus.....	73
III.3 Conclusion.....	75
IV Résultats obtenus concernant le cahier des charges XM.....	76
IV.1 Influence de l'écartement des patchs	76
IV.2 Influence du plan de masse	77
IV.3 Réseau final	79
IV.4 Conclusion.....	81
V Conclusion.....	82
CHAPITRE III : LE PROJET XM -SIRIUS.....	83
I Antennes de référence	85
I.1 Description des antennes.....	85
I.1.1 Antenne Terk, référence TRK-SR2.....	85
I.1.2 Antenne Pioneer	87
I.1.3 Antenne Terk, référence TRK-SR20S	88
I.1.4 Antenne Terk, référence XM3	89
I.2 Résultats de mesures	89
I.2.1 Caractéristiques électriques.....	90
I.2.2 Caractéristiques de rayonnement	91
I.3 Conclusion.....	95
II La solution élément unique	97
II.1 Patch à encoches sur époxy	97
II.2 Patch à encoches sur alumine et TMM4	98
II.2.1 Alumine.....	98
II.2.2 TMM4	101

II.2.3	Conclusion.....	105
III	La solution réseau.....	106
III.1	Réseau de 4 patchs en phase sur époxy.....	106
III.2	Réseau de 4 patchs en phase sur TMM4.....	109
III.2.1	Réseau classique.....	109
III.2.2	Réseau de 4 patchs avec plan de masse réduit.....	111
III.2.3	Mesures sur un plan de masse de 1*1 m.....	113
III.3	Conclusion.....	115
IV	Comparaison patch unique – réseau.....	116
V	Conclusion.....	118
CHAPITRE IV : INTEGRATION DE L'ANTENNE TERRESTRE		119
I	Principe général d'une antenne fil-plaque.....	121
I.1	Description.....	121
I.2	Principe de fonctionnement.....	122
I.2.1	Effet du fil de masse.....	122
I.2.2	Adaptation.....	124
I.2.3	Rayonnement.....	124
I.3	Conception de la fil-plaque destinée aux applications XM et XM-Sirius.....	127
I.3.1	Rappel du cahier des charges de l'antenne terrestre.....	127
I.3.2	Structure proposée.....	128
I.3.3	Caractéristiques électriques et de rayonnement mesurées.....	129
II	Conception d'une fil-plaque au milieu d'un réseau.....	132
II.1	Les différentes solutions envisagées.....	132
II.1.1	Fil-plaque au-dessus du réseau.....	132
II.1.2	Fil-plaque au même niveau que le réseau.....	133
II.2	Influence de l'antenne terrestre fil-plaque sur l'antenne satellite XM.....	134
II.2.1	Conception.....	134
II.2.2	Mesures de la fil-plaque en présence du réseau chargé sur 50 Ohms.....	135
II.2.3	Mesures du réseau en présence de la fil-plaque chargée sur 50 Ohms.....	137
II.2.4	Conclusion.....	139
II.3	Influence de l'antenne terrestre fil-plaque sur l'antenne satellite XM-SIRIUS.....	139
II.3.1	Conception de l'ensemble de l'antenne.....	139
II.3.2	Mesures de la fil-plaque en présence du réseau chargé sur 50 Ohms.....	140
II.3.3	Mesures du réseau en présence de la fil-plaque chargée sur 50 Ohms.....	142
II.3.4	Couplage entre les antennes terrestre et satellite.....	144
II.3.5	Conclusion.....	144
III	Superposition d'une fil-plaque et d'un patch XM-Sirius.....	145
III.1	Les différentes solutions envisagées.....	145
III.1.1	Fil-plaque au-dessous du patch.....	145
III.1.2	Fil-plaque au-dessus du patch.....	146
III.2	Simulation d'un patch à encoches « troué ».....	147
III.3	Insertion de l'antenne terrestre.....	149
III.3.1	Résultats obtenus.....	150

SOMMAIRE

III.3.2	Mesures du patch XM-SIRIUS surmonté d'une fil-plaque à 50 Ohms	153
III.3.3	Mesures de la fil-plaque avec le patch chargé sur 50 Ohms	156
III.3.4	Couplage mesuré entre les aériens terrestre et satellite.....	158
III.4	Conclusion.....	159
IV	Comparaison du réseau et du patch XM-Sirius en présence de l'aérien terrestre.....	160
IV.1	Antenne satellite.....	160
IV.2	Antenne terrestre	160
IV.3	Conclusion.....	161
V	Conclusion.....	162
	CONCLUSION GENERALE	163
	ANNEXES	167
	BIBLIOGRAPHIE	193

INTRODUCTION GENERALE

L'essor des moyens de communication est constant et les usagers, en quête permanente de nouvelles technologies, réclament des systèmes toujours plus performants. Répondant à cette demande, deux techniques ont révolutionné le monde des télécommunications : le satellite et le numérique.

L'utilisation des **satellites** a notamment permis de développer, outre les systèmes de télécommunication sans fil, des systèmes de navigation tel que le GPS. La vie quotidienne nous fournit de nombreux autres services dits « terrestres » tels que la radio, la télévision ou la téléphonie mobile. Ces derniers reposent sur des réseaux d'émetteurs et de récepteurs au sol d'où leur nom de systèmes terrestres. La principale différence (évidente mais incontournable !) entre les systèmes terrestres et satellites réside dans la position de l'émetteur qui se situe dans le ciel dans le cas des satellites. Les avantages de ces derniers systèmes s'étendent de la couverture géographique très vaste, à la fourniture d'une qualité de services identique pour tous les utilisateurs (qu'ils soient à New York ou en Sibérie) à l'aide d'une simple antenne, en passant par l'abolition des frontières et l'internationalisation des services. L'utilisation des satellites est certes une avancée spectaculaire, mais il va de soi cependant que les systèmes terrestres hertziens sont plus appropriés (et donc indispensables) dans certaines situations. Les satellites ne sont par exemple pas très utiles dans les régions fortement urbanisées.

Le **numérique** est pour sa part à l'origine de l'essor de l'interactivité et de la convergence des univers de la télévision, de la radio, de l'informatique personnelle et de la téléphonie mobile. Les technologies numériques sont apparues progressivement dans le monde de l'audiovisuel à partir de la fin des années 80. Elles ont d'abord pénétré les équipements et les régies de production et de diffusion de télévision et de radio, puis elles ont gagné le secteur des réseaux de transmission et de diffusion permettant ainsi une restitution plus fidèle des images et des sons. L'avènement du numérique a ainsi suscité de nouvelles attentes de la part des utilisateurs : une meilleure qualité audio et vidéo, un plus grand choix de programmes et de services, une plus grande facilité de navigation, un meilleur contrôle du contenu proposé... Il a, par conséquent, provoqué une transformation de l'activité des radiodiffuseurs qui ont dû développer de nouveaux services plus interactifs, plus flexibles et plus conviviaux.

En associant la transmission par satellite et la norme de diffusion vidéo numérique DVB (Digital Video Broadcasting), nombreux sont les opérateurs qui cherchent à répondre

aux desiderata des consommateurs avides de nouveautés et souhaitant en particulier communiquer mieux (numérique) et partout (satellite).

Une technologie émergente outre atlantique combine précisément ces deux techniques et fera l'objet d'une étude approfondie dans ce mémoire : il s'agit des **systèmes SDARS** (Satellite Digital-Audio-Radio Service) dont deux entités américaines (XM Radio et Sirius Radio) sont en activité depuis peu (Septembre 2001 pour XM et Août 2002 pour Sirius) et dont les automobilistes américains sont friands compte tenu de la surface du territoire et du temps passé dans les transports. Ces systèmes sont basés sur une technologie alliant les moyens de diffusion numérique terrestre et satellite.

Les recherches effectuées dans ce mémoire concernent la conception des antennes de réception de la radio numérique par satellite destinées aux véhicules puisque c'est la principale vocation de ces systèmes outre le désenclavement de certaines régions isolées. Cette application implique des contraintes importantes quant à la taille des aériens puisqu'ils devront être intégrés au sein d'une voiture. Des critères d'esthétisme et de coût sont également primordiaux. Une certaine miniaturisation s'impose donc sans altérer pour autant les performances des antennes.

Ce travail est mené 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, dans le cadre d'une **Convention Industrielle de Formation par la Recherche** (CIFRE) entre l'université de Limoges et l'équipementier automobile d'antennes de première monte **SCE-MAG** (groupe FIAMM).

Un descriptif du contexte de l'étude est présenté dans le premier chapitre. Nous y détaillerons le principe général de la radio numérique par satellite avant d'exposer de façon plus complète les systèmes SDARS américains et plus précisément les systèmes **XM Satellite Radio** et **Sirius Satellite Radio** (appelés par la suite respectivement **XM** et **Sirius**) ainsi que leurs cahiers des charges respectifs. Nous préciserons ensuite l'approche de la société SCE-MAG par rapport aux problèmes posés par l'intégration d'aérien sur un véhicule. Puis nous décrirons notre propre approche vis-à-vis des antennes à développer pour répondre aux différentes spécifications de XM et Sirius. Pour terminer une présentation des différents moyens d'obtention de la polarisation circulaire sera effectuée et une description succincte des moyens d'étude théoriques et expérimentaux conclura ce chapitre.

Le deuxième chapitre présentera nos travaux concernant le cahier des charges XM. Nous développerons dans un premier temps l'étude complète d'un patch à encoches, puis celle d'un réseau de quatre patchs et de son réseau d'alimentation. La réalisation de plusieurs prototypes nous permettra de conclure ce chapitre en comparant les caractéristiques électriques et de rayonnement obtenues en simulations et en mesures.

Le deuxième cahier des charges auquel nous avons tenté de répondre a conduit à une étude plus approfondie de l'élément de base notamment à travers l'utilisation de différents substrats. Cette étude (correspondant à des demandes conjointes de XM et Sirius) constitue la première partie du chapitre III qui se poursuivra par la mise en place d'un deuxième réseau de patchs répondant aux nouvelles spécifications de rayonnement.

Enfin, le chapitre IV sera consacré à l'intégration de l'antenne terrestre dans les différents systèmes satellites développés au cours de cette thèse. La fil-plaque ayant été choisie, son étude sera décrite dans un premier temps puis nous montrerons son intégration dans les différents types d'aériens étudiés précédemment.

CHAPITRE I :
PRESENTATION DE
L'ETUDE

I Les systèmes satellites

I.1 Introduction

Les communications sans fil de tout type connaissent un essor croissant depuis une cinquantaine d'années. Toutes sortes de médias ont fait leur apparition, de la radio au téléphone portable en passant par la télévision et Internet. Cependant c'est le besoin toujours accru de communiquer sur des distances de plus en plus importantes qui a donné naissance aux satellites de télécommunications.

I.1.1 Historique

De nombreuses années de discussions et de recherches scientifiques ont été nécessaires avant l'aboutissement du tout premier projet spatial et le lancement du premier satellite artificiel, appelé **Sputnik 1**. Lancé le 4 Octobre 1957 par l'Union Soviétique, c'était une simple sphère métallique d'un diamètre de 58 cm équipée d'un émetteur radio [I-1].

Les premiers satellites de télécommunications se contentaient de réfléchir les signaux émis par les stations terrestres (mode passif) dans toutes les directions. Ils pouvaient donc être reçus dans toutes les régions du monde mais leur capacité était extrêmement limitée par la nécessité de disposer d'émetteurs puissants et de grandes antennes paraboliques au sol.

Par la suite, les satellites évoluèrent vers des systèmes actifs pourvus de leurs propres émetteurs et récepteurs. Le premier satellite de ce type, **Telstar 1**, lancé par les Américains en 1962, enregistrerait tous les messages reçus lors de son passage au-dessus d'une station terrestre et les retransmettait lors de son survol d'une station réceptrice.

L'année 1964 vit la fondation d'INTELSAT (International Satellite Organisation), regroupant des gouvernements ou des entreprises de télécommunication désignées par ces gouvernements, afin d'aboutir à une réduction des coûts liés aux technologies satellitaires. Grâce à un réseau de 23 satellites, dont des satellites régionaux ou nationaux, Intelsat permet

aujourd'hui d'assurer les télécommunications internationales de plus de 180 pays et territoires, et de plus de 40 nations pour les liaisons domestiques [I-2].

Depuis la fin des années 80, les services, les réseaux et les exploitants se sont multipliés et les satellites possèdent désormais de nombreuses fonctionnalités telles que la diffusion de canaux de télévision par exemple. Ils permettent également par le biais de leur bande passante très large, le transfert rapide d'un très grand nombre de données et d'informations. Même s'ils n'ont pas pour finalité de remplacer les réseaux terrestres, ils offrent d'ores et déjà une capacité supérieure de transmission qui pourrait permettre de réduire l'encombrement de ces derniers.

I.1.2 Les différents types de satellites

Les différents types de satellites sont définis par leurs orbites qui varient selon leur altitude et leur inclinaison par rapport à la terre. Il en existe 4 familles [I-3]:

- les **orbites géostationnaires (GEO)** se situent à environ 36000 km d'altitude. La vitesse de rotation des satellites est alors identique à celle de la terre et ils sont donc stationnaires par rapport à un point du globe. Un arrangement optimisé de seulement trois satellites géostationnaires permet la couverture de toutes les surfaces habitées terrestres (*figure I-1*).

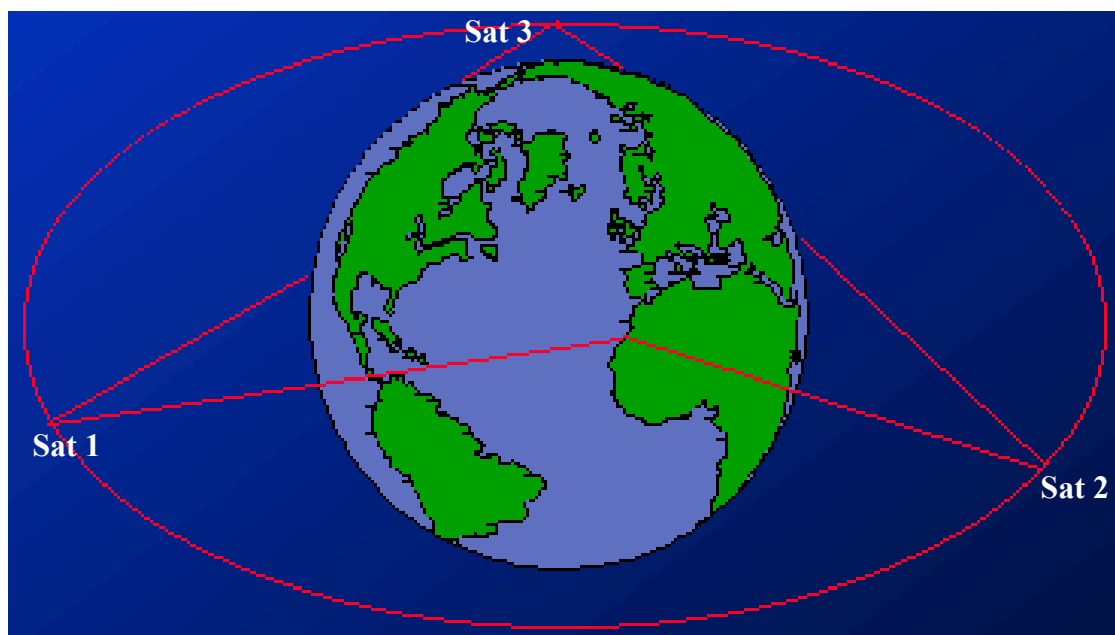


Figure I-1 : Trois satellites suffisent pour couvrir le globe

Les systèmes géostationnaires ont une couverture plus large que les orbites basses (décrites au paragraphe suivant) cependant leurs performances se dégradent rapidement au delà de 20° de latitude Nord et 20° de latitude Sud. Leur positionnement fixe dans le ciel ne nécessite pas d'équipement de poursuite particulier mais requiert en contrepartie une puissance de fonctionnement accrue. Intelsat, Immarsat ou encore XM Satellite Radio utilisent ce type de constellations.

- les **orbites basses (LEO)** se situent à environ 1000 km d'altitude et les satellites ne sont pas stables dans le ciel. Typiquement, un satellite en orbite basse met moins de deux heures pour faire le tour de la terre ce qui ne le rend « visible » d'une station terrestre que quelques minutes. Ceci implique une multiplication des satellites pour rendre une transmission possible ainsi que des équipements de poursuite et de commutation très sophistiqués pour faire face à leurs déplacements très rapides. Cependant du fait de leur proximité de la terre, ils nécessitent une puissance nettement moins importante que les systèmes GEO et autorisent des transmissions quasi simultanées. Parmi les LEO, on peut noter les systèmes Iridium ou Globalstar.

- les **orbites dites moyennes (MEO)** permettent un compromis entre les LEO et les GEO. En effet les systèmes évoluant à une altitude intermédiaire d'environ 10000 km, ils offrent une couverture plus large que les LEO (nécessitant donc moins de satellites et limitant ainsi les équipements terrestres de poursuite) tout en impliquant également une puissance nécessaire au fonctionnement moindre que pour les GEO. Cependant comme les LEO, ces systèmes sont très exposés aux perturbations météorologiques et atmosphériques. Leur durée de vie est donc très réduite comparée à celle des GEO et nécessite le renouvellement régulier des satellites.

- les **orbites elliptiques (HEO)**, tout comme les LEO et MEO, ne permettent pas aux satellites d'avoir une position fixe par rapport au sol et le suivi de ces derniers requiert donc l'emploi d'antennes terrestres mobiles. Ces orbites sont telles que la vitesse des satellites varie en fonction de leur distance à la terre (plus le satellite en est proche plus sa vitesse est élevée et inversement). Ainsi il est possible d'optimiser les orbites de manière à ce que les satellites soient positionnés le plus longtemps possible au-dessus des zones à forte densité de population. C'est le cas par exemple des systèmes Molnya et Sirius Satellite Radio.

Ces différentes orbites présentent chacune des avantages et des inconvénients et aucune n'est idéale. Il convient donc de déterminer la meilleure solution au cas par cas en fonction des caractéristiques recherchées. Le *tableau I-1* présente différentes constellations mondiales existantes.

Nom	Orbites	Constellation	Services	Fréquences (MHz)
Système ARGOS	LEO (806 km)	2 satellites	météorologie, positionnement, télémétrie	401 et 466
ARIES	LEO (1018 km)	48 satellites	téléphone mobile, données, localisation	1610-1626.5
ELLIPSO	MEO (7800 km)	15 en orbite elliptique et 6 en orbite circulaire	téléphone mobile, données, fax	1610-1626.5 2483.5-2500
GEOSTAR	GEO	3 satellites	téléphone mobile, données, fax et navigation	1620 2500 5150
GLOBALSTAR	MEO (1400 km)	48 satellites	téléphone mobile, données et navigation	1610-1626.5 2483.5-2500
ICO	MEO (10355 km)	10 satellites	téléphone mobile, données	2000-2200 Bande C/Ka
IRIDIUM	LEO (780 km)	66 satellites	téléphone mobile, données, localisation	1616-1626.5 29100-29300 19400-19600 23180-23380
ODYSSEY	MEO (10370 km)	12 satellites	téléphone mobile, données, fax	1610-1626.5 2483.5-2500 29500-30000 19700-20200
ORBCOMM	LEO (780 km)	24 en orbite circulaire, 2 en orbite polaire	données localisation	148-149 400
SIRIUS Satellite Radio	HEO	3 satellites	SDARS	2320 à 2332.5
SKYBRIDGE	LEO	64 satellites	données, video	Bande Ku
TELEDESIC	LEO (700 km)	840 satellites (21 orbites x 40 satellites)	téléphone fixe service vidéo	20000 à 30000
XM Satellite Radio	GEO	2 satellites	SDARS	2332.5 à 2345

Tableau I-1 : Exemples de constellations de satellites existants

I.2 Pourquoi la radio numérique par satellite ?

Alors que la télévision, les téléphones sans fil et toutes sortes d'autres appareils électroniques ont évolué rapidement vers les technologies de communication numériques afin d'améliorer les qualités d'image ou de son par exemple, la radio est l'un des rares services utilisant principalement des techniques analogiques.

Aujourd'hui la radio est principalement divisée en deux catégories. L'**AM (Amplitude Modulation)** diffuse à des fréquences basses et est très dépendante des interférences et des variations de propagation. Ce système permet de couvrir une assez grande zone géographique mais de façon peu fiable. De plus l'étroitesse des bandes de fréquence (environ 20 kHz) des stations AM ne permet pas de transmettre beaucoup d'informations de qualité. La **FM (Frequency Modulation)** est une solution permettant de pallier ces problèmes. En effet, elle utilise des fréquences plus élevées et des bandes plus larges par station (environ 200 kHz) permettant une meilleure qualité audio ainsi qu'une sensibilité aux interférences moins grande. Malheureusement en contrepartie, la FM fournit une couverture moins large que l'AM.

Il apparaît alors évident qu'une technologie de **radiodiffusion numérique** serait une alternative idéale. Ce nouveau service pourrait fournir une qualité audio ultra performante sur une large région géographique et concurrencerait efficacement les systèmes audio existants (à la fois, la FM et l'AM, mais aussi les CD et les cassettes numériques) [I-4]. Plusieurs normes de numérisation des réseaux de diffusion existent (DAB, DVB...) et chaque système possède ses propres caractéristiques.

Le **DAB (Digital Audio Broadcasting)** est le plus mobile et semble avoir la préférence des opérateurs. La diffusion en DAB par voie hertzienne garantit une excellente qualité sonore préservée des coupures et des parasites de la radio analogique classique. De plus, elle permet d'accéder à des informations supplémentaires au format texte telles que le nom de la station émettrice ou encore les cours de la bourse. Son développement est toutefois encore très limité parce que les récepteurs sont rares et très coûteux.

La plupart des radios diffusent également en **streaming** (technique de transfert de données multimédia en un flux régulier et continu par Internet à la demande et en temps réel). Le streaming est un principe permettant à l'utilisateur de lire un contenu audio et vidéo au fur

et à mesure de son téléchargement en direct ou en différé sur Internet. Cette technologie permet d'améliorer la qualité de réception, de passer outre la pénurie de fréquences et également de faire disparaître les frontières géographiques. Ainsi, des internautes aux quatre coins du monde peuvent visualiser le même programme et choisir à la carte ceux qui les intéressent ou les concernent directement. Pour les opérateurs, ce système permet une mesure d'audience précise (nombre de visiteurs, durée moyenne de chaque visite, taux de connexion en simultanée, nombre de programmes visualisés) et donc une optimisation des programmes proposés. Si les avantages du streaming sont nombreux, ses inconvénients le sont aussi : il est coûteux pour l'auditeur (connexion Internet) et pour l'éditeur (sur Internet, le coût est proportionnel au nombre de clients) et de plus très peu mobile pour l'instant (nécessité d'un PC et d'une connexion) [I-5].

L'offre numérique passe également par la révolution de la bande AM que l'on croyait pourtant dépassée. En effet le consortium **DRM (Digital Radio Mondiale)** [I-6] composé d'éditeurs et de constructeurs (BBC, RFI, Bosch, Sony...) prévoit de remplacer progressivement les transmissions AM par une nouvelle technologie numérique. Pour faciliter son utilisation, DRM gardera la grille de fréquence et les largeurs de bande actuelle de l'AM. Ainsi un transmetteur pourra proposer le même programme en version numérique et analogique simultanément à deux fréquences différentes et les récepteurs seront bien sûr équipés pour capter l'AM et le DRM. Cependant le passage au numérique débuté en juin 2003 prendra beaucoup de temps (environ 10 ans).

Voué dans un premier temps au développement des communications audio et des services multimédia dans les régions du tiers monde peu équipées dans ces domaines, la **radio diffusion numérique par satellite (SDARS)** s'est ensuite étendue à des territoires tels que les Etats-Unis pourtant bien pourvus en systèmes radio traditionnels. En effet, d'après différentes études menées aux USA, les américains sont dans une large majorité mécontents de la radio classique du type AM ou FM. Ils lui reprochent notamment une faible diversité des programmes, une quantité de publicités faramineuse (près de 30% de leur temps d'écoute) et surtout la nécessité de changer de fréquence tous les 50 kms environ. Les systèmes RDS (Radio Data System) qui permettent de résoudre ce dernier problème en Europe ne sont en effet pas développés aux USA. Les systèmes SDARS connaissent donc une expansion phénoménale et vont faire l'objet d'une étude particulière dans ce mémoire.

I.3 Les systèmes SARDS (Satellite Digital-Audio-Radio Service) existants

A ce jour, trois systèmes de radiodiffusion numérique par satellites coexistent à divers stades de développement. Ces systèmes desservent de vastes zones géographiques et proposent un son numérique de haute qualité sur des récepteurs portatifs et embarqués. Outre le son, ils peuvent diffuser du contenu multimédia et des données Internet pour enrichir leurs services.

I.3.1 Le système WorldSpace

Le système **WorldSpace [I-7]** a vocation à fournir des services de radiodiffusion audio et multimédia directe par satellite, principalement vers les régions émergentes du Moyen-Orient, d'Afrique, du bassin méditerranéen, d'Asie, des Caraïbes et d'Amérique latine, qui ne disposent souvent que de peu de choix en matière de médias. Ces zones seront couvertes par trois satellites géostationnaires : AfriStar, AsiaStar et AmeriStar. Les deux premiers sont d'ores et déjà opérationnels, le dernier devrait l'être dans quelques années. La couverture géographique de ce système est présentée *figure I-2*.

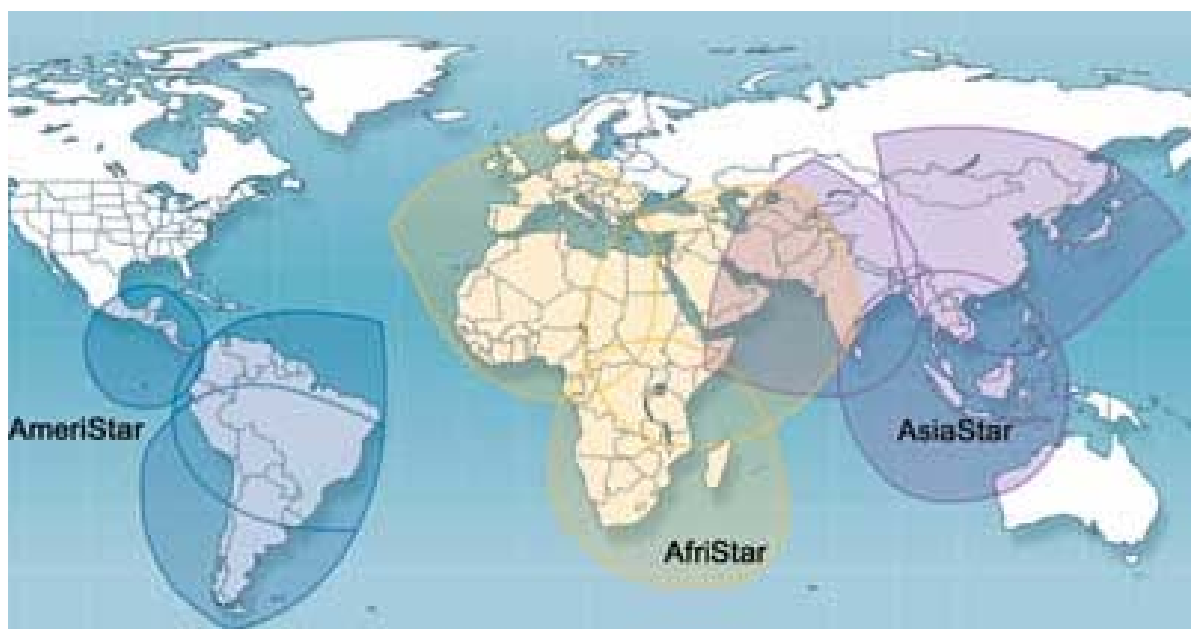


Figure I-2 : Couverture géographique des satellites WorldSpace

Les satellites sont commandés par des stations au sol situées à Washington (AfriStar), en Australie (AsiaStar) et à Trinité-et-Tobago (AmeriStar). Ils fonctionnent dans la bande de fréquence L, entre 1452 et 1492 MHz. Chaque satellite dispose de trois faisceaux avec une capacité de diffusion de plus de 40 stations de radio et de services télématiques multimédia à destination de récepteurs mobiles, fixes et portables.

Les Etats-Unis ne font pas partie pour l'instant des régions couvertes par WorldSpace. En effet un accord a été signé avec l'un des deux autres systèmes existants à savoir XM Satellite Radio.

I.3.2 Le futur système européen

L'Europe a été à l'avant-garde de la radiodiffusion numérique par satellite commençant ses investigations il y a plus de 10 ans. En 1991, un standard de radiodiffusion sonore numérique (**DAB**), **Eureka-147**, fut mis au point, initialisant un concept tout à fait innovant de diffusion terrestre de la radio [**I-8**]. Le système était basé sur l'utilisation de la modulation OFDM (multiplexage par répartition de fréquence sur des porteuses orthogonales) – différente de la modulation des satellites appelée QPSK (Quadrature Phase Shift Keying ou modulation par déplacement de phase à 4 états avec multiplexage temporel) beaucoup plus robuste – très efficace pour les systèmes de radiodiffusion numérique terrestres. Malencontreusement, la technologie des satellites n'était pas assez développée à l'époque pour apporter des performances suffisantes et le projet fut abandonné.

Seuls continuent encore aujourd'hui les travaux liés à la radiodiffusion terrestre (**T-DAB**) mais de façon toutefois assez limitée faute de moyens pour développer les infrastructures terrestres nécessaires. Ainsi quelques rares villes européennes (Londres, Paris, Lyon...) sont équipées pour la radio numérique terrestre. Il est également à noter que le prix des récepteurs est assez prohibitif (environ 150 euro) ce qui freine l'expansion du T-DAB.

Un nouveau projet européen appelé **RELY** [**I-9**] a vu le jour en Avril 2002 et est susceptible d'être opérationnel au printemps 2004. Il est basé sur la combinaison des systèmes Afristar (cf. paragraphe précédent) et EGNOS (European Geostationary Navigation Overlay Service) et prévoit également l'utilisation de répéteurs terrestres dans les zones urbaines. Ce projet, dont les principaux instigateurs sont Alcatel Space, towerCast et Worldspace Europe, a

l'objectif ambitieux de combiner la radiodiffusion et la navigation par satellite ainsi que la transmission de données (texte, images, vidéos...).

I.3.3 Les systèmes SDARS américains

Cela prit 10 ans, mais finalement en 2001, deux systèmes SDARS américains ont commencé à diffuser. Après de longues négociations sur l'allocation des bandes de fréquence, la FCC (Federal Communications Commission) attribua deux bandes de fréquence en 1997, l'une à **Sirius Satellite Radio [I-10]** et l'autre à **XM Satellite Radio [I-11]**. La répartition est présentée sur la *figure I-3 [I-12]*.

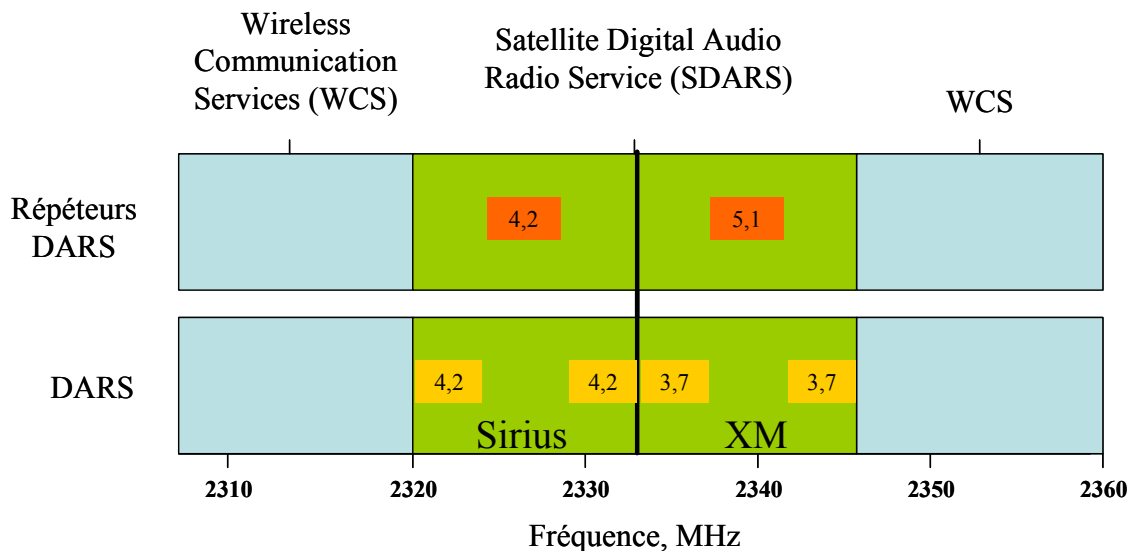


Figure I-3 : Bandes de fréquences allouées aux systèmes SDARS [I-13]

Les deux systèmes présentent de grandes similitudes, notamment dans le nombre (une centaine) et le type de stations qui sont diffusées, mais également de grandes disparités comme par exemple leurs constellations de satellites.

I.3.3.a Le système XM

Dans le système XM Satellite Radio, **deux satellites en orbite géostationnaire** (l'un à une longitude de 85° ouest et l'autre à 115° ouest) sont employés (*figure I-4*). Leur positionnement permet une couverture maximale des Etats-Unis et leur puissance (ce sont les plus puissants satellites commerciaux selon XM !) permet de compenser le relatif faible gain de l'antenne de réception.



Figure I-4 : La constellation de satellites XM [I-11]

Ces systèmes satellitaires sont toutefois soumis à de nombreuses contraintes du fait de la mobilité des véhicules, de celle des satellites et également de l'angle d'élévation de ces derniers. D'autres problèmes tels que les interférences (*figure I-5*) peuvent également être rencontrés. Afin d'améliorer ses performances, XM a donc mis en place différentes techniques de diversité (spatiale, temporelle et fréquentielle).

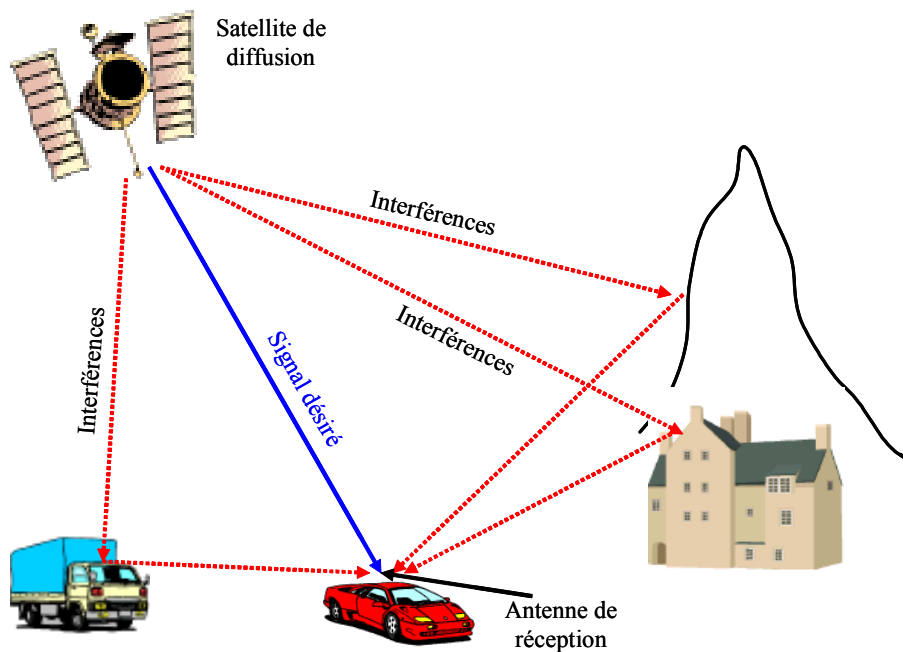


Figure I-5 : Exemple d'interférences dues aux chemins multiples

- La façon la plus simple de mettre en place la **diversité spatiale** est d'avoir au moins deux satellites comme le montre la *figure I-6*. Dans des conditions idéales, un récepteur dans un véhicule en mouvement va capter continuellement les signaux provenant des 2 satellites. Cependant lors du déplacement du véhicule, le signal de l'un des satellites peut être temporairement bloqué par un obstacle. Le récepteur doit alors se fier à l'unique signal restant. Cette probabilité de blocage étant très importante, la diversité spatiale est primordiale dans le système.

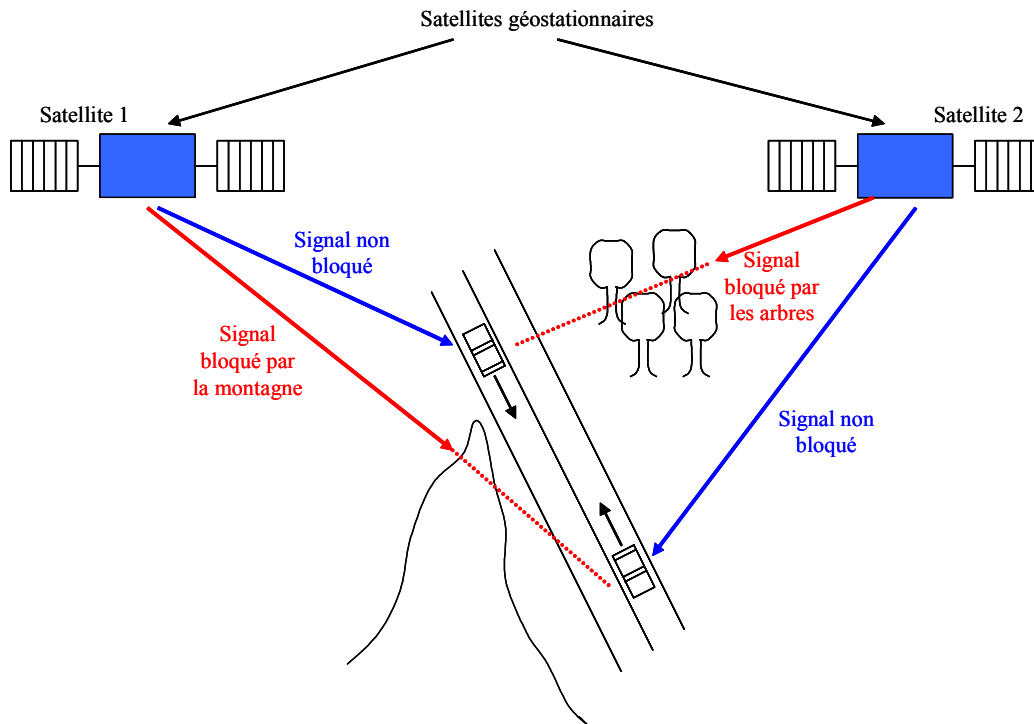


Figure I-6 : Exemple de diversité spatiale

- Les deux satellites transmettent par ailleurs le même signal mais dans des bandes de fréquence différentes (*figure I-3*). C'est ce que l'on nomme la **diversité fréquentielle**.

- Finalement la **diversité temporelle** est mise en place en introduisant un retard entre les signaux diffusés par les deux satellites et également entre ceux des satellites et des répéteurs terrestres. La diversité temporelle permet au récepteur de compenser une disparition simultanée des deux signaux. En effet en cas de blocage, les signaux vont être affectés à deux instants différents permettant au récepteur de combiner les deux diffusions pour assurer une réception sans discontinuité.

I.3.3.b Le système Sirius

Sirius Satellite Radio a pour sa part opté pour une **constellation de trois satellites en orbite elliptique basse** placés au zénith du continent américain choisissant ainsi une approche innovatrice de la diversité spatiale (*figure I-7*).

Le mouvement des satellites de Sirius est tel que la durée de leur passage dans l'hémisphère nord est d'environ 16 heures. Ainsi deux des trois satellites sont toujours visibles au-dessus des Etats-Unis et leur angle d'élévation est en moyenne de 60° (contrairement aux 45° usuels pour les satellites géostationnaires). Cet angle plus élevé laisse supposer un blocage moins fréquent des satellites et le fait qu'ils soient perpétuellement en mouvement n'est pas gênant du point de vue de la réception puisque les antennes sont omnidirectionnelles.



Figure I-7 : La constellation de satellites de Sirius

L'utilisation de trois satellites crée cependant quelques désagréments. En effet, seules deux bandes de fréquences sont allouées pour le signal des satellites et donc seuls deux des trois satellites peuvent émettre simultanément pour éviter les interférences. Pour répondre à ce problème, le satellite « descendant » cesse sa transmission lorsque le satellite « montant » commence la sienne. Ceci peut causer une brève interruption pour le récepteur si par malchance le troisième satellite est bloqué par un obstacle. Cependant ce dernier étant au plus haut degré d'élévation à cet instant, l'interruption est d'autant moins probable.

Sirius utilise de plus, tout comme XM, les diversités fréquentielle et temporelle sous des formes plus ou moins semblables.

1.3.3.c Les répéteurs terrestres

Comme nous l'avons déjà évoqué, le positionnement des satellites par rapport aux récepteurs est critique puisqu'une perte des signaux émis peut survenir tant dans le système XM que dans le système Sirius. C'est pourquoi les deux sociétés ont développé l'installation de réseaux de **répéteurs terrestres** afin de pallier à ce problème de transmission dans certaines zones (tunnels, « canyons » urbains...). Du fait de la position de ses satellites aux angles d'élévation plus élevés, Sirius n'emploie qu'environ 105 répéteurs contre près de 1500 pour XM.

Les répéteurs sont installés de façon à recevoir le signal émis par les satellites et le redistribuer à une nouvelle fréquence (ce qui s'ajoute à la diversité fréquentielle du système global). Une représentation de l'ensemble du système XM (satellites et répéteurs) est donnée en *figure I-8*. Cette configuration est tout à fait valable pour Sirius si l'on excepte la position et le nombre des satellites.

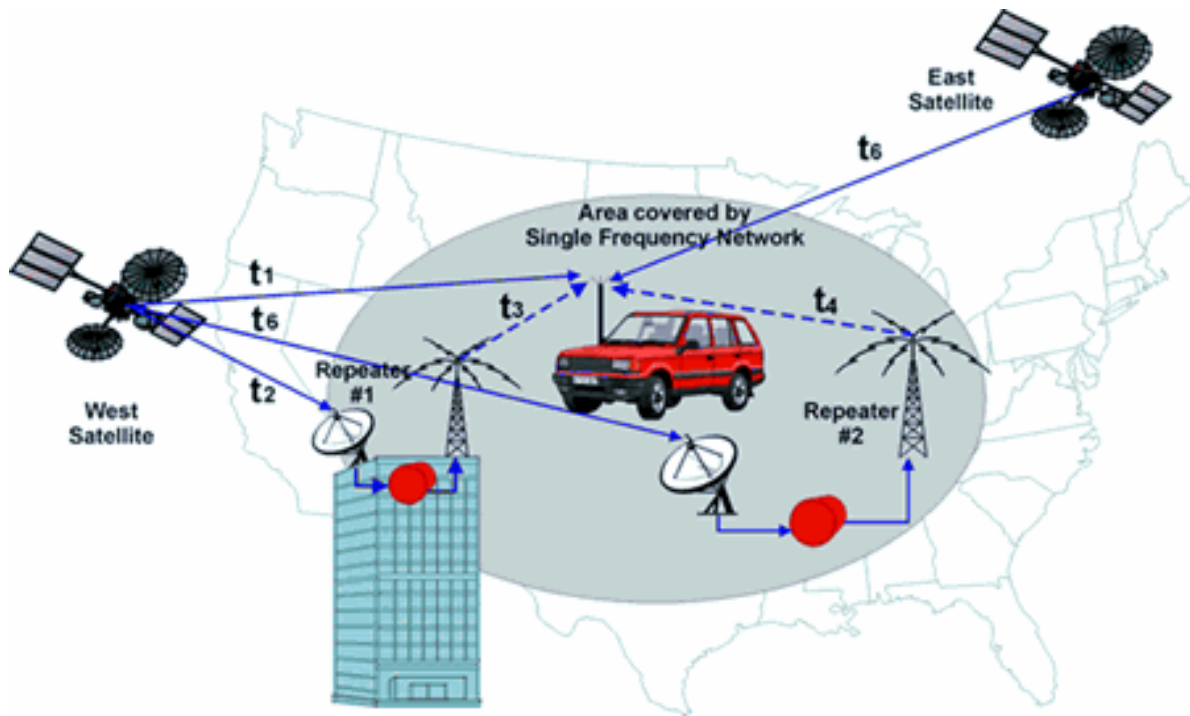


Figure I-8 : Architecture globale des systèmes SDARS

I.4 Conclusion

Après cette présentation générale des systèmes de communication numérique par satellite, nous allons passer à la partie qui nous intéresse le plus à savoir une étude plus exhaustive des systèmes SDARS américains. Nous étudierons en particulier les antennes de réception puisque la société SCE-MAG (groupe FIAMM) qui finance cette thèse est spécialisée dans le développement d'aériens de réception.

II Approche de SCE-MAG

Equipementier automobile, la société **SCE-MAG** (groupe **FIAMM**) conçoit et fabrique essentiellement des systèmes d'antennes OEM (Original Equipment Manufacturer). Elle développe également les circuits électroniques nécessaires au bon fonctionnement de ces aériens. En effet des circuits d'amplification sont essentiels pour la réception satellite (pour le GPS par exemple) et la plupart des systèmes nécessite également la mise en place de circuits d'adaptation et de filtrage. SCE-MAG est par ailleurs spécialisée dans l'**intégration d'antennes cachées** (souvent multifonctions) sur véhicule ce qui génère une étude particulière pour chaque marque et chaque modèle de voiture (berline, break, cabriolet...).

Les systèmes SDARS fonctionnant à des fréquences différentes de la radio classique, le développement d'un nouvel équipement de réception dans le véhicule était incontournable et il était donc naturel que SCE-MAG s'intéresse au projet de radio numérique par satellite de XM et Sirius.

Après avoir rencontré les deux sociétés et effectué une première analyse de leurs projets respectifs [I-14], SCE-MAG choisit dans un premier temps de ne s'investir que dans une étude plus approfondie de l'antenne destinée au système XM qui fut l'objet de la première partie de cette thèse.

Par la suite, XM Radio et SIRIUS Radio décidèrent - en accord avec les principaux constructeurs automobiles américains (General Motors, Ford, Chrysler...) - de combiner leurs cahiers des charges respectifs afin que les deux systèmes puissent être reçus par un module de réception unique. Ils définirent alors un nouveau cahier des charges commun ce qui constitua une deuxième étude.

Les cahiers des charges de XM et Sirius exigent l'utilisation de deux aériens distincts mais regroupés dans un même module pour les réceptions satellite et terrestre. La plupart des dispositifs vendus sur le marché américain contiennent une antenne de type hélice quadrifilaire ou dipôles croisés excités en quadrature de phase pour la réception satellite. Ces structures (dites « 3D ») généralement très performantes, sont cependant assez imposantes en hauteur (au minimum une quarantaine de millimètres).

L'aspect **esthétique** des antennes étant un paramètre primordial dans le domaine automobile, l'analyse d'une solution dite « 2D » ou planaire fut confiée à l'université de Limoges au travers d'un contrat CIFRE.

Afin d'être concurrentiel tant du point de vue des performances que du **coût** (souvent problématique pour les constructeurs), une optique de développement d'un aérien « bas coût » fut tout d'abord envisagée à travers l'utilisation de substrats peu onéreux mais présentant des pertes. Compte tenu de certains changements dans le cahier des charges et des performances obtenues lors de cette première étude, les travaux furent ensuite étendus à des matériaux plus coûteux. Ces deux études font l'objet de l'ensemble des travaux présentés dans ce manuscrit.

La collaboration avec SCE-MAG s'est traduite par un apport matériel (accès à la base de mesure extérieure, réalisation de certaines antennes...) et scientifique à travers de longues discussions avec Didier Viratelle, ingénieur R&D. Nous avons par ailleurs contribué aux mesures d'une solution « 3D » développée à SCE-MAG par Francis Pasquet.

III Notre approche

SCE-MAG nous ayant confié des **solutions dites planaires** à étudier, notre travail se décomposa alors en plusieurs étapes. Le premier cahier des charges qui nous fut présenté était celui de XM Radio uniquement car c'était le projet le plus avancé et qui paraissait le plus intéressant à SCE-MAG. Son étude constitua la première partie de nos travaux qui évoluèrent par la suite vers une solution répondant aux spécifications combinées de XM Radio et SIRIUS Radio. Ces deux études concernèrent la seule antenne de réception satellite, l'antenne de réception terrestre et son intégration dans le système satellite constituant la troisième et dernière partie de nos recherches.

Les spécifications des antennes satellites XM et Sirius prévoient la conception d'une antenne à **polarisation circulaire gauche (LHCP)** plutôt qu'une antenne à polarisation linéaire. L'orientation de l'antenne de réception identiquement à l'antenne d'émission (« polarization tracking ») est ainsi moins critique et il est possible de s'affranchir d'un suivi de polarisation particulièrement appréciable pour les liaisons mobiles - satellite comme c'est le cas pour notre application.

Le deuxième point commun de ces systèmes est l'utilisation de circuits d'amplification afin d'augmenter le gain de façon conséquente.

Notons enfin que les mesures de tous les aériens doivent être effectuées sur un plan de masse de 1*1 mètre ce qui sera le cas pour la majeure partie des résultats présentés dans ce mémoire.

III.1 Le projet XM

Comme nous l'avons dit au paragraphe I.3.3.a, le système XM Radio est basé sur une constellation de deux satellites en orbite géostationnaire. Ceci implique que leur position lorsque l'on se place aux Etats-Unis est relativement basse par rapport à l'horizon. Et c'est cette situation géographique qui définit en partie le cahier des charges de l'antenne satellite que nous présentons dans le *tableau I-2*.

Paramètre	Condition de test	Limites			Unité
		min	typ	max	
Fréquence		2,3325		2,345	GHZ
T.O.S.				2	
Gain antenne passive sur la bande passante $0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$	$30^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$	2			dBic
	$60^\circ \leq \theta \leq 65^\circ$	1			dBic
	$65^\circ \leq \theta \leq 70^\circ$	0,5			dBic
Taux d'ellipticité				4	dB
gain LNA + câble + connecteur		20	22	24	dB

Tableau I-2 : Cahier des charges de l'antenne satellite XM

Les angles θ et φ sont les angles du repère sphérique défini sur la *figure I-9*.

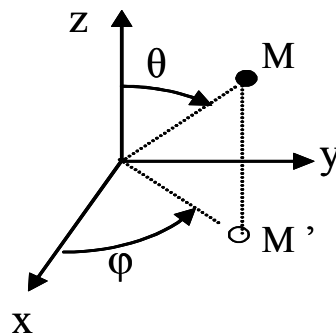


Figure I-9 : Définition des angles du repère sphérique utilisé

Une caractéristique très importante de ce cahier des charges est qu'aucune contrainte de gain n'est imposée dans l'axe (*figure I-10*). On peut donc former un diagramme de type cardioïdal avec un trou de rayonnement dans la direction $\theta = 0^\circ$. Nous verrons dans le chapitre II l'approche originale que nous avons employé pour former ce diagramme.

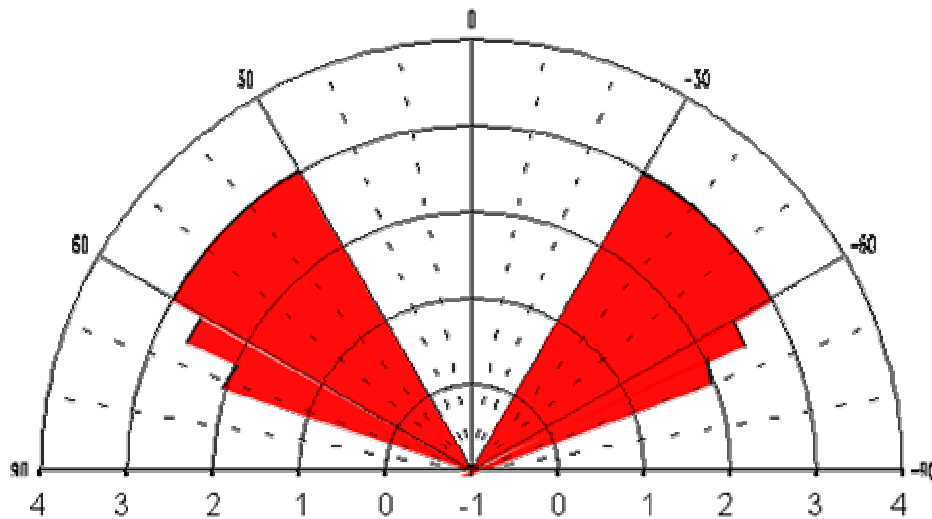


Figure I-10 : Gabarit défini par XM Radio

Afin de répondre à ces spécifications, plusieurs solutions planaires ont été envisagées (patch unique comme l'antenne couramment utilisée pour la réception du GPS, réseau de 4 patches, spirale imprimée...), et les premiers résultats nous ont conduit à privilégier un **réseau de quatre patches** pour une étude plus approfondie que nous développerons dans le chapitre II.

Les réseaux imprimés sont en effet de plus en plus utilisés parce qu'ils sont légers, économiques (si fabriqués en grande série) et peu encombrants. Ils sont présents aussi bien dans des antennes de réception de télévision par satellite, dans de petits radars portables que incorporés dans la structure d'avions ou de missiles. C'est d'ailleurs cette dernière spécificité qui a dicté le choix technologique que nous détaillerons par la suite.

III.2 Le projet XM-SIRIUS

Contrairement au système XM, la constellation de satellites de SIRIUS se compose de trois satellites en orbites elliptiques ce qui entraîne une position dans le ciel des USA beaucoup plus élevée. Le cahier des charges commun aux deux sociétés (*tableau I-3*) présente donc une forme de diagramme de rayonnement totalement différente de celle de XM seul. En effet la combinaison des exigences de XM et Sirius conduit à la nécessité d'un rayonnement à la fois vers l'horizon mais également au zénith ce qui implique une répartition du champ beaucoup plus large (*figure I-11*). Comme dans le cadre du projet XM, une antenne présentant une polarisation circulaire gauche est exigée pour la réception satellite.

Paramètre	Condition de test	Limites			Unité
		min	typ	max	
Fréquence		2,32		2,345	GHZ
T.O.S.				2	
Gain antenne passive sur la bande passante $0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$	$0^\circ \leq \theta \leq 65^\circ$	3			dBic
	$65^\circ \leq \theta \leq 70^\circ$	2			dBic
Taux d'ellipticité				4	dB
gain LNA + câble + connecteur		20	22	24	dB

Tableau I-3 : Cahier des charges de l'antenne satellite XM-SIRIUS [I-16]

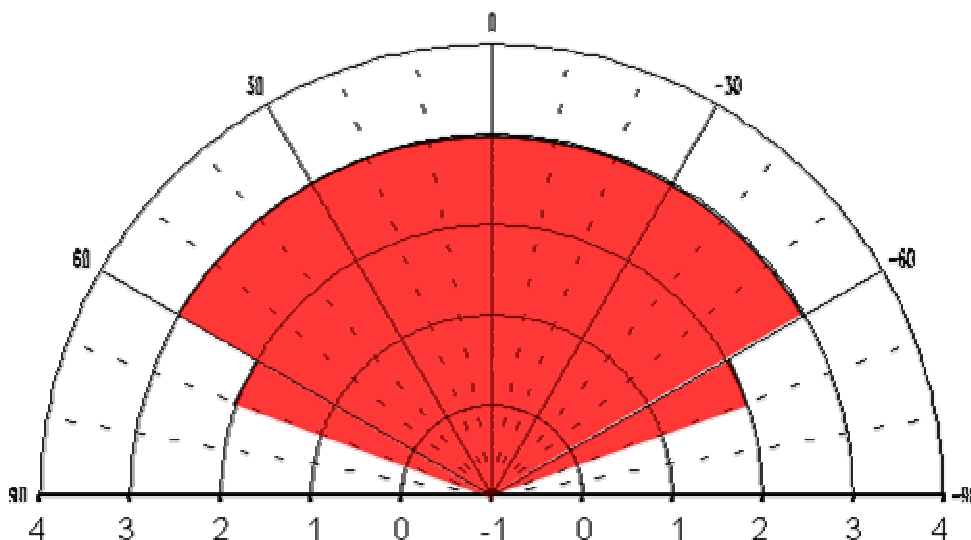


Figure I-11 : Gabarit de l'antenne satellite XM-Sirius

Pour répondre à ces nouvelles spécifications de rayonnement, nous avons donc envisagé deux solutions. D'une part l'emploi d'un **patch unique** à polarisation circulaire fonctionnant sur son mode fondamental dont le rayonnement correspond a priori au cahier des charges, et d'autre part, l'utilisation du même **réseau de quatre patches** que celui développé pour le projet XM mais exploité d'une manière différente.

III.2.1 Patch unique

Un patch ayant par essence un rayonnement dans l'axe sur son mode fondamental, c'est la première solution qui nous est apparue dans l'objectif de répondre au cahier des charges XM-SIRIUS. Ayant par ailleurs déjà étudié l'élément unique du réseau, il était assez aisé de reprendre et compléter cette étude afin de répondre au nouveau cahier des charges. Nos travaux ont donc consisté à améliorer la polarisation circulaire de l'élément unique et à augmenter son gain par l'utilisation de substrats à plus forte permittivité et surtout faibles pertes.

III.2.2 Réseau

Ayant déjà réalisé un réseau de patches, cette deuxième solution accompagnée de quelques modifications sur la phase des différents éléments et leur espacement nous sembla une solution permettant de répondre également aux spécifications du nouveau cahier des charges. L'avantage de cette solution par rapport à l'élément unique est qu'elle nous permet de jouer sur de nombreux facteurs (espacement et phases des patches, taille du plan de masse...) pour augmenter le gain à l'horizon, point critique du cahier des charges. De plus l'intégration de l'antenne terrestre est également facilitée comme nous le verrons par la suite.

III.3 Insertion antenne terrestre

Comme nous l'avons expliqué au paragraphe I.3.3.c, les systèmes XM et SIRIUS nécessitent l'emploi de **répéteurs terrestres** dans certaines zones (particulièrement les zones urbaines) où la couverture satellite n'est pas très bonne. Le module antenne doit donc comprendre un aérien supplémentaire réalisant de la **polarisation verticale** et répondant aux spécifications présentées dans le *tableau I-4*.

Paramètre	Condition de test	Limites			Unité
		min	typ	max	
Fréquence		2,32		2,345	GHZ
T.O.S.				2	
Gain antenne passive sur la bande passante $0^\circ \leq \varphi \leq 360^\circ$	$80^\circ \leq \theta \leq 100^\circ$	-2		2	dBi
gain LNA + câble + connecteur		16	18	20	dB

Tableau I-4 : Cahier des charges de l'antenne terrestre XM ou SIRIUS

Une solution évidente et simple aurait pu être l'emploi d'une antenne quart d'onde, très simple à étudier et à réaliser. Cependant notre logique d'antenne planaire nous interdit cette solution et nous nous sommes donc tournés vers une antenne fil-plaque dont le rayonnement présente des caractéristiques idéales pour notre application et qui a de plus l'avantage d'être très connue dans notre laboratoire. L'étude de cet aérien que nous avons donc choisi d'intégrer au système satellite constitue l'essentiel du chapitre IV. Nous y détaillerons son intégration dans les réseaux XM et XM-SIRIUS ainsi que dans la solution d'antenne patch unique XM-SIRIUS.

III.4 Conclusion

Cette partie a permis de mettre en évidence les spécifications de XM et SIRIUS concernant les antennes de réception satellite et terrestre. Nous ne nous intéresserons pour notre part qu'à la partie « passive » des aériens, la partie active étant développée à SCE-MAG.

Le point critique des cahiers des charges de l'antenne satellite est bien sûr l'obtention de la polarisation circulaire sur une large ouverture angulaire. Le paragraphe suivant va donc s'attacher à décrire de manière générale les différents moyens d'obtention de ce type de polarisation.

IV La polarisation circulaire

La plupart des systèmes de communications mobiles par satellites, qu'ils soient géostationnaires, sur des orbites basses ou elliptiques, requièrent des antennes à polarisation circulaire possédant de plus un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel en azimut.

L'intérêt de la polarisation circulaire réside dans une faible dépolarisation de l'onde lors de la traversée de l'ionosphère (effet Faraday) et une détection plus aisée des réflexions liées aux trajets multiples. En effet, entre l'émetteur et le récepteur, les ondes radio subissent des trajets multiples liés aux phénomènes électromagnétiques que sont les réflexions, la réfraction par les milieux diélectriques, la diffraction par les arêtes ou encore la dépolarisation. Ces phénomènes sont d'autant plus complexes qu'existe un nombre important d'objets interrompant le trajet des ondes (bâtiments, véhicules, reliefs en extérieur, murs, mobilier, personnes en intérieur ...), et ils peuvent se traduire par une dégradation de la liaison lors de la communication radio. S'y ajoutent l'atténuation des ondes d'autant plus marquée qu'un nombre important de diffuseurs sont présents entre l'émetteur et le récepteur, et l'effet Doppler lorsque l'émetteur ou le récepteur se déplacent, ou lorsque l'environnement électromagnétique varie temporellement. Des détails sur la polarisation d'une antenne sont donnés en **annexe 1**.

Dans le cas particulier des systèmes SDARS américains que nous allons étudier plus en détails, XM comme Sirius ont comme principale cible commerciale les automobilistes. En plus de nécessiter des antennes à polarisation circulaire omnidirectionnelles en azimut, les constructeurs automobiles exigent donc impérativement de concevoir un aérien de réception à la fois **compact**, **esthétique** (et plus précisément intégrable sur un véhicule) et surtout **faible coût**. Pour ces applications, les antennes à fort gain (type parabole) d'encombrement beaucoup trop important et les mécanismes de poursuite de satellites beaucoup trop onéreux sont bannis.

IV.1 Différents types d'antennes

De nombreux types d'antennes peuvent produire de la polarisation circulaire. En voici une liste non exhaustive :

- les **antennes à hélice** telles que les antennes quadrifilaires résonnantes étudiées par Kilgus [I-17] sont très utilisées parce qu'elles fournissent un diagramme de rayonnement quasi hémisphérique et une polarisation circulaire quasi parfaite. Elles sont notamment utilisées pour la réception des systèmes GPS ou IMMARSAT. Leur structure en technologie imprimée consiste en quatre rubans conducteurs imprimés sur un mince substrat, l'ensemble étant enroulé sur un support cylindrique (*figure I-12*) [I-18]. Notons que l'utilisation d'un substrat n'est pas obligatoire mais facilite la réalisation et diminue l'encombrement.



Figure I-12 : Exemple d'antenne quadrifilaire pour le système XM

- les **antennes spirales**, notamment les spirales planaires à deux branches, créent naturellement la polarisation circulaire orthogonalement au plan de la spirale. Leur forme planaire et leur taille relativement réduite permettent une intégration aisée sur des surfaces existantes. De plus ces antennes ont l'avantage d'être large bande [I-19].

- les **cornets**, associés à des paraboles sont très utilisés pour la réception satellite.

- les **antennes tourniquets** sont très prisées notamment des radios amateurs pour la réception des signaux APT (Automatic Picture transmission) des satellites météorologiques (NOAA, Meteor...) car elles sont très faciles à fabriquer. Elles sont constituées de 2 dipôles horizontaux croisés et déphasés de 90° placés au-dessus d'un réflecteur.

- les **antennes imprimées** (plus souvent appelées **patch**) sont largement employées actuellement du fait de leur encombrement très réduit (d'où une intégration sur les systèmes portables assez aisée), de leur coût modéré et de leur technologie de fabrication extrêmement simple.

Parmi toutes les solutions que nous avons envisagées, ce dernier type d'aérien a été privilégié du fait de son encombrement minime. Des détails sur ces antennes sont donc donnés dans le paragraphe suivant.

IV.2 Le cas particulier des antennes imprimées

Le concept de « structures imprimées rayonnantes » est apparu en 1953 avec Deschamps [I-20] et les premières validations ont été réalisées vers 1970 par Maxwell et Nunson [I-21]. Les antennes imprimées (encore appelées **antennes plaquées** ou **antenne « patch »**) ont connu un essor phénoménal ces dernières années grâce à leur capacité à répondre notamment aux contraintes d'encombrement, de poids et surtout de coût imposées par les systèmes mobiles émergents [I-22]. Les inconvénients majeurs de ce type d'aérien sont le peu de bande passante (1 à 2%) qu'il autorise dans sa structure résonante de base et son gain restreint. Ils sont par ailleurs fortement dépendants du substrat diélectrique employé dont les caractéristiques ont une très forte influence sur les performances électromagnétiques de l'antenne.

Le potentiel des antennes imprimées est surtout visible dans le domaine des télécommunications civiles et militaires même si quelques applications marginales - dans le domaine biomédical par exemple - ont été développées.

Les éléments rayonnants imprimés peuvent être divisés en deux catégories distinctes :

- les antennes à ondes progressives (cf. paragraphe IV-2-4)

- les **antennes à ondes résonantes stationnaires** que l'on peut également séparer en deux familles à savoir les **fentes rayonnantes imprimées** (*figure I-13*) et les **antennes plaquées**. C'est ce dernier type qui va nous intéresser plus particulièrement dans la suite de notre étude.

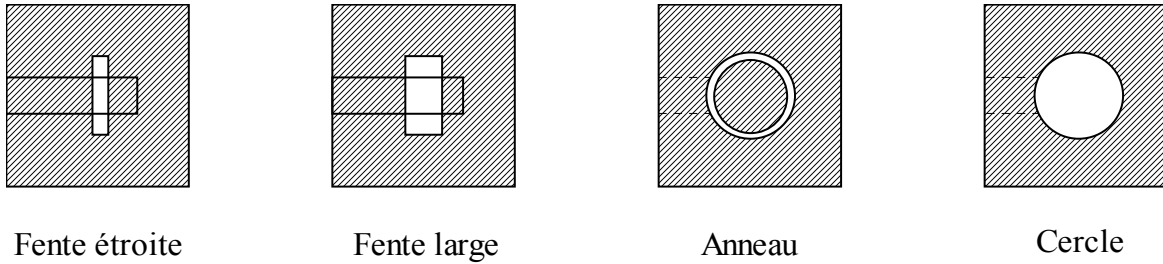


Figure I-13 : Exemples d'antennes à fente

En effet, l'antenne imprimée excitée sur l'un de ces modes génère par essence une onde à polarisation rectiligne. Cependant la création de déformations dans la structure de base de ces antennes, un type d'excitation particulier ou encore l'utilisation ingénieusement combinée de plusieurs de ces antennes peut permettre l'apparition de la polarisation circulaire par l'excitation de deux modes orthogonaux de même amplitude mais déphasés de 90° .

IV.2.1 Antenne perturbée géométriquement

Différents procédés permettent la génération de deux modes orthogonaux sur une antenne imprimée par **déformation géométrique**. Il est possible de créer des fentes ou des encoches dans l'aérien de base, de transformer des carrés en rectangles [I-23] ou des cercles en ellipses [I-24] comme illustré sur la *figure I-14*. Selon la position des perturbations, on obtient de la polarisation circulaire droite (**Right Hand Circular Polarization** ou **RHCP**) ou gauche (**Left Hand Circular Polarization** ou **LHCP**).

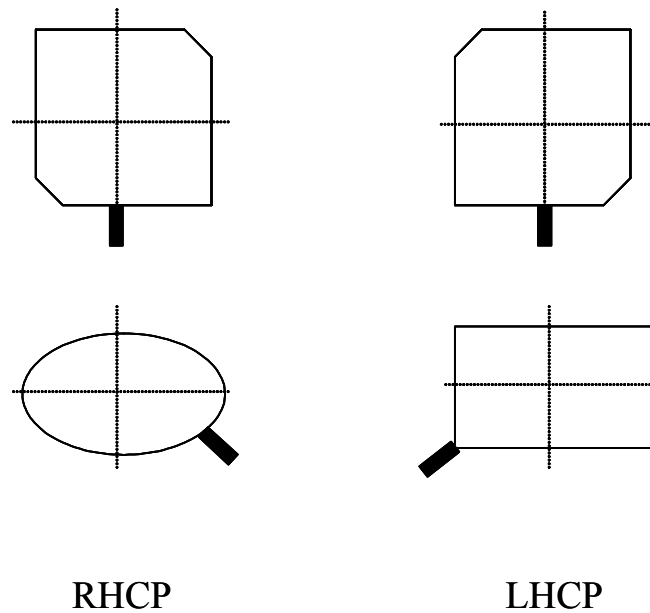


Figure I-14 : Exemples de déformations géométriques générant la polarisation circulaire

Les deux modes orthogonaux (par exemple TM010 et TM100 pour un patch carré) sont alors excités simultanément si l'on se place à une fréquence intermédiaire entre leurs deux résonances. L'antenne ne nécessite qu'une source d'alimentation positionnée correctement.

IV.2.2 Une double alimentation

Un autre moyen de générer de la polarisation circulaire est d'alimenter l'antenne à l'aide d'une **double excitation** de même amplitude mais en quadrature de phase. De plus les deux points d'excitation doivent être positionnés sur des axes orthogonaux comme illustré sur la *figure I-15*.

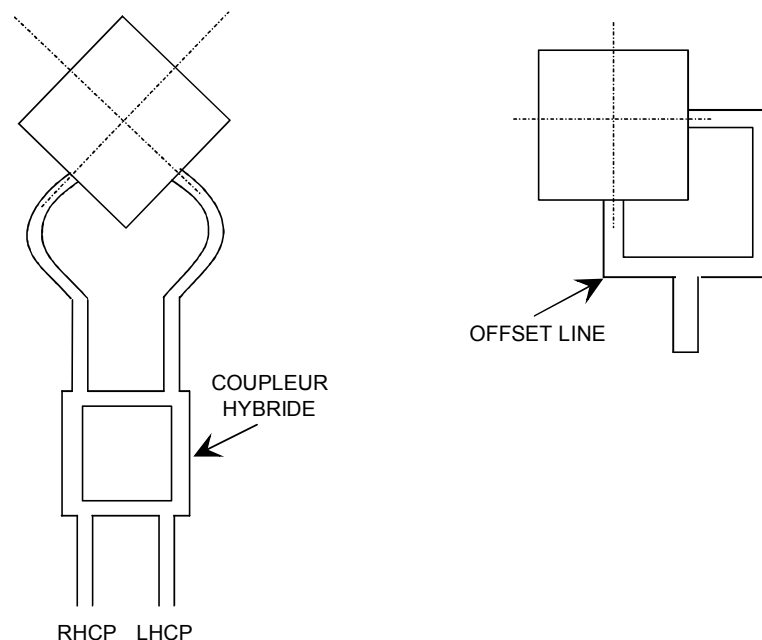


Figure I-15 : Exemples d'aérien à double excitation

Ces antennes sont stimulées par exemple avec un polariseur externe tel qu'un **coupleur hybride 3 dB** ou une **ligne de compensation** (offset ligne). L'avantage du coupleur est qu'il permet d'avoir des caractéristiques d'adaptation et de taux d'ellipticité large bande et d'exciter indifféremment la polarisation circulaire droite ou gauche en inversant les entrées du coupleur. Cependant l'encombrement devient alors très conséquent et c'est pourquoi on lui préfère généralement l'utilisation des lignes de compensation. Le déphasage temporel de 90° est créé par l'ajout d'un quart de longueur d'onde sur l'une des lignes. Malheureusement la bande devient alors très étroite.

IV.2.3 Le substrat ferrite

Les matériaux **ferrites** possèdent des propriétés électromagnétiques originales dont la propagation d'ondes à polarisation circulaire. Cette caractéristique particulière les rend très intéressants dans l'optique de leur utilisation à la place du substrat diélectrique traditionnellement employé dans les antennes imprimées. Un patch positionné sur une ferrite magnétisée par un champ statique orthogonal et alimenté par une sonde coaxiale génère naturellement deux modes à des fréquences proches en polarisation circulaire [I-25] (figure I-16).

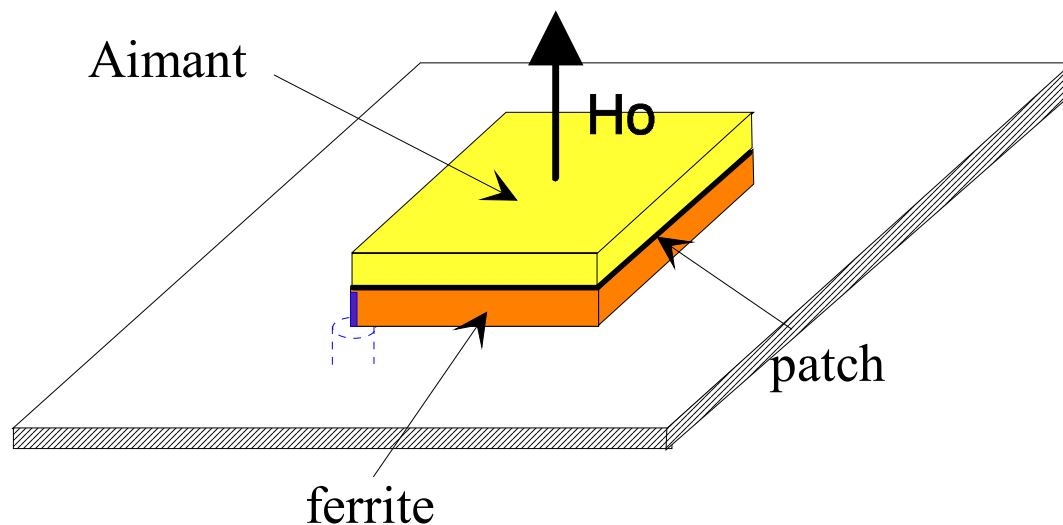


Figure I-16 : Antenne sur substrat ferrite

L'inconvénient majeur de ce type d'antenne est son coût car les matériaux ferrites sont beaucoup plus onéreux que les diélectriques classiques. L'encombrement de ces antennes est par ailleurs supérieur à celui des antennes imprimées du fait de la présence de l'aimant.

IV.2.4 Les antennes imprimées à ondes progressives

Une ligne de transmission de dimensions finies rayonne de l'énergie. En effet, alimentée par son générateur, elle est parcourue par un courant $I(P,t)$ qui, si la ligne est adaptée, est absorbé par la charge. On forme ainsi une **ligne à onde progressive** où l'élément rayonnant est un ruban conducteur parfois à structure périodique, long de quelques longueurs d'onde et dont l'extrémité libre est "fermée" sur une charge résistive adaptée, *figure I-17*. La principale caractéristique des antennes à ondes progressives c'est qu'elles sont très large bande ($> 20\%$).

On peut séparer ces antennes en deux catégories : les **antennes filaires à ondes progressives** (fil long, antenne en V, antenne en losange...) et les **antennes microrubans à ondes progressives** (ligne microruban adaptée, ligne à méandre...).

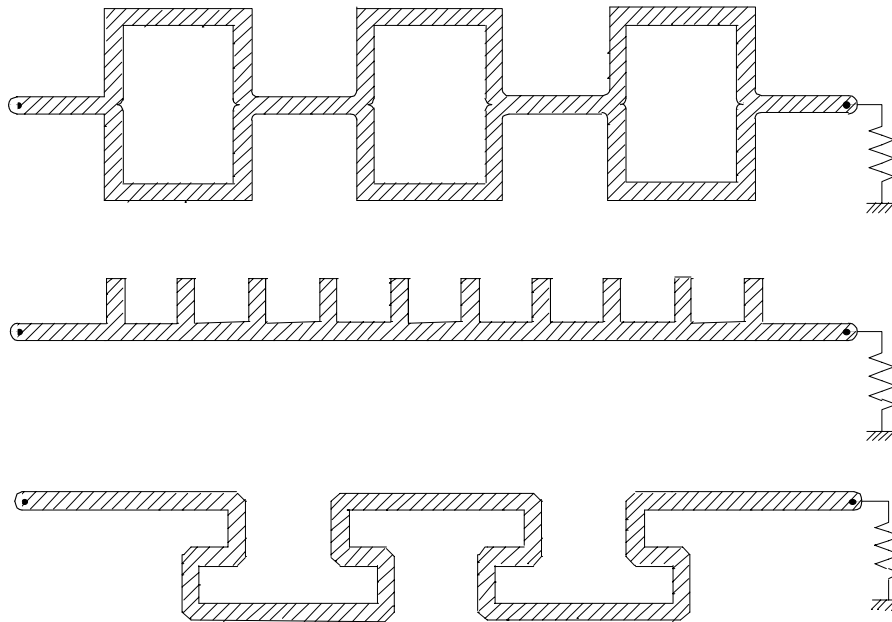


Figure I-17 : Eléments rayonnants pour antennes à ondes progressives

Un paramétrage adéquat des dimensions de la structure permet de générer la polarisation circulaire comme c'est le cas par exemple pour l'antenne **ANSERLIN** (**AN**ular **S**ector **R**adiating **L**INe) (*figure I-18*) dont le taux d'ellipticité est inférieur à 3 dB sur environ 40% de bande pour une fréquence centrale de 1,5 GHz [I-26].

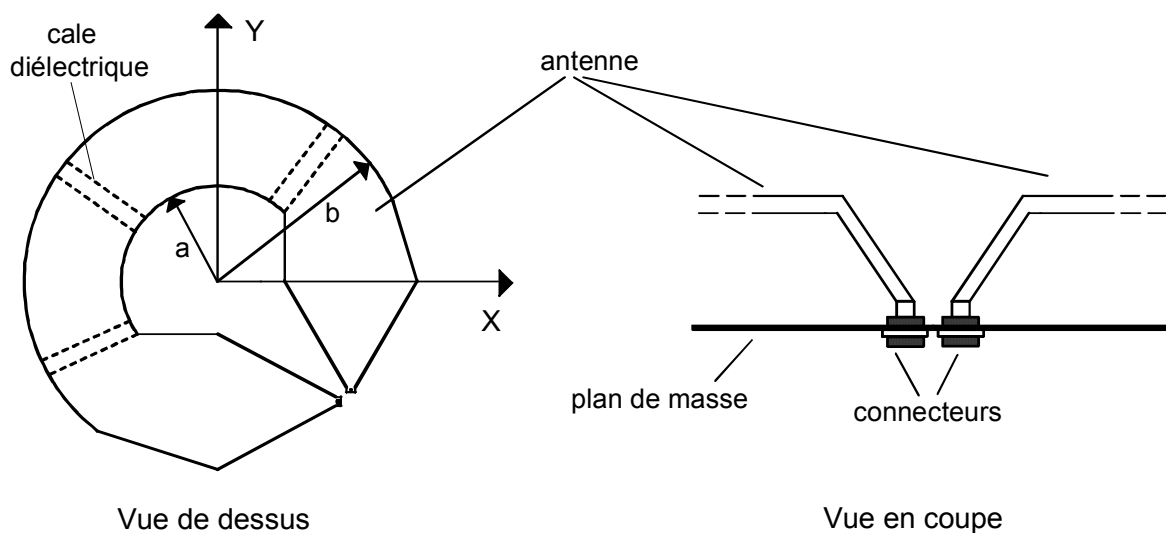


Figure I-18 : Géométrie de l'antenne ANSERLIN

IV.2.5 Les réseaux séquentiels

Dans un réseau plan constitué d'éléments rayonnants identiques, on peut générer une onde polarisée circulairement à l'aide de deux méthodes distinctes : soit les aériens sont polarisés rectilignement et la polarisation circulaire est obtenue en les combinant en « sous réseaux » (généralement 2*2 éléments) et en les déphasant temporellement et spatialement (*figure I-19*), soit chaque aérien émet sa propre polarisation circulaire (*figure I-20*).

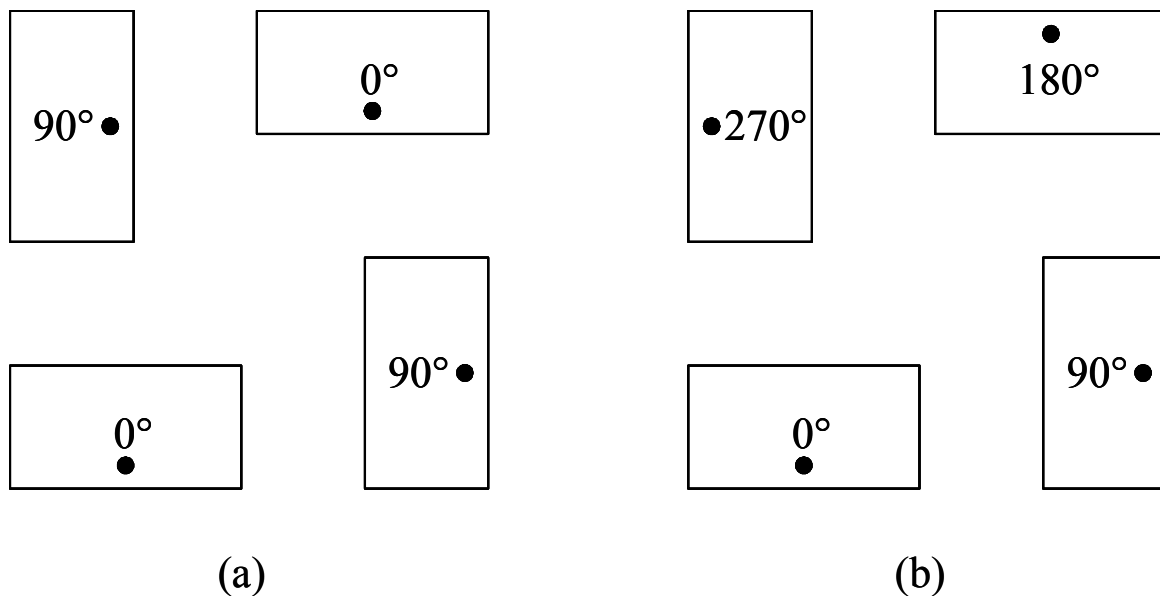


Figure I-19 : Exemples de réseaux en polarisation circulaire (2*2 éléments)

Les *figures I-19a* et *I-19b* représentent respectivement une paire de sous réseaux séquentiels de deux éléments et un sous réseau séquentiel de 4 éléments, chaque élément étant polarisé rectilignement. Dans les deux cas, la polarisation circulaire générée et l'adaptation sont d'excellente qualité. La principale difficulté liée à ces réseaux est la mise au point de l'alimentation en lignes microrubans. Il faut en effet parvenir à obtenir une bonne quadrature entre les éléments successifs tout en conservant une amplitude d'excitation égale.

D'une manière générale, on préfère utiliser directement des éléments de base à polarisation circulaire.

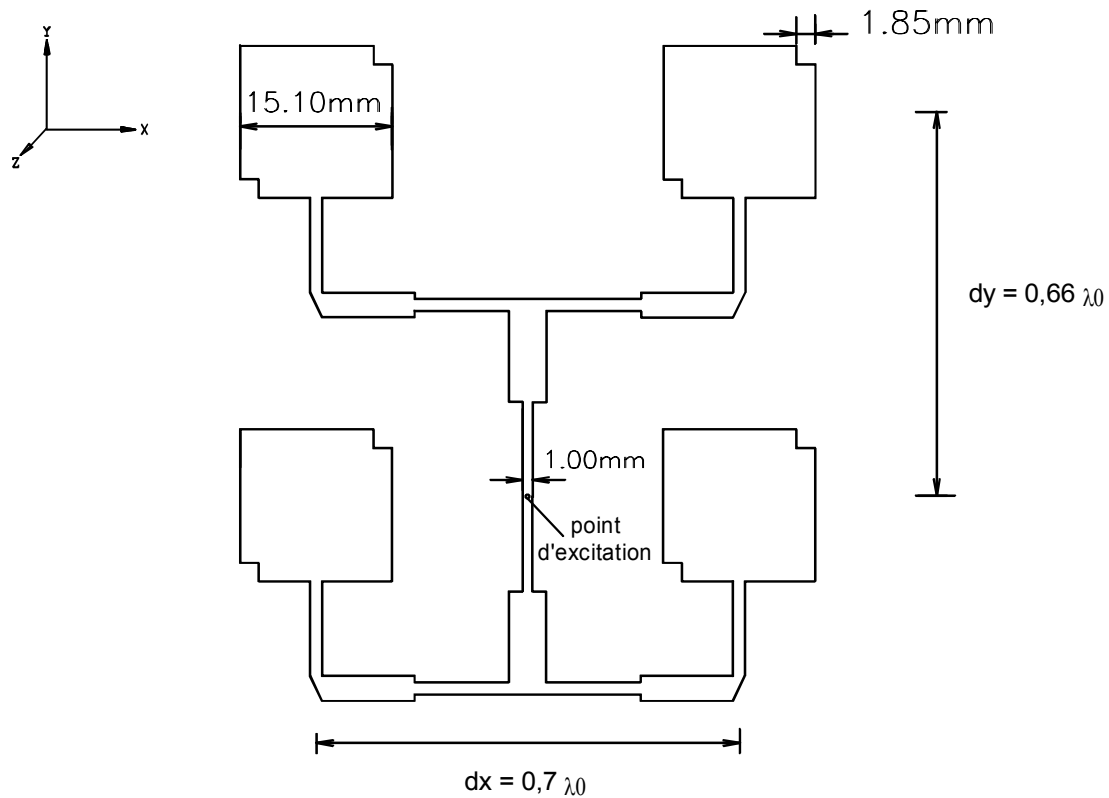


Figure I-20 : Réseau plan d'éléments en polarisation circulaire droite [I-26]

IV.3 Conclusion

Parmi toutes ces solutions permettant de générer la polarisation circulaire, nous avons choisi pour répondre au cahier des charges de XM Radio d'utiliser la dernière proposition à savoir un **réseau plan de quatre patches à encoches** déphasés de 90° les uns par rapport aux autres. En effet cette structure nous permet d'allier une bonne circularité à un rayonnement de type cardioïde comme nous allons le voir dans le chapitre II.

L'originalité de notre approche consiste à **creuser un trou dans l'axe** en utilisant des structures élémentaires **rayonnant dans l'axe**.

V Moyens d'étude théoriques et expérimentaux

Afin de mener à bien ces différentes études, nous avons à notre disposition plusieurs outils théoriques et de mesures que nous allons présenter dans les paragraphes qui suivent.

V.1 La méthode des différences finies

La **méthode des différences finies dans le domaine temporel** (communément appelée **F.D.T.D.** pour Finite Difference in Time Domain) permet la résolution d'équations différentielles spatio-temporelles sur ordinateur. Nous avons donc choisi d'utiliser un outil développé au sein de l'équipe Electromagnétisme de l'IRCOM [I-27] utilisant cette méthode. 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 (dispersifs, anisotropes...). Ainsi, il est possible de simuler rigoureusement l'antenne ainsi que son environnement proche.

A l'origine, l'utilisation de la méthode F.D.T.D. dans les problèmes électromagnétiques a été développée par Yee en 1966 [I-28]. L'amélioration des performances des ordinateurs a par la suite permis le traitement numérique de problèmes à l'aide de cette méthode, la démonstration de la puissance des "différences finies" ayant été faite par Taflov et Rummukort en 1975 [I-29]. Les premières études portaient essentiellement sur des problèmes de diffraction d'ondes électromagnétiques par des obstacles métalliques et de compatibilité électromagnétique. Puis le domaine d'application s'est élargi à la résolution de problèmes comportant des sources localisées permettant entre autres le traitement rigoureux de discontinuités dans les lignes microrubans [I-30] et l'étude d'antennes imprimées [I-31] [I-32].

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-33] [I-34]. 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-35]. En outre, une nouvelle technique simplifiée de détermination du couplage entre éléments a été introduite [I-36].

Une description plus exhaustive de la méthode est présentée en **annexe 2**.

V.2 Dispositifs expérimentaux

V.2.1 Réalisation des circuits imprimés

Parmi les nombreuses techniques de réalisation de circuits imprimés, nous avons retenu le **procédé de photolithographie** pour graver nos antennes. C'est en effet un équipement que l'équipe électromagnétisme de l'IRCOM a en sa possession et qui permet la réalisation d'antennes de façon efficace et relativement rapide pour des fréquences allant jusqu'à la bande X.

Le procédé de photolithographie (*figure I-21*) se décompose en plusieurs étapes :

- **Dessin** des différentes parties imprimées de l'antenne à l'aide d'un logiciel de **D.A.O.** (par exemple **Autosketch**) réalisant ainsi le **masque** de l'antenne. Le masque est ensuite directement imprimé sur un transparent. Pour une meilleure précision, il est possible de réaliser la découpe du masque sur un film haute résolution (ou film de masque de découpe à émulsion dépelliculable inactinique) sur une table traçante à l'aide d'une pointe diamant.

- **Sensibilisation** des parties métalliques du substrat et recouvrement par une pellicule photosensible si les plaques achetées ne sont pas présensibilisées.

- Reproduction du masque de l'antenne sur les faces sensibilisées par une phase d'**insolation**. Typiquement, l'exposition aux rayons U.V. dure de 2 à 3 minutes selon le type de matériau.

- La phase de **développement** permet l'élimination de la couche photosensible en dehors des parties insolées. On utilise pour cette opération d'une durée de quelques minutes un bain de révélateur chimique.

- L'avant dernière étape consiste à ôter le cuivre déposé de sa couche photosensible. La **gravure** est ainsi réalisée à l'aide d'un bain de perchlorure de fer parfois chauffé à 35°.

- Enfin, la phase de **dépouillement** réside dans l'élimination de la couche photosensible protégeant les parties cuivrées au moyen d'un éliminateur ou solvant (acétone par exemple).

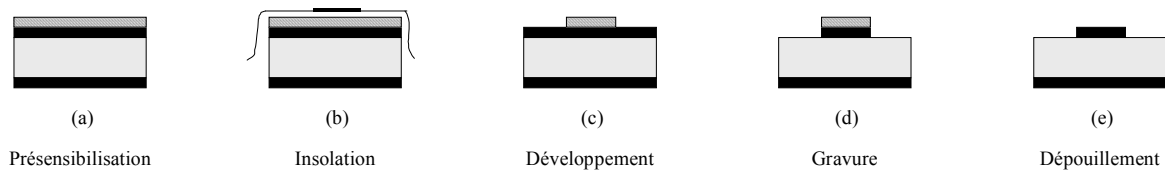


Figure I-21 : Etapes du procédé de photolithographie

Certains de nos prototypes ont par ailleurs été fabriqués à SCE-MAG par gravure mécanique.

V.2.2 Dispositifs de mesure

Ce paragraphe décrit les moyens de mesures à notre disposition. En effet, la phase de conception théorique par simulations électromagnétiques, bien que très efficace, ne peut s'affranchir d'une vérification expérimentale basée sur la mesure de performances d'un ou plusieurs prototypes.

Nous disposons pour nos tests de deux sites distincts permettant des types de mesures différentes :

- la **base de mesures d'antennes de l'IRCOM** nous permet d'effectuer des mesures de rayonnement en chambre anéchoïde en polarisation circulaire ou linéaire sur des plans de

masse allant jusqu'à 1*1m (cette taille de plan de masse est un critère particulièrement important dans le domaine automobile étant donné que les antennes sont généralement positionnées sur le toit **métallique** des véhicules).

- la **base de mesures de la société SCE-MAG** autorise quant à elle des mesures automatisées sur véhicule en extérieur grâce à un plateau tournant métallique, piloté par des moteurs. La société dispose en outre d'une chambre anéchoïde similaire à celle de l'IRCOM.

V.2.2.a Base de mesure de l'IRCOM

Les prototypes d'aériens présentés dans cet ouvrage ont tous été caractérisés dans la base de mesure d'antennes de l'IRCOM. Cette base est nommée **chambre anéchoïque** (ou anéchoïde) car elle permet de simuler des conditions d'espace libre en recourant à des matériaux absorbants les ondes électromagnétiques disposés sur toute sa surface interne (*figure I-22*).

Les dimensions de cette base de mesure sont de 6 mètres en longueur sur 4,8 mètres en largeur, avec une hauteur de 2,8 mètres. Ces proportions permettent d'obtenir des conditions de champ lointain pour des dispositifs compacts dès 500 MHz.

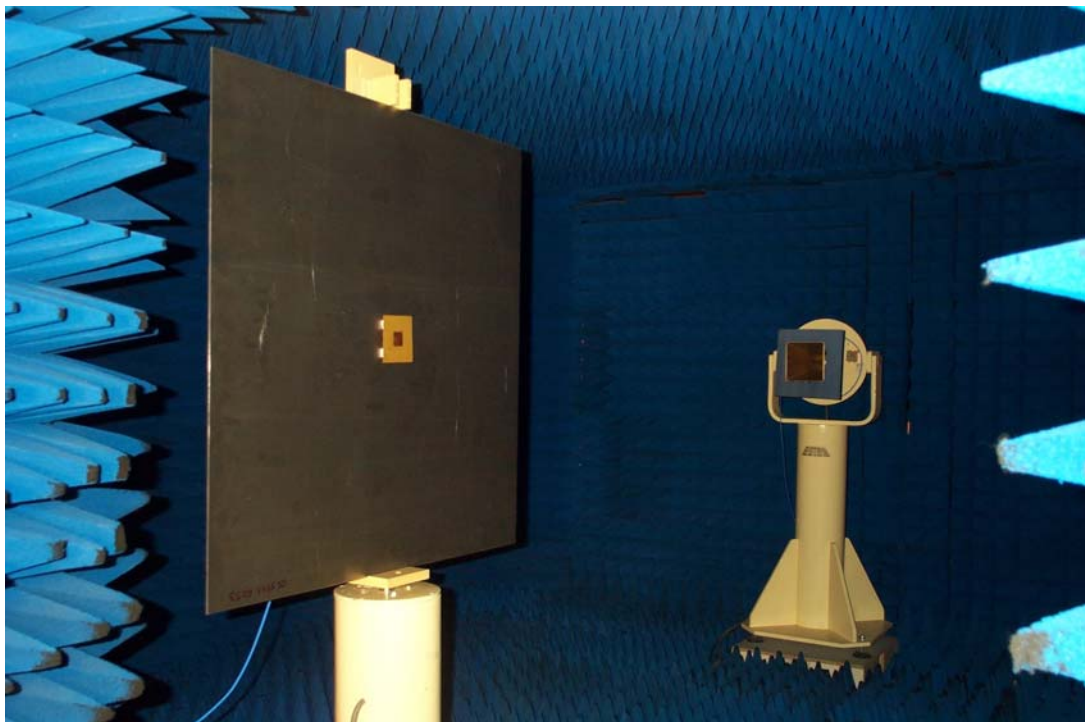


Figure I-22 : Base de mesure de l'IRCOM

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 fréquences de 0,01 à 40 GHz.

Nous disposons par ailleurs de deux cornets (l'un à polarisation linéaire et l'autre à polarisation circulaire) qui nous permettent de caractériser complètement nos antennes (gain en dBi ou dBic, taux d'ellipticité...).

V.2.2.b Base de mesure de SCE-MAG

Ces travaux ayant pour cadre des applications dans le domaine automobile, il est important de pouvoir caractériser nos aériens dans des conditions « réelles ». Nous avons pour cela à notre disposition la base de mesure de SCE-MAG permettant de réaliser des mesures en adaptation et en rayonnement sur véhicule (*figure I-23*).

Les mesures étant faites en extérieur, des précautions sont à prendre lors de l'interprétation des résultats. En effet de nombreuses perturbations (interférences avec le sol, conditions atmosphériques...) peuvent influencer sur les mesures.



Figure I-23 : Base de mesure de SCE-MAG

Des informations complémentaires sur ces moyens de mesure présentés brièvement ici sont données de façon plus complète en **annexe 3**.

V.2.3 Conclusion

L'utilisation d'un logiciel basé sur la méthode des différences finies dans le domaine temporel nous permet donc par simulation électromagnétique précise, la conception de structures d'antennes complexes. De plus, l'utilisation de techniques harmoniques permet d'obtenir les caractéristiques de rayonnement en champ lointain de nos aériens, en plus des caractéristiques électriques.

D'autre part, la base de mesure d'antenne de l'IRCOM nous offre la possibilité de confronter ces résultats numériques à l'expérimentation sur des prototypes. Cette phase de mesure est indispensable dans la conception des antennes, car elle permet soit de valider les concepts développés, soit de mettre à jour des erreurs ou imprécisions dans la simulation ou la réalisation de l'aérien.

La base de mesure de SCE-MAG permet quant à elle de valider les mesures dans des conditions quasi-réelles.

L'ensemble de ces moyens d'analyse nous a donc été fort utile tout au long de cette thèse, permettant le développement des antennes présentées dans la suite de ce mémoire.

VI Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter rapidement les systèmes satellites et plus particulièrement les systèmes de radiodiffusion numérique par satellite (SDARS) tels que XM Radio et Sirius Radio dont les antennes de réception associées (satellite et terrestre) sont l'objet de ce mémoire.

Nous avons par ailleurs évoqué les différentes approches envisagées par SCE-MAG et l'Université de Limoges ce qui permet de comprendre la structure de ce manuscrit.

Une description des différents moyens de générer la polarisation circulaire a été réalisée et une brève présentation des outils de simulation et de mesure utilisés au cours de ces trois années de recherche a été effectuée. Il est maintenant temps de rentrer dans un aspect beaucoup plus concret de nos travaux.

CHAPITRE II : LE PROJET XM

Comme nous l'avons expliqué dans le premier chapitre de ce mémoire, plusieurs cahiers des charges nous ont été présentés par SCE-MAG. Ce chapitre s'attachera donc à présenter la solution que nous avons envisagée afin de répondre aux premières spécifications, à savoir celles de XM Satellite Radio.

Nous y développerons dans un premier temps une étude de l'élément de base de notre antenne avant de passer à la mise en place d'un réseau de patches original et une étude paramétrique de ses différentes caractéristiques. Enfin, nous montrerons la simulation d'un réseau d'alimentation pour finir par conclure sur les différents résultats obtenus concernant le projet XM.

I L'élément de base du réseau

L'élaboration d'un réseau d'antennes dépend en grande partie des caractéristiques de l'antenne élémentaire. C'est pour cette raison qu'une étude détaillée de cet élément est primordiale.

Lors de la conception de notre antenne, nous avons choisi de prendre comme élément de base, un aérien générant la polarisation circulaire. Il nous semblait en effet que nous pourrions obtenir ainsi un taux d'ellipticité global meilleur qu'en utilisant des éléments à polarisation linéaire déphasés judicieusement les uns par rapport aux autres (cf. paragraphe IV.2.5 du chapitre I). Nous avons donc opté dans un premier temps pour un patch légèrement rectangulaire alimenté sur sa diagonale (deux modes très proches sont alors excités ce qui fournit la polarisation circulaire). Cependant ce type d'aérien s'est vite avéré relativement sensible aux approximations de réalisation (notamment dans le positionnement de l'alimentation) et nous avons donc rapidement abandonné cette solution au profit du patch à encoches.

Avant de détailler le fonctionnement de ce dernier, commençons par une brève présentation de l'antenne « patch » classique.

I.1 Principe de fonctionnement des antennes « patch »

I.1.1 Description de la structure

Typiquement, une antenne plaquée (désignée le plus souvent par le terme d'**élément rayonnant**) est constituée d'une plaque métallique de fine épaisseur (généralement 17,5 ou 35 μm) et de forme quelconque, positionnée au-dessus d'un substrat diélectrique lui-même métallisé sur sa face inférieure de manière à matérialiser un plan de masse. L'excitation de ces éléments peut s'effectuer de différentes manières : par sonde coaxiale, par effet de proximité ou encore par fente.

En règle générale, les éléments rayonnants utilisés sont de formes assez simples (carré, rectangle, disque ou anneau). Cependant des formes plus complexes permettent de répondre à des contraintes particulières comme la polarisation circulaire (cf. paragraphe I-2-1).

La plupart du temps, l'aérien est localisé dans l'air (ϵ_0 , μ_0). Il arrive cependant que des contraintes atmosphériques (pluie, givre...) par exemple amène à le protéger à l'aide d'un radôme. Celui-ci peut perturber les performances de l'antenne et il convient d'en tenir compte dès la conception de l'aérien.

I.1.2 Principe de fonctionnement

La connaissance de la répartition du champ électromagnétique en zone de champ proche de l'aérien permet de comprendre le fonctionnement de ce dernier. On adopte en général dans un premier temps une méthode approchée, la **méthode de la cavité**, pour simplifier le problème. La *figure II-1* présente la structure d'une antenne plaquée telle qu'elle est modélisée dans cette approximation.

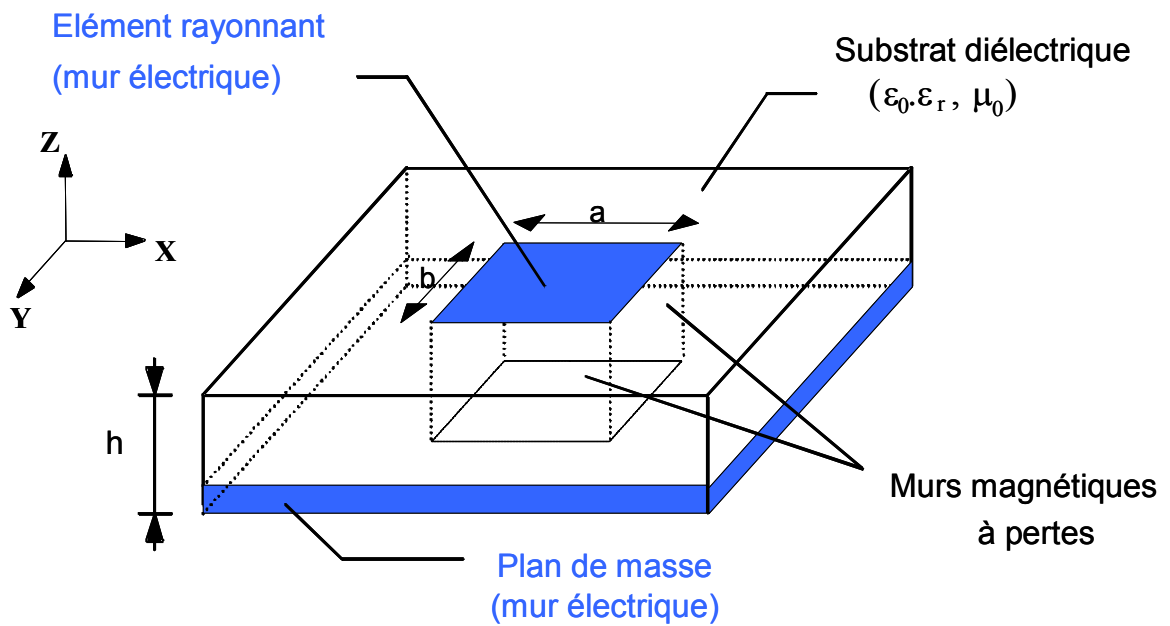


Figure II-1 : Modèle de la cavité à fuite

On assimile la structure à une cavité limitée par deux « murs électriques » horizontaux (l'élément rayonnant et le plan de masse) et des « murs magnétiques » transversaux à pertes. Cette cavité amasse de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences (appelées **fréquences de résonance**) auxquelles se rapportent des configurations particulières de champs, nommées **modes**. Les conditions aux limites de la structure nous mènent à des modes de type TM_{mnp} (avec $p=0$ dans le cas de substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de fonctionnement λ_0).

Les pertes dans les parois transversales reflètent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Ce phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des arêtes de l'élément rayonnant (*figure II-2*).

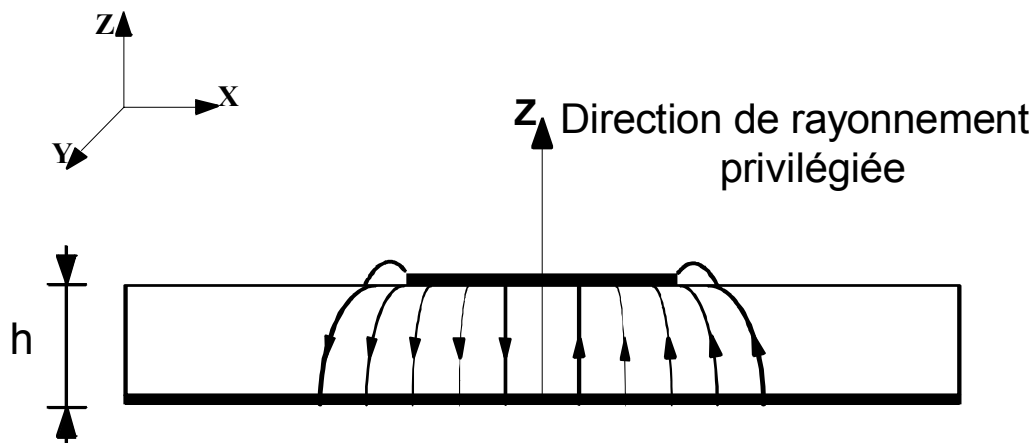


Figure II-2 : Allure des lignes de champ dans la cavité (coupe transversale)

Prenons pour exemple le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimensions (L, l). Le champ E_z s'exprime alors par la formule suivante :

$$E_z(x, y) = E_0 \cos\left(\frac{m\pi}{L} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{l} y\right)$$

On peut alors déduire de cette expression toutes les composantes du champ.

Les fréquences de résonance quant à elles sont obtenues à l'aide de la formule suivante **[II-1]** :

$$f_{mn0} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{l}\right)^2}$$

avec :

c , la vitesse de la lumière dans le vide

ϵ_r , la permittivité du substrat diélectrique

On obtient ainsi une **approche simplifiée** du fonctionnement des antennes plaquées et de certaines de leurs caractéristiques. Il est néanmoins à noter que cette démarche ne tient pas compte de l'influence des ondes de surface et laisse supposer qu'aucun rayonnement ne peut être obtenu en dehors des bords rayonnants de la structure et à d'autres fréquences que celles de résonance de la cavité.

I.1.3 Les modes d'alimentation

L'excitation est un point très important à prendre en compte lors de l'étude des antennes imprimées. En effet, la manière dont l'énergie est fournie à l'élément rayonnant peut influencer directement sur son rayonnement et modifier ses performances. Différents modes d'alimentation sont couramment employés : **alimentation directe par ligne microruban**, **alimentation par proximité**, **alimentation par ouverture dans le plan de masse** ou encore **alimentation par sonde coaxiale**. C'est cette dernière solution que nous emploierons du fait de sa simplicité de réalisation notamment.

L'élément rayonnant est connecté à l'âme centrale d'un connecteur coaxial traversant le plan de masse et le substrat diélectrique. L'embase du connecteur est directement soudée au plan de masse (*figure II-3*). On peut ainsi connecter la sonde à n'importe quel endroit sur l'aérien et donc favoriser ou annuler certains modes de résonance. L'adaptation est également très aisée avec cette technique.

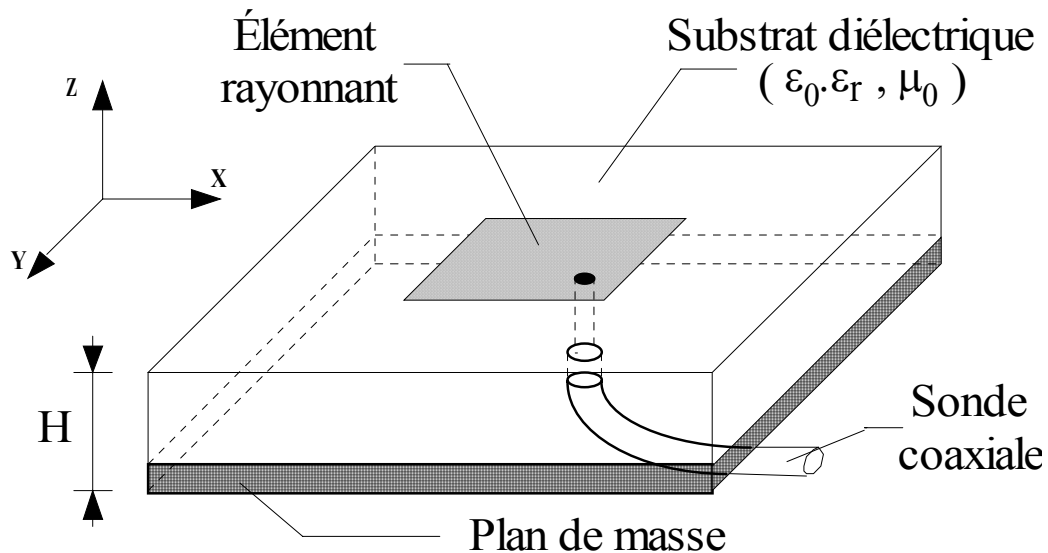


Figure II-3 : Alimentation par sonde coaxiale

Il est toutefois à noter que ce type d'alimentation peut perturber le rayonnement de l'antenne. En effet la connexion de la sonde génère un pic de courant localisé qui peut introduire des dissymétries dans le diagramme de rayonnement. De plus le perçage du diélectrique, du plan de masse et de l'élément rayonnant augmente les pertes notamment lorsque l'on monte en fréquence. Cependant compte tenu de la fréquence de travail (2,34 GHz), on peut estimer que les pertes dues à cette technique sont limitées.

I.1.4 Les diélectriques

D'épaisseur généralement faible devant la longueur d'onde de fonctionnement ($h \ll \lambda_0$), le substrat diélectrique sert non seulement de support mécanique de la structure mais il joue également sur le comportement et les performances électromagnétiques de l'aérien. On préfère souvent utiliser des substrats à faibles pertes diélectriques ($\tan\delta < 10^{-3}$) qui favorisent le rendement de l'antenne et ceux à permittivité relative faible ($\epsilon_r < 2,5$) dont le rayonnement est amélioré tout en diminuant les pertes par ondes de surface pour une hauteur donnée.

Physiquement, le matériau doit résister aux contraintes mécaniques et conserver sa forme originelle. Il est confronté à de fortes températures lors des soudures. Enfin, son état de surface doit être le plus propre possible.

L'intérêt majeur des diélectriques réside dans la **réduction d'encombrement** qu'ils occasionnent sur les aériens, critère essentiel dans le cadre de cette thèse.

Les matériaux diélectriques employés pour les structures imprimées se sont largement développés ces dernières années et peuvent être regroupés en plusieurs familles.

- les **matériaux céramiques**

Pour les circuits microrubans, le matériau céramique le plus répandu est sans doute l'alumine (Al_2O_3). D'un point de vue mécanique, ces substrats disposent généralement d'excellentes qualités de surface et de rigidité mais sont extrêmement fragiles. Leurs permittivités relatives sont pour la plupart élevées : le CTTC (Centre de Transfert des Technologies Céramiques) de Limoges fabrique de l'alumine avec une permittivité proche de 9. Ces substrats présentent de faibles pertes ($\tan \delta < 2 \cdot 10^{-3}$).

- les **matériaux semi-conducteurs**

Les circuits M.M.I.C. sont fabriqués avec des semi-conducteurs de type Arseniure de Gallium (GaAs) ou Silicium (Si). La surface disponible, généralement réduite pour réaliser des antennes, les destine à des applications dans le domaine millimétrique où des antennes monolithiques intégrées ont déjà été réalisées avec succès [II-2].

- les **matériaux ferromagnétiques**

Ils comprennent les substrats Ferrite et YIG (Yttrium – Iron – Garnet). L'effet gyromagnétique est mis à profit pour concevoir des circulateurs, des isolateurs ou encore des antennes plaques rayonnant naturellement une onde en polarisation circulaire. Ce sont des matériaux anisotropes à forte permittivité relative (de 9 à 16) et à faibles pertes diélectriques.

- les **matériaux synthétiques**

Les plus connus sont le polyéthylène, le polyester, le téflon (très utilisé du fait de son coût modéré), le polypropylène... La plupart de ces matériaux possède d'excellentes propriétés électriques : une permittivité proche de 2 avec de faibles pertes ($\tan \delta \# 0,0003$).

Malheureusement leurs propriétés mécaniques restent limitées (distorsion mécanique, oxydation, faible tenue en température...).

- les **matériaux composites**

Les fabricants de substrats ont essayé de combiner les qualités radioélectriques et mécaniques requises. En ajoutant aux matériaux plastiques de la fibre de verre (cas du DUROÏD 5870, du TLC, de l'ARLON 320) ou de la poudre de céramique (ARLON 340), les propriétés mécaniques sont améliorées et l'on peut, suivant le dosage, ajuster la permittivité. Des produits comme le DUROÏD sont couramment utilisés pour réaliser des antennes imprimées.

- les **matériaux T.M.M.** (Thermoset Microwave Material)

Constitués de résines chargées de différents composants céramiques, ils génèrent une gamme de substrats TMM-3, TMM-4, TMM-6, TMM-10 de faibles pertes ($\tan \delta < 0,0018$) pour des permittivités respectivement égales à 3,25 - 4,5 - 6,5 - 9,8. Rigides et moins cassants que les céramiques, ils conservent leurs dimensions et leurs permittivités à des températures élevées.

- les **matériaux RO3000**

Ces matériaux sont de permittivité relative stable en température et en fréquence. Ils sont fabriqués par ajout de poudre céramique au Téflon et peuvent être utilisés à haute fréquence (> 30 GHz).

Nous présentons ici un tableau récapitulatif non exhaustif (*tableau II-1*) de matériaux couramment utilisés. Les caractéristiques des substrats fournis par les fabricants sont généralement données à 10 GHz.

Matériau	ϵ_r à 10 GHz	$\Delta\epsilon_r/\epsilon_r$	$\tan \delta$ à 10 GHz
MY1 Δ	2,17	$\pm 1 \%$	0,0013
ISOCLAD 917 \square	2,17	$\pm 1 \%$	0,0011
CUCLAD 217 \square	2,17	$\pm 1 \%$	0,0008
RT/DUROÏD 5880 \circ	2,2	$\pm 1 \%$	0,0009
DICLAD 880 \square	2,2	$\pm 2 \%$	0,0009
RT/DUROÏD 5870 \circ	2,33	$\pm 0,85 \%$	0,0012
DICLAD 870 \square	2,33	$\pm 1,7 \%$	0,0012
CUCLAD 233 \square	2,33	$\pm 0,85 \%$	0,0014
ISOCLAD 933 \square	2,33	$\pm 0,85 \%$	0,0014
DICLAD 527 \square	2,5	$\pm 1,6 \%$	0,0019
TACONIC TLX *	2,55	$\pm 1,5 \%$	0,0019
RT DUROÏD 6002 \circ	2,94	$\pm 1,35 \%$	0,0012
RO 3003 \circ	3,0	$\pm 1,33 \%$	0,0013
TACONIC TLC *	3,2	$\pm 1,5 \%$	0,003
ARLON 320 \square	3,2	$\pm 1,5 \%$	0,0029
TMM3 \circ	3,25	$\pm 2,5 \%$	0,0016
RO4003 \circ	3,38	$\pm 1,5 \%$	0,002
ARLON 350 \square	3,5	$\pm 4,5 \%$	0,0026
VERRE EPOXY \square	4,4	$\pm 1,5 \%$	0,02
TMM4 \circ	4,5	$\pm 2,5 \%$	0,0017
RT/DUROÏD 6006 \circ	6,15	$\pm 2,5 \%$	0,002
TMM6 \circ	6,5	$\pm 2,5 \%$	0,0018
TMM10 \circ	9,8	$\pm 2,5 \%$	0,0017
ALUMINE (Al ₂ O ₃)	9,8		0,0003
RT/DUROÏD 6010 \circ	10,2-10,5-10,8	$\pm 2,5 \%$	0,0024
SILICE	11,9		0,0024
GaAs	13,0		0,0006

Tableau II-1 : Principaux substrats utilisés dans le domaine des hyperfréquences [II-3]

Fournisseurs :

Δ : METCLAD

\circ : MB ELECTRONIQUE

* : P2M

\square : CCI EUROLAM

Il n'y a pas de matériau idéal et universel dans le domaine des hyperfréquences. Toutefois la palette de substrats proposée par les fournisseurs est aujourd'hui relativement large.

Le choix des matériaux diélectriques s'est avéré très important pour nos travaux et nous en avons utilisé quatre de caractéristiques différentes. La suite de ce mémoire permettra

de comparer ces différents substrats dont l'emploi peut se révéler plus ou moins intéressant en fonction des performances désirées.

I.2 Le patch à encoches

L'élément de base de notre réseau étant un patch à encoches, une première étude a donc consisté à l'analyse de cet aérien particulier. Différents paramètres permettent de gérer la qualité de la polarisation circulaire, l'adaptation ou encore le gain de l'antenne. Afin d'optimiser notre antenne, nous avons donc effectué une étude paramétrique des différents critères.

I.2.1 Principe

La modification du patch carré (dont la fréquence de résonance est notée f_{OR}) permet de créer deux modes dégénérés en quadrature spatiale et temporelle à deux fréquences proches (notées f_1 et f_2). On peut évaluer par des formules approchées la taille des encoches permettant d'obtenir la meilleure adaptation. Dans le cas de la *figure II-4*, on a :

$$\frac{\Delta S}{S} * Q_0 = \frac{1}{2} \quad (\text{II.1})$$

avec Q_0 : coefficient de qualité à vide de la cavité $l * l * h$ et $S = l^2$

$$f_1 = f_{OR} - 2 * \frac{\Delta S}{S} f_{OR} \quad \text{et} \quad f_2 = f_{OR} = \frac{c}{2l\sqrt{\epsilon_{ff}}} \quad (\text{II-2})$$

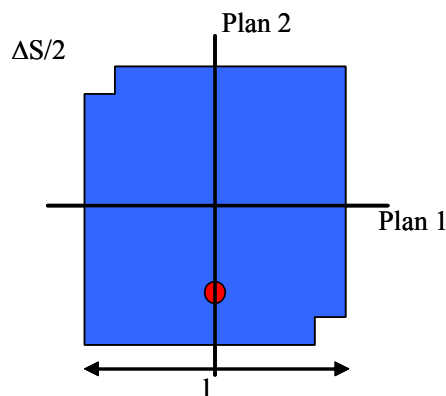


Figure II-4 : Patch carré à encoches à polarisation circulaire gauche

I.2.2 Exemple d'un patch à encoches sur époxy

Pour un patch carré de côté $l = 31$ mm et de hauteur 0,8 mm sur époxy (caractéristiques : $\epsilon_r = 4,2$ et $\tan\delta = 2.10^{-2}$), on obtient un facteur de qualité proche de 80 ce qui nous donne d'après les formules (II-2) les fréquences suivantes :

$$f_1 = 2,327 \text{ GHz et } f_2 = 2,357 \text{ GHz}$$

La variation de la surface tronquée fait évoluer l'impédance d'entrée de l'aérien, la fréquence f_2 , mais également le taux d'ellipticité. Nos meilleurs résultats ont été obtenus pour un rapport $\Delta S/S$ de 0,64%.

Nous obtenons l'impédance d'entrée présentée sur la *figure II-5*. On peut y observer la présence de deux pics correspondant aux deux modes dégénérés, visibles également sur la courbe présentant le coefficient de réflexion du patch (*figure II-6*).

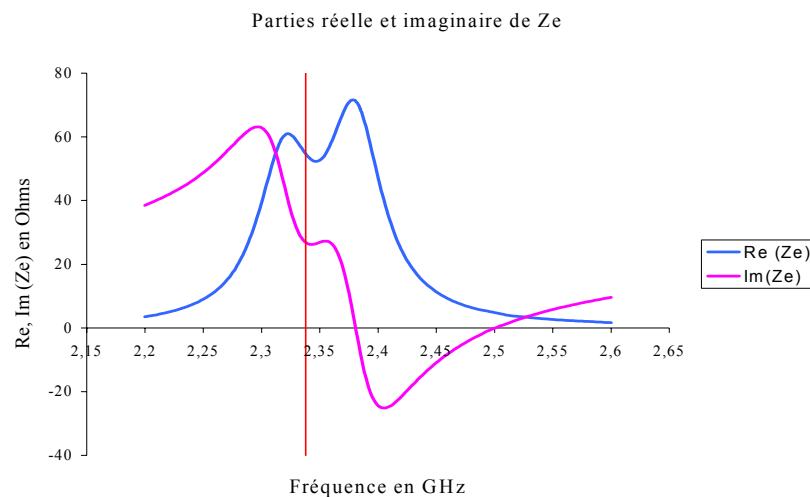


Figure II-5 : Impédance d'entrée mesurée du patch

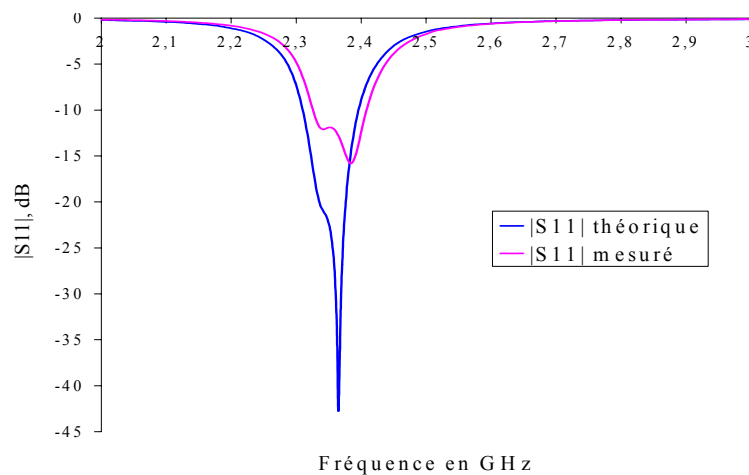


Figure II-6 : Comparaison des $|S_{11}|$ théorique et mesuré

On peut également voir sur les cartographies de courant qu'ils sont bien dirigés dans deux directions orthogonales (*figure II-7*) et d'amplitude proche ce qui laisse présager une bonne polarisation circulaire.

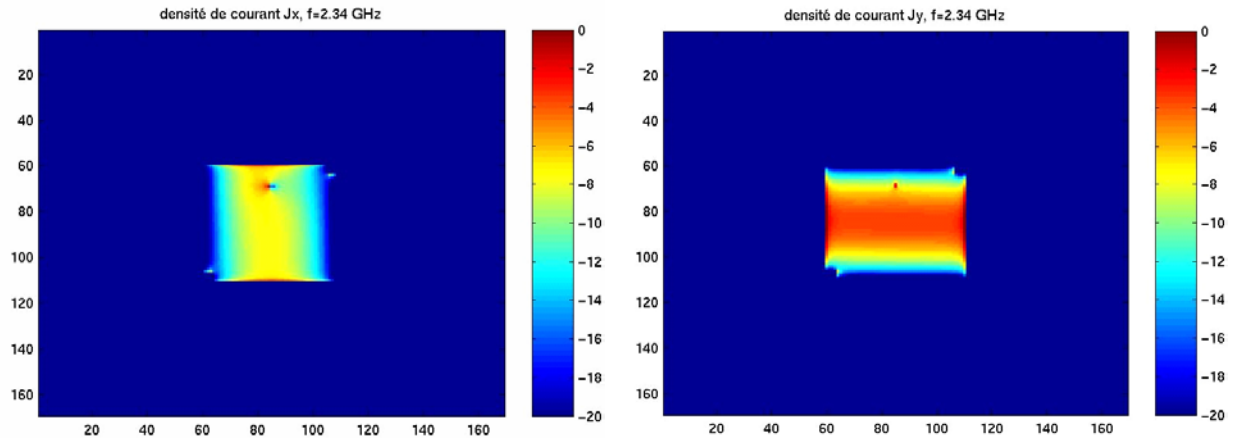


Figure II-7 : Densités de courant sur le patch à encoches à 2,34 GHz

Nous avons en effet un taux d'ellipticité à $\theta = 0^\circ$ de 0,62 dB sur un plan de masse fini (100*100 mm) et 0,92 dB sur un plan de masse supposé infini (*figure II-9*). Comme on peut le remarquer sur cette figure, le taux d'ellipticité sur le plan de masse infini tend vers l'infini pour les angles proches de 90° . Ceci est dû à la composante E_φ du champ qui s'annule à ces angles. Cette constatation n'est pas vraie pour un patch simulé sur plan de masse fini comme illustré sur la *figure II-11*.

Cela laisse donc présager une dégradation des résultats pour les angles proches de l'horizon lors des mesures sur le plan de masse de 1*1 mètre et davantage encore lorsque des essais seront réalisés sur véhicule.

La mesure du patch placé sur un plan de masse de 100*100 mm (*figure II-8*) donne également d'excellents résultats puisque l'on obtient un taux d'ellipticité dans l'axe de 1 dB (*figure II-10*). Notons que les plans de mesure sont définis sur la *figure II-4*.

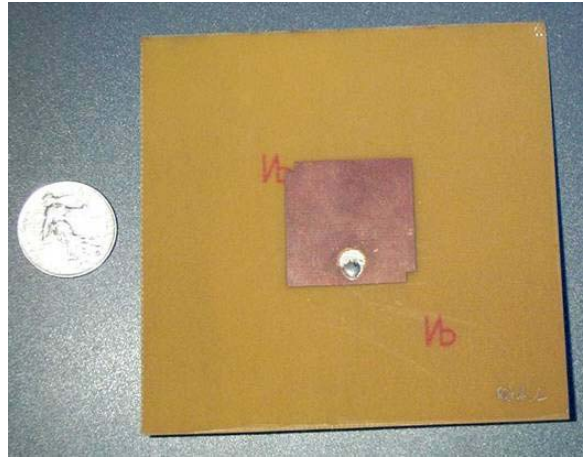


Figure II-8 : Photo du patch réalisé sur plan de masse 100*100 mm

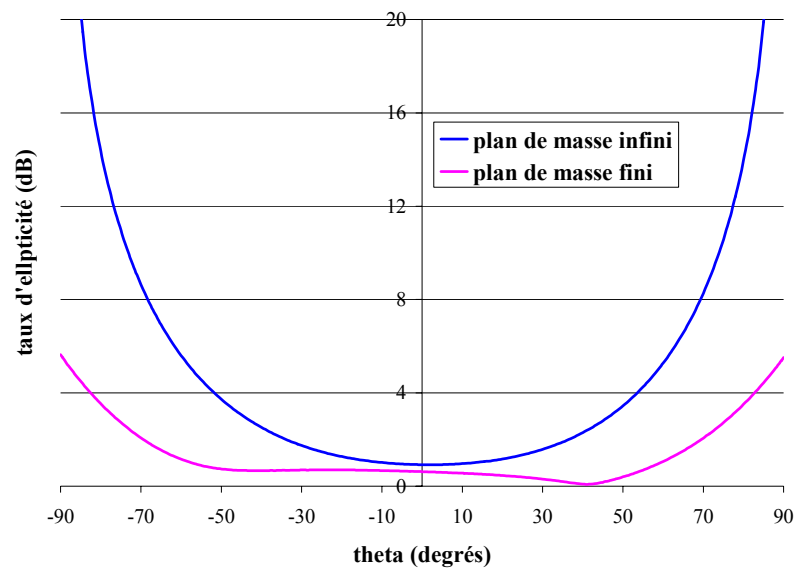


Figure II-9 : Taux d'ellipticité du patch simulé sur plan de masse fini et infini

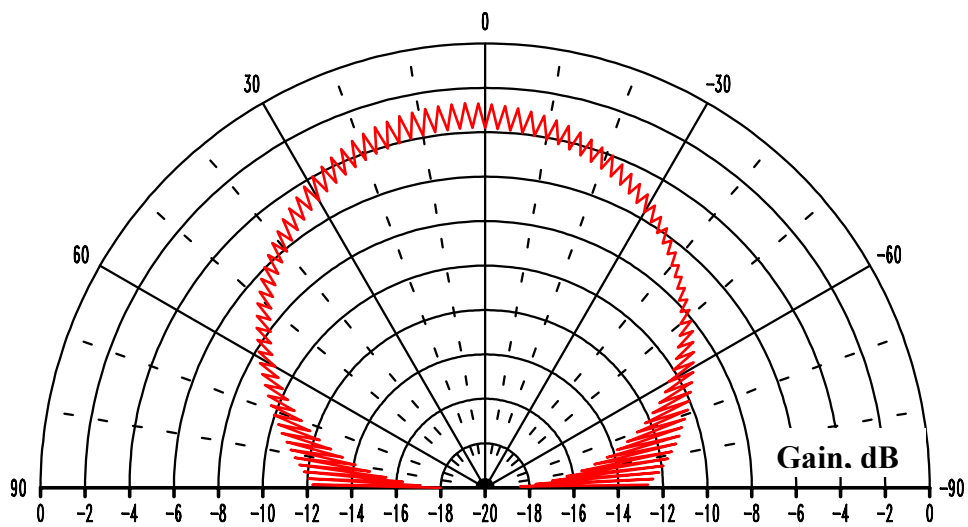


Figure II-10 : Taux d'ellipticité mesuré du patch dans le plan 1

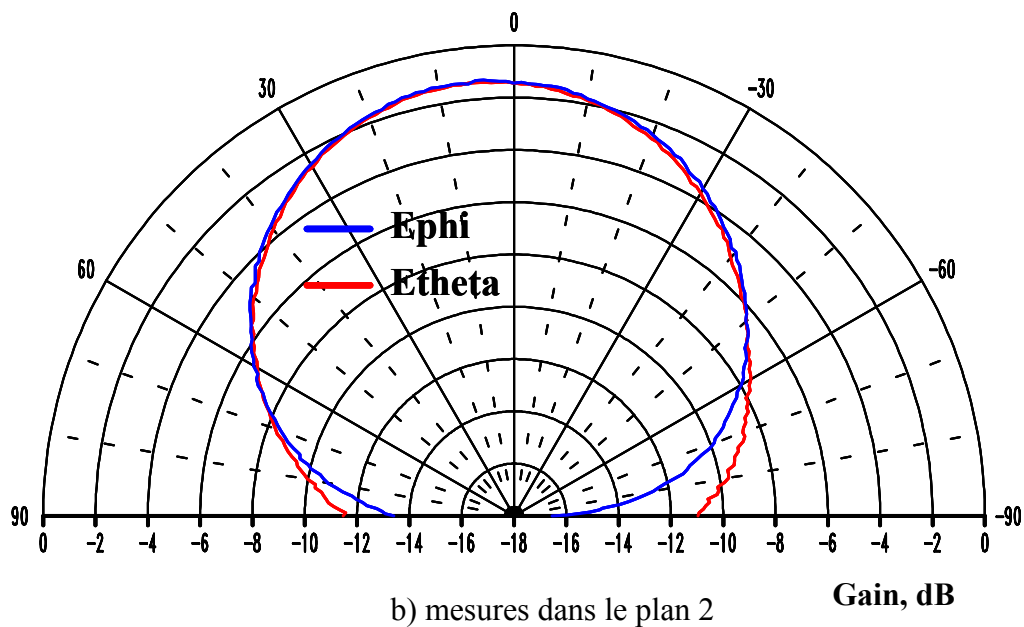
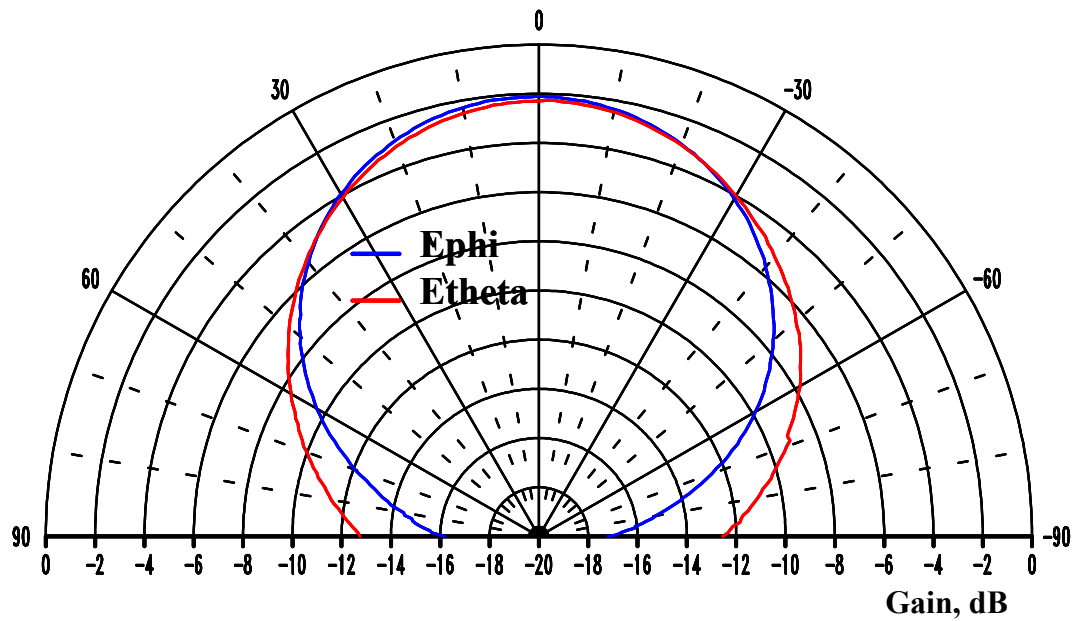


Figure II-11 : Diagrammes de rayonnement dans 2 plans orthogonaux de l'antenne

Remarque : toutes les mesures de rayonnement et de taux d'ellipticité ont été effectuées dans la chambre anéchoïde de l'IRCOM présentée dans le chapitre I. Nous ne présentons pas de résultats en polarisation circulaire puisque nous ne disposons pas du cornet adéquat à l'époque de ces tests.

Un patch à encoches produisant une bonne polarisation circulaire a donc été optimisé, il est maintenant possible de concevoir un réseau de patches répondant au cahier des charges de XM.

II Le réseau

Le choix d'un réseau d'antennes plaques a été dicté par la nécessité d'une solution planaire ce qui éliminait d'entrée les antennes de type quadrifilaire ou spirale pourtant largement employées pour ce genre d'applications. Ce choix pourrait permettre par ailleurs de se démarquer de la concurrence.

D'autre part le désir de SCE-MAG d'obtenir un aérien « bas coût » nous a conduit à choisir un substrat peu cher et facile à se procurer. Nous avons donc opté dans un premier temps pour un **Duroïd** ($\epsilon_r=2,5$) puis pour de l'**époxy** ($\epsilon_r=4,2$), ces différents choix conditionnant bien sûr certains résultats notamment en terme de gain et d'encombrement.

II.1 Choix du réseau

En théorie, le champ total d'un réseau est déterminé par l'**addition vectorielle** des champs rayonnés par chaque élément du réseau. Ainsi pour obtenir un rayonnement très directif, il convient d'associer les différents éléments de manière à ce qu'ils interfèrent de façon constructive dans les directions désirées et de manière destructive dans le reste de l'espace [II-4]. Dans le cas d'un réseau constitué d'éléments identiques, cinq paramètres principaux permettent de contrôler la forme du rayonnement global :

- la **géométrie** du réseau : linéaire, rectangulaire, circulaire, surfacique...
- l'**espacement** relatif entre chaque élément
- l'**amplitude de l'excitation** de chaque élément
- la **phase** appliquée à chaque excitation
- le **diagramme de rayonnement propre à chaque élément**

Théoriquement, la valeur du gain est multipliée par deux lorsque l'on double le nombre d'éléments du réseau. Cependant cette relation ne tient compte d'aucune perte (couplage, erreur de phase...). D'autre part, l'étude de l'espacement entre les éléments est primordiale car ce dernier agit directement sur le gain et la forme du rayonnement. Il a été montré que l'écart idéal entre les sources pour obtenir un maximum de gain est compris entre

0,5 et $0,9 \lambda_0$. En effet une distance plus petite induit un phénomène de **couplage** entre les sources et une distance plus grande fait apparaître des **lobes de réseaux** [II-5].

Le cahier des charges de XM (cf. paragraphe III.1 dans le chapitre I) impose des gains minimums pour des angles compris entre 20° et 60° . Afin de maximiser le gain dans ces directions, nous avons choisi un rayonnement de la forme d'une cardioïde (c'est-à-dire avec un trou de rayonnement dans l'axe). L'utilisation de deux aériens distants de $\lambda_0/2$ et déphasés de 180° nous permet de générer ce type de diagramme dans un plan (*figure II-12*).

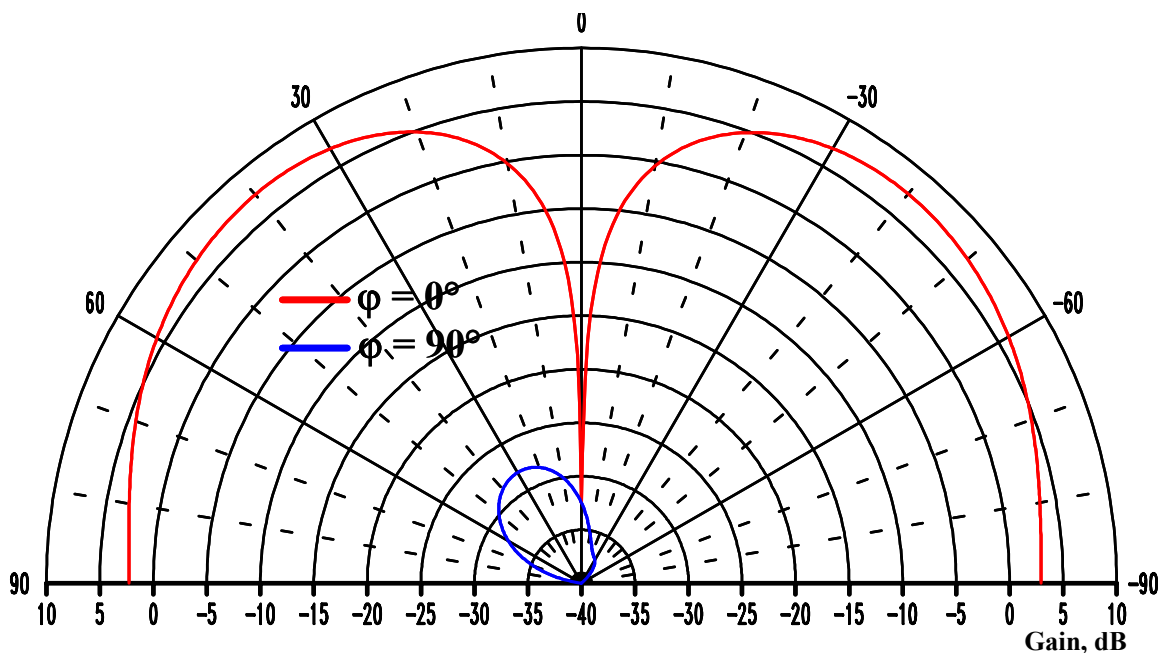


Figure II-12 : Diagrammes de rayonnement de deux patchs déphasés de 180° dans deux plans orthogonaux

Pour obtenir un diagramme quasi-omnidirectionnel, il nous suffit alors d'ajouter deux autres patchs également déphasés de 180° dans le plan $\varphi = 90^\circ$.

Deux solutions sont envisagées : soit un système $0^\circ-180^\circ-0^\circ-180^\circ$ (solution 1), soit un déphasage du type $0^\circ-90^\circ-180^\circ-270^\circ$ (solution 2) comme présenté sur la *figure II-13*.

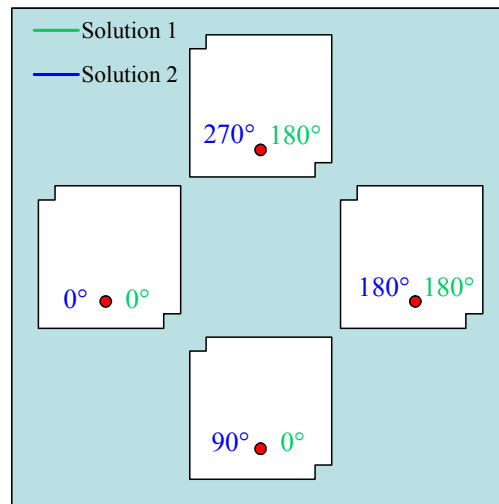


Figure II-13 : Déphasages envisagés

Les diagrammes de rayonnement simulés (*figure II-14*) montrent que la solution 1 permet de renforcer le gain dans une direction donnée mais ne contribue pas à l'amélioration de l'omnidirectionnalité en azimut. A contrario, la solution 2 procure un rayonnement beaucoup plus omnidirectionnel en contrepartie d'une diminution du gain maximal d'environ 2 dB (*figure II-15*).

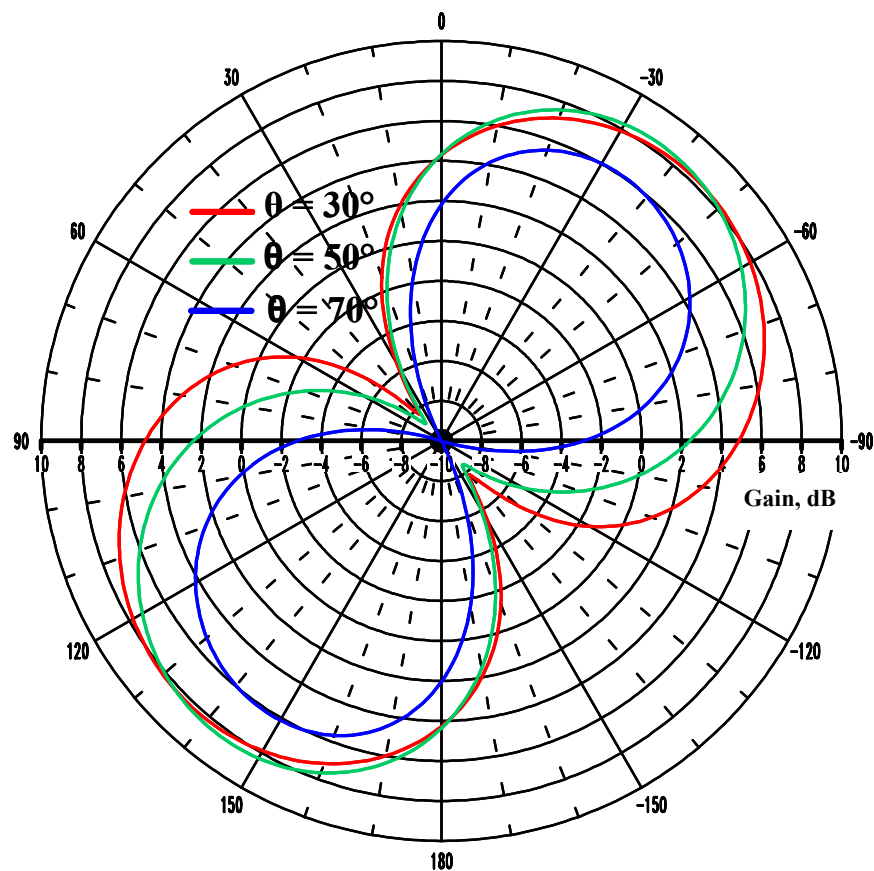


Figure II-14 : Diagrammes de rayonnement dans des plans azimutaux pour la solution 1

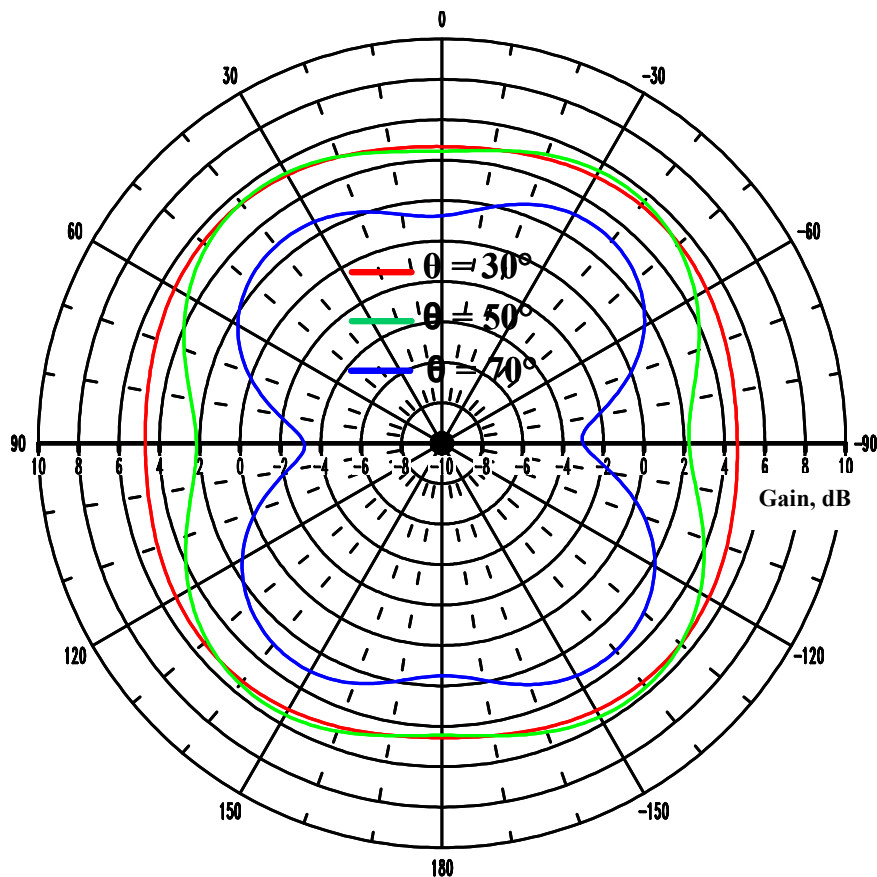


Figure II-15 : Diagrammes de rayonnement dans des plans azimutaux pour la solution 2

L'omnidirectionnalité étant impérative, notre choix s'est donc finalement porté sur un **réseau de 4 patchs à encoches déphasés de 0° - 90° - 180° - 270°** et la suite de ce chapitre présente une étude plus détaillée du réseau. **L'originalité de cette démarche provient donc du fait que nous utilisons des éléments de base rayonnant dans l'axe pour former un diagramme global présentant un trou à $\theta = 0^\circ$.**

II.2 Réseau sur Duroïd

L'inconvénient du Duroïd est que sa permittivité est assez faible et ne nous permet pas de placer les patchs à une distance proche de $\lambda_0/2$ du fait de leur encombrement trop important. Nous sommes alors contraints soit d'éloigner les patchs pour conserver une certaine symétrie, soit de créer une dissymétrie dans la structure (*figure II-16*).

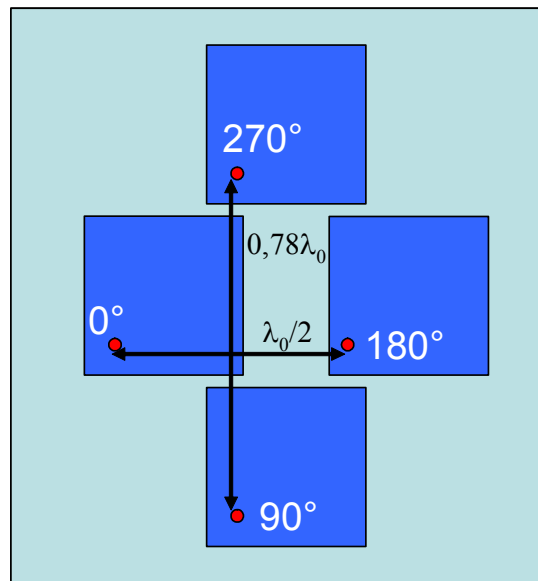


Figure II-16 : Réseau sur Duroïd dissymétrique

Comme on peut le constater sur cette figure, l'élément de base n'est pas un patch carré à encoches, mais un patch rectangulaire alimenté sur sa diagonale. En effet, c'est la première solution que nous avons envisagée mais qui a par la suite été abandonnée au profit des encoches. On peut effectivement noter que les résultats en terme de rayonnement du réseau sur Duroïd (*figure II-17*) sont dégradés.

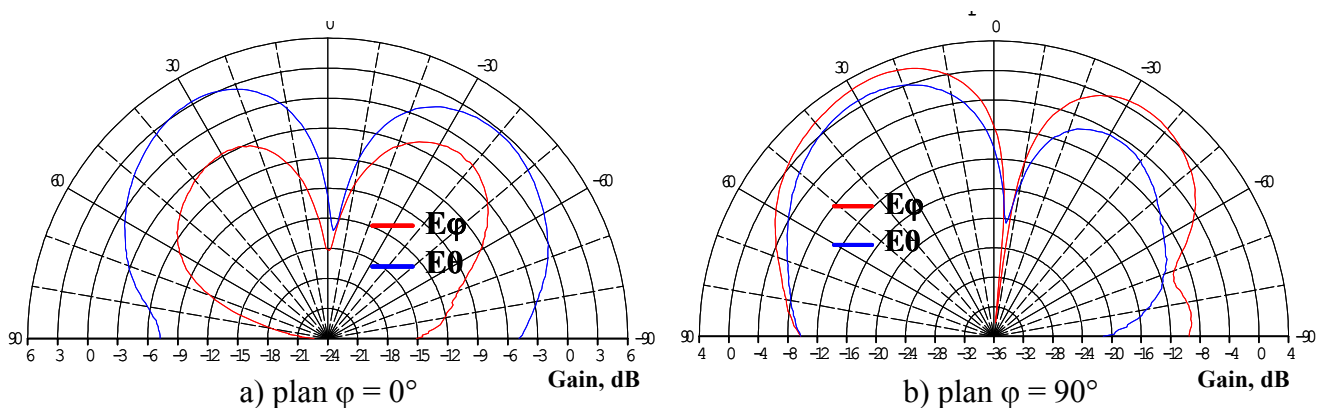


Figure II-17 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans deux plans orthogonaux pour un réseau dissymétrique

Le problème de l'écart entre les composantes E_ϕ et E_θ (par rapport à la simulation) a pu être imputé au fait que le positionnement de la sonde d'alimentation des patchs est très sensible. La moindre variation altère très rapidement le rayonnement et c'est cette raison qui nous a conduit à modifier l'élément de base et à choisir un patch à encoches dont la réalisation est plus aisée.

La dissymétrie entre les lobes peut pour sa part être expliquée par celle de la structure ce qui nous a donc conduit à changer de substrat. Par ailleurs, l'alimentation des patches était réalisée à l'aide d'un circuit de distribution dont le fonctionnement n'était peut-être pas optimal (aléas de montage notamment).

II.3 Réseau sur époxy

Le matériau Duroïd n'étant pas idéal, nous avons choisi l'époxy comme nouveau substrat. Bien que les pertes de ce dernier soient très importantes, il est en effet envisageable de les compenser à l'aide des circuits d'amplification.

II.3.1 Conception

Afin de pouvoir symétriser le réseau tout en conservant un espacement entre les patches d'une valeur variant de $0,5 \lambda_0$ à $0,8 \lambda_0$, il était nécessaire de réduire les dimensions des éléments élémentaires. Nous avons donc choisi de changer de substrat diélectrique et donc d'en utiliser un possédant une permittivité diélectrique supérieure. Notre optique étant toujours d'employer des matériaux bas coût, nous avons retenu l'époxy dont les caractéristiques ($\epsilon_r = 4,2$) nous permettent de diminuer la taille d'un patch d'environ 25% et donc de réaliser un aérien présentant une bonne symétrie (*figure II-18*).

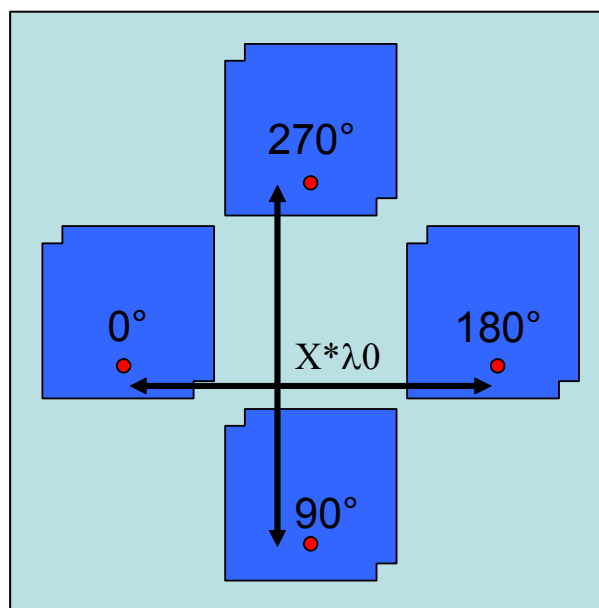


Figure II-18 : Schéma des réseaux réalisés sur époxy

II.3.2 Résultats théoriques

Les résultats théoriques obtenus pour un réseau avec un espacement entre les patches de $0,5 \lambda_0$ (dénommé réseau 3) montrent une excellente adaptation des éléments de base du réseau avec une bande passante à -10 dB de 3,6% (figure II-19 et II-20). De plus les cartographies de courant laisse supposer la génération de la polarisation circulaire puisque l'on peut voir que les courants sont orthogonaux et de même amplitude (figure II-21).

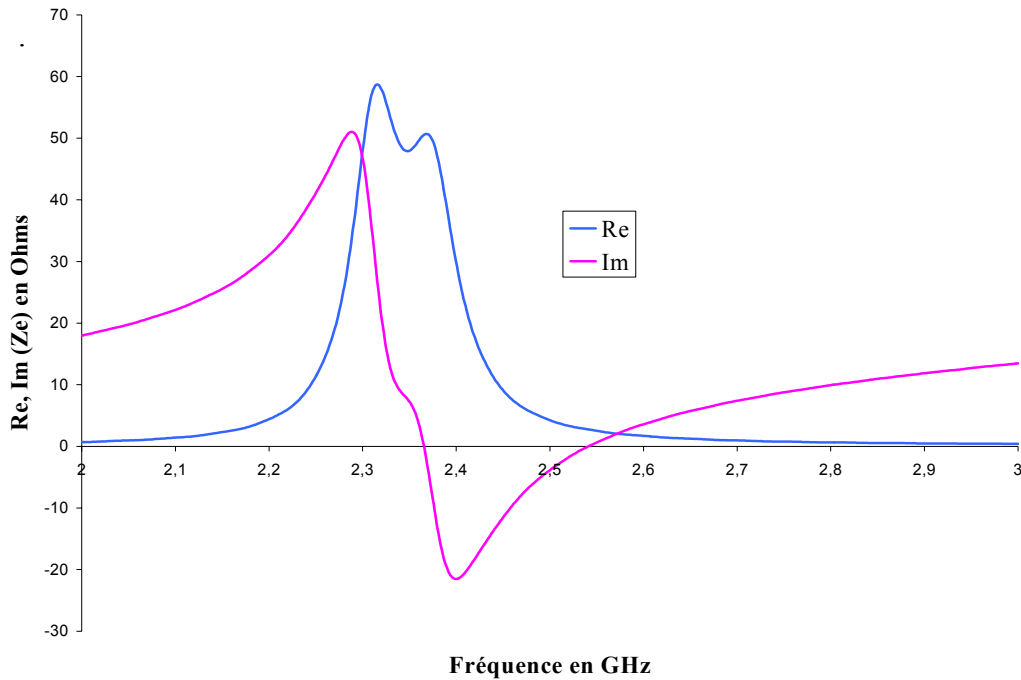


Figure II-19 : Impédance d'entrée d'un élément de base (parties réelle et imaginaire)

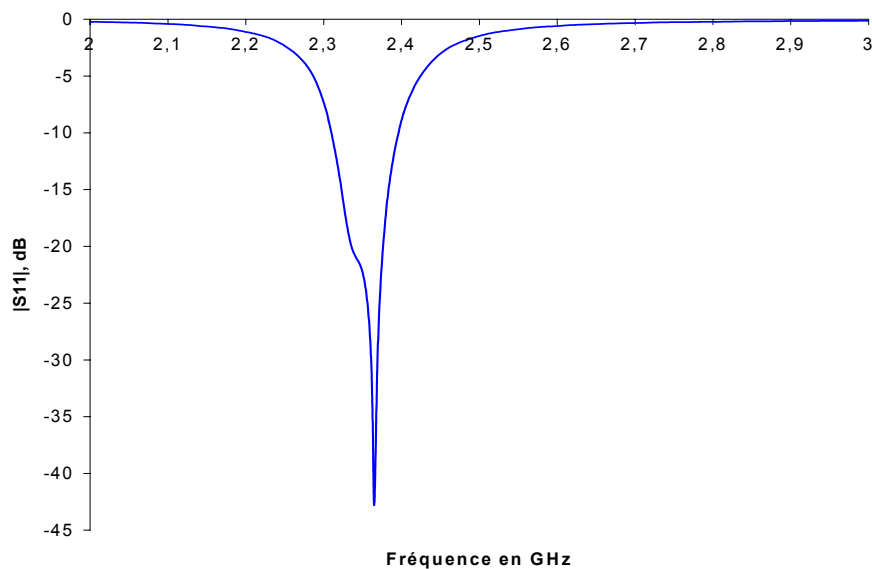


Figure II-20 : Coefficient de réflexion d'un élément de base du réseau

Le taux d'ellipticité (*figure II-23*) est cependant à peine suffisant puisqu'il n'est inférieur à 4 dB que pour des angles compris entre 30° et 60° (le cahier des charges spécifie un taux inférieur à 4 dB de 30° à 70°).

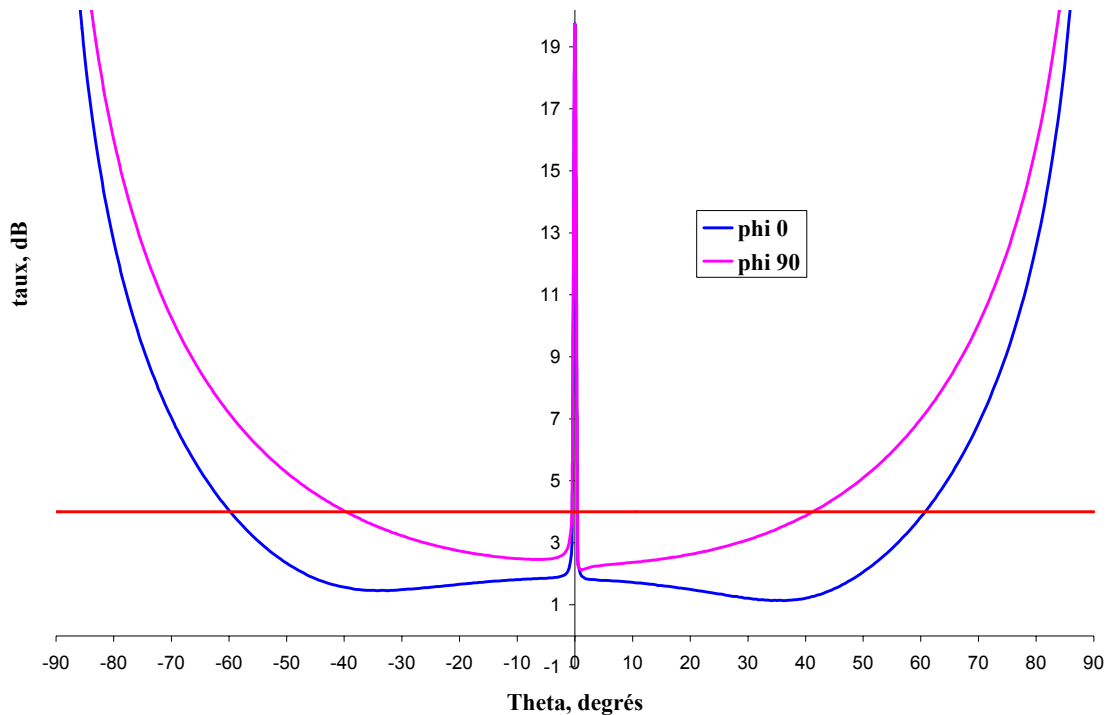


Figure II-23 : Taux d'ellipticité simulé du réseau

Les résultats théoriques nous paraissant donc prometteurs, nous avons jugé utile de procéder à la réalisation de ce réseau dont nous avons fabriqué plusieurs prototypes. Ces différentes maquettes nous ont permis d'évaluer l'influence de l'écartement des patches ($0,5 \lambda_0$ ou $0,72 \lambda_0$) et également de déterminer l'incidence de la taille du plan de masse sur le rayonnement.

Les résultats de mesure sont présentés au paragraphe IV de ce chapitre, mais une description de la méthode de conception d'un réseau de distribution est donnée au préalable.

III Le réseau de distribution

Afin de réaliser les déphasages nécessaires lors de l'alimentation du réseau de patches, plusieurs solutions s'offrent à nous. L'utilisation dans un premier temps de câbles associés à des coupleurs 3 dB (un coupleur 0° - 180° suivi de 2 coupleurs 0° - 90°) nous permet d'effectuer des premières mesures rapides validant nos simulations. Cependant, cette solution n'est pas viable en industrialisation, il est donc nécessaire de concevoir un circuit d'alimentation.

Il est bien sûr possible d'employer le code de différences finies et de simuler l'ensemble de l'antenne (réseau de patches et alimentation), mais cela nécessite un temps de calcul et une place mémoire très conséquents. Nous avons donc jugé préférable d'utiliser les logiciels **JOMEGA** et **HP ADS** de Hewlett Packard qui autorisent la simulation de réseaux de distribution de manière beaucoup plus rapide et néanmoins efficace.

Ces simulateurs utilisent des modèles équivalents de circuits passifs. Ils sont basés sur la méthode nodale (lois de courant – tension de Kirshoff) et permettent une analyse rapide de circuits complexes comportant des circuits localisés (selfs, capacités...), des éléments distribués représentés par des circuits équivalents (lignes microrubans par exemple) ou encore des éléments actifs (transistors...). Par cette méthode, il est possible de vérifier les impédances ramenées à chaque embranchement, l'adaptation de la structure (calcul du $|S_{11}|$) ainsi que les pondérations (en amplitude et en phase) appliquées aux éléments rayonnants (calcul des S_{1j} avec $j \neq 1$).

Il est cependant important de noter que ce type de simulateur est souvent limité lorsque l'on monte en fréquence (au-dessus de 20 GHz) du fait de la validité critiquable des modèles utilisés. De plus il ne tient pas compte des phénomènes électromagnétiques tels que les couplages entre éléments.

III.1 Méthode de conception

De manière à ne pas augmenter l'encombrement global de l'antenne et à s'affranchir d'éventuels rayonnements parasites dus aux lignes, nous avons opté pour un réseau

d'alimentation situé sur la face inférieure de l'aérien. L'épaisseur de l'aérien est donc doublée mais reste cependant très faible ($h \approx \frac{\lambda_0}{80}$). Le plan de masse est alors positionné entre les deux plaques de substrats (qui ne sont pas forcément identiques) et on utilise des via pour faire la liaison entre chaque voie du circuit de distribution et les différents patches (*figure II-24*). Le plan de masse est supprimé autour de chaque via afin d'éviter les courts-circuits.

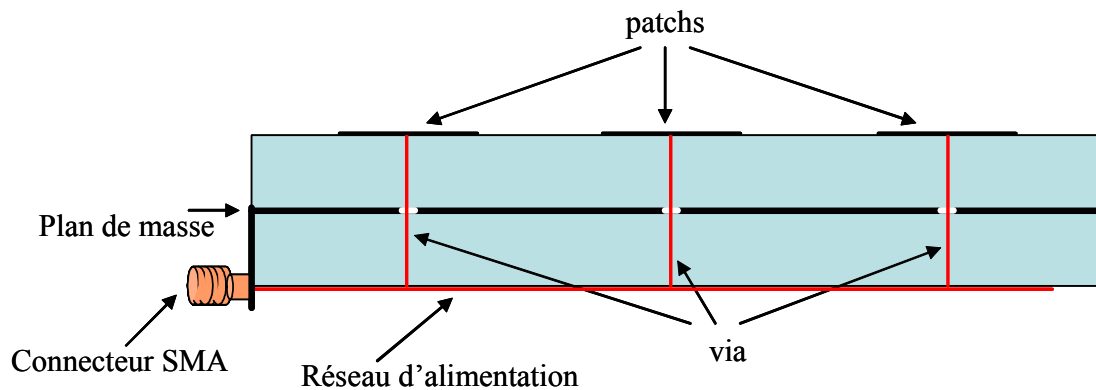


Figure II-24 : Schéma de l'antenne et de son réseau d'alimentation

La taille du plan de masse et la position des différents éléments de l'antenne étant fixées, nous ne pouvons pas faire varier ces paramètres. L'espace disponible pour réaliser le réseau d'alimentation est donc limité.

Les autres critères imposés sont la phase et l'amplitude des excitations de chaque patch (équi-amplitude et déphasages de 0° - 90° - 180° - 270°). De plus pour faciliter la réalisation, l'alimentation est positionnée sur un bord du substrat.

La **théorie des lignes** nous permet de calculer un premier réseau approximatif à travers des transformations successives d'impédance. Nous savons en effet qu'une ligne de longueur $\lambda_{\text{geff}}/4$ crée un déphasage de 90° . Nos quatre lignes doivent donc avoir des longueurs l , $l+\lambda_{\text{geff}}/4$, $l+2\lambda_{\text{geff}}/4$, et $l+3\lambda_{\text{geff}}/4$. A partir de cet architecture implémentée sur Jomega, le logiciel calcule les différents paramètres qui nous intéressent et peut effectuer des optimisations suivant de nombreux critères ce qui rend la simulation d'autant plus aisée. De plus il calcule l'influence des coudes ou des tés ce qui est difficilement réalisable par la théorie des lignes.

III.2 Résultats obtenus

Le réseau de distribution présenté sur la *figure II-25* a été simulé sur Jomega. Il a été conçu de façon à alimenter un réseau de patches sur époxy ($\epsilon_r = 4,2$) et a été réalisé par nos soins sur ce même substrat. L'excitation est donc située sur un bord du substrat et la ligne se divise en quatre branches qui vont alimenter chaque patch.

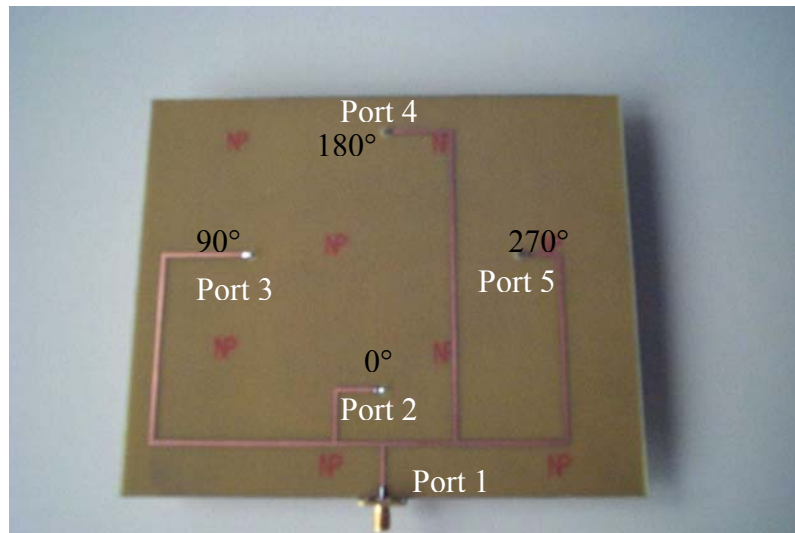


Figure II-25 : Photo d'un réseau d'alimentation sur époxy

Les résultats de mesure obtenus sont tout à fait concluants. Nous obtenons en effet un coefficient de réflexion à 2,34 GHz inférieur à -20 dB (*figure II-26*).

D'autre part, les déphasages obtenus entre les différentes lignes sont effectivement de 90° aux fréquences qui nous intéressent (*figure II-27*) et les pertes sur chaque ligne sont évaluées à environ 1 dB (*figure II-28*). En effet, les modules des S_{1j} sont proches de -7 dB dont 6 dB dus à la division en quatre de la ligne issue de l'excitation.

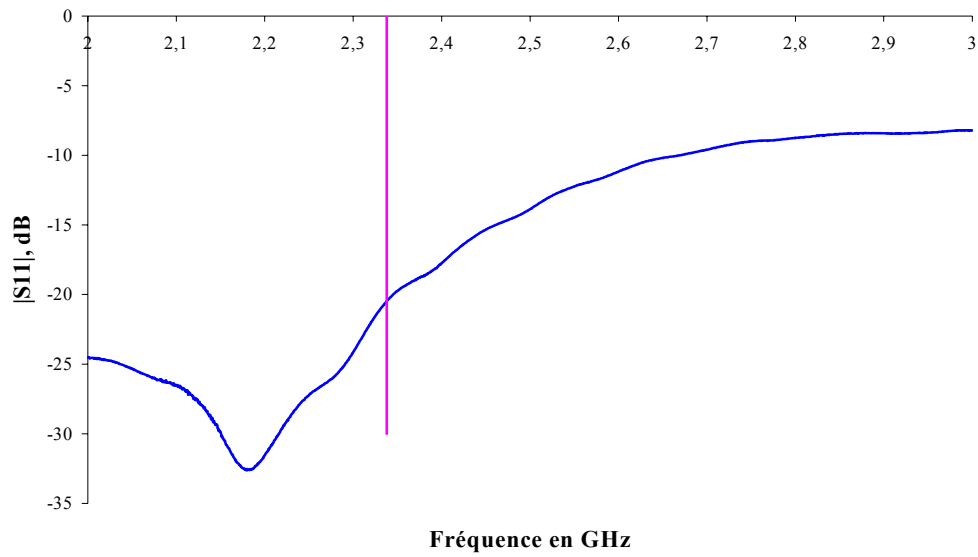


Figure II-26 : Mesure du $|S_{11}|$ du réseau de distribution

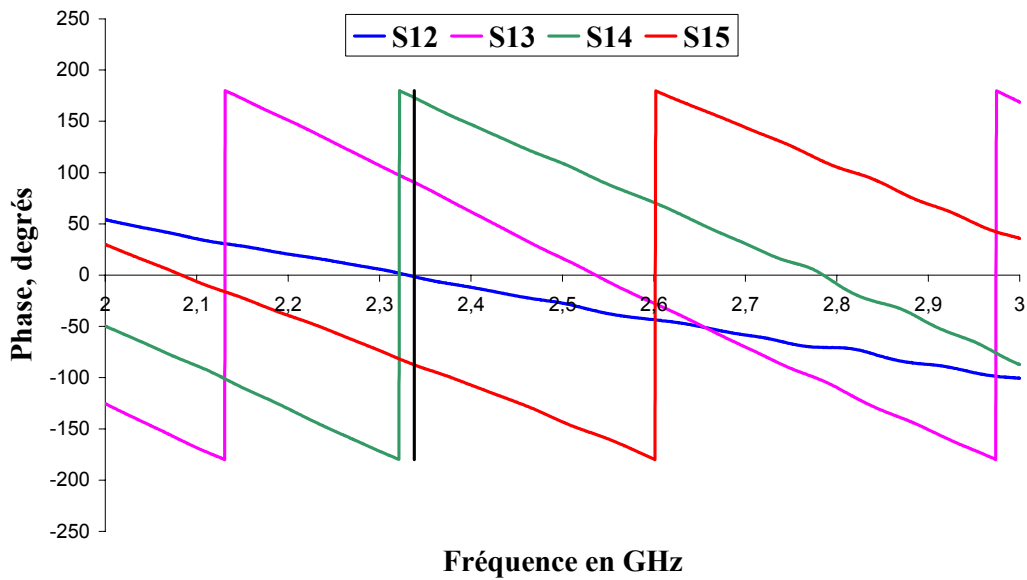


Figure II-27 : Phase des S_{1j} avec $j=2,3,4,5$

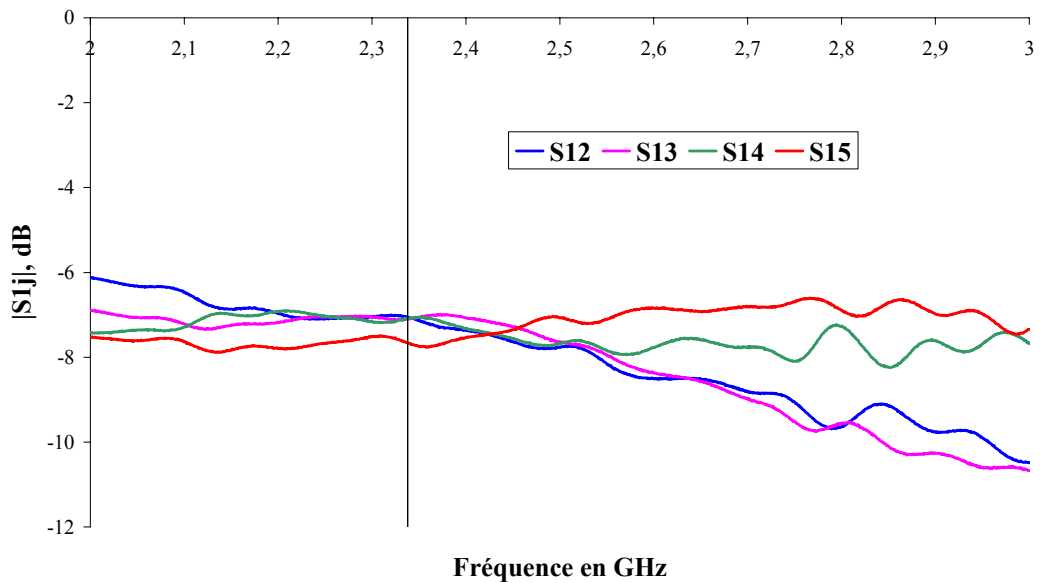


Figure II-28 : Module des S_{1j} avec $j=2,3,4,5$

Ces résultats prouvent que la conception d'un réseau de distribution est assez aisée à nos fréquences et nous verrons par la suite que les résultats obtenus en rayonnement sont équivalents à ceux obtenus lorsque l'alimentation est réalisée à l'aide de câbles et de coupleurs du commerce. De plus la mesure des pertes dans les câbles ainsi que dans les coupleurs a montré qu'elles étaient beaucoup plus importantes que celles du réseau de distribution (*figure II-29*). A la fréquence de 2,34 GHz, nous avons en effet près de **2,12 dB** de pertes avec le système de câbles contre seulement **1,23 dB** en moyenne pour les lignes du réseau de distribution.

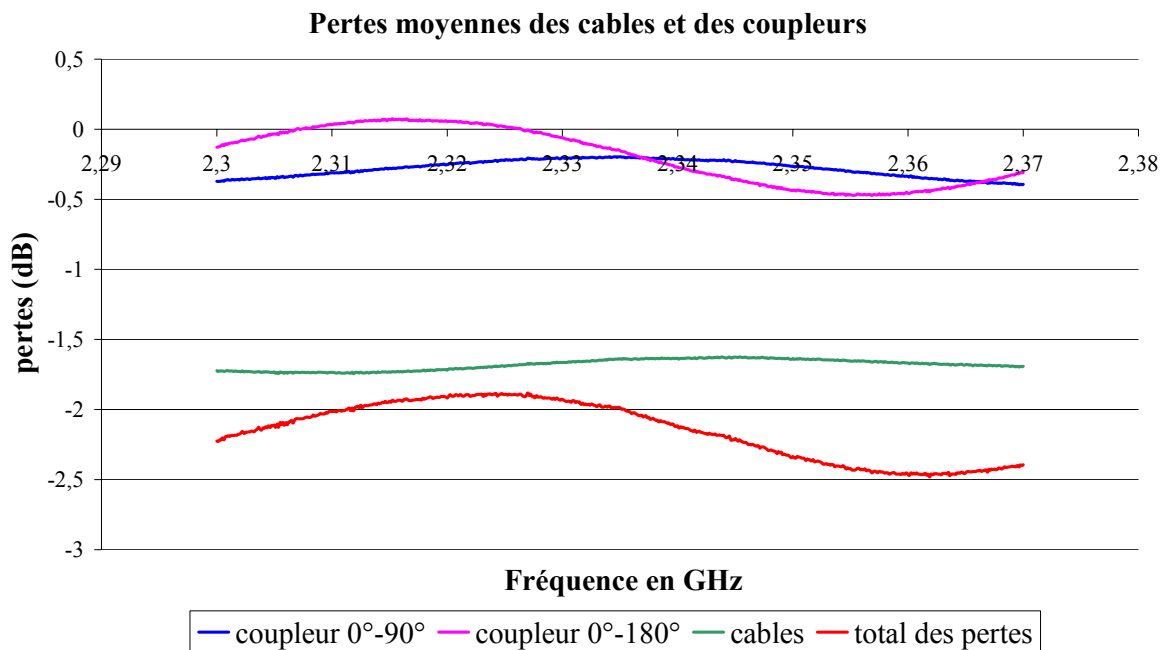


Figure II-29 : Pertes mesurées dans les câbles et les coupleurs

Notons toutefois que chaque aérien nécessite la conception d'un réseau de distribution particulier puisqu'il est fonction de la distance entre les patches.

III.3 Conclusion

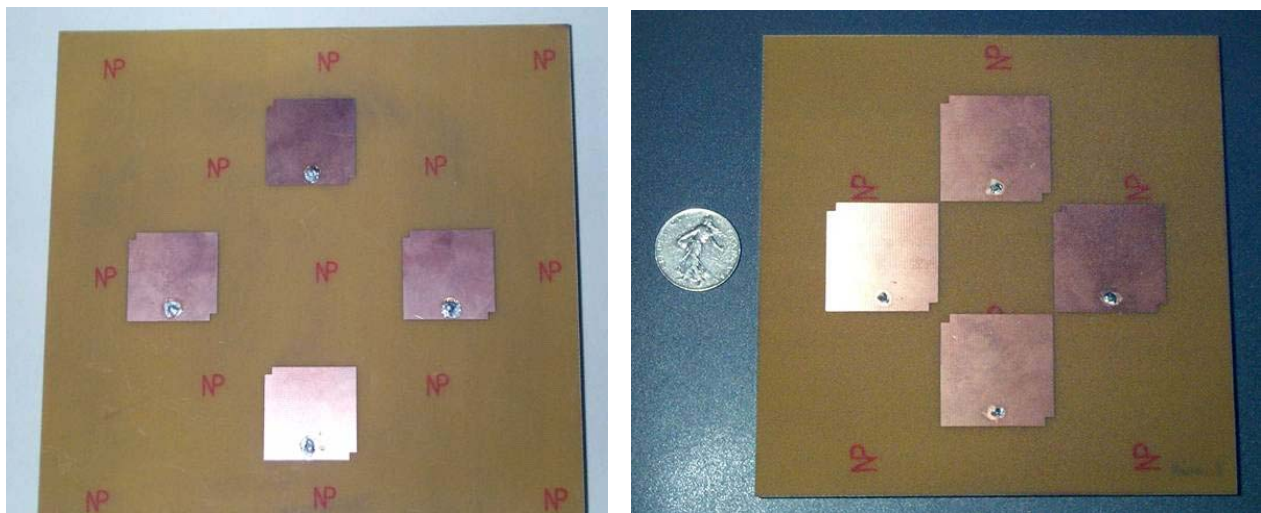
Bien que la simulation du réseau de distribution soit assez fiable, la plupart des résultats de mesure présentés dans ce mémoire a été obtenue pour des réseaux alimentés par câbles. Il était en effet beaucoup plus aisé et rapide d'utiliser ce système qui ne nécessitait aucun calcul supplémentaire. Il est cependant évident qu'à terme la conception d'un réseau de distribution sera impérative.

IV Résultats obtenus concernant le cahier des charges XM

Après l'étude théorique du réseau sur époxy présenté au paragraphe II.3, une analyse expérimentale a été menée à travers la réalisation et la mesure de plusieurs maquettes. Ces dernières, effectuées dans la chambre anéchoïde de l'IRCOM, nous ont procuré de nombreuses informations sur l'influence de divers paramètres tels que l'espacement relatif des patches ou encore la taille du plan de masse.

IV.1 Influence de l'écartement des patches

Nous avons donc effectué une étude paramétrique de l'espacement entre les patches et deux réalisations ont été faites. La première avec un espacement de $0,72 \lambda_0$ (figure II-30a) entre les éléments de base et la deuxième avec $0,5 \lambda_0$ (figure II-30b). L'écart entre les éléments métalliques et le bord du substrat étant identique dans les deux cas, le réseau 3 est par conséquent plus grand que le réseau 2 (180*180 mm contre 130*130 mm).



a) espacement de $0,72 \lambda_0$ (réseau 2)

b) espacement de $0,5 \lambda_0$ (réseau 3)

Figure II-30 : Photos des réseaux réalisés sur époxy

La comparaison des diagrammes de rayonnement mesurés des deux réseaux nous montrent que le rayonnement est de meilleure qualité pour le réseau 3 (plus symétrique et fournissant une meilleure polarisation circulaire) comme illustré sur la figure II-31. On peut

en effet noter que les composantes Ephi et Etheta du réseau 3 sont quasiment superposées ce qui n'est pas le cas pour le réseau 2. De plus la composante Etheta du réseau 2 est assez dissymétrique.

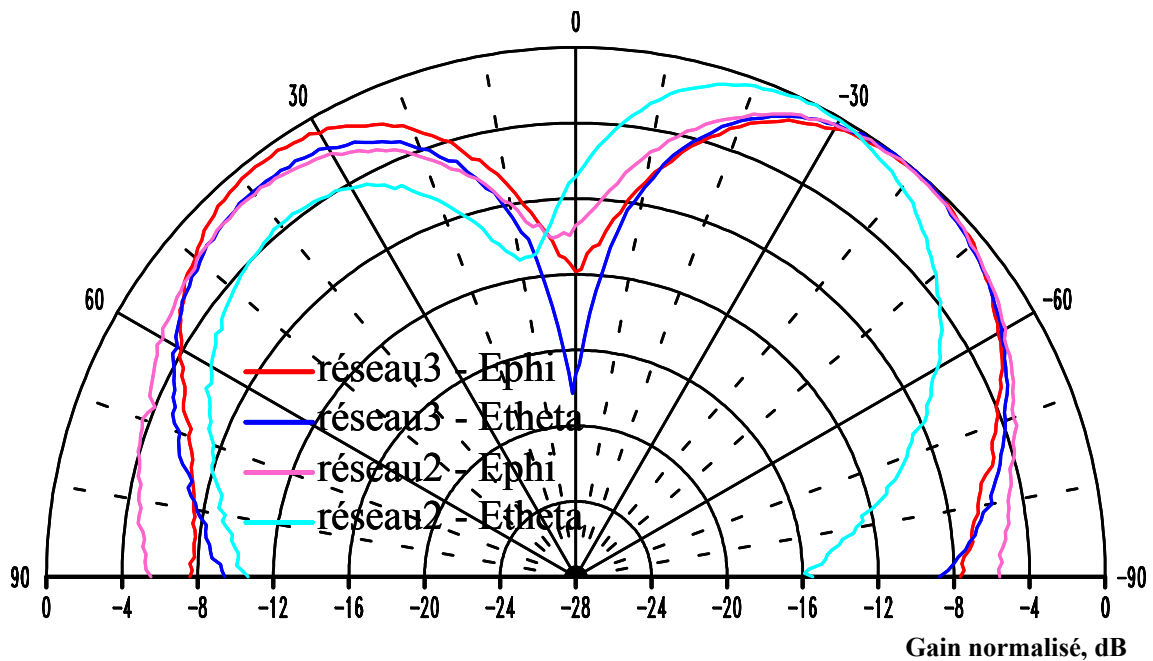


Figure II-31 : Comparaison des rayonnements des réseaux 2 et 3

Ces résultats sont proches de ceux obtenus en simulation excepté la dissymétrie qui est probablement due à une erreur de positionnement du réseau lors de la mesure.

Ces mesures sont tout à fait concluantes quant à l'espacement des patches puisqu'elles nous permettent de statuer sur l'opportunité de réduire au maximum cet écart afin d'optimiser l'encombrement global de la structure.

IV.2 Influence du plan de masse

Une étude a par ailleurs été menée sur l'influence de la **taille du plan de masse** sur les résultats en terme de rayonnement et de taux d'ellipticité notamment. Nous avons donc réalisé un nouveau réseau de dimensions assez conséquentes que nous avons mesuré. Plusieurs découpes suivies de mesures ont ensuite été effectuées afin de statuer sur l'éventuel impact de ces dimensions. Les différentes tailles de plan de masse sont donc de 197*197 mm, 175*175 mm et 151*151 mm.

Les résultats concernant l'adaptation montrent un décalage vers les basses fréquences imputé à la diminution de la surface du plan de masse (*figure II-32*). Par contre, l'influence

sur le rayonnement est peu marquée (*figure II-33*) pour ces dimensions. Nous verrons par la suite qu'un plan de masse beaucoup plus grand (1*1 m) perturbe de façon non négligeable le rayonnement.

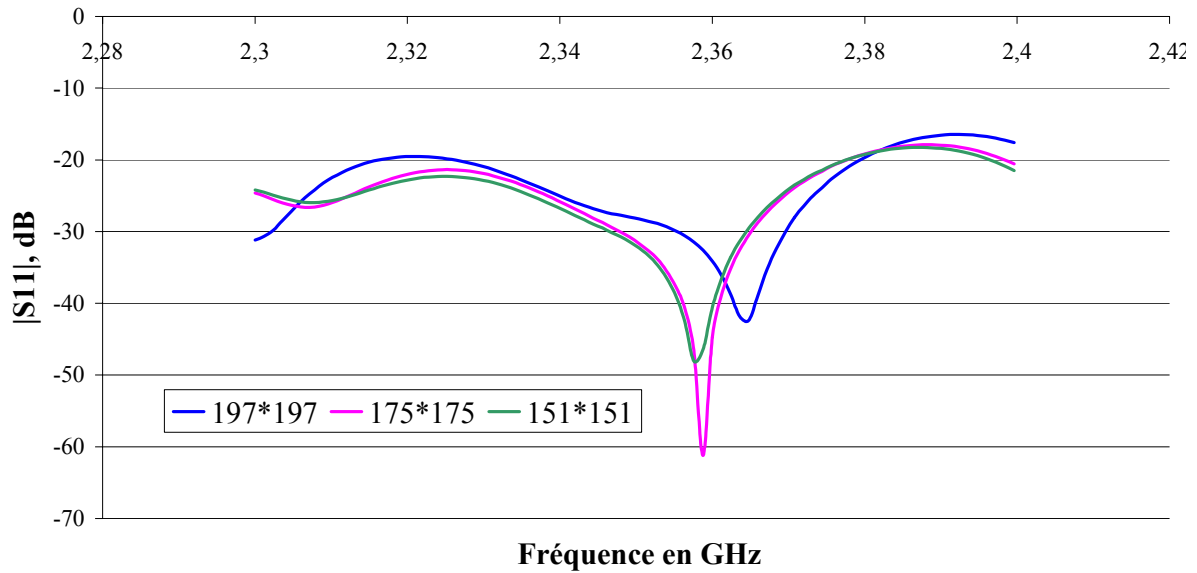


Figure II-32 : Influence de la taille du plan de masse sur le coefficient de réflexion

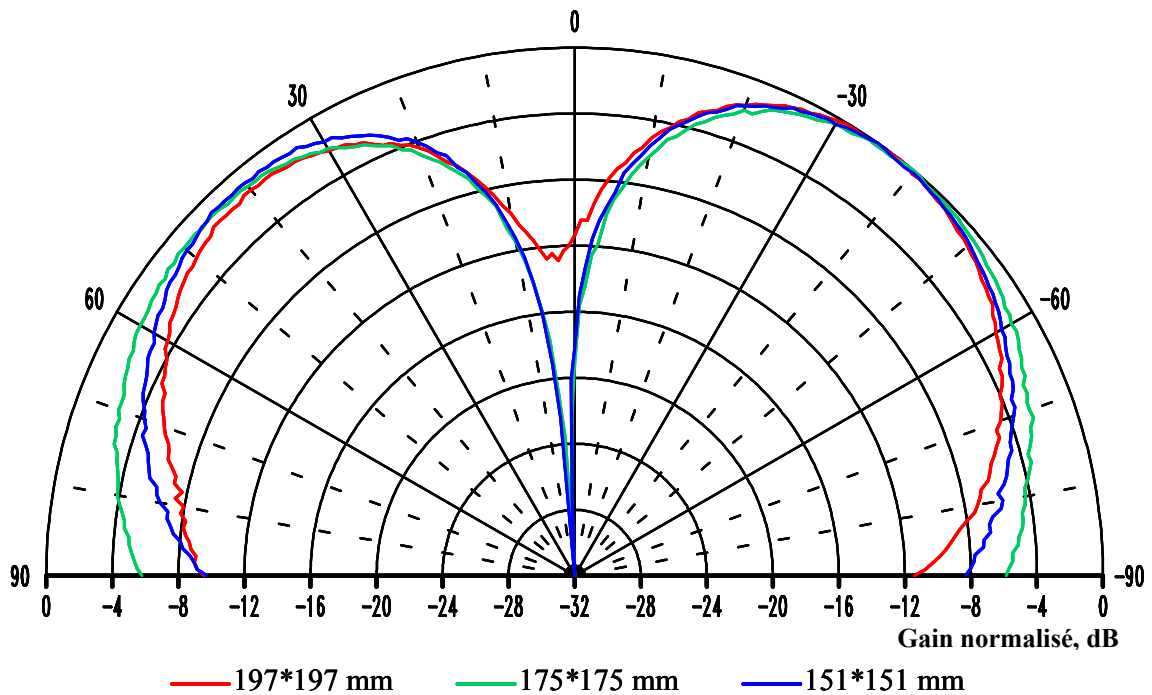


Figure II-33 : Influence du plan de masse sur le rayonnement à 2,33 GHz

Théoriquement pour $\theta = \pm 90^\circ$, nous devrions visualiser sur la figure ci-dessus des niveaux de gain décroissant avec l'augmentation de la taille du plan de masse. Ceci n'est pas vérifié pour les plans de masse de 175*175 mm et 151*151 mm. L'explication peut venir du

rayonnement arrière de l'antenne (non représenté ici) qui peut légèrement décaler les gains au niveau des arêtes de l'aérien.

IV.3 Réseau final

Les différentes études menées ont montré que l'aérien le plus performant pour répondre au cahier des charges fourni par XM Radio était donc un **réseau de 4 patches distants de $0,5 \lambda_0$, déphasés de 90° successivement et positionnés sur un plan de masse de taille la plus réduite possible**. Ce réseau, réalisé sur époxy, nous conduit donc à un encombrement global de $130*130*0,8$ mm [II-6].

La comparaison des résultats de simulation et de mesure nous permet de conclure sur l'efficacité et la fiabilité du logiciel de simulation. Nous pouvons par ailleurs en déduire des conséquences par rapport au cahier des charges qui nous était confié.

Il apparaît en effet que malgré une très bonne adaptation, le gain mesuré est très inférieur à celui requis (*figure II-34* et *tableau II-2*). Notons que le gain simulé ne tient pas compte des pertes dans les câbles et les coupleurs (environ 2,2 dB) ce qui explique en partie l'écart observé entre les simulations et les mesures sur les diagrammes de rayonnement de la *figure II-34*.

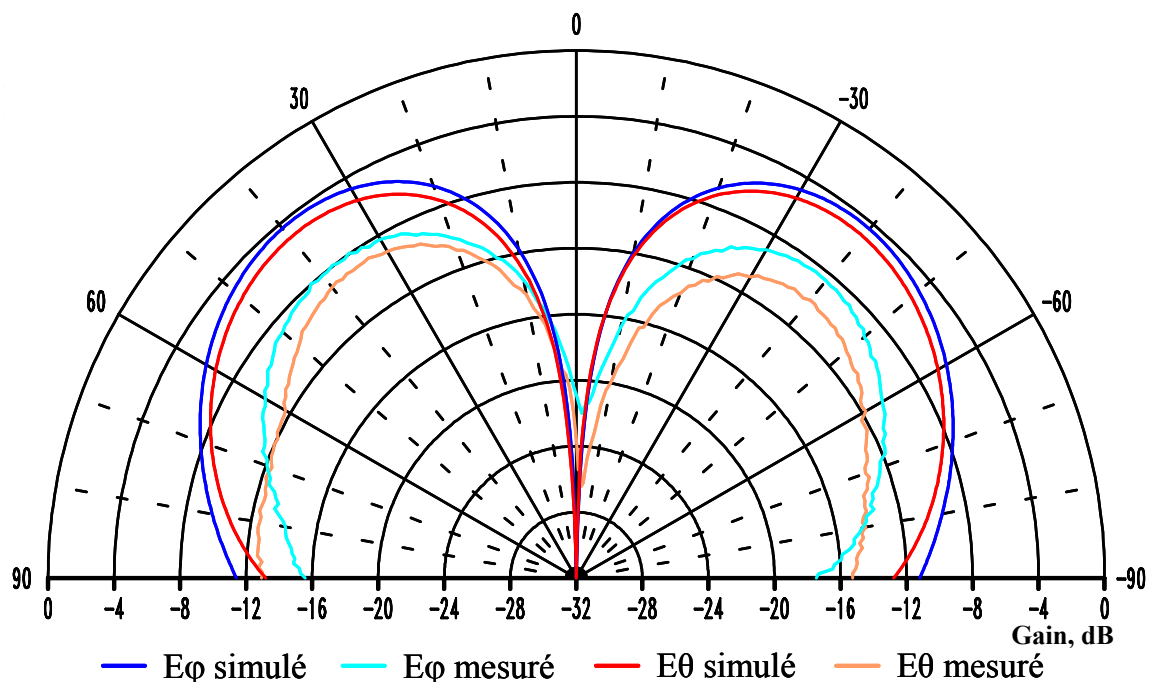


Figure II-34 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à 2,33 GHz

Les valeurs de gains aux angles qui nous intéressent sont répertoriées dans le tableau suivant :

theta (degrés)		70	50	30	
gain moyen (dB)	simulation	Etheta	-8,42	-5,53	-5,45
		Ephi	-7,74	-4,89	-4,77
	mesure	Etheta	-12,8	-10,3	-10
		Ephi	-12,2	-10	-8,7

Tableau II-2 : Valeurs de gain des différentes composantes des champs en simulation et en mesure à 2,33 GHz

En admettant que la polarisation soit parfaitement circulaire (ce qui n'est pas tout à fait exact si l'on se réfère aux simulation et mesure du taux d'ellipticité représentés sur la *figure II-35*), on peut estimer que le gain en dBic équivaut à celui d'une des composantes (Ephi ou Etheta) augmenté de 3 dB. Autrement dit, nous obtenons au mieux un gain de **-1,77 dBic** en simulation à 30°. Ce résultat, très inférieur aux spécifications de XM qui sont de 2 dBic minimum, était prévisible du fait des fortes pertes de l'époxy.

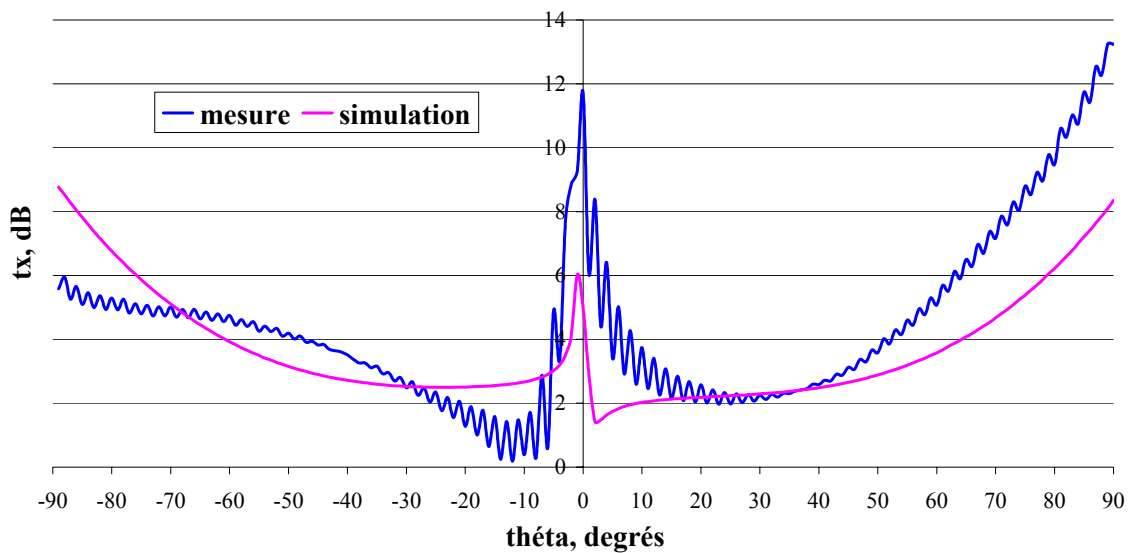


Figure II-35 : Taux d'ellipticité simulé et mesuré à 2,33 GHz

IV.4 Conclusion

L'analyse d'un réseau de quatre patches permettant de répondre au cahier des charges de XM Radio a donc été effectuée. Différents paramètres ont été étudiés permettant d'optimiser ce réseau mais il apparaît toutefois de façon évidente que nous ne pourrions pas atteindre les performances souhaitées en terme de gain en utilisant ce substrat dont les pertes sont beaucoup trop importantes. Il est toutefois envisageable de compenser une partie de ces pertes à l'aide des circuits d'amplification.

Une autre solution pourrait être l'utilisation d'un matériau de permittivité équivalente mais à faibles pertes diélectriques, comme par exemple le TMM4. Cette solution serait certes plus onéreuse mais en contrepartie beaucoup plus efficace.

V Conclusion

Ce chapitre a permis de montrer la faisabilité d'une antenne à polarisation circulaire en technologie imprimée répondant à un cahier des charges original par la forme du diagramme de rayonnement exigé. Différentes études ont été menées pour parvenir à un aérien satisfaisant les spécifications et permettant une intégration aisée sur un véhicule par un encombrement réduit comparé aux antennes existantes.

L'étude et l'optimisation d'un patch à encoches ont été effectuées puis différents prototypes de réseaux de quatre patches à polarisation circulaire déphasés de 90° les uns par rapport aux autres ont donc été simulés puis réalisés et mesurés. Les résultats de mesures comme de simulations montrent l'obtention d'un rayonnement maximal entre 30° et 70° comme spécifié par XM grâce notamment à la formation d'un trou de rayonnement dans l'axe. L'originalité de cette antenne est liée à la formation de ce trou alors que les structures élémentaires rayonnent dans l'axe.

Les performances limitées de notre antenne en terme de gain sont tout à fait explicables du fait du substrat utilisé et peuvent donc être améliorées de façon évidente en remplaçant l'époxy par un matériau à faibles pertes. La conséquence directe de ce changement étant bien entendu une augmentation importante du coût de l'aérien.

Il est cependant très important de noter que l'époxy est un substrat extrêmement répandu et peu cher ce qui lui confère donc un intérêt immense notamment pour notre application. En effet la question du coût est souvent problématique pour les constructeurs automobiles. Une solution serait alors de compenser la faiblesse du gain de l'antenne passive par une augmentation de celui des circuits d'amplification et ainsi de satisfaire les spécifications concernant l'antenne satellite active.

L'utilisation d'un nouveau substrat (solution très prometteuse) n'a pas été étudiée puisque le projet XM a été remplacé par le projet XM-SIRIUS qui est l'objet des chapitres suivants. L'intégration de l'antenne terrestre au sein du réseau est quant à elle présentée dans le chapitre IV (paragraphe II-2).

CHAPITRE III : LE PROJET XM -SIRIUS

Peu de temps après leur lancement respectif, les deux sociétés XM et Sirius ont conclu un accord (après consultation de différents constructeurs automobiles) les conduisant à redéfinir leurs spécifications afin que les deux systèmes soient compatibles avec un module antenne unique.

Suite à ce changement de cahier des charges, nous avons été contraints de faire évoluer notre antenne afin qu'elle puisse remplir de nouvelles conditions de rayonnement notamment. Nous avons donc exploré deux nouvelles voies toutes deux basées sur la technologie des antennes imprimées comme précédemment mais dirigées par une optique de coût plus élevé compte tenu des performances obtenues pour le projet XM.

Nous présenterons dans un premier temps dans ce chapitre des résultats de mesures obtenus sur des antennes commercialisées aux Etats-Unis afin de pouvoir évaluer au mieux les performances de nos antennes dont la description sera effectuée dans une deuxième partie.

I Antennes de référence

La meilleure façon d'évaluer les performances de nos antennes étant de les comparer avec des aériens existants sur le marché, SCE-MAG a procédé à l'acquisition de quatre spécimens de deuxième monte commercialisés aux Etats-Unis (trois par la société Terk [III-1] et un par la société Pioneer [III-2]) dont nous avons étudié le fonctionnement et l'efficacité. Ces aériens nous serviront de référence par la suite.

I.1 Description des antennes

Les deux premières antennes décrites (TRK-SR2 et Pioneer) ont été achetées fin 2001 et les deux suivantes (TRK-SR20S et XM3) en mai 2003.

I.1.1 Antenne Terk, référence TRK-SR2

Cette antenne est commercialisée par la société Terk sous la référence **TRK-SR2**. Elle n'est pas forcément fabriquée de série et peut être directement collée sur le toit d'un véhicule.

Des photographies de cet aérien sont présentées sur la *figure III-1a*. La connexion au module radio s'effectue par deux câbles coaxiaux du type RG178 et de 4,27 mètres de longueur, terminés par des connecteurs Fakra, l'un de couleur jaune pour la réception satellite, l'autre de couleur verte, relié à l'antenne terrestre. Les câbles sont guidés sur une longueur de 17 cm, à l'intérieur d'une gaine plastique, permettant le placement optimal de l'antenne sur le véhicule, d'après les spécifications du fabricant (*figure III-2*). Notons que, pour les mesures, nous ne prenons pas en compte ces consignes de montage, les doléances du cahier des charges XM imposant la mesure des aériens au centre d'un plan de masse de 1 mètre de côté.

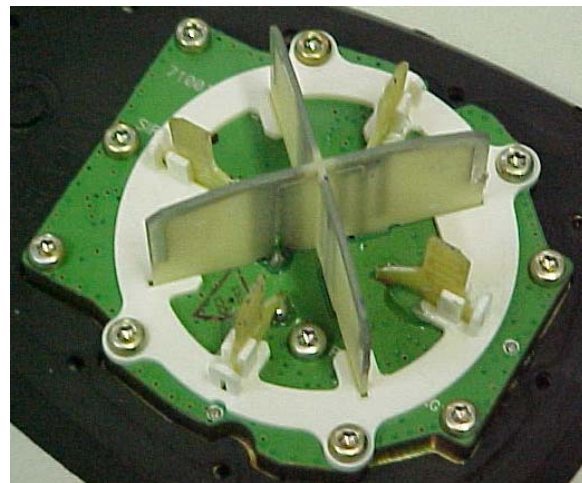
Le dispositif repose sur une embase métallique, surélevée pour pouvoir placer les éléments des circuits d'alimentation des deux antennes sous l'aérien.

L'antenne pour la réception satellite est constituée de deux dipôles imprimés, recourbés et croisés, excités en quadrature de phase. Le module terrestre se compose de 4 monopoles en méandre, alimentés en phase, placés à $\lambda/4$ (34 mm) environ les uns des autres (*figure III-1b*).

Les dimensions totales du système (hors câbles) sont **108*81*38 mm**.



a) module radio complet



b) photo détaillée des antennes

Figure III-1 : Antenne Terk TRK-SR2

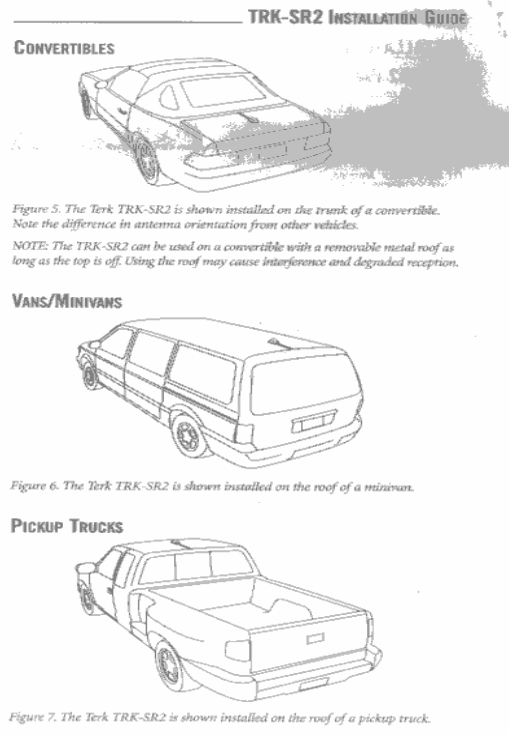
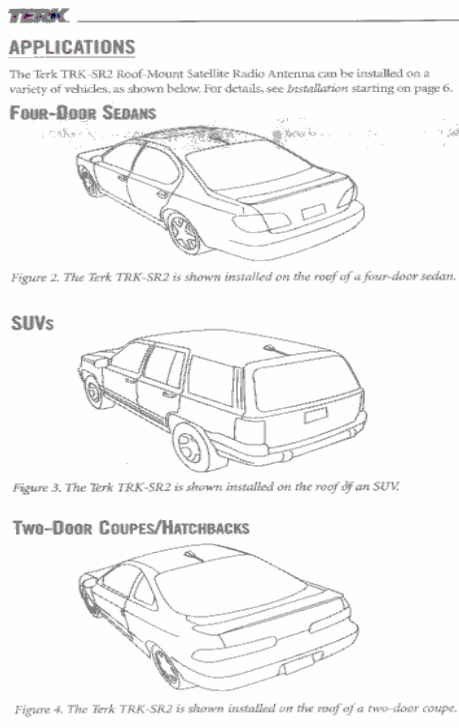


Figure III-2 : Spécifications de montage de l’antenne Terk

I.1.2 Antenne Pioneer

La seconde antenne est de marque Pioneer, référence **AN-90XM**.

La *figure III-3* présente des photographies de ce produit. La connexion au module radio s’effectue par deux câbles coaxiaux du type RG174 de 5 mètres de longueur, terminés par des connecteurs Fakra, suivant les mêmes codes de couleurs que précédemment.



a) module radio complet



b) photo détaillée des antennes

Figure III-3 : Antenne Pioneer AN-90XM

Les recommandations du fabricant indiquent un fonctionnement optimal du dispositif lorsqu'il est placé en bordure de la carrosserie du véhicule mais comme pour l'antenne Terk, ces spécifications sont différentes de celles imposées par la norme XM que nous utilisons pour les mesures (à savoir aérien placé au centre d'un plan de masse de 1*1 m).

L'antenne est posée sur une embase métallique qui permet d'avoir la surélévation nécessaire pour intégrer les circuits d'alimentation des deux antennes sous l'aérien.

Le dispositif pour la réception satellite est une antenne de type hélice quadrifilaire (*figure III-3b*). Le module terrestre est un monopole raccourci, placé au centre de l'hélice.

Les dimensions totales du système (hors câbles) sont **93*79*102 mm**.

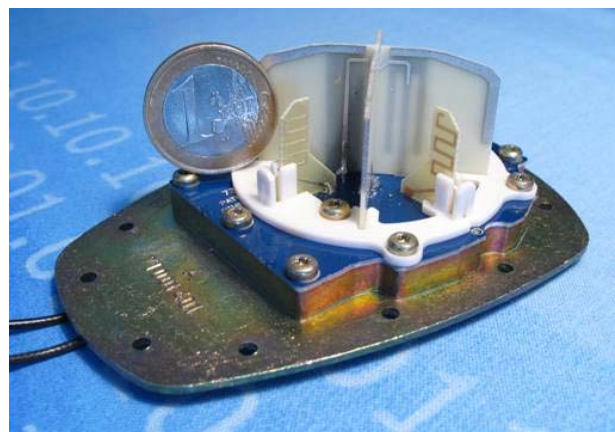
Remarque : cette antenne a été remplacée récemment par le modèle AN-91XM dont les dimensions sont légèrement inférieures (notamment en hauteur).

I.1.3 Antenne Terk, référence TRK-SR20S

La *figure III-4* présente des photographies de l'antenne TRK-SR20S. La connexion aux aériens terrestre et satellite s'effectue pour nos mesures par deux câbles coaxiaux du type RG174 de 30 cm de longueur, terminés par des connecteurs SMA (les câbles d'origine sont identiques à ceux de l'antenne TRK-SR2). L'encombrement global de l'antenne est de **101,6*76,2*38,1 mm**.



a) module radio complet



b) photo détaillée des antennes

Figure III-4 : Antenne Terk, TRK-SR20S

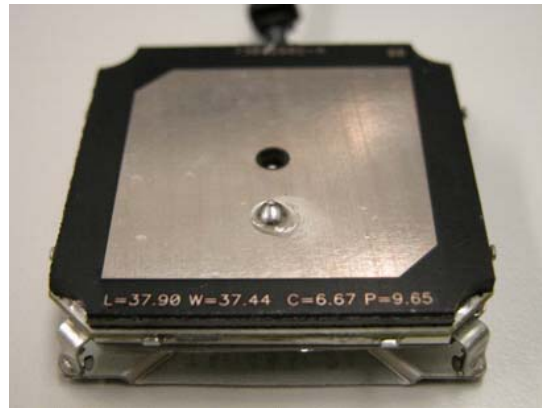
Les antennes terrestre et satellite sont identiques à celle du module SR2. Toutefois les dimensions des dipôles croisés (satellite) ont été légèrement réduites.

I.1.4 Antenne Terk, référence XM3

La *figure III-5* présente des photographies de ce produit. La connexion au module radio s'effectue par deux câbles coaxiaux du type RG316 de 20 cm de longueur, terminés par des connecteurs SMA. L'encombrement global du module est de **82,55*66,55*22,1 mm**.



a) module radio complet



b) photo détaillée

Figure III-5 : Antenne Terk, XM3

L'antenne satellite est un patch à encoches de dimensions 37,90*37,44 mm (*figure III-5 b*). L'antenne terrestre est une fil-plaque.

I.2 Résultats de mesures

Des mesures de la partie « passive » de ces différents aériens (que nous noterons TRK-SR2 terrestre et TRK-SR2 satellite, Pioneer terrestre et Pioneer satellite, TRK-SR20S terrestre et TRK-SR20S satellite, XM3 terrestre et XM3 satellite) ont été effectuées dans la chambre anéchoïde de l'IRCOM.

I.2.1 Caractéristiques électriques

La mesure des coefficients de réflexion des 8 antennes (4 satellites et 4 terrestres) a été réalisée et une étude comparative menée. Les résultats sont présentés sur les figures III-6 et III-7.

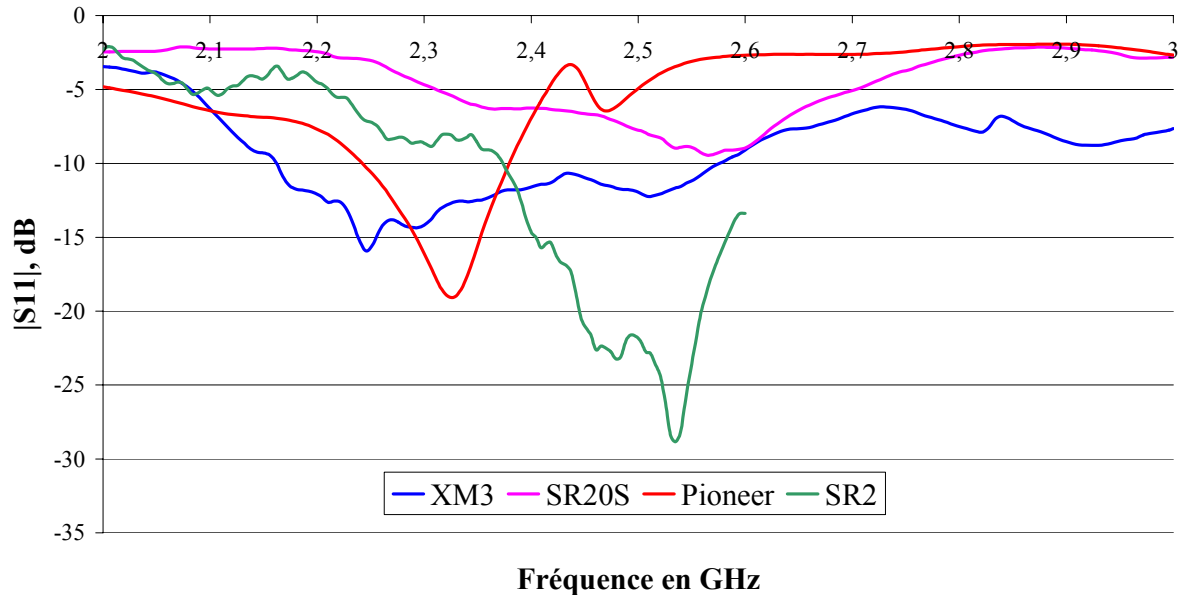


Figure III-6 : Comparaison des coefficients de réflexion des antennes terrestres de référence

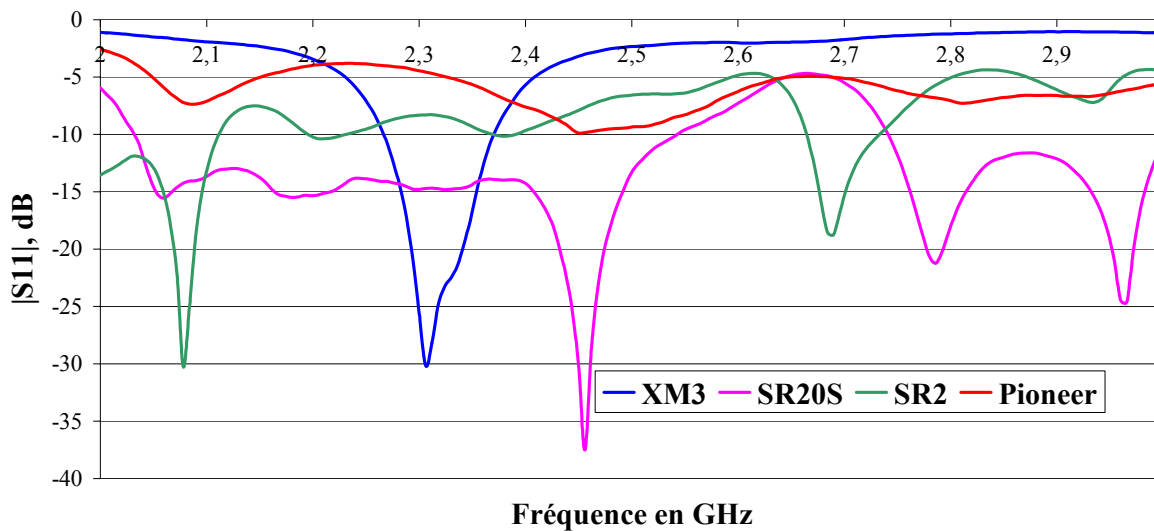


Figure III-7 : Comparaison des coefficients de réflexion des antennes satellites de référence

Les adaptations des antennes terrestres XM3 et Pioneer (*tableau III-1*) et des antennes satellites SR20S et XM3 (*tableau III-2*) sont satisfaisantes (**T.O.S. < 2**). Par contre celles des antennes terrestres SR20S et SR2 et des antennes satellites SR2 et Pioneer sont médiocres compte tenu du cahier des charges pourtant peu exigeant concernant ce critère.

	SR20S	XM3	SR2	Pioneer	Cahier des charges
TOS à 2,32 GHz	3,44	1,58	2,23	1,26	< 2
TOS à 2,345 GHz	2,99	1,62	2,31	1,38	< 2

Tableau III-1 : Taux d'onde stationnaire des antennes terrestres aux fréquences limites

	SR20S	XM3	SR2	Pioneer	Cahier des charges
TOS à 2,32 GHz	1,45	1,12	2,24	3,7	< 2
TOS à 2,345 GHz	1,47	1,31	2,05	3,22	< 2

Tableau III-2 : Taux d'onde stationnaire des antennes satellites aux fréquences limites

1.2.2 Caractéristiques de rayonnement

Après vérification de l'adaptation des différents aériens, nous avons donc procédé à leur caractérisation en rayonnement aux fréquences limites de la bande allouée (2,32 GHz et 2,345 GHz).

1.2.2.a Antennes terrestres

La *figure III-8* présente le rayonnement en azimuth des 4 antennes terrestres à ces deux fréquences.

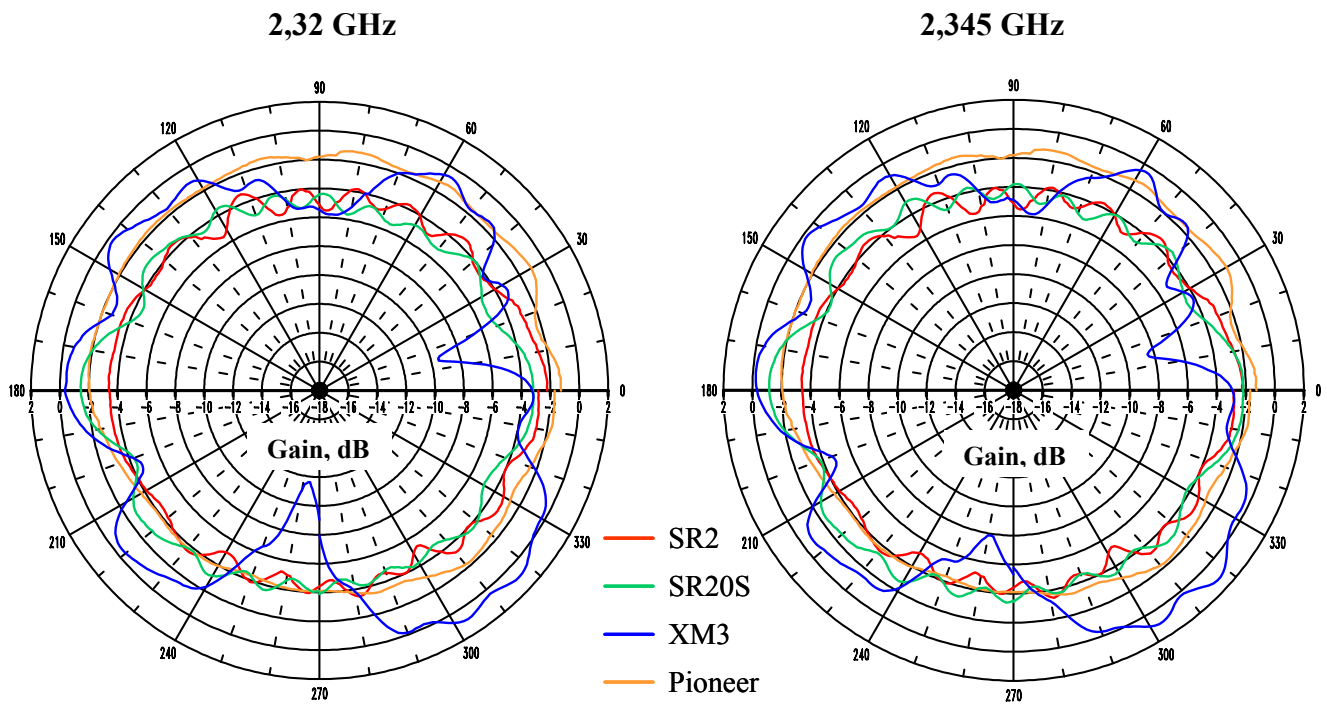


Figure III-8 : Diagrammes de rayonnement en azimut ($\theta = 90^\circ$) des antennes terrestres de référence

Les aériens SR2 et SR20S produisent des gains moyens inférieurs d'environ 1 dB par rapport à ceux des antennes Pioneer et XM3 comme exposé dans le *tableau III-3*. Toutes quatre souffrent par ailleurs d'un manque de gain vis-à-vis des spécifications du cahier des charges.

Par contre l'omnidirectionnalité est correcte dans chacun des cas mis à part l'antenne XM3 qui présente des « trous » de rayonnement assez importants.

antenne	SR2	Pioneer	SR20S	XM3	cahier des charges
gain moyen (dB)	-3,9	-2,4	-4	-2,8	> -2
écart type (dB)	0,7	1	0,9	2,7	-

Tableau III-3 : Gains moyens et écarts types des antennes terrestres de référence

1.2.2.b Antennes satellites

Les antennes satellites ont également fait l'objet d'une étude approfondie en rayonnement et en taux d'ellipticité. La *figure III-9* représente les mesures en polarisation circulaire à 2,32 GHz et 2,345 GHz de ces quatre aériens.

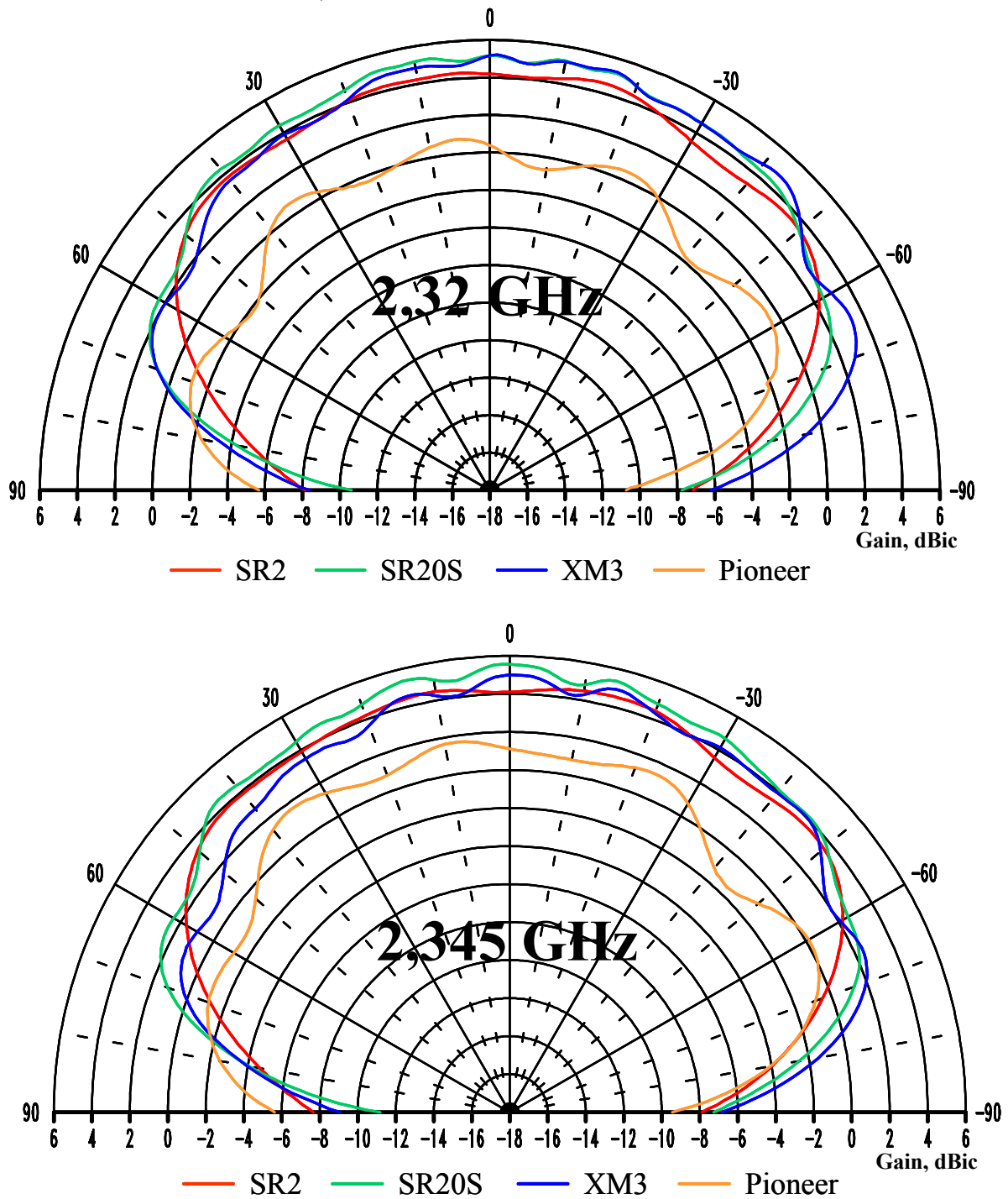


Figure III-9 : Diagrammes de rayonnement en site ($\varphi = 90^\circ$) des antennes satellites de référence

On constate que l'antenne Pioneer affiche des diagrammes présentant des gains inférieurs aux autres notamment dans l'axe. Ces résultats sont confirmés dans le *tableau III-4* où les valeurs en rouge correspondent aux gains inférieurs au cahier des charges et les chiffres en bleu, ceux qui lui sont supérieurs.

theta (degrés)		± 70	± 60	± 30	0
Quadrifilaire : Pioneer	gain moyen (dBic) à 2,32 GHz	-1,8	-1,5	0	0,4
	gain moyen (dBic) à 2,345 GHz	-1,1	-0,9	1	1
Dipôles croisés : SR2	gain moyen (dBic) à 2,32 GHz	-1,4	1,5	3,6	4,3
	gain moyen (dBic) à 2,345 GHz	-1,3	1,6	3,4	4,1
Patch à encoches : XM3	gain moyen (dBic) à 2,32 GHz	1,9	2,4	4,2	5,1
	gain moyen (dBic) à 2,345 GHz	1,5	1,9	3,8	5,1
Dipôles croisés : SR20S	gain moyen (dBic) à 2,32 GHz	1	2,4	4,5	5,2
	gain moyen (dBic) à 2,345 GHz	1,2	2,3	4,5	5,5

Tableau III-4 : Gain des antennes satellites de référence aux angles et fréquences critiques

Il est important de noter que toutes ces antennes présentent des gains inférieurs au cahier des charges pour les angles se rapprochant de l'horizon. Elles affichent en effet à 70° un déficit de gain de plus de 3 dB pour la Pioneer et la SR2 et de 0.2 à 1 dB pour la XM3 et la SR20S. La mesure du taux d'ellipticité (*figure III-10*) confirme par ailleurs ce constat puisqu'il est dégradé à partir de ± 60° pour l'antenne XM3. L'antenne Pioneer quant à elle ne respecte quasiment jamais les spécifications.

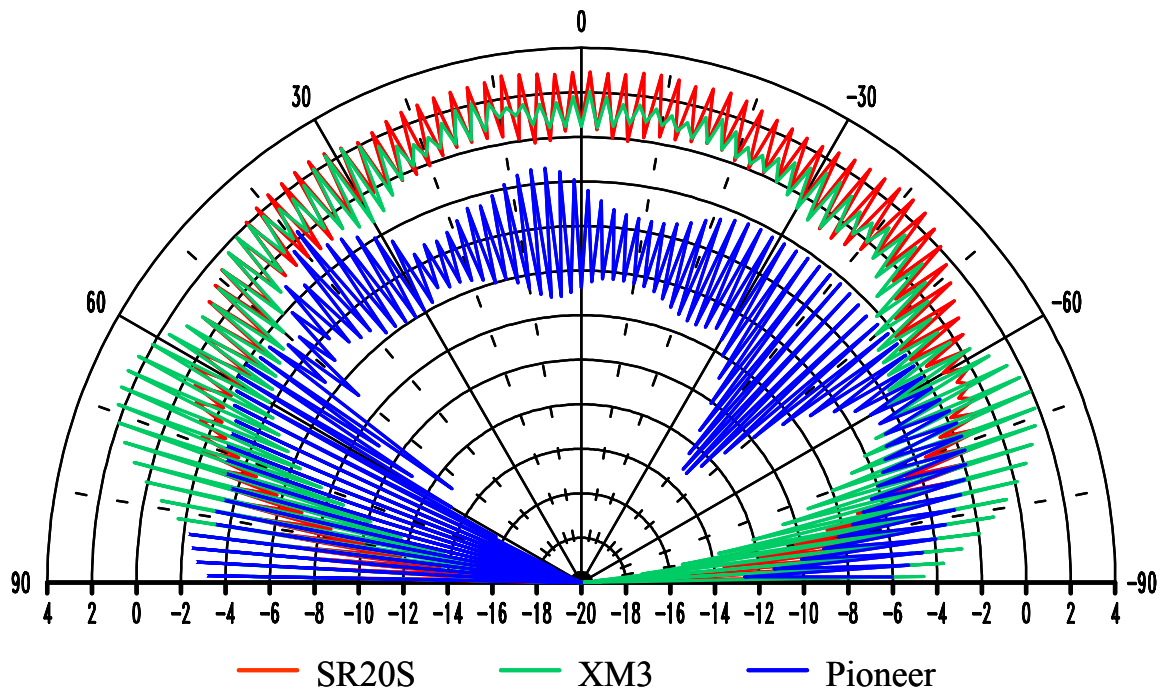


Figure III-10 : Taux d'ellipticité des antennes satellites de référence à 2,32 GHz

On constate dans le *tableau III-5* que seule l'antenne SR20S présente un taux d'ellipticité correct.

	theta (degrés)	Pioneer	XM3	SR20S	cahier des charges
Taux d'ellipticité (dB)	± 70	16	10	2	< 4
	0	4,5	2	3	< 4

Tableau III-5 : Taux d'ellipticité mesurés des antennes de référence aux angles critiques

I.3 Conclusion

Il apparaît au vu de ces mesures qu'aucunes des antennes dites de référence ne remplissent complètement les spécifications de XM et SIRIUS. On peut toutefois considérer que c'est l'antenne XM3 qui présente globalement les meilleurs résultats et c'est donc celle que nous utiliserons comme référence par la suite.

Il est cependant important de souligner que des mesures complémentaires, effectuées dans la chambre anéchoïde de SCE-MAG pour les antennes Pioneer et TRK-SR2, avec les circuits électroniques, ont montré l'efficacité de ces derniers puisque le cahier des charges de

l'antenne « active » est alors respecté [III-3]. Les gains obtenus sont en effet supérieurs à 23 dB.

Il était donc primordial de procéder à ces caractérisations expérimentales. En effet cette conclusion est capitale vis-à-vis des résultats concernant les antennes que nous avons développées au sein du laboratoire pour le projet XM-Sirius et qui sont l'objet de la suite de ce mémoire.

II La solution élément unique

Cette solution est basée sur la constatation très simple que le rayonnement d'un patch sur son mode fondamental répond globalement au cahier des charges XM-Sirius. Il nous suffit donc d'optimiser un patch à encoches du point de vue gain et taux d'ellipticité. En effet, les spécifications sont tout de même très exigeantes puisque le cahier des charges spécifie un gain supérieur à 2 dBic pour des angles allant de -70° à $+70^\circ$. Or un patch classique rayonne dans l'axe mais le gain diminue très rapidement lorsque l'on se rapproche des angles proches de l'horizon.

II.1 Patch à encoches sur époxy

Les résultats obtenus sur époxy présentés au chapitre II (paragraphe IV) nous ont montré que le gain obtenu était relativement faible. Cette constatation nous a donc conduit à changer d'optique quand au coût de l'aérien et à envisager l'utilisation de substrats certes plus onéreux mais aux qualités théoriquement bien supérieures à celle de l'époxy (notamment en terme de pertes diélectriques).

Il est en effet évident que ces dernières sont beaucoup trop importantes pour pouvoir être compensées de quelque manière que ce soit. La *figure III-11* présente une comparaison des niveaux obtenus avec et sans perte et on observe un écart proche de 4 dB ce qui est tout à fait conséquent.

Notre étude a donc porté sur deux nouveaux substrats, l'alumine et le TMM4, dont les pertes pouvaient nous laisser envisager de bien meilleurs résultats en terme de gain notamment mais également en terme d'encombrement puisque l'un des deux matériaux utilisés possède une permittivité beaucoup plus forte que l'époxy.

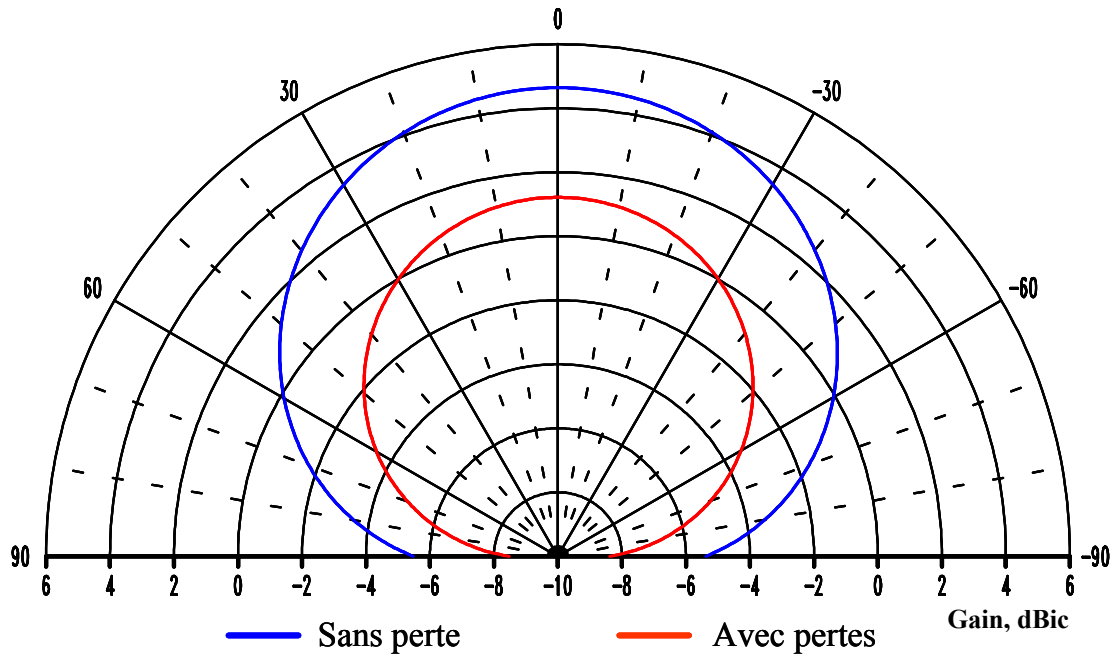


Figure III-11 : Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire comparés entre un patch simulé sur époxy avec et sans pertes

II.2 Patch à encoches sur alumine et TMM4

II.2.1 Alumine

L'alumine que nous avons utilisée est fabriquée au CTTC (Centre de Transfert des Technologies Céramiques) à Limoges.

La conception de l'alumine au CTTC est basée sur deux étapes principales qui sont le coulage en bande et le frittage. Les caractéristiques théoriques de l'alumine fournie par le CTTC sont les suivantes : $\epsilon_r = 9 (\pm 0,1)$ et $\tan\delta = 3.10^{-4}$. Nous avons choisi par ailleurs (toujours dans l'optique d'une solution planeaire) une épaisseur de substrat faible ($h = 0,8$ mm).

L'inconvénient majeur de l'alumine est sa fragilité et sa sensibilité aux chocs thermiques. D'autre part, c'est un matériau extrêmement difficile à percer ce qui rend impératif le perçage des trous pour la sonde coaxiale dès la fabrication de la plaque d'alumine (et plus précisément lors du coulage en bande). Enfin, l'alumine qui nous est fournie n'est pas cuivrée et nous avons donc utilisé du scotch cuivré pour réaliser nos antennes. Les écarts entre

les simulations et les mesures sont donc souvent liés à la qualité très relative des réalisations et aux variations des caractéristiques de l'alumine qui peuvent s'avérer non négligeables.

Du point de vue simulation par la méthode des différences finies, il est important de noter que le coût en tant de calcul est d'autant plus élevé que l'on augmente la permittivité du substrat et diminue les pertes. En effet le courant met beaucoup plus de temps à s'amortir.

Le patch que nous avons simulé puis réalisé est présenté sur la *figure III-12*. Il n'est pas centré sur la plaque d'alumine car pour des raisons d'économie (l'alumine est un matériau assez onéreux) nous avons utilisé une plaque existante prépercée destinée à une autre application. L'encombrement de cet aérien est donc de **51,5*51,5*0,8 mm**.

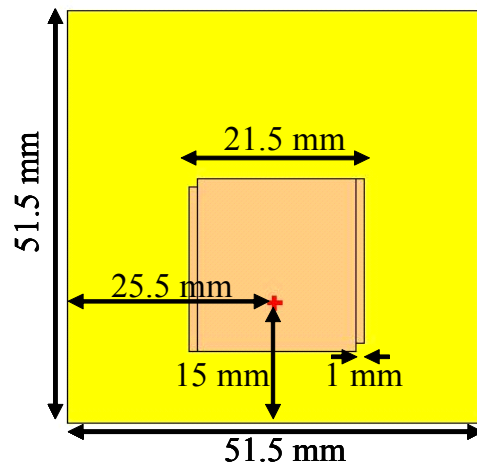


Figure III-12 : Schéma du patch à encoches réalisé sur alumine

Comme on peut le voir sur la *figure III-13*, l'adaptation de notre patch est décalée d'environ 100 MHz vers les hautes fréquences. Ce décalage peut être imputé à plusieurs facteurs. En effet, comme nous l'avons dit précédemment, la réalisation de l'aérien et de son plan de masse s'est effectuée à l'aide de scotch cuivré. Ce type de réalisation implique la présence de colle (qui n'est pas prise en compte dans nos simulations) et également de probables « trous d'air » entre le cuivre et le substrat.

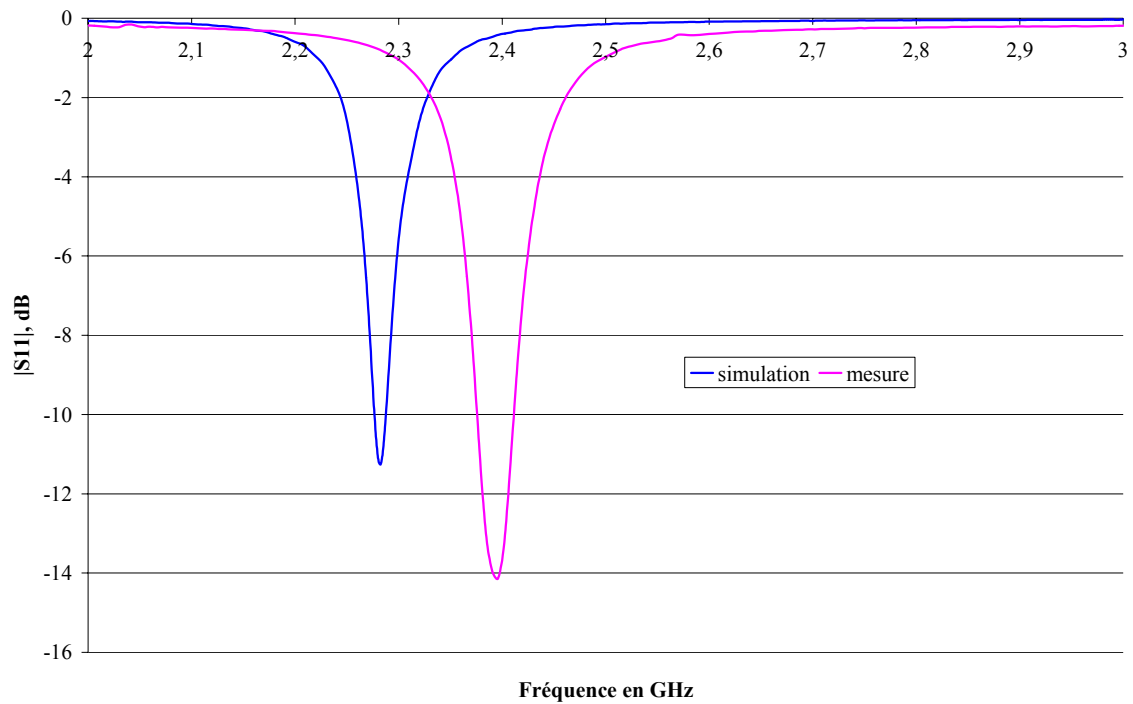


Figure III-13 : Coefficient de réflexion simulé et mesuré du patch réalisé sur alumine

Malgré ce décalage fréquentiel, nous avons pu réaliser des mesures tout à fait intéressantes du point de vue du rayonnement, comme on peut le constater sur les résultats obtenus en polarisation linéaire à 2,44 GHz (*figure III-14*). Les résultats de simulation à 2,34 GHz représentés sur cette même figure sont légèrement supérieurs.

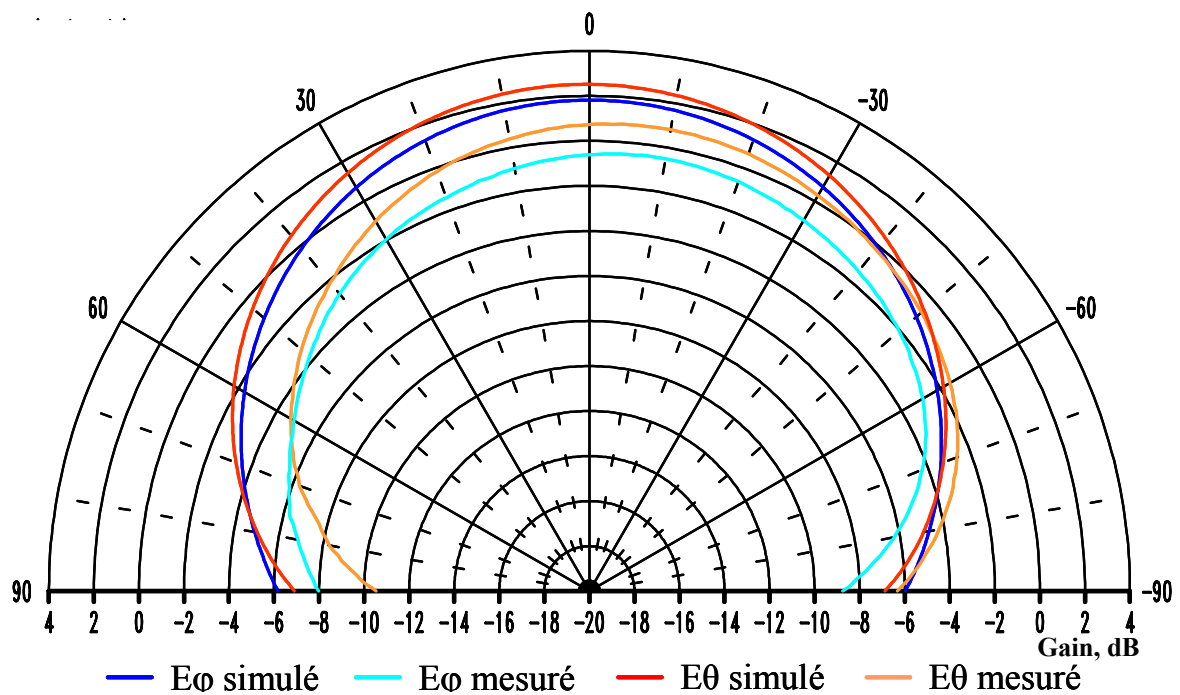


Figure III-14 : Diagrammes de rayonnement en polarisation linéaire à 2,44 GHz pour la mesure et 2,34 GHz pour la simulation

Ces bons résultats sont confortés par la mesure du taux d'ellipticité (*figure III-15*) qui bien que légèrement supérieur aux spécifications (4 dB) nous laisse envisager des perspectives intéressantes.

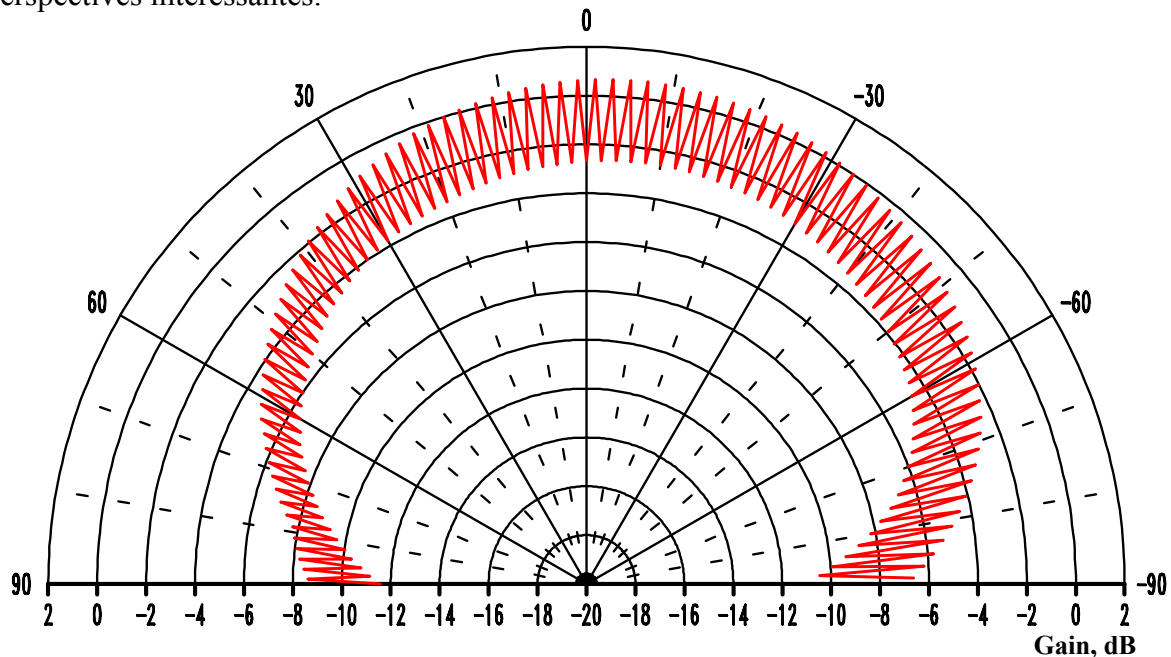


Figure III-15 : Taux d'ellipticité mesuré à 2,44 GHz

Ce substrat, bien que prometteur en terme de gain et d'encombrement, a l'inconvénient majeur d'être très gourmand en temps de calcul. De plus son prix élevé est rédhibitoire et ces deux raisons nous ont amenés à étudier un nouveau matériau de permittivité plus faible, le TMM4.

II.2.2 TMM4

Du fait des problèmes rencontrés lors de la simulation de nos aériens sur substrat à forte permittivité (difficulté d'amortissement du courant, temps de calcul très long...), nous avons finalement opté pour l'emploi d'un substrat de permittivité proche de celle de l'époxy dont l'inconvénient majeur était les fortes pertes. Ceci nous permettait alors de reprendre les simulations précédemment effectuées sur époxy et de n'avoir qu'une quantité limitée de paramètres à modifier.

Le matériau choisi est donc du TMM4 ($\epsilon_r = 4,5$ et $\tan\delta = 1,7 \cdot 10^{-3}$) fourni par Rogers. La taille du patch est alors similaire à celle de l'élément de base simulé sur époxy (chapitre II)

mais l'encombrement global est diminué grâce à la réduction des dimensions du plan de masse (*figure III-16*).

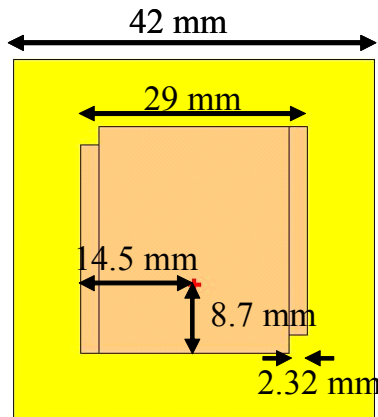


Figure III-16 : Encombrement d'un patch simulé sur TMM4

Les résultats obtenus en terme d'adaptation (*figure III-17 et III-18*) et de rayonnement (*figure III-19*) sont bien meilleurs que ceux du patch réalisé sur époxy ce qui conforte la théorie sur l'influence considérable des pertes diélectriques du substrat. Cependant il est important de noter que le temps de calcul pour un élément de cette dimension est plus que doublé lorsque l'on utilise des substrats faibles pertes tels que le TMM4 (22 minutes contre 10 pour l'époxy par exemple).

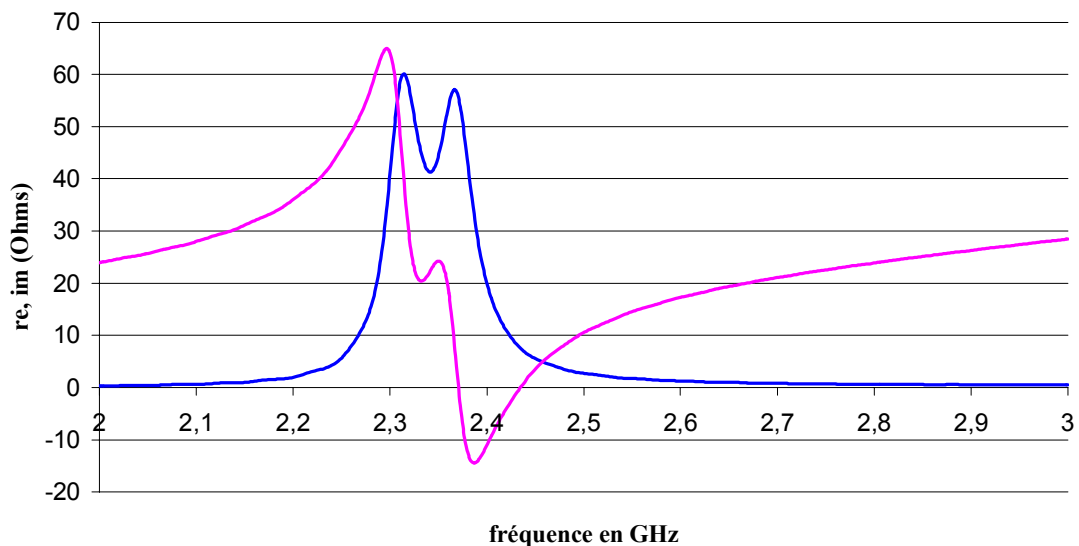


Figure III-17 : Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

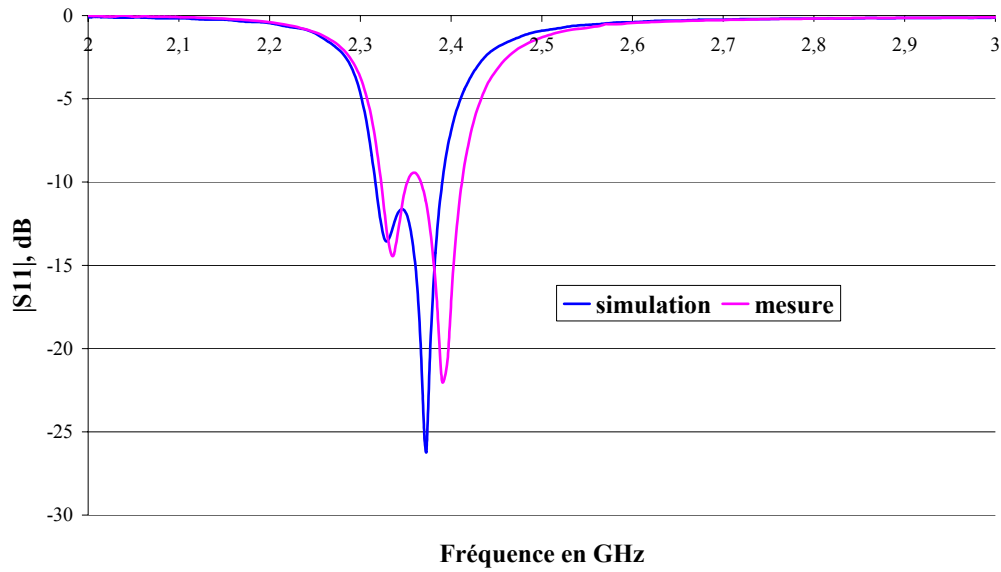


Figure III-18 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré du patch réalisé sur TMM4

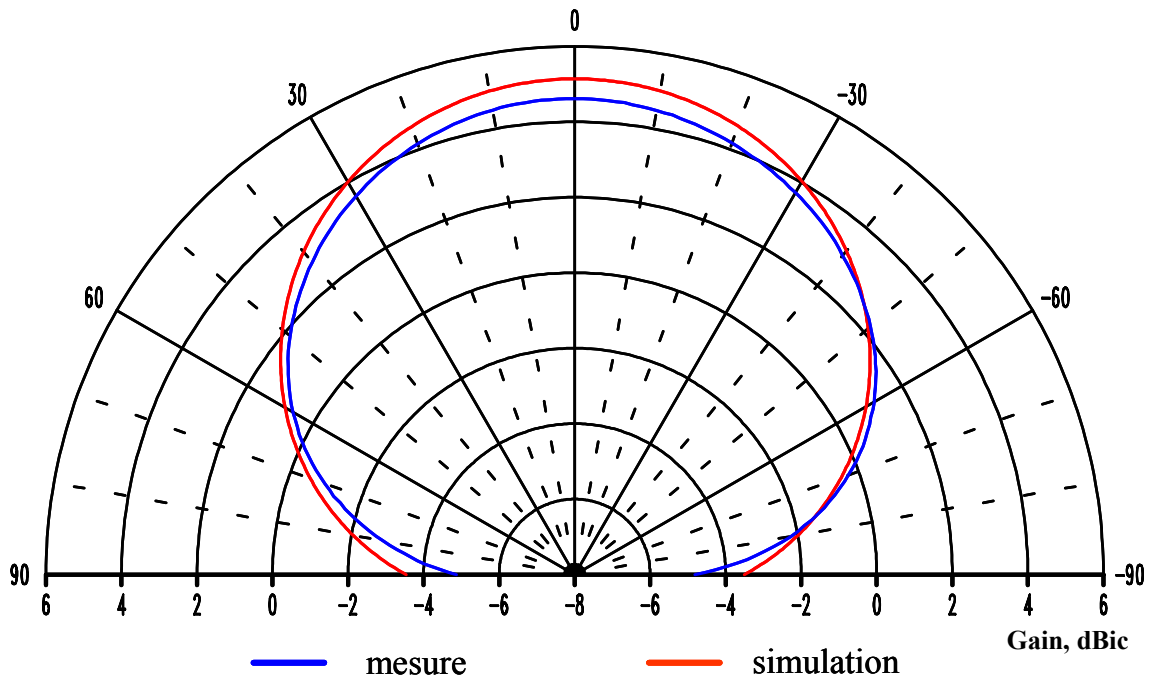


Figure III-19 : Diagrammes de rayonnement en polarisation circulaire à 2,34 GHz

La concordance entre simulation et mesure est excellente concernant l'adaptation.

On constate par ailleurs que le gain est légèrement inférieur au cahier des charges pour les angles proches de l'horizon (0 dBic au lieu de 2 dBic) par contre le taux d'ellipticité est tout à fait conforme aux spécifications (*figure III-20*).

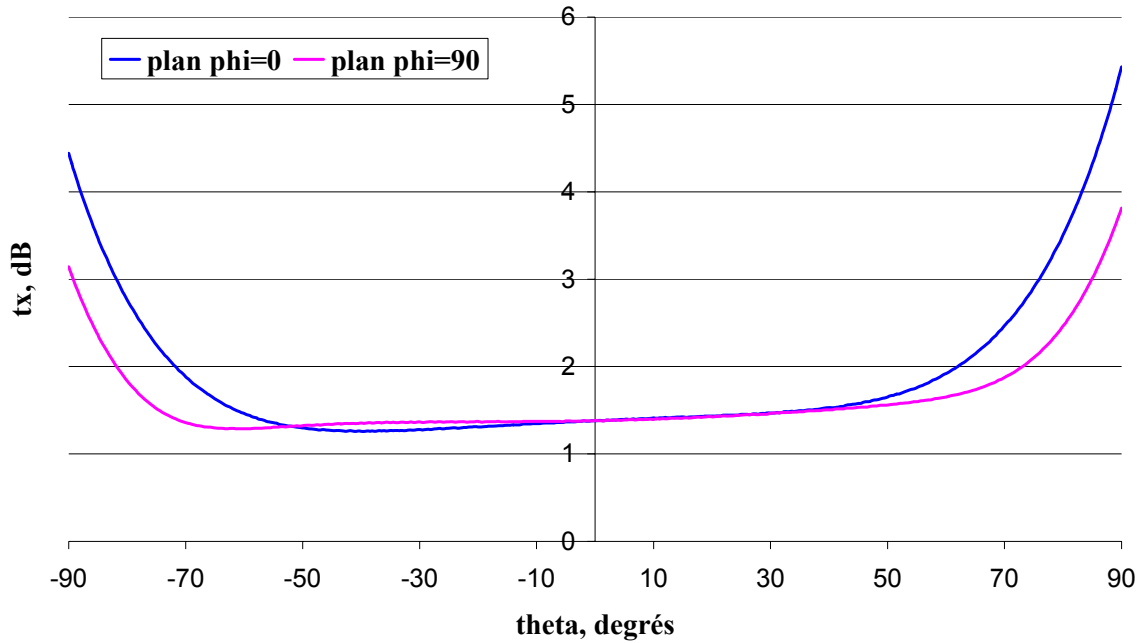


Figure III-20 : Taux d'ellipticité simulé à 2,34 GHz

Conformément aux spécifications, les mesures ont également été effectuées sur un plan de masse (noté « pdm » par la suite) de 1*1 m. Ce plan de masse introduit des ondulations des diagrammes de rayonnement comme on peut le constater sur la *figure III-21* améliorant ou détériorant le gain selon les angles (*tableau III-6*).

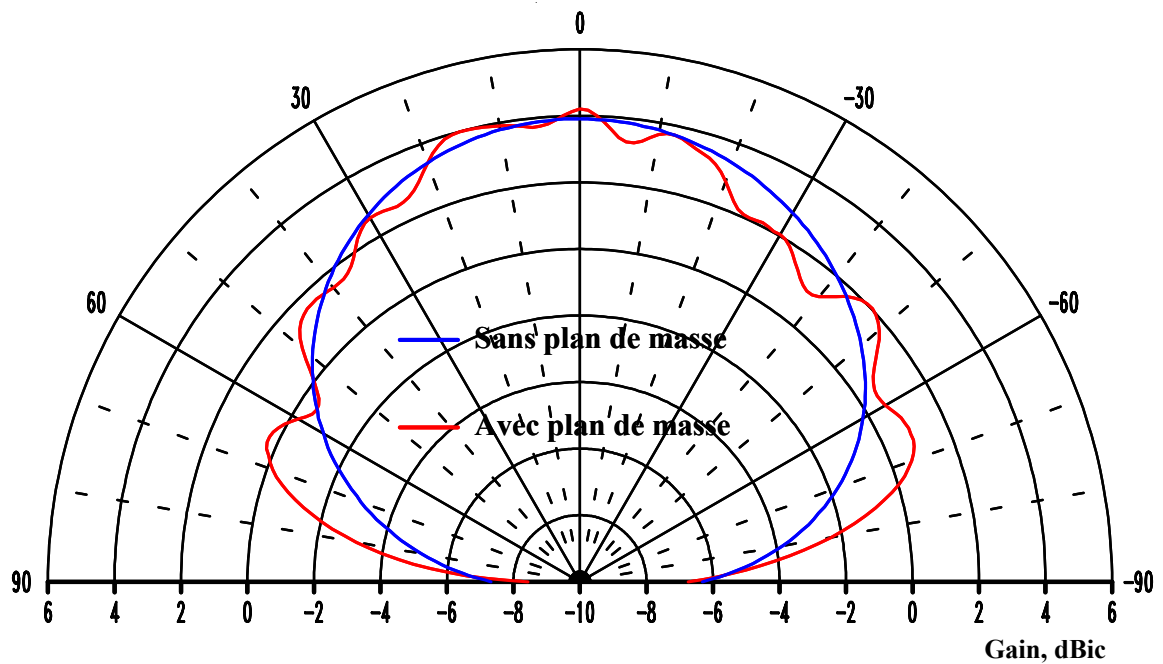


Figure III-21 : Diagrammes comparés entre les mesures avec et sans plan de masse en polarisation circulaire à 2,32 GHz

theta (degrés)		± 70	± 60	± 30	0
Gain moyen (dBic) à 2,32 GHz	patch TMM4 avec pdm	2,1	1,05	2,26	3,94
	patch TMM4 sans pdm	-0,63	0,88	3,64	4,62
	référence	1,86	2,44	4,19	5,13

Tableau III-6 : Comparaison gains du patch avec et sans plan de masse et de l'antenne de référence XM3

Rappel : l'antenne de référence XM3 est un patch à encoches (cf. paragraphe I.1.4).

Ce tableau récapitulatif montre que le patch positionné au-dessus d'un plan de masse présente un gain identique à celui de l'antenne de référence à l'horizon et augmenté de 3 dBic par rapport au patch seul pour ces mêmes angles. Il reste cependant inférieur aux spécifications (gain supérieur à 2 dB pour θ compris entre 60° et 70° et supérieur à 3 dB entre 0° et 60°) et à l'antenne de référence pour des élévations supérieures.

II.2.3 Conclusion

D'un point de vue coût et facilité de fabrication, il est évident que le matériau TMM4 est bien plus avantageux que l'alumine. D'autant plus que les performances de ce dernier substrat sont assez aléatoires notamment du fait de ses fortes variations de caractéristiques électriques à la fabrication.

Concernant les performances électromagnétiques pures, il semble que les résultats tant en terme de forme du rayonnement, qu'en terme de gain sont tout à fait similaires. L'alumine a cependant l'avantage de nous permettre de diminuer l'encombrement de la structure globale.

La synthèse de ces différents résultats permet donc d'affirmer que le patch unique ne répond pas complètement aux exigences de XM et Sirius. Il convient par conséquent de chercher une autre solution afin de résoudre notamment les problèmes de gain à l'horizon.

III La solution réseau

Ayant déjà développé un réseau de patches pour la solution XM et constatant que la solution du patch unique n'était pas optimale, il nous a paru intéressant d'essayer d'utiliser le précédent réseau pour répondre au cahier des charges.

En effet, le simple fait d'annuler les déphasages entre les patches implique une combinaison des champs induits par chaque patch différente et permet ainsi d'avoir un rayonnement proche des nouvelles spécifications.

Après une étude préalable sur époxy pour démontrer l'intérêt de la solution, il nous a ensuite paru évident qu'il ne fallait pas conserver ce substrat du fait de ses pertes très importantes et nous avons donc choisi le TMM4 comme pour la solution patch unique.

Remarque : un réseau sur alumine a également été réalisé mais des fissures sont apparues lors de la soudure des connecteurs (choc thermique). Les mesures malgré tout réalisées ont montré d'importants décalages en fréquence entre l'adaptation des différents patches et vis-à-vis de la simulation. Le rayonnement était quant à lui très chahuté et nous n'avons pas poussé plus loin nos investigations sur ce substrat.

III.1 Réseau de 4 patches en phase sur époxy

Basé sur le réseau précédemment simulé répondant au cahier des charges XM, le nouvel aérien que nous avons réalisé est également constitué de 4 patches espacés de $\lambda_0/2$ mais cette fois-ci en phase. De plus la taille du plan de masse est légèrement réduite et nous conduit à un encombrement global de **112*112*0,8 mm**.

Pour la mesure, les patches sont alimentés par 4 câbles de type RG174AU reliés à un coupleur 1 voie vers 4. Le coefficient de réflexion est inférieur à -15 dB (T.O.S. < 1,43) sur toute la bande ce qui est très convenable (*figure III-22*) et surtout conforme aux spécifications.

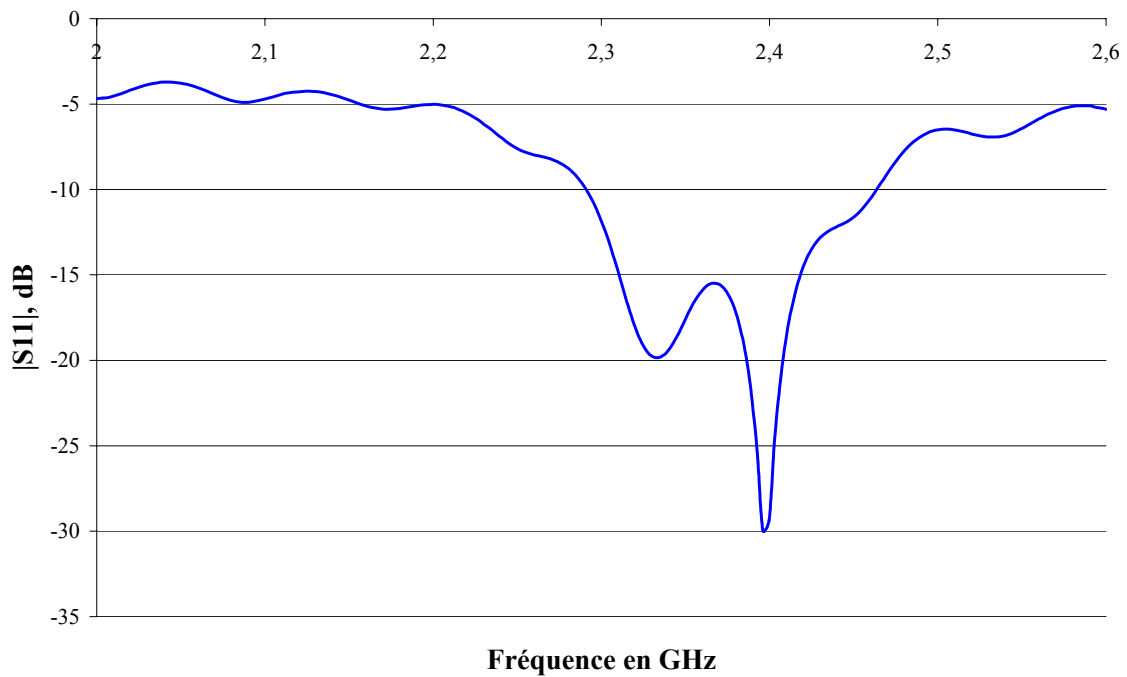


Figure III-22 : Coefficient de réflexion du réseau alimenté par câbles

Les résultats de mesure en rayonnement montrent l'obtention d'un gain très faible à l'horizon (*figure III-23*) puisqu'à $\pm 70^\circ$ nous avons en moyenne **-8,5 dBic** au lieu des 2 dBic demandés. Par contre le taux d'ellipticité est excellent (inférieur à 2 dB sur tous les angles désirés comme illustré par la *figure III-24*).

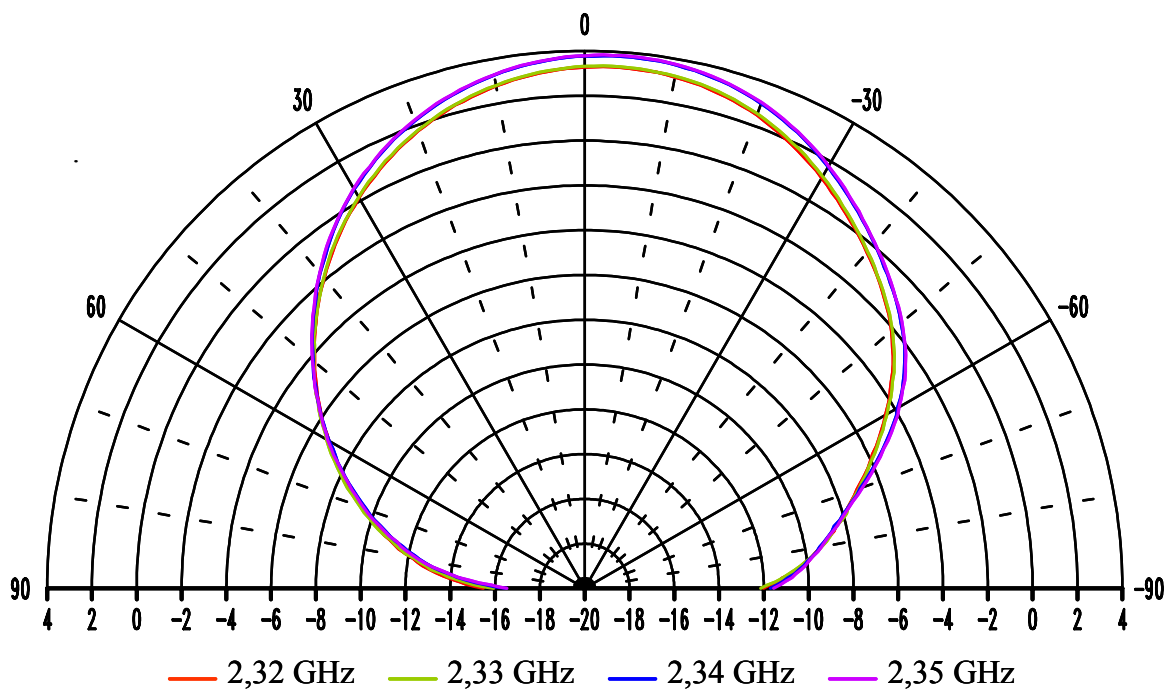


Figure III-23 : Gains mesurés en polarisation circulaire (dBic)

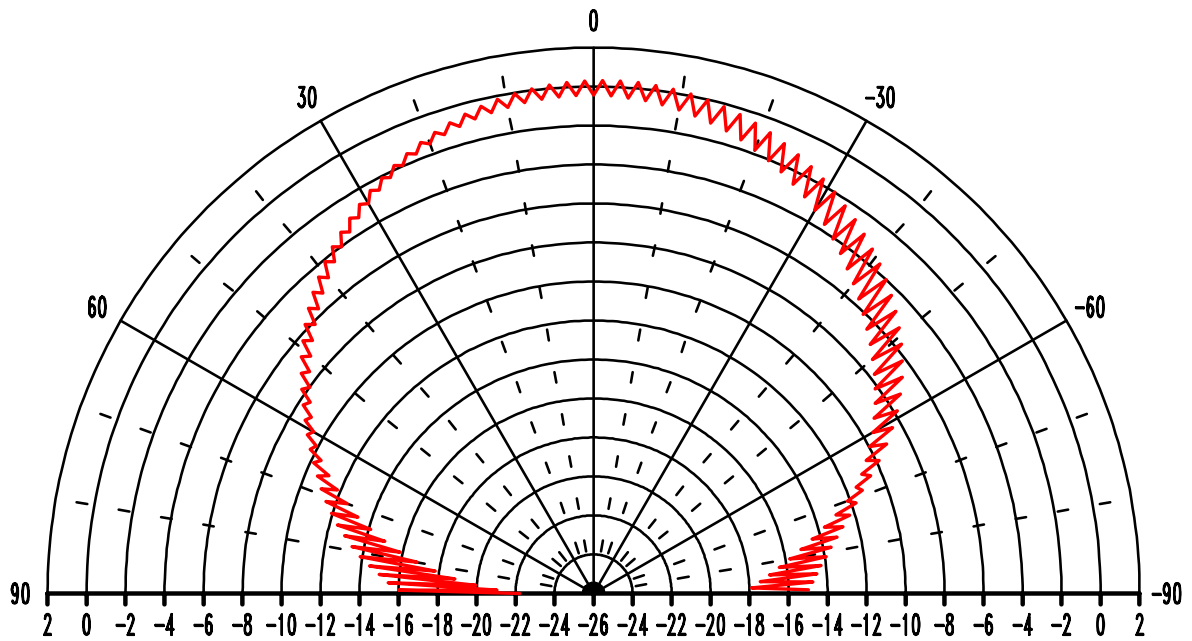


Figure III-24 : Taux d'ellipticité mesuré à 2,34 GHz

Bien que les niveaux soient très faibles, la forme du diagramme est tout à fait conforme à nos attentes et le principe de l'utilisation de ce réseau est validé d'autant plus que les mesures sont similaires aux simulations (*figure III-25*).

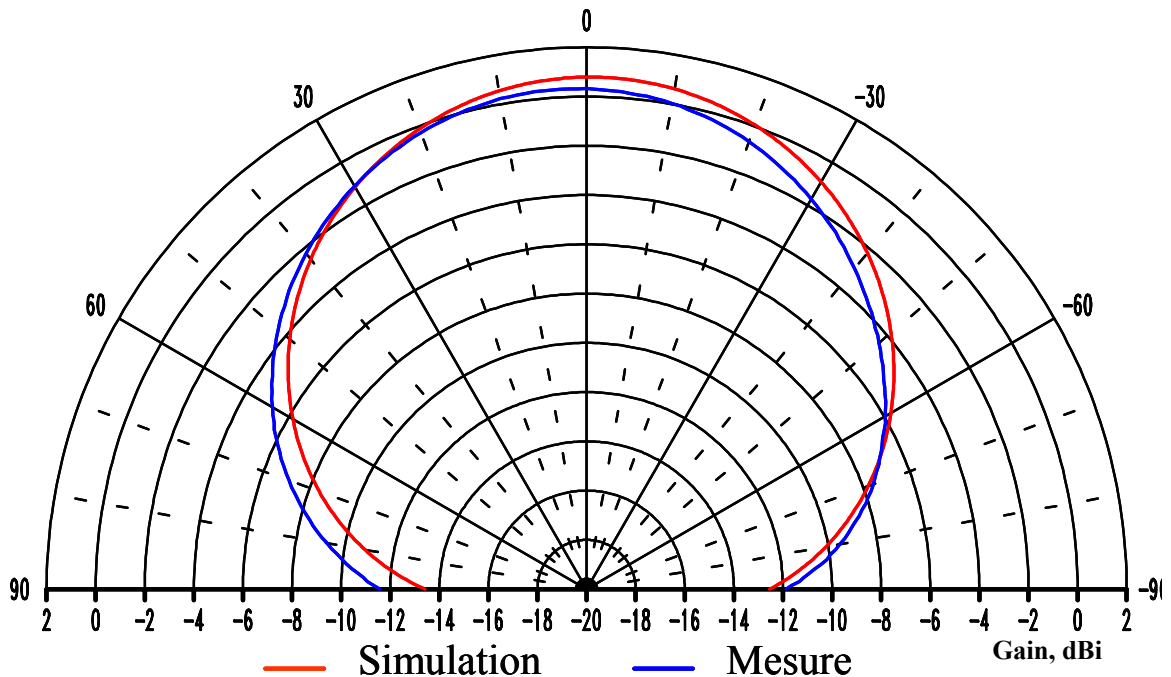


Figure III-25 : Comparaison entre la simulation et la mesure du réseau sur époxy à 2,34 GHz

Ces résultats étant très concluants, nous avons jugé intéressant de passer à des simulations et réalisations de prototypes sur substrat TMM4.

III.2 Réseau de 4 patches en phase sur TMM4

La simulation de ce réseau a été assez aisée puisque les caractéristiques du TMM4 sont relativement proches de celles de l'époxy ($\epsilon_r = 4,5$ au lieu de 4,2). La principale différence (du point de vue électromagnétique) entre ces substrats réside dans leurs pertes respectives.

III.2.1 Réseau classique

Sachant que la hauteur de substrat influe de façon notable sur le gain, nous avons opté pour une épaisseur un peu plus importante de 1,6 mm ce qui a généré quelques modifications supplémentaires par rapport au réseau initial sur époxy.

Les dimensions de notre réseau optimisé sont alors de **105,5*105,5*1,6 mm** (*figure III-26*).

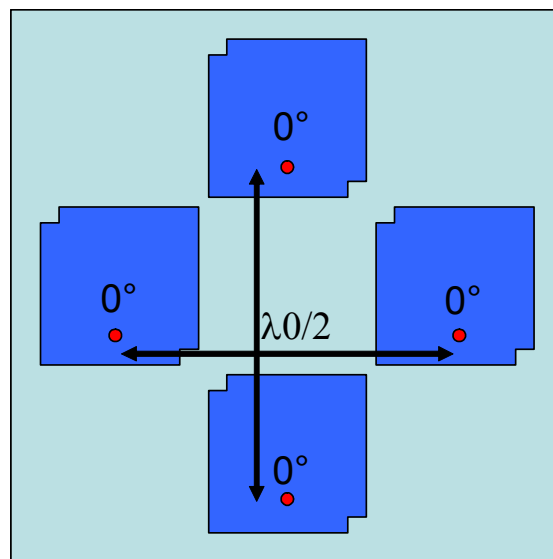


Figure III-26 : Encombrement du réseau sur TMM4

La mesure du réseau donne d'excellents résultats en terme d'adaptation puisque l'on peut constater sur la *figure III-27* que les 4 ports sont très bien adaptés sur une même bande de fréquence autour de 2,34 GHz et concordent tout à fait avec la simulation.

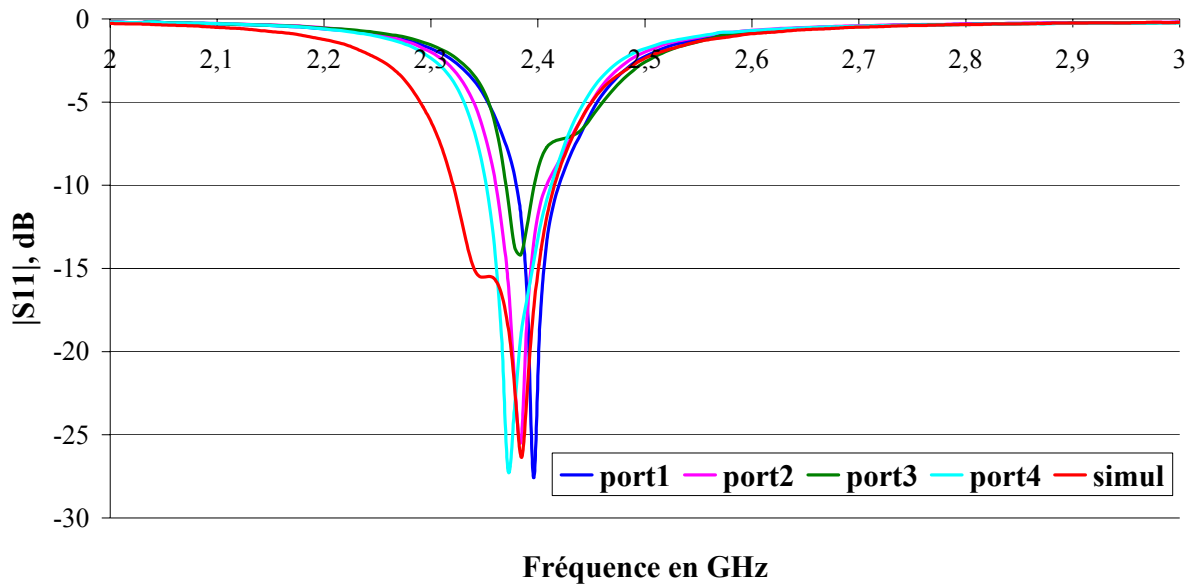


Figure III-27 : Coefficient de réflexion des ports du réseau

Du point de vue du rayonnement, on observe la même similitude entre simulations et mesures (*figure III-28*).

Les niveaux aux angles critiques de ce réseau ainsi que de celui sur époxy et ceux de l'antenne de référence sont répertoriés dans le *tableau III-7*.

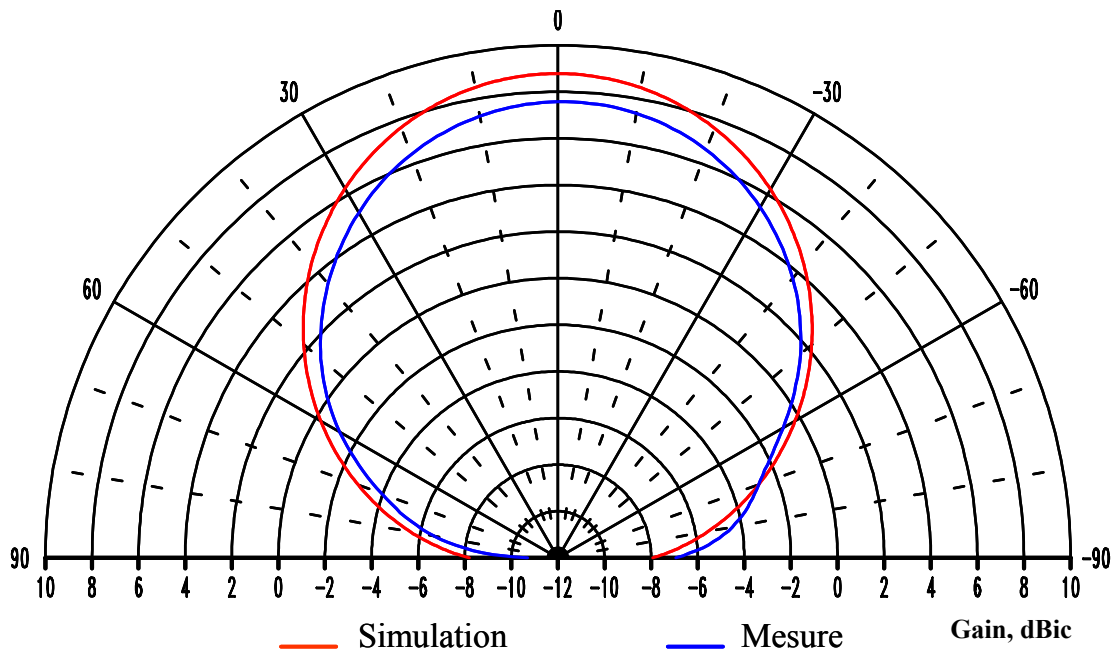


Figure III-28 : Comparaison entre les diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à 2,34 GHz

theta (degrés)		± 70	± 60	± 30	0
gain moyen (dBic) à 2,345 GHz	réseau TMM4	-2,66	-1,39	4,93	7,97
	réseau époxy	-8,47	-5,55	0,64	3,27
	référence	1,52	1,92	3,8	5,06

Tableau III-7 : Gains moyens mesurés des réseaux sur TMM4 et époxy et de l'antenne de référence à 2,345 GHz

On constate dans ce tableau une nette amélioration du gain grâce à l'emploi du substrat TMM4 à la place de l'époxy. Ainsi il est augmenté de près de **6 dBic** à $\pm 70^\circ$ et de 4,7 dBic dans l'axe ce qui est très appréciable et confirme nos suppositions quant à l'amélioration des performances du réseau grâce à ce changement de substrat.

Le taux d'ellipticité (*figure III-29*) quant à lui est toujours conforme aux spécifications du cahier des charges.

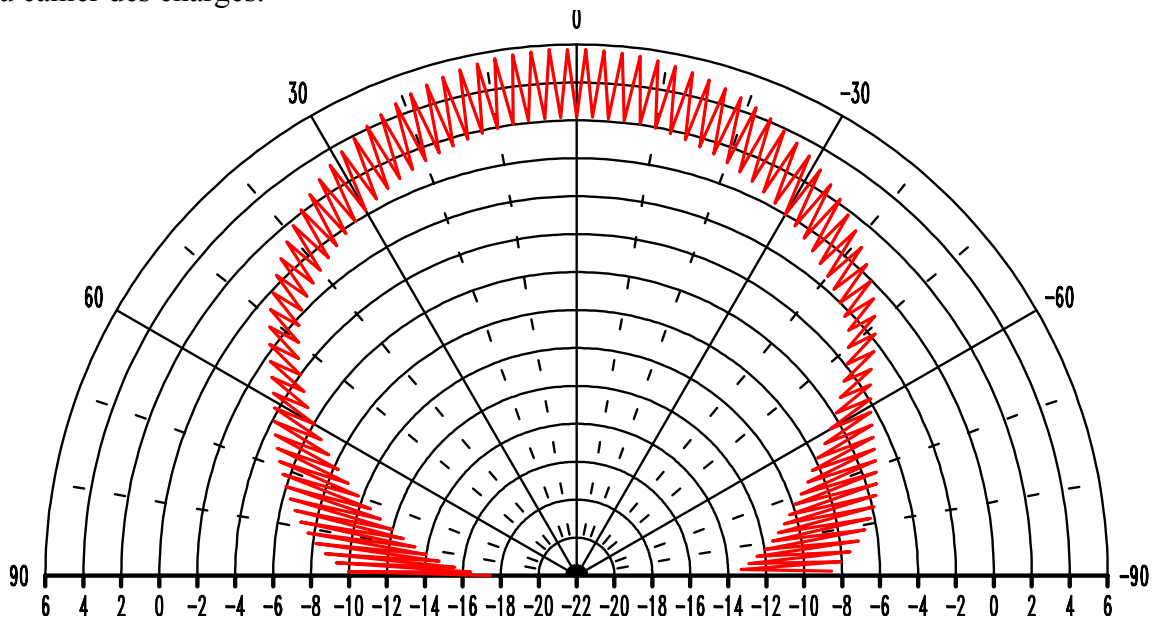


Figure III-29 : Taux d'ellipticité mesuré à 2,34 GHz

III.2.2 Réseau de 4 patchs avec plan de masse réduit

Afin de réduire de façon substantielle la taille du réseau (dans un objectif de miniaturisation et également de diminution du coût de l'aérien), nous avons décidé de couper les coins de l'antenne comme exposé sur la *figure III-30*.

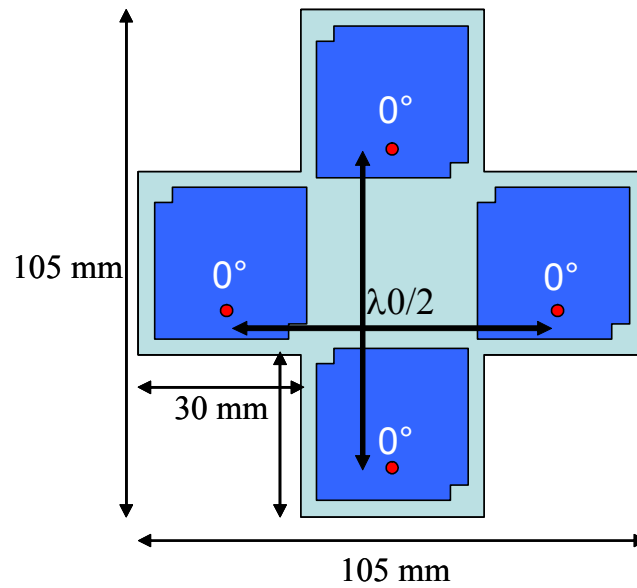


Figure III-30 : Design du réseau sur TMM4 « coins coupés »

Les résultats obtenus sont très concluants puisque l'on obtient des gains en polarisation circulaire similaires à ceux du réseau « normal » (figure III-31) ainsi qu'un taux d'ellipticité tout à fait convenable (figure III-32).

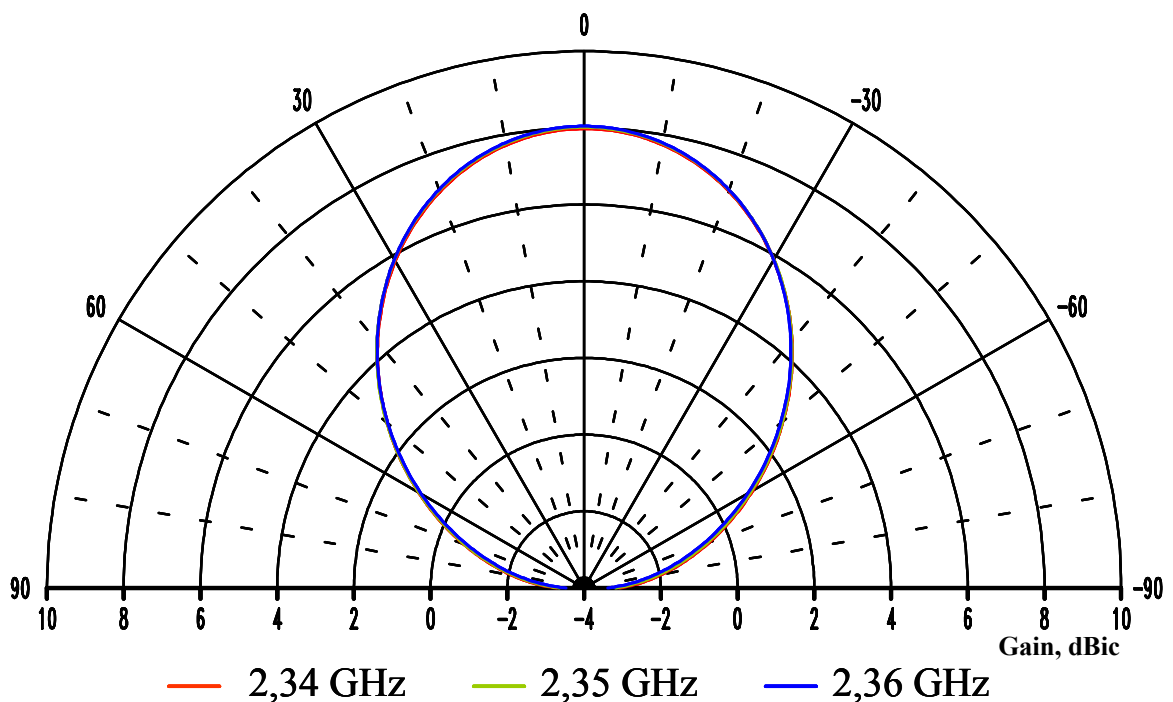


Figure III-31 : Diagrammes de rayonnement simulés en polarisation circulaire du réseau « coins coupés »

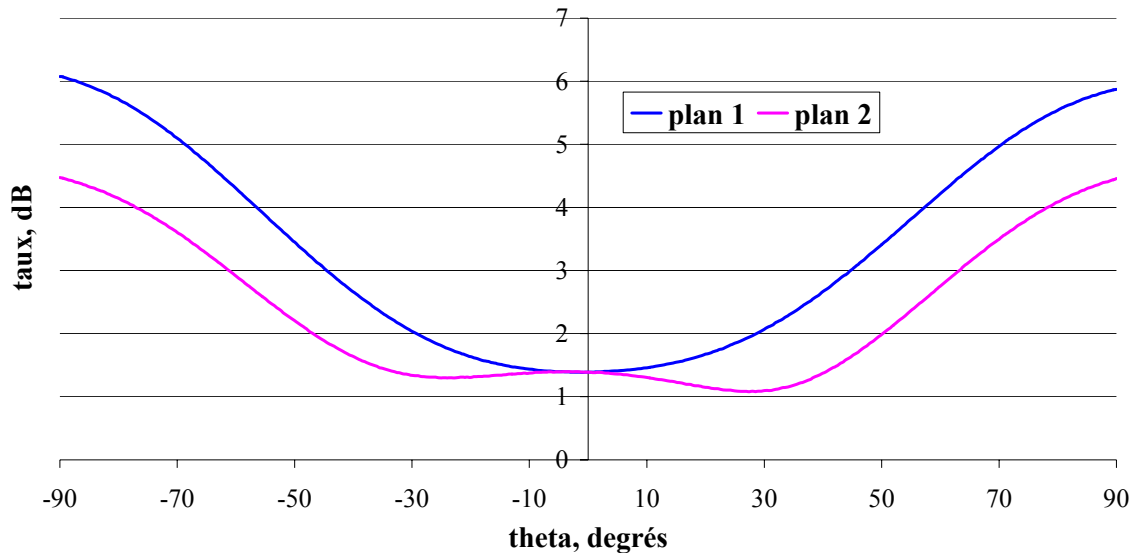


Figure III-32 : Taux d'ellipticité simulé du réseau « coins coupés » à 2,34 GHz

Les mesures de ce dernier réseau seul dans un premier temps ont montré des résultats similaires aux simulations. Des manipulations complémentaires ont toutefois été effectuées afin de constater l'influence d'un grand plan de masse sur le rayonnement et le taux d'ellipticité.

III.2.3 Mesures sur un plan de masse de 1*1 m

Nous avons donc positionné notre antenne 10 mm au-dessus d'un plan de masse de 1*1 m (dimensions spécifiées dans le cahier des charges) dans lequel sont percés des orifices permettant le passage des câbles.

On peut constater sur la *figure III-33* que la présence du plan de masse n'altère quasiment pas le rayonnement et qu'il l'améliore même aux angles proches de l'horizon (comme dans le cas du patch seul, cf. paragraphe II-2-2) ce qui est très intéressant puisque la faiblesse de notre réseau réside justement dans le gain obtenu pour ces angles.

D'autre part, la découpe des coins du réseau permet non seulement de réduire les coûts, mais également d'accroître les performances de l'antenne. Le gain est certes toujours faible à l'horizon mais augmenté de 0,5 à 0,9 dBic tout de même par rapport au réseau dit « normal » (*tableau III-8*).

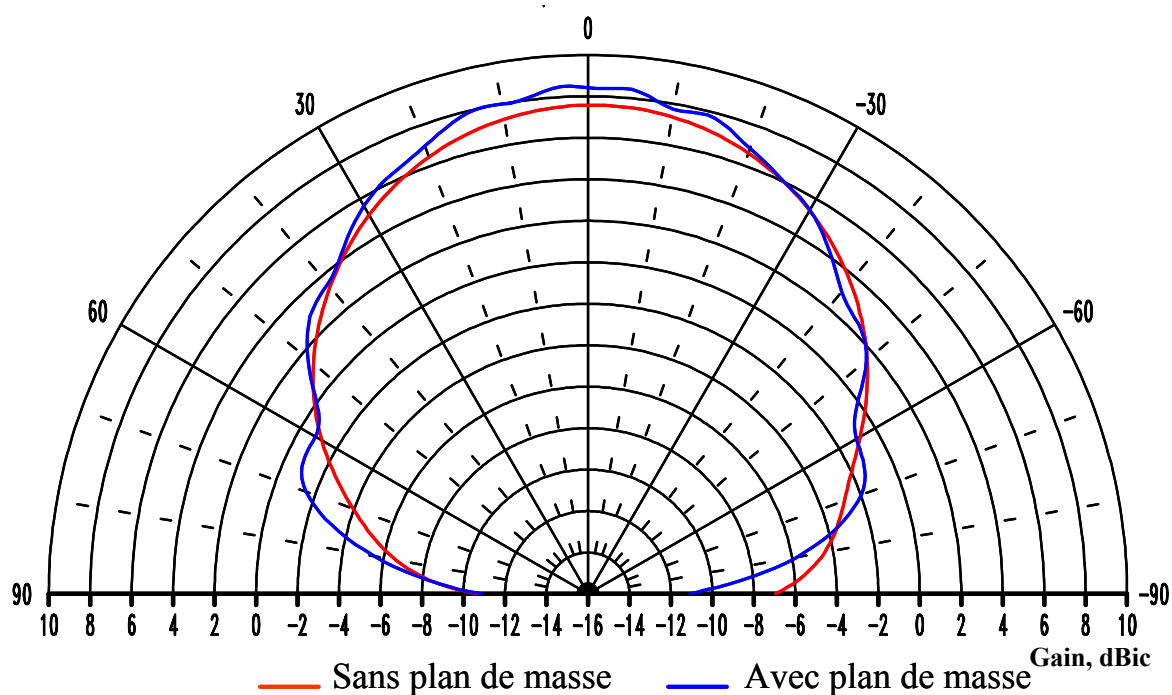


Figure III-33 : Comparaison des diagrammes obtenus avec et sans plan de masse à 2,34 GHz

theta (degrés)		± 70	± 60	± 30	0
gain moyen (dBic) à 2,345 GHz	réseau TMM4	-2,66	-1,39	4,93	7,97
	réseau TMM4 "coins coupés"	-1,75	-0,95	5,5	8,41
	référence	1,52	1,92	3,8	5,06

Tableau III-8 : Gains moyens des réseaux sur TMM4 et de l'antenne de référence à 2,345 GHz

La figure III-34 représente le taux d'ellipticité du réseau mesuré à 2,345 GHz. On visualise la même dégradation que sur le rayonnement pour les angles se rapprochant de l'horizon. Le cahier des charges est ainsi respecté sur une ouverture de 110° environ au lieu de 140°.

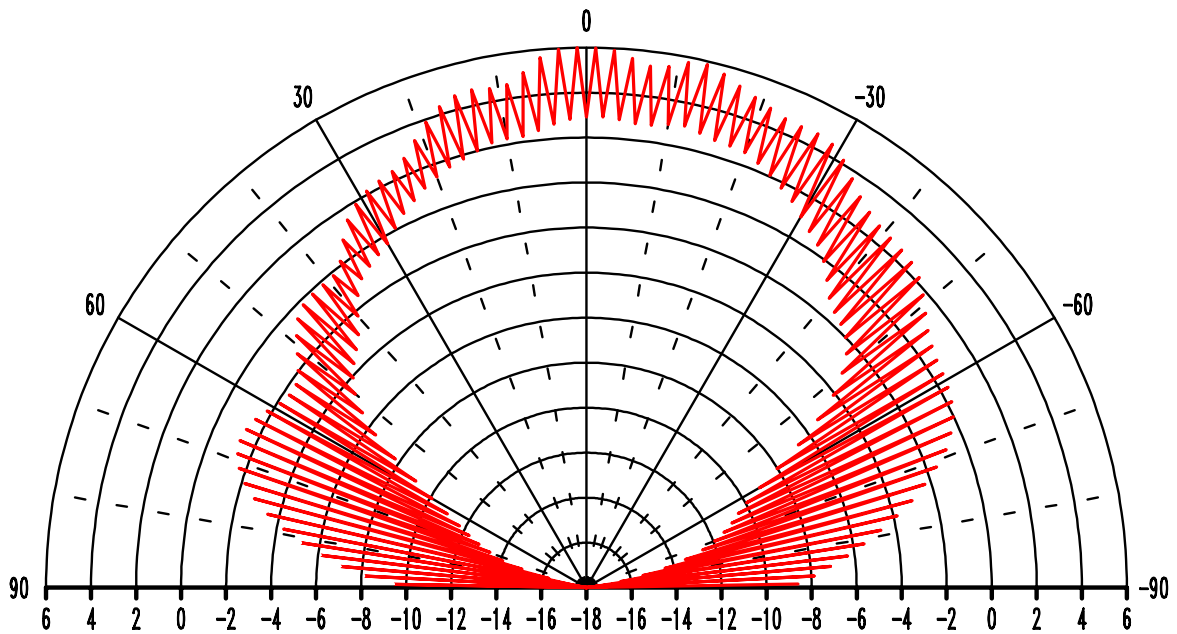


Figure III-34 : Taux d'ellipticité mesuré du réseau « coins coupés » à 2,34 GHz

III.3 Conclusion

La conception d'un aérien fonctionnant simultanément pour les systèmes XM et Sirius nous a mené à l'étude d'un réseau sur époxy similaire à celui étudié dans le chapitre II.

Une fois le principe validé, il a été nécessaire de redimensionner une antenne de même type sur substrat TMM4 afin d'améliorer les performances en terme de gain.

Ensuite, dans un objectif de réduction des coûts, nous avons été conduits à diminuer la taille du plan de masse ce qui n'a visiblement pas altéré nos résultats. Ces derniers demeurent néanmoins légèrement inférieurs aux spécifications du cahier des charges mais sont comparables sur certains critères à ceux des antennes de référence. Notons de plus que nos antennes sont **planaires** ce qui est très avantageux du point de vue encombrement.

Une comparaison plus détaillée de la solution réseau avec la solution du patch unique s'impose donc et constitue l'objet du paragraphe suivant.

IV Comparaison patch unique – réseau

Des deux solutions envisagées (patch unique ou réseau), il est difficile de déterminer la meilleure. Une comparaison des résultats obtenus pour ces solutions a donc été effectuée.

Les résultats en terme de rayonnement montrent un gain nettement supérieur dans l'axe en faveur du réseau (*figure III-35*). Cependant si l'on compare les gains obtenus pour les angles proches de l'horizon ($\pm 70^\circ$), le patch est cette fois beaucoup plus performant que le réseau (*tableau III-9*).

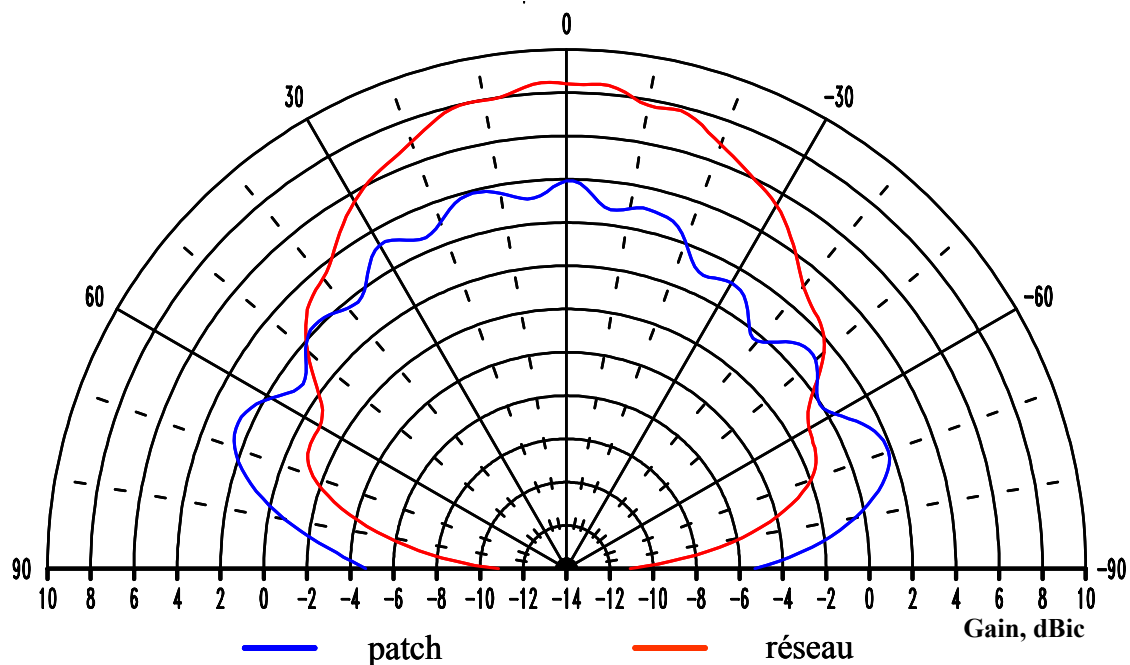


Figure III-35 : Comparaison entre le rayonnement du patch unique et celui du réseau à 2,34 GHz

theta (degrés)		± 70	± 60	± 30	0
gain moyen (dBic) à 2,345 GHz	patch TMM4	2,1	1,05	2,26	3,94
	réseau TMM4 "coins coupés"	-1,75	-0,95	5,5	8,41
	référence	1,52	1,92	3,8	5,06

Tableau III-9 : Gains moyens mesurés aux angles critiques du patch et du réseau et comparés à ceux de la référence XM3

D'autre part, si l'on raisonne en terme d'encombrement, c'est cette fois la solution du patch unique qui est de loin la plus intéressante. En effet un patch sur TMM4 conduit à un encombrement de $42*42*1,6$ mm contre $105,5*105,5*1,6$ mm pour le réseau sur ce même substrat.

Le résumé des différents critères de choix entre les deux solutions est présenté dans le *tableau III-10*.

CRITERES	gain à l'horizon	gain dans l'axe	ouverture angulaire respectant le cahier des charges	taux d'ellipticité	encombrement	coût
MEILLEURE SOLUTION	patch	réseau	réseau	-	patch	patch

Tableau III-10 : Bilan des avantages et inconvénients de chaque solution

Compte tenu de ce tableau, le patch peut sembler le plus intéressant mais il a tout de même l'inconvénient de ne quasiment jamais respecter les spécifications du cahier des charges. Il est donc difficile de conclure sur la solution la plus adaptée.

La décision peut alors venir de la synthèse du module antenne complet. En effet, nous ne nous sommes intéressés pour l'instant qu'à l'antenne satellite. Il nous faut maintenant discuter du problème de l'intégration de l'antenne terrestre dans le système global et c'est ce qui peut nous permettre de préférer le réseau à la solution patch unique ou l'inverse. C'est donc ce que nous verrons dans le chapitre IV de ce mémoire.

V Conclusion

Le cahier des charges XM-Sirius qui nous a été présenté a conduit au développement de deux solutions de type planaire pour l'antenne satellite. Utilisant la même technologie, à savoir des antennes patchs imprimées, les deux aériens réalisés fournissent des résultats complémentaires.

Dans les deux cas, les contraintes en terme d'adaptation et de taux d'ellipticité sont respectées. La différence réside dans les gains obtenus. En effet le réseau sur TMM4 procure un gain correspondant aux spécifications sur une ouverture angulaire plus grande que le patch seul mais il est en contrepartie moins performant aux angles proches de l'horizon. D'autre part son encombrement, bien que réduit, est quatre fois plus important que celui du patch ce qui n'est pas négligeable du point de vue du coût dans une phase d'industrialisation.

Cependant avant de choisir définitivement l'aérien, il convient d'étudier l'insertion de l'antenne terrestre dans le module antenne ce qui constituera probablement le critère décisif dans le choix de la solution finale. Cette étude est présentée dans le chapitre IV.

Il est également important de remarquer que l'antenne réseau développée dans le cadre de l'application XM-Sirius est adaptable très facilement au projet XM seul en procédant à la seule modification du circuit de distribution alimentant les patchs.

CHAPITRE IV :
INTEGRATION DE
L'ANTENNE
TERRESTRE

Que ce soit pour le système XM Radio ou pour la combinaison des deux systèmes SDARS américains, les cahiers des charges font état de la nécessité de deux aériens distincts pour la réception satellite et les répéteurs terrestres. Le récepteur fonctionne donc avec deux câbles coaxiaux en entrée. Notre choix concernant l'antenne terrestre s'est porté sur un aérien de type fil-plaque pour des raisons de compacité, de coût et de technologie.

Ce chapitre présentera donc dans un premier temps le principe de fonctionnement d'une antenne fil-plaque puis nous montrerons son intégration dans les deux réseaux réalisés précédemment ainsi qu'avec la solution patch unique.

I Principe général d'une antenne fil-plaque

I.1 Description

L'antenne **fil-plaque monopolaire** présente comme principal avantage pour notre application une géométrie plane et compacte. Son rayonnement de type monopolaire nous permet par ailleurs de répondre aux spécifications de XM et SIRIUS.

Physiquement l'antenne fil-plaque se présente comme une antenne imprimée classique court-circuitée par l'ajout d'un fil de retour entre le toit capacitif et la masse (*figure IV-1*).

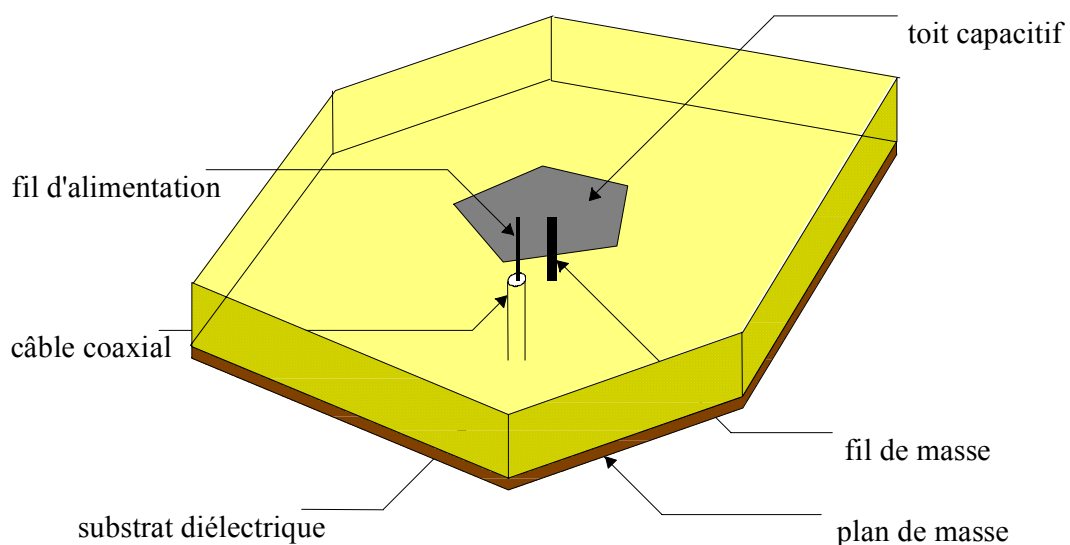


Figure IV-1 : Structure d'une antenne fil-plaque monopolaire

Il est possible comme pour une antenne imprimée classique d'alimenter le toit de l'antenne à l'aide d'une sonde coaxiale traversant le plan de masse et le substrat pour venir se connecter à ce toit. De plus, pour améliorer le rayonnement, il est également envisageable d'utiliser plusieurs fils de retour à la masse.

I.2 Principe de fonctionnement

I.2.1 Effet du fil de masse

Le comportement particulier de cet aérien à une fréquence inférieure au mode fondamental du patch induit par l'introduction du fil de masse a été découvert récemment [IV-1]. Sommairement, le fil de retour crée une nouvelle self inductance qui vient se mettre en parallèle avec la capacité déjà existante. Un nouveau point de fonctionnement apparaît alors (*figure IV-2a*).

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 d'un fil de retour sur l'antenne fait alors apparaître une résonance parallèle à la place de la résonance série citée précédemment. En effet, l'inductance du fil de reprise de masse vient court-circuiter la capacité de l'antenne formée entre le plan de masse et le toit supérieur. Les densités surfaciques de courants circulant sur l'antenne sont d'ailleurs majoritairement concentrées sur le fil de court-circuit.

Ainsi, un schéma équivalent simpliste permet de traduire ce phénomène et donc de comprendre l'apparition de la résonance parallèle. L'introduction d'un fil de masse équivaut à la mise en parallèle de la self liée à ce fil sur la capacité de l'antenne comme le montre la *figure IV-2b*.

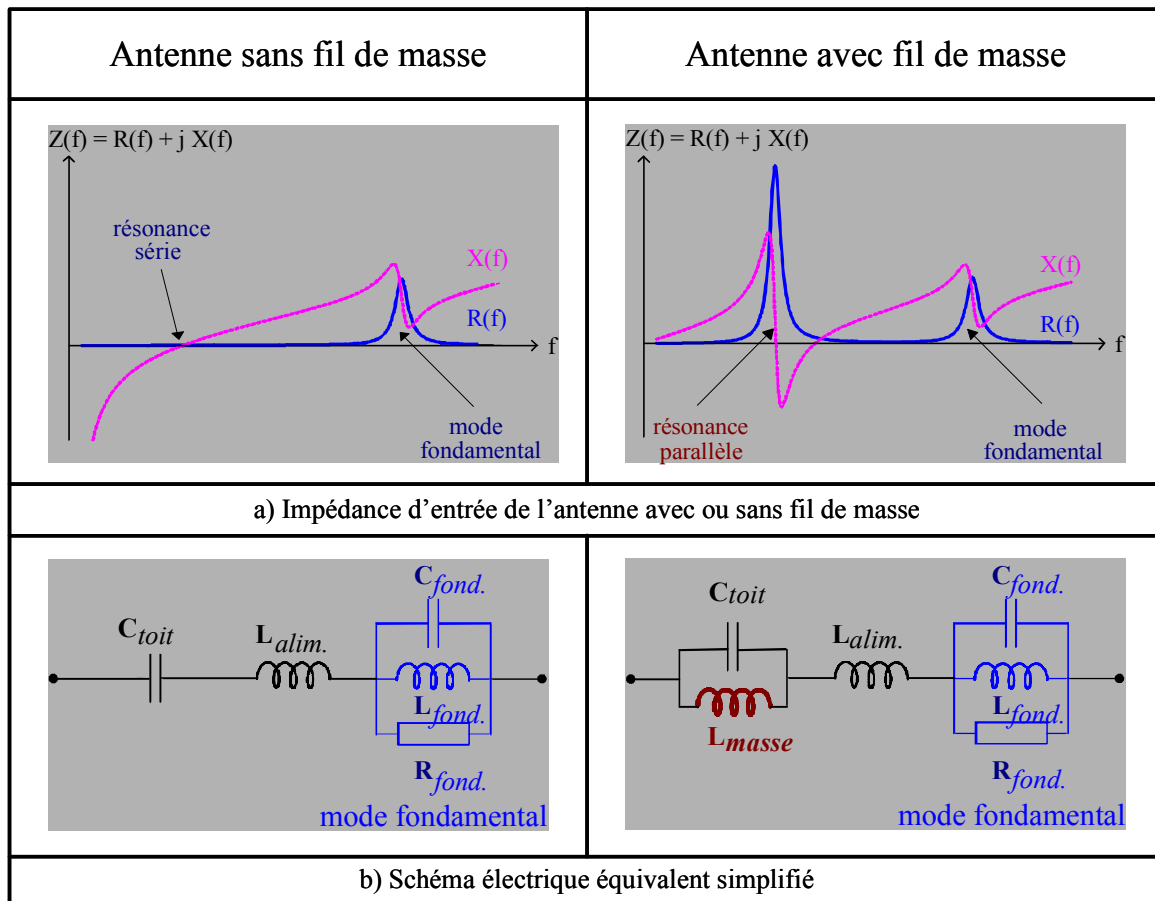


Figure IV-2 : Mise en évidence de l'effet d'un fil de masse

Notons que dans ce cas, le mode fondamental de l'antenne n'est pas perturbé par cette nouvelle configuration puisque, à cette fréquence, le fil de retour se situe dans une zone de court-circuit métallique (c'est à dire un lieu où le champ électrique est nul).

Typiquement, ce nouveau mode de fonctionnement apparaît à une fréquence (f_p) quatre fois plus petite que celle du mode fondamental de l'antenne. Les dimensions de l'antenne sont alors particulièrement faibles par rapport à la longueur d'onde de travail puisqu'elles vérifient dans le cas d'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

I.2.2 Adaptation

L'apparition d'une résonance parallèle très basse en fréquence permet donc par un choix convenable des différents paramètres physiques d'adapter cette antenne de faible encombrement aux générateurs micro-ondes classiques. La bonne adaptation d'une antenne traduisant le transfert maximal d'énergie transmise par le générateur dépend de son impédance d'entrée complexe. Soit $Z_e(f)$ cette impédance et R_0 l'impédance interne du générateur, le meilleur transfert a lieu pour :

$$Z_e(f) = R_0, \text{ Soit : } \operatorname{Re}(Z_e(f)) = R_0 \text{ et } \operatorname{Im}(Z_e(f)) = 0$$

L'impédance interne des générateurs micro-ondes est en général normalisée à 50 Ohms (ce sera le cas pour les dispositifs étudiés dans ce chapitre). Ainsi, l'antenne présente une adaptation optimale lorsque son impédance d'entrée possède une partie réelle de 50 Ohms et une partie imaginaire nulle.

Trois solutions possibles apparaissent afin d'obtenir des impédances adéquates (à la fréquence de résonance, juste après cette fréquence ou loin après). Ces trois solutions imposent des géométries d'antenne différentes, ainsi que des caractéristiques électriques variables. Ainsi, la troisième configuration assure une bande passante plus large que les autres, mais impose un encombrement plus important.

I.2.3 Rayonnement

L'étude de la répartition des champs électriques et magnétiques en zone proche de l'antenne va permettre d'une part de confirmer l'interprétation de son fonctionnement évoquée ci-dessus et d'autre part de connaître l'origine de son rayonnement propre en champ lointain. Cette étude s'effectue dans un plan de coupe horizontal (entre le toit capacitif et le plan de masse inférieur) de l'antenne fil-plaque de forme carrée (*figure IV-3*), à la fréquence de résonance parallèle.

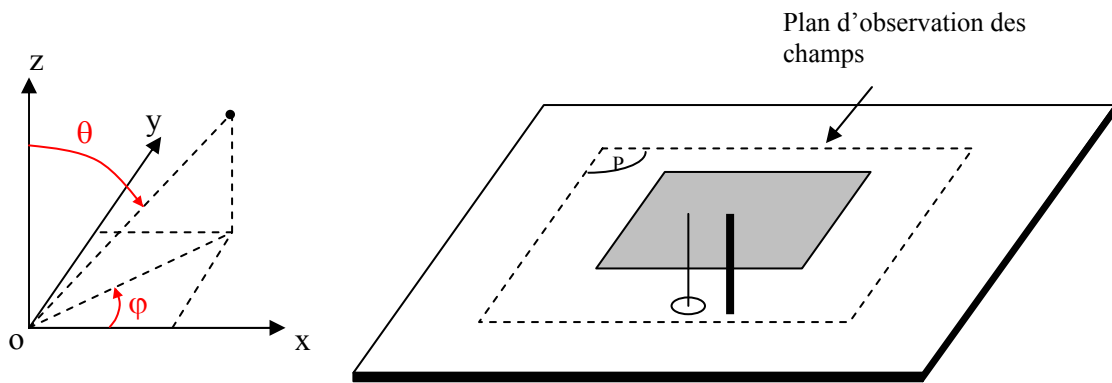


Figure IV-3 : Configuration de l'antenne fil-plaque étudiée

Le rayonnement en champ lointain à la fréquence de résonance créée par le fil de retour à la masse est à polarisation rectiligne verticale et omnidirectionnel du fait du confinement des courants sur le fil de masse (*figure IV-4*). Cette caractéristique constitue l'originalité de l'antenne fil-plaque.

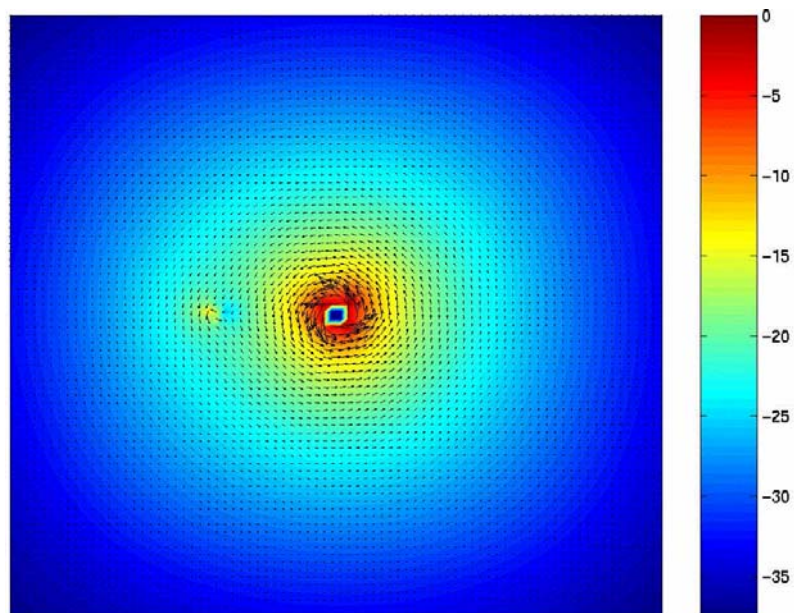


Figure IV-4 : Répartition du champ magnétique dans le plan P (dB)

Globalement, l'onde plane rayonnée à l'infini par l'antenne est constituée par la composante de champ E_{θ} , laquelle est maximale à l'horizon et nulle dans l'axe de l'antenne. Le rayonnement est donc identique à celui d'un monopôle, à polarisation rectiligne et à symétrie de révolution.

La *figure IV-5* présente alors le gain intrinsèque de l'antenne sur un plan de masse infini calculé respectivement dans les plans de coupe verticaux et dans le plan azimutal.

Seule la composante verticale E_θ du champ électrique est représentée, la composante E_ϕ restant négligeable quelque soit le plan de coupe. Le gain maximum obtenu se situe à l'horizon, il est identique à celui obtenu avec un monopôle quart d'onde placé sur le même plan de masse et atteint 5 dB. La représentation du gain dans le plan azimutal fait apparaître le caractère omnidirectionnel de l'antenne à l'horizon renforçant ainsi son intérêt pour notre application.

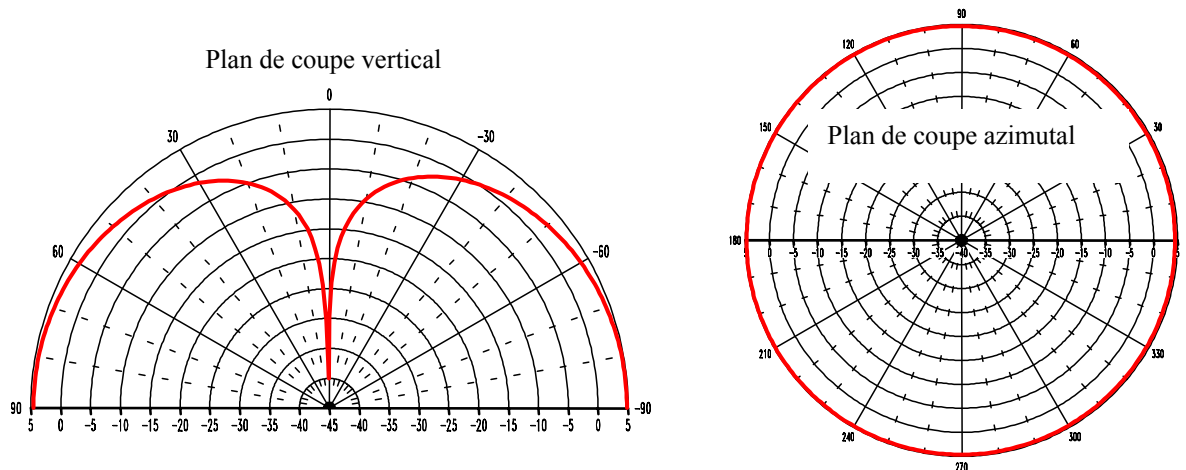


Figure IV-5 : Gain intrinsèque pour la polarisation principale (E_θ) dans les plans de coupe vertical et azimutal

De nombreux paramètres (permittivité du substrat, surface et forme du toit, position des fils d'alimentation et de masse...) permettent de faire varier les caractéristiques électriques (impédance, facteur de qualité...) ou de rayonnement (forme, niveau de gain...) [IV-2].

Le fonctionnement original de cette antenne, ainsi que son faible encombrement ont permis de l'envisager dans de nombreuses applications. Aussi, différents développements basés sur ce concept ont été étudiés, tels que la multiplication des fils de masse, la superposition ou l'imbrication d'antennes fil-plaques.

Il a de plus été montré que son comportement était tout à fait comparable à celui d'un monopole [IV-3] et ses faibles dimensions verticales deviennent alors un atout très important dans le cadre de nos travaux.

I.3 Conception de la fil-plaque destinée aux applications XM et XM-Sirius

Comme nous l'avons évoqué dans le premier chapitre de ce mémoire, les systèmes XM et Sirius exigent deux antennes, l'une à polarisation circulaire pour la réception satellite (étudiée dans les chapitres II et III) et l'autre à polarisation linéaire pour la réception des répéteurs terrestres.

I.3.1 Rappel du cahier des charges de l'antenne terrestre

Les spécifications requises pour l'aérien terrestre sont communes aux systèmes XM et Sirius. Outre un taux d'onde stationnaire inférieur à 2, le gain doit être compris entre -2 dB et 2 dB pour $80^\circ \leq \theta \leq 100^\circ$ (figure IV-6).

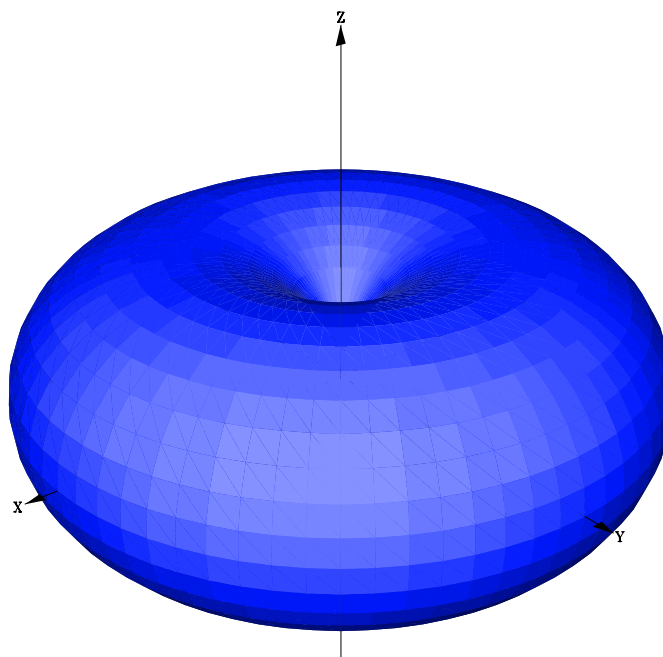


Figure IV-6 : Gabarit de l'antenne terrestre en 3D

Cette antenne doit de plus être à polarisation linéaire verticale et évidemment de dimensions réduites.

I.3.2 Structure proposée

Dans le cadre de l'application XM-Sirius vouée à la fabrication en grande série, nous avons utilisé une architecture un peu particulière de la fil-plaque développée notamment par Francis Pasquet [IV-2] et qui permet une industrialisation assez aisée. Dans ce type de structure, les fils d'excitation et de retour à la masse sont remplacés par des rubans selon le principe d'équivalence des périmètres.

Ainsi, pour un fil à section circulaire de rayon R et un fil à section carrée d'arête A , on a :

$$2\pi R = 4A \quad (\text{IV-1}) \quad \text{d'où} \quad A = \frac{\pi}{2} R = 1,57R \quad (\text{IV-2})$$

Par extension, pour un ruban de largeur W et d'épaisseur négligeable (*figure IV-7*), on obtient :

$$2\pi R = 2W \quad (\text{IV-3}) \quad \text{soit} \quad W = \pi R \quad (\text{IV-4})$$

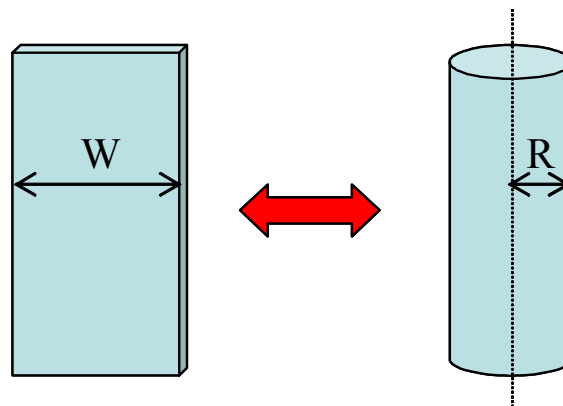


Figure IV-7 : Equivalence ruban – fil circulaire

Le soudage étant une opération délicate industriellement (risque de panne, de mauvaises soudures...) et nécessitant de plus une main d'œuvre accrue, ce principe permet de limiter le nombre de soudures lors de la fabrication. Il est en effet possible de former les rubans (symbolisant les fils de masse et d'alimentation) en utilisant des systèmes astucieux de découpage et pliage du toit de l'antenne.

La fil-plaque que nous avons simulée et réalisée est représentée sur la *figure IV-8*. Son encombrement global est de **22*22*5 mm**.

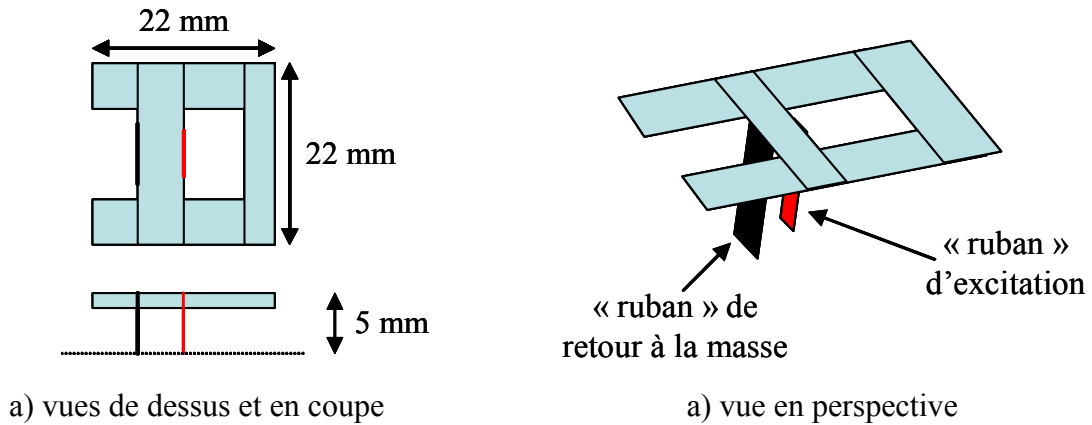


Figure IV-8 : Structure d'une fil-plaque pour un fonctionnement à 2,34 GHz

Nous utiliserons cette architecture de fil-plaque dans toute la suite de notre étude. Des mesures précises et une comparaison avec une antenne de référence sont donc nécessaires afin de montrer son intérêt.

I.3.3 Caractéristiques électriques et de rayonnement mesurées

Les mesures présentées dans ce paragraphe ont été effectuées dans la chambre anéchoïde de l'IRCOM, la fil-plaque étant positionnée au centre d'un plan de masse de 130*130 mm. Nous avons choisi ces dimensions puisque ce sont celles du réseau sur époxy développé dans le chapitre II.

Cette antenne présente un coefficient de réflexion mesuré (*figure IV-9*) inférieur à -10 dB sur 140 MHz de bande ce qui est largement suffisant pour notre application.

Une caractérisation en rayonnement de cet aérien et d'une antenne quart d'onde toujours positionnés au centre du plan de masse a été effectuée afin de pouvoir comparer les performances de la fil-plaque avec une antenne couramment utilisée en tant que référence dans le domaine automobile.

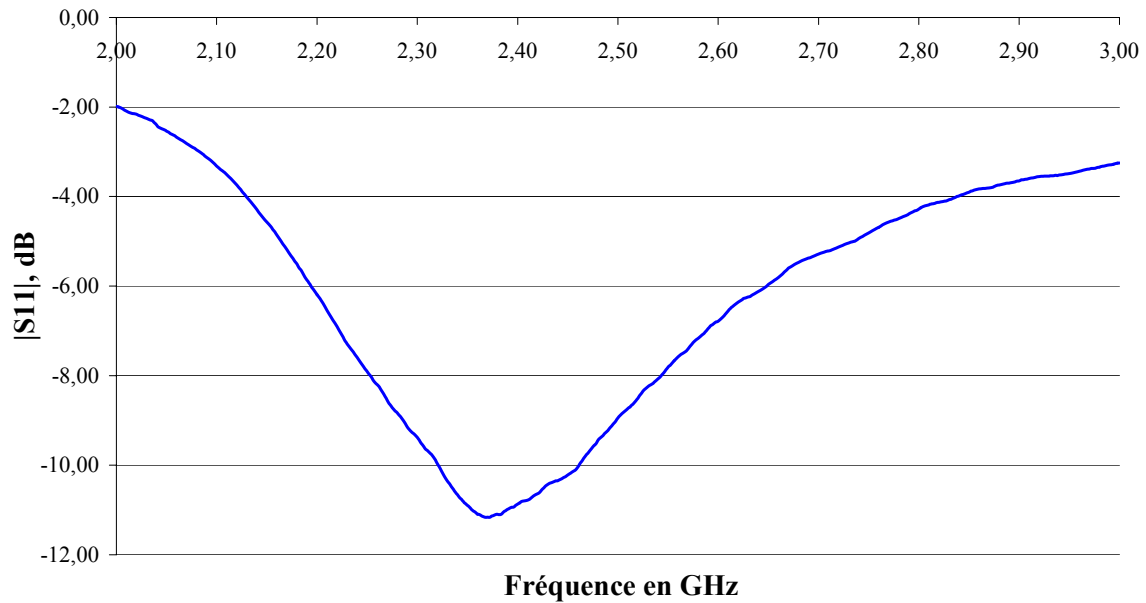


Figure IV-9 : Coefficient de réflexion de l'antenne fil-plaque

La *figure IV-10* présente les diagrammes en azimut (plan $\theta = 90^\circ$) à 2,34 GHz de ces deux antennes. On peut noter un gain moyen de -0,5 dB pour la fil-plaque contre -0,1 dB pour l'antenne quart d'onde.

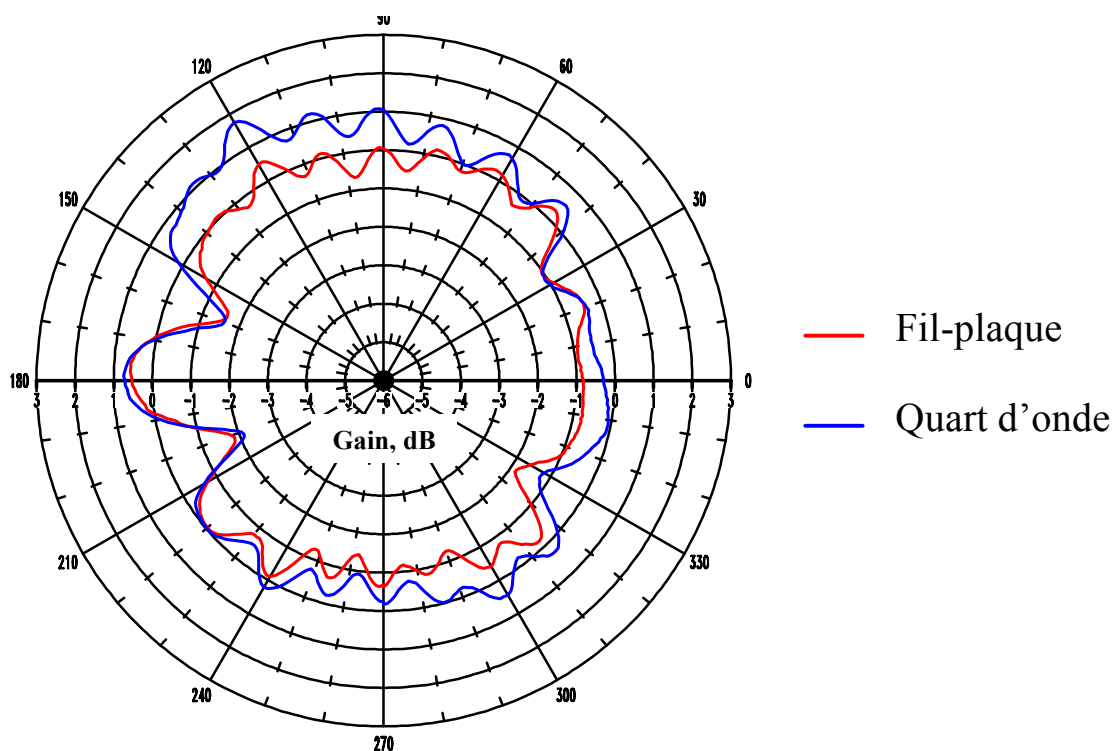


Figure IV-10 : Comparaison entre les mesures de la fil-plaque et de l'antenne quart d'onde seules en azimut ($\theta = 90^\circ$) à 2,34 GHz

Ces niveaux peuvent paraître faibles mais ils s'expliquent par le fait que le gain maximum de ces aériens ne se situe pas dans le plan $\theta = 90^\circ$ mais plutôt pour des angles d'élévation proches de $\pm 72^\circ$ comme le montre le diagramme en site de l'antenne fil-plaque (*figure IV-11*). On obtient en effet pour ces angles des niveaux proches de 5 dB. Ce décalage provient de la limitation du plan de masse et de la diffraction due aux arêtes de ce dernier [IV-3].

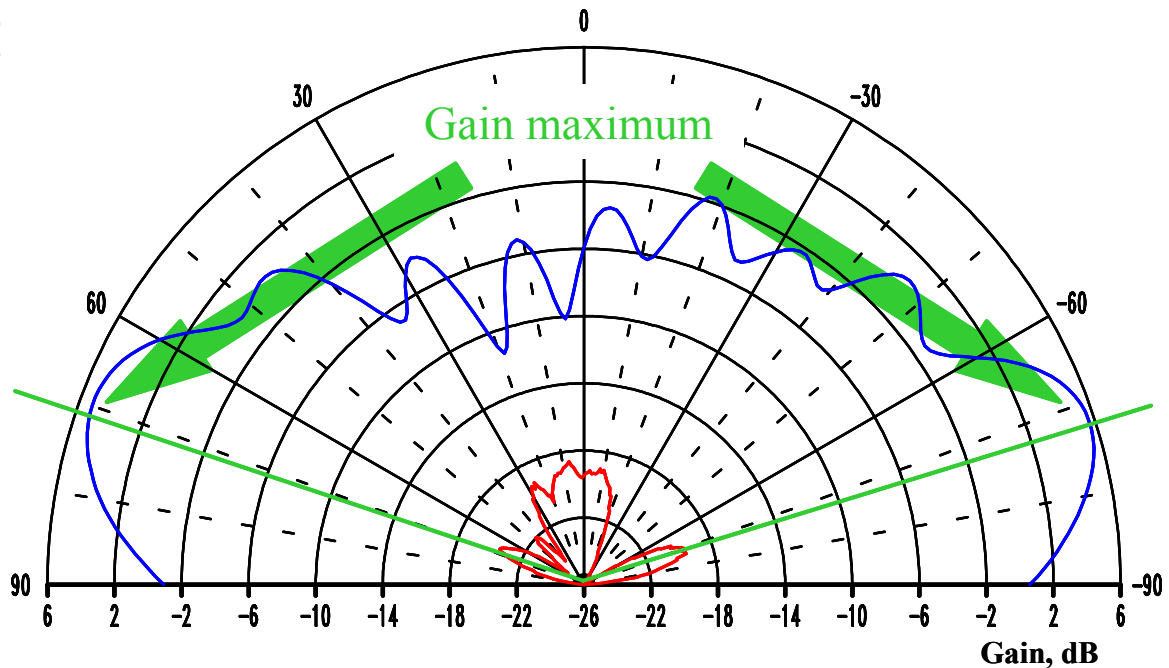


Figure IV-11 : Diagramme de rayonnement en site ($\varphi = 0^\circ$) de la fil-plaque à 2,34 GHz

Les performances de la fil-plaque et de l'antenne quart d'onde étant similaires, l'intérêt de la fil-plaque est donc démontré puisque son encombrement est environ 6 fois inférieur (l'antenne quart d'onde affiche en effet une hauteur de 34 mm).

Les paragraphes suivants vont montrer les différents moyens d'intégration de cet aérien avec les antennes à polarisation circulaire présentées dans les chapitres précédents.

II Conception d'une fil-plaque au milieu d'un réseau

II.1 Les différentes solutions envisagées

La forme du réseau tel que nous l'avons étudié précédemment nous laisse deux possibilités évidentes quant à l'intégration de l'antenne fil-plaque. En effet, nous disposons d'un espace suffisamment conséquent pour envisager son positionnement au centre du réseau de patches. Nous pouvons alors la placer dans l'air au-dessus du réseau ou alors utiliser exactement la même technique de fabrication que pour les patches et dessiner la fil-plaque en circuit imprimé sur le substrat.

II.1.1 Fil-plaque au-dessus du réseau

Une fil-plaque ayant préalablement été optimisée dans l'air, nous l'avons ensuite intégrée sur le réseau comme indiqué sur la *figure IV-12*.

Le réseau est percé en son centre afin de permettre le passage de l'alimentation et du fil de retour à la masse de la fil-plaque. La hauteur totale de l'aérien est celle de la fil-plaque (h_1+h_2) puisque son plan de masse est commun à celui du réseau. H_1 représente l'épaisseur du réseau.

L'insertion de l'aérien terrestre ne modifie pas l'encombrement global du réseau dans ses dimensions horizontales qui demeure de 130*130 mm dans le cas du projet XM (réseau sur époxy, cf. paragraphe IV.3 du chapitre II) et 105*105 mm pour la solution XM-Sirius (réseau « coins coupés » sur TMM4, cf. paragraphe III.2.2 du chapitre III).

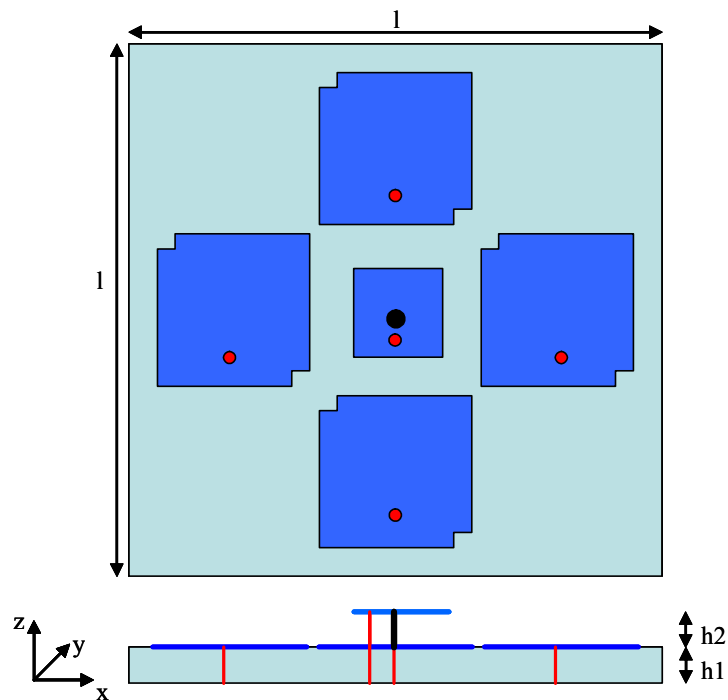


Figure IV-12 : Schéma de la fil-plaque positionnée au-dessus du réseau de patches

Ce dispositif est bien sûr adaptable aux réseaux destinés à l'application XM comme à ceux réalisés pour le système XM-Sirius et nous verrons par la suite l'influence de l'aérien terrestre sur les deux structures.

II.1.2 Fil-plaque au même niveau que le réseau

Cette solution est très intéressante dans le sens où elle nous permet d'utiliser des technologies similaires et très simples pour les deux aériens ce qui induit évidemment des conséquences sur le coût de fabrication de l'antenne. Une première étape a consisté à concevoir une antenne fil-plaque sur le substrat TMM4 utilisé pour l'antenne à polarisation circulaire puis à l'intégrer au milieu du réseau (*figure IV-13*).

Comparée à la solution précédente où la fil-plaque était simulée dans l'air, ses dimensions ici sont totalement différentes. En effet l'utilisation de TMM4 nous permet de diminuer l'encombrement de l'aérien terrestre d'un facteur 2 environ. Afin de faciliter le design de cet élément, nous avons cependant opté pour une augmentation de l'épaisseur du substrat que nous avons doublée (3,2 mm).

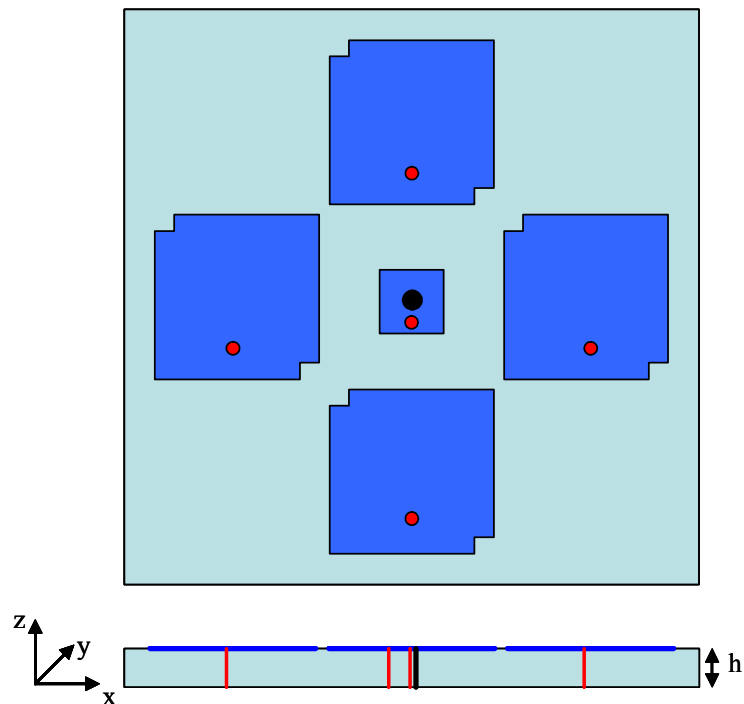


Figure IV-13 : Schéma de la fil-plaque imprimée sur TMM4 au même niveau que le réseau

Les premiers résultats obtenus ont toutefois montré un couplage beaucoup trop important entre les deux antennes. Par conséquent, cette solution a été laissée de côté pour permettre d'avancer un peu plus dans le projet et notamment de passer à des réalisations et des mesures.

II.2 Influence de l'antenne terrestre fil-plaque sur l'antenne satellite XM

II.2.1 Conception

Compte tenu des résultats précédents, il a donc été choisi de placer l'antenne terrestre au-dessus du réseau. Afin d'évaluer au plus vite l'influence de l'antenne terrestre sur le système satellite, nous avons décidé d'insérer la fil-plaque précédemment étudiée directement au-dessus du réseau (dénommé réseau 3) décrit dans le chapitre II, paragraphe II-3. L'encombrement global de l'antenne est donc finalement de **130*130*5 mm**.

Différentes mesures ont ensuite été effectuées afin de caractériser au mieux les deux antennes et leurs performances respectives en présence l'une de l'autre.

II.2.2 Mesures de la fil-plaque en présence du réseau chargé sur 50 Ohms

Une première étape a donc consisté à mesurer l'antenne fil-plaque positionnée sur le réseau après avoir placé sur chacun des patchs du réseau des charges 50 Ohms. Les *figures IV-14* et *IV-15* présentent les diagrammes de rayonnement mesurés à 2,34 GHz de l'antenne terrestre en site ($\varphi = 0^\circ$) et en azimut ($\theta = 90^\circ$). Une comparaison avec la simulation est donnée sur la *figure IV-16*.

Le diagramme de rayonnement en azimut est assez omnidirectionnel puisqu'il présente un écart type de 1,22 dB pour un gain moyen de -4,4 dB (la simulation fournit pour sa part un gain moyen de -2,8 dBi). Ces niveaux un peu faibles s'expliquent notamment du fait que le gain maximal de la fil-plaque n'est pas situé à l'horizon mais pour des angles proches de $\pm 40^\circ$. Un niveau de 1,4 dB tout à fait correct pour ce type d'aérien y a été mesuré.

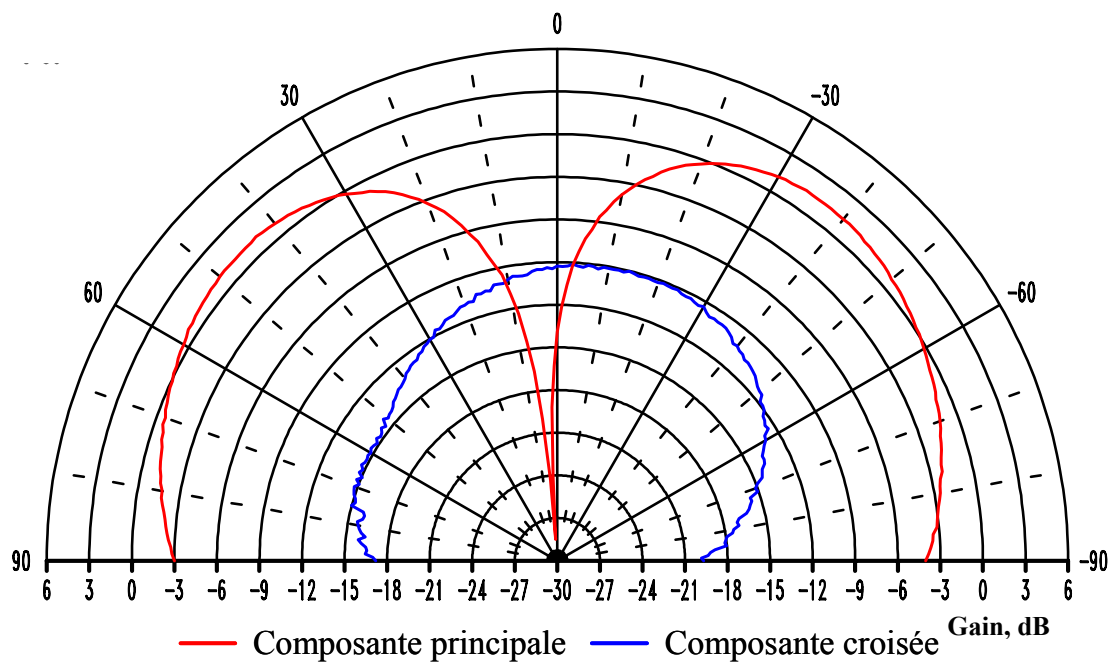


Figure IV-14 : Diagrammes de rayonnement dans le plan $\varphi = 0^\circ$ à 2,34 GHz

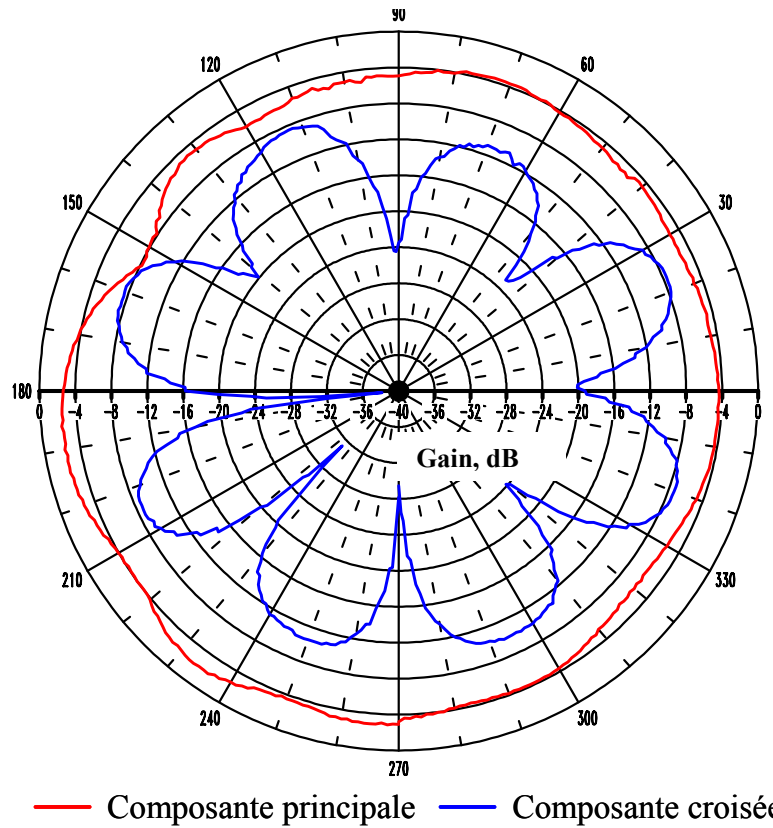


Figure IV-15 : Diagrammes de rayonnement dans le plan $\theta = 90^\circ$ à 2,34 GHz

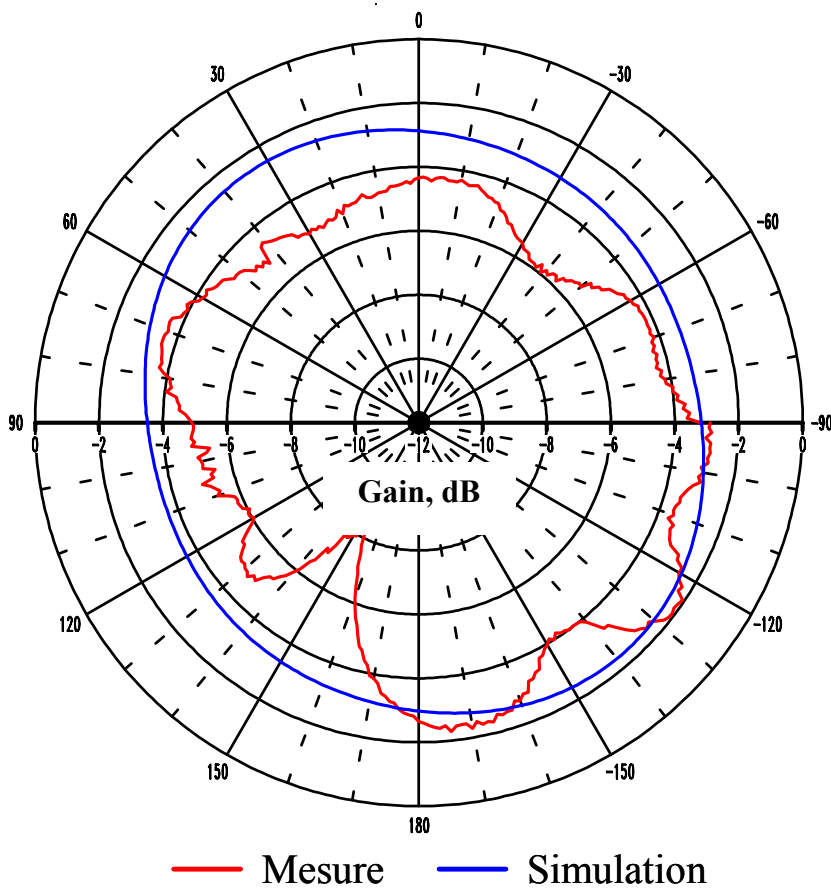


Figure IV-16 : Comparaison des diagrammes simulé et mesuré en azimut à 2,34 GHz

Ces résultats montrent que les performances de rayonnement de l'antenne terrestre dans le plan azimutal sont correctes mais toutefois inférieures aux spécifications (gain moyen > -2 dB).

II.2.3 Mesures du réseau en présence de la fil-plaque chargée sur 50 Ohms

Dans ce cas les rôles sont inversés : la fil-plaque est chargée sur 50 Ohms et les patches sont reliés aux câbles et aux différents coupleurs permettant l'alimentation du réseau afin d'effectuer les mesures de ce dernier en rayonnement. La *figure IV-17* représente les composantes du champ tandis que le taux d'ellipticité mesuré à 2,34 GHz est exposé sur la *figure IV-18*.

On observe une remontée du champ dans l'axe de l'antenne ($\theta = 0^\circ$) attribuable à la présence de la fil-plaque dont l'impact est donc manifeste. Cependant il est à noter que cette influence, bien que flagrante, ne détériore en aucune façon les performances de l'antenne satellite puisque son action ne se situe pas dans l'ouverture angulaire concernant le cahier des charges XM.

Remarque : la légère dissymétrie visible sur ces mesures est due à un mauvais positionnement de l'aérien lors des manipulations.

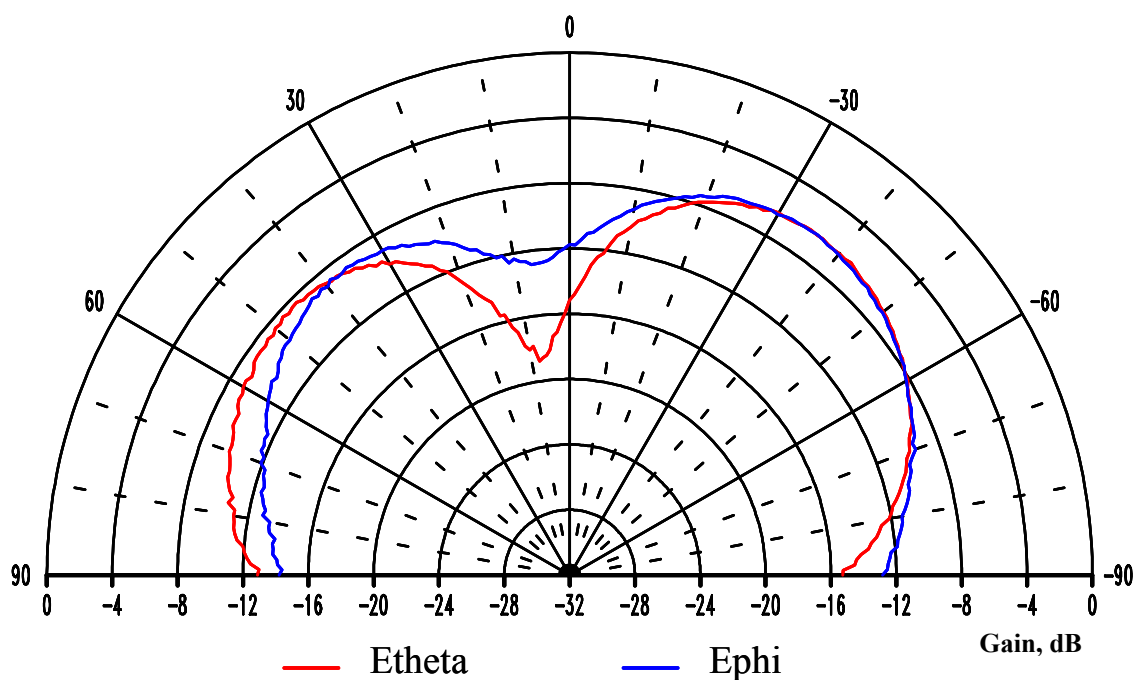


Figure IV-17 : Diagrammes de rayonnement mesurés en polarisation linéaire à 2,34 GHz

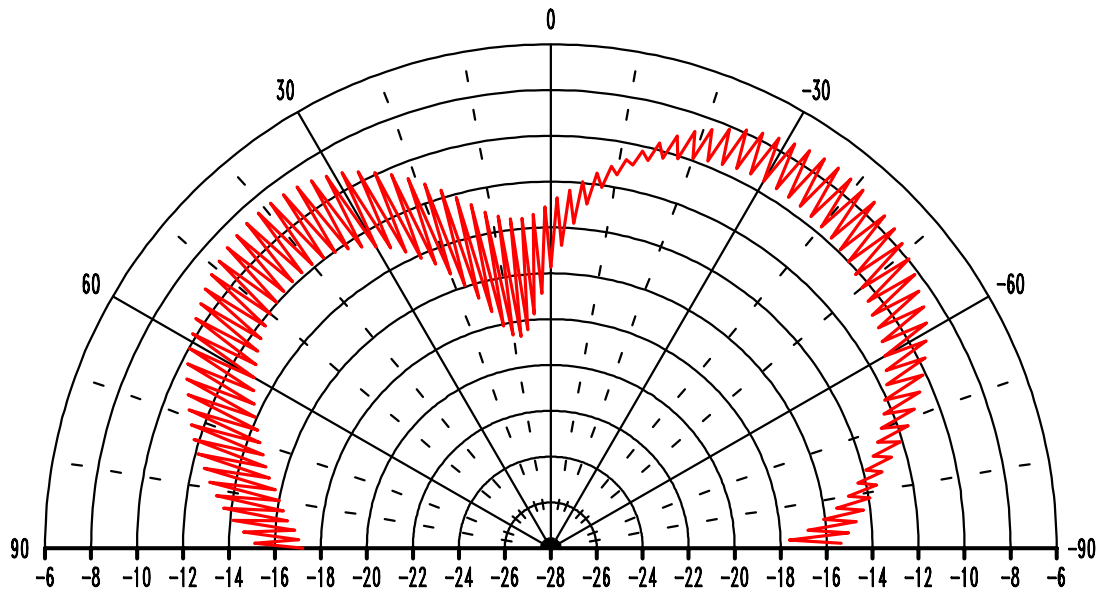


Figure IV-18 : Taux d'ellipticité mesuré du réseau à 2,34 GHz

Le *tableau IV-1* répertorie les gains mesurés de l'antenne satellite (réseau) en présence de l'aérien terrestre (fil-plaque) aux angles d'élévation critiques.

theta (degrés)		70	50	30
Gain moyen (dB)	cahier des charges	0,5	2	2
	Etheta	-10	-8	-7,5
	Ephi	-11	-9	-8

Tableau IV-1 : Récapitulatif des gains mesurés (en polarisation linéaire) aux angles d'élévation critiques

Notons que le gain du cahier des charges est en polarisation circulaire alors que nous présentons les niveaux de chaque composante du champ. Le gain en polarisation circulaire n'a pu être mesuré puisque nous ne disposions pas à l'époque des expérimentations d'un cornet permettant ces mesures. Celles-ci devraient cependant permettre de gagner 1 à 2 dB de gain par rapport aux composantes Ephi et Etheta mais nous resterons cependant loin des exigences du cahier des charges.

II.2.4 Conclusion

Ces différentes mesures ont montré que le réseau conserve ses performances en présence de la fil-plaque ce qui est un atout considérable. A contrario, la fil-plaque présente un rayonnement dégradé du fait de son positionnement au-dessus du réseau. En effet, le gain maximal est alors décalé vers des angles d'élévation plus importants ($\theta = 40^\circ$ contre $\theta = 72^\circ$ sans le réseau). De plus l'aérien se trouve en présence d'époxy qui introduit probablement des pertes diélectriques supplémentaires.

Ces deux critères contribuent à une chute du gain d'environ 4 dB à l'horizon par rapport à la mesure de la fil-plaque seule sur un plan de masse de dimensions identiques à celles du réseau (cf. paragraphe I.3.3). On peut espérer augmenter le gain en utilisant un substrat à faibles pertes tel que le TMM4 ou en positionnant l'aérien terrestre à côté de l'antenne satellite par exemple.

II.3 Influence de l'antenne terrestre fil-plaque sur l'antenne satellite XM-SIRIUS

II.3.1 Conception de l'ensemble de l'antenne

Le principe d'insertion de l'antenne fil-plaque au-dessus du réseau ayant été validé sur époxy, nous n'avons pas jugé utile de procéder à des simulations du même type pour ce nouvel ensemble.

La fil-plaque a donc été directement soudée au centre du meilleur réseau sur TMM4 réalisé auparavant (c'est-à-dire le réseau « coins coupés » présenté au paragraphe III-2-2 du chapitre III) afin d'effectuer une caractérisation complète du module et des interactions entre les différents éléments de la structure. La seule modification du réseau a été le perçage en son centre d'un trou carré de 12*12 mm permettant le passage de l'alimentation et du fil de retour à la masse de l'antenne fil-plaque.

L'encombrement global de l'aérien est cette fois de **106*106*5 mm** (*figure IV-19*).

Une fois les différentes mesures réalisées en chambre anéchoïde, nous avons remplacé notre aérien terrestre par une antenne quart d'onde couramment utilisée en tant qu'antenne de référence dans le domaine automobile. Après l'exécution des mêmes tests, une comparaison a ainsi pu être effectuée.

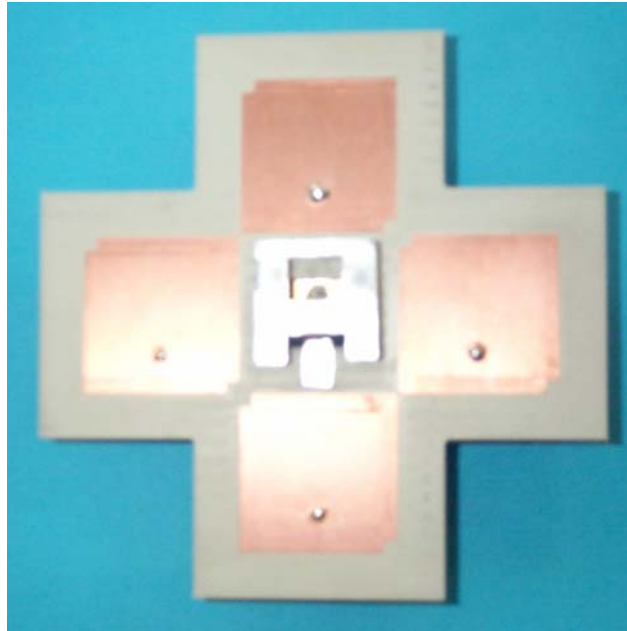


Figure IV-19 : Photo du réseau sur TMM4 surmonté de la fil-plaque

Remarque 1 : pour toutes les mesures de ce paragraphe, les antennes sont placées 10 mm au-dessus d'un plan de masse de 1*1 m. Cet espace est destiné dans le futur aux différents circuits électroniques (amplification, filtrage...).

Remarque 2 : une caractérisation de la fil-plaque seule (puis de l'antenne quart d'onde) positionnée sur un plan de masse identique à celui du réseau a également été effectuée afin de pouvoir établir au mieux l'influence du réseau (cf. paragraphe I-3-2).

II.3.2 Mesures de la fil-plaque en présence du réseau chargé sur 50 Ohms

Le coefficient de réflexion de l'antenne fil-plaque (*figure IV-20*) est inférieur à -10 dB sur environ 100 MHz autour de 2.35 GHz. L'adaptation est donc conforme au cahier des charges (T.O.S. < 2).

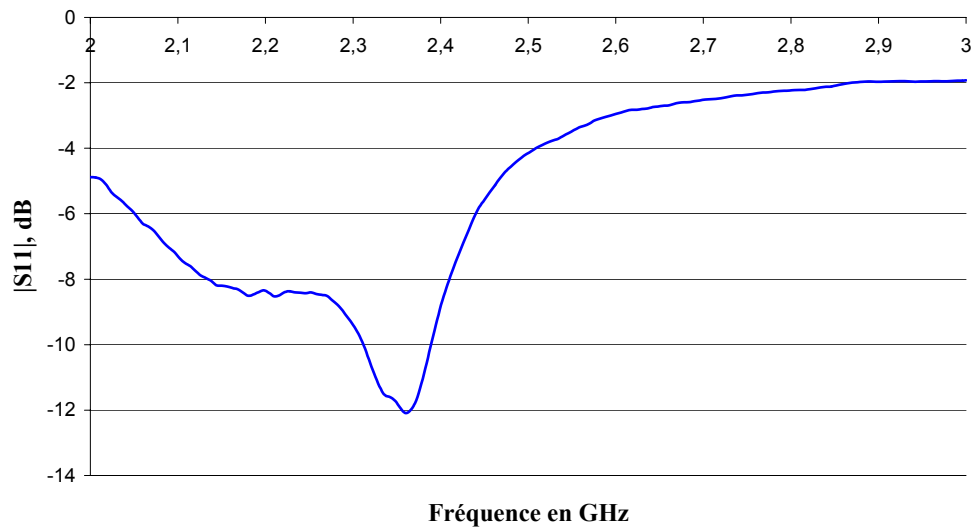


Figure IV-20 : Coefficient de réflexion mesuré de l'antenne fil-plaque positionnée au centre du réseau

La *figure IV-21 a)* représente une comparaison entre la fil-plaque mesurée seule et en présence du réseau. On observe une dégradation assez importante du rayonnement tant en terme de gain qu'en terme d'omnidirectionnalité. En effet le gain moyen mesuré passe de -0,5 dB pour l'antenne seule à -4,1 dB en présence du réseau et l'écart type de 0,62 dB à 4,1 dB.

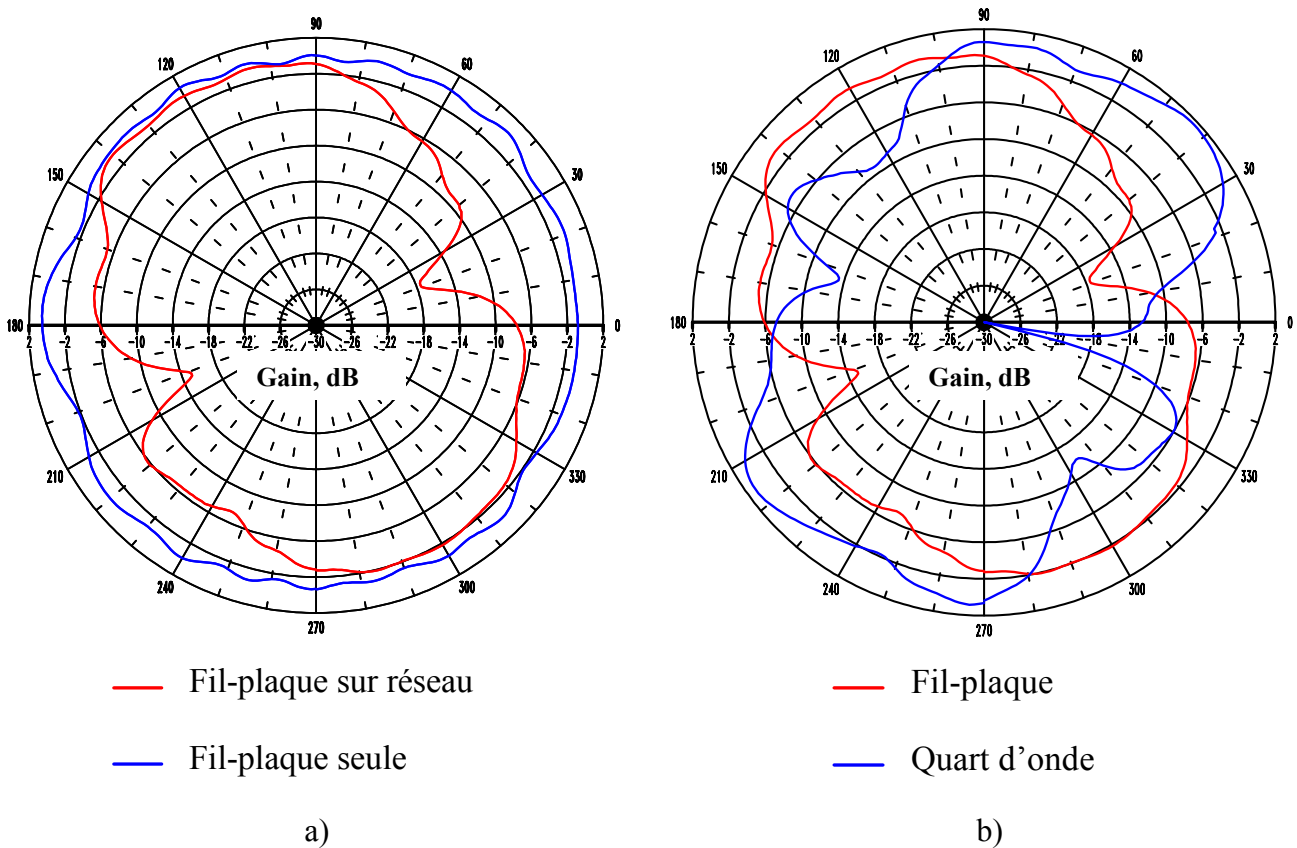


Figure IV-21 : Comparaison entre les diagrammes en azimut mesurés de la fil-plaque seule et sur le réseau (a), de la fil-plaque et de l'antenne quart d'onde sur le réseau (b) à 2,34 GHz

La comparaison avec la mesure de l'antenne quart d'onde (*figure IV-21 b*) également positionnée au centre du réseau prouve que les résultats obtenus ne sont pas dus à la fil-plaque mais à l'interaction entre les antennes terrestre et satellite. En effet, les gain moyen et écart type mesurés de l'antenne quart d'onde (respectivement -2,4 dB et 5,1 dB) sont détériorés de façon importante également.

Par rapport au réseau sur époxy, on observe donc une différence notable puisque cette fois le rayonnement de l'antenne terrestre est très perturbé. Une explication possible réside dans la différence de hauteur entre le toit de la fil-plaque et les patches de chacun des réseaux (*figure IV-22*). En effet, nous n'utilisons pas la même épaisseur de substrat (0,8 mm pour l'époxy et 1,6 mm pour le TMM4) alors que la masse de la fil-plaque est prise au même endroit. De ce fait, le toit de la fil-plaque est 0,8 mm plus « bas » dans le cas du réseau sur TMM4 ce qui peut expliquer une interaction plus grande entre les deux aériens.

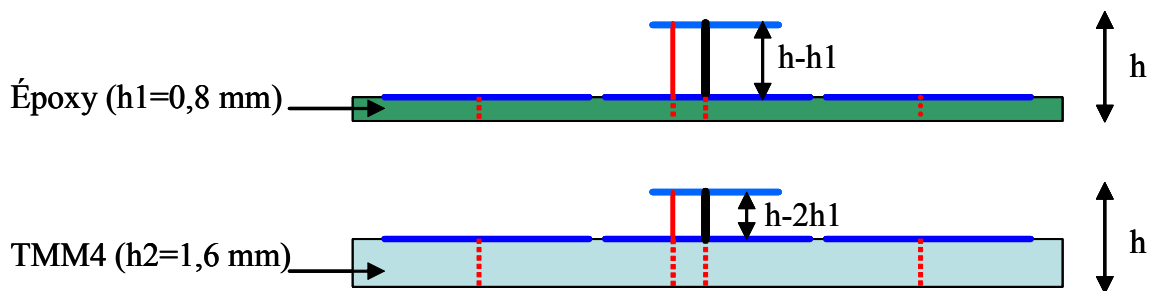


Figure IV-22 : vue en coupe des réseaux sur époxy et TMM4 surmontés de la fil-plaque

Afin d'obtenir de meilleurs résultats, il faudrait donc optimiser l'antenne terrestre positionnée au centre du réseau sur TMM4 en simulation.

II.3.3 Mesures du réseau en présence de la fil-plaque chargée sur 50 Ohms

La mesure du réseau en présence de la fil-plaque montre que ces interférences ne sont pas réciproques comme le prouve la *figure IV-23*. Cette dernière est en effet une représentation des diagrammes de rayonnement comparés du réseau en présence de la fil-plaque et en son absence à 2,345 GHz.

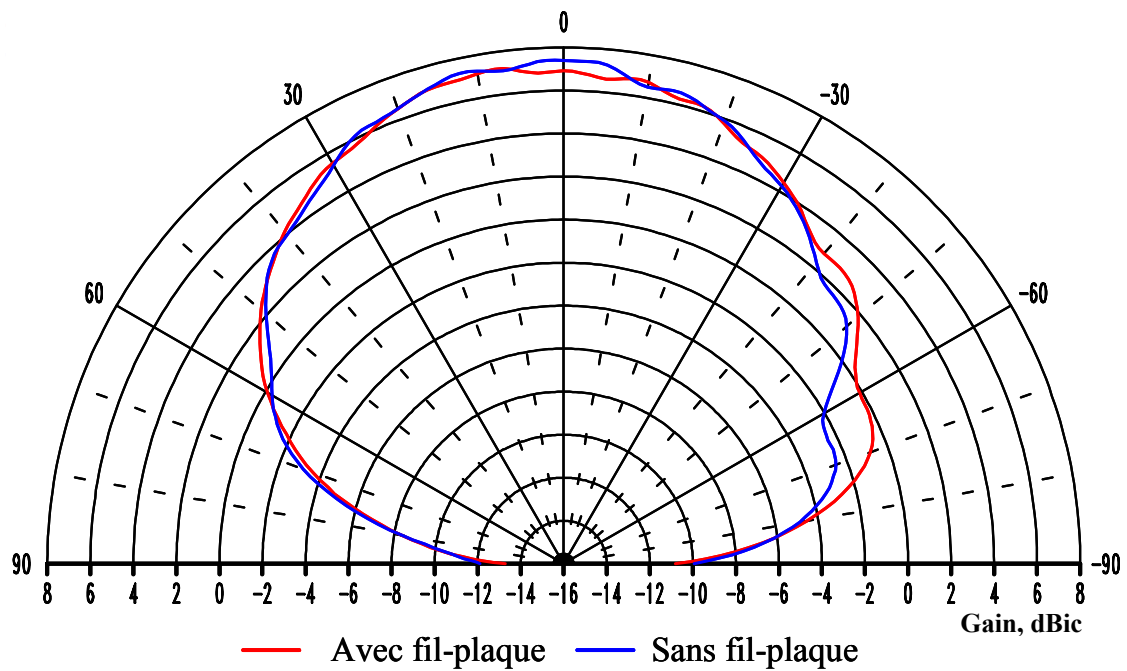


Figure IV-23 : Diagrammes de rayonnement comparés entre le réseau avec et sans fil-plaque à 2,345 GHz

Les deux diagrammes de rayonnement sont quasiment superposés ce qui atteste d'un assez bon découplage dans ce cas. De même le taux d'ellipticité est inchangé (*figure IV-24*).

Notons également que la mesure du réseau en présence de l'antenne quart d'onde donne des résultats tout à fait similaires.

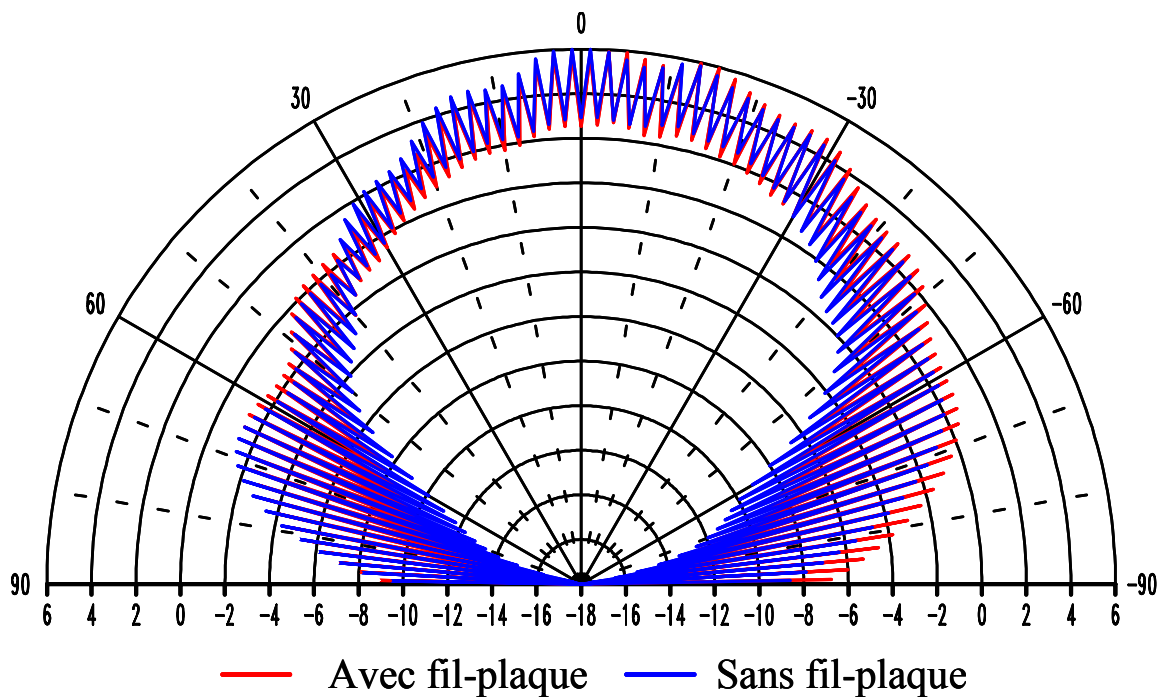


Figure IV-24 : Taux d'ellipticité mesuré à 2,345 GHz avec et sans la fil-plaque

II.3.4 Couplage entre les antennes terrestre et satellite

Afin de mesurer l'influence des deux aériens l'un sur l'autre, nous avons quantifié le coefficient de transmission $|S_{21}|$ entre ces deux antennes. La *figure IV-25* montre une remontée de ce coefficient à -20 dB dans la bande de fréquence qui nous intéresse. A partir d'un module de S_{21} inférieur à -20 dB, il est d'usage de considérer que l'isolation entre les antennes est juste suffisante.

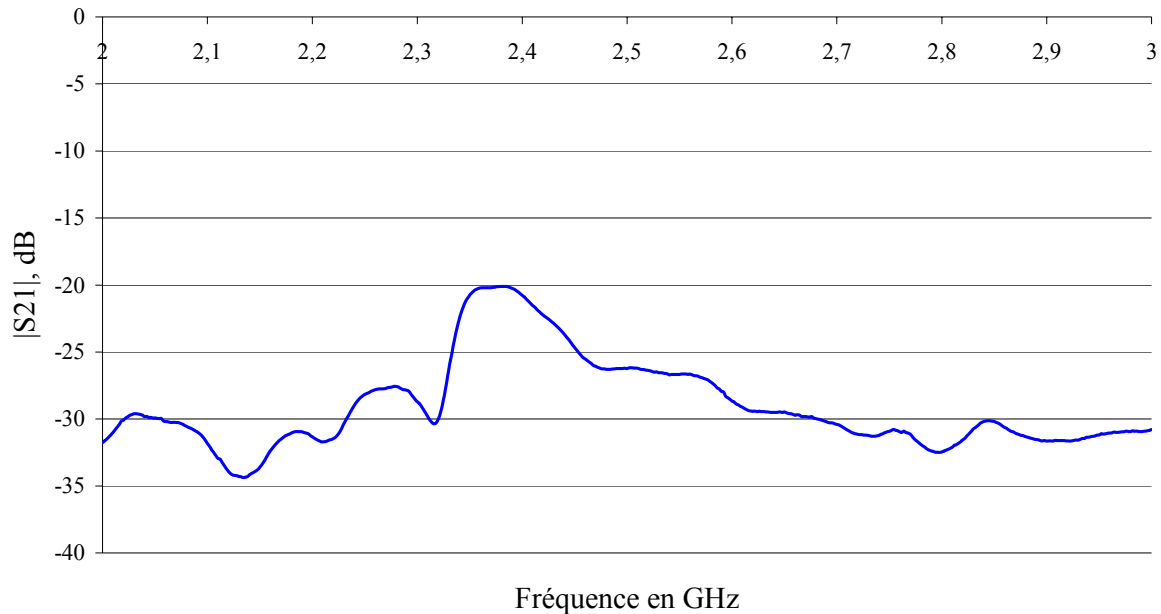


Figure IV-25 : Mesure du module de S_{21} entre le réseau et la fil-plaque

II.3.5 Conclusion

La synthèse de ces mesures fait apparaître une interaction des antennes satellite et terrestre et plus particulièrement une influence non négligeable du réseau de patches sur la fil-plaque comme dans le cas du projet XM. Il convient donc d'envisager d'autres combinaisons afin d'éliminer ces influences négatives (positionner la fil-plaque dans un coin du réseau plutôt qu'au centre par exemple).

Comparée à la meilleure antenne terrestre de référence (chapitre III, paragraphe I.2.2a), c'est-à-dire l'antenne Pionner (monopôle raccourci), notre antenne affiche un déficit de 1,5 dB environ. Compte tenu de ces premiers résultats la solution « réseau + fil-plaque » ne semble pas idéale. L'insertion de la fil-plaque sur une antenne patch unique est donc l'étape suivante.

III Superposition d'une fil-plaque et d'un patch XM-Sirius

Dans le cas de la solution patch unique, une structure possible consiste à positionner les deux aériens l'un à côté de l'autre. Cependant, l'encombrement est alors presque doublé.

Il nous a donc semblé intéressant d'utiliser un système de superposition d'antennes qui revient tout simplement à ajouter une seconde antenne au-dessus de la première. Le nouvel aérien possède son propre toit capacitif, son propre substrat et peut-être alimenté séparément [IV-4] ou par couplage avec l'antenne inférieure [IV-5].

Nous appliquerons donc ce principe en superposant une antenne fil-plaque et notre patch classique à polarisation circulaire décrit dans le chapitre III. Les systèmes XM et SIRIUS exigeant deux alimentations distinctes pour les deux aériens, nous alimenterons la fil-plaque et le patch à l'aide de deux sondes coaxiales différentes.

III.1 Les différentes solutions envisagées

Deux solutions s'offrent à nous : positionner le patch au-dessous ou au-dessus de la fil-plaque. Les deux structures sont détaillées dans les paragraphes suivants.

III.1.1 Fil-plaque au-dessous du patch

Dans ce cas, l'antenne terrestre (fil-plaque) est dans l'air et l'antenne satellite (patch à encoches sur substrat TMM4) est posée sur le toit de l'aérien terrestre. Ce dernier sert ainsi de plan de masse au patch à encoches. L'alimentation du patch passe dans le tube évidé de retour à la masse de la fil-plaque [IV-2].

La configuration est présentée sur la *figure IV-26*.

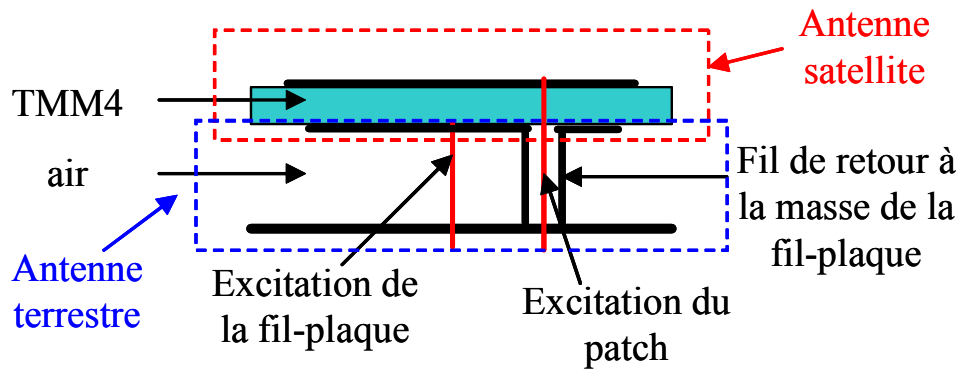


Figure IV-26 : Vue en coupe d'un patch superposé à une fil-plaque

L'un des avantages de cette solution est qu'elle permet de positionner l'antenne satellite plus haut et donc d'envisager une légère amélioration du gain à l'horizon. Malheureusement le toit de la fil-plaque devant servir de plan de masse au patch, ses dimensions doivent être assez importantes et le design d'une telle fil-plaque s'est révélé difficile. Nous avons donc opté pour la solution suivante, à savoir le design d'une fil-plaque au-dessus du patch.

III.1.2 Fil-plaque au-dessus du patch

Dans cette configuration (présentée sur la *figure IV-27*), le toit du patch à encoches sert de plan de masse à la fil-plaque. Un trou est percé au centre du patch de façon à laisser passer l'alimentation de la fil-plaque.

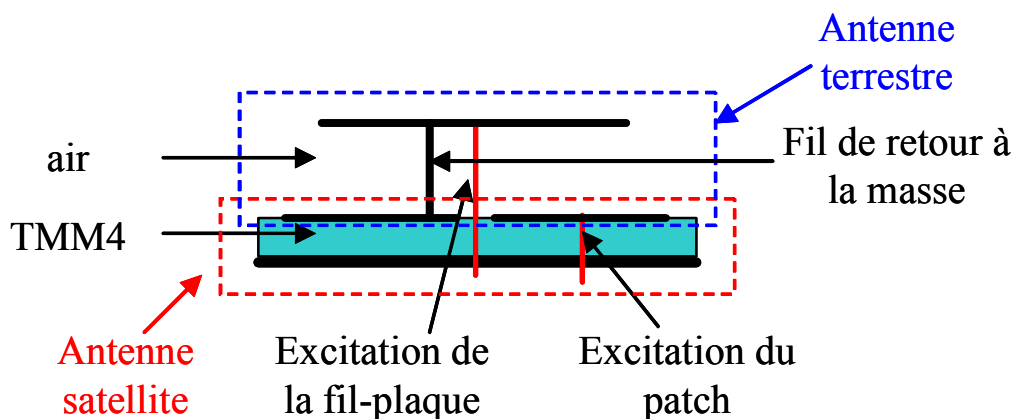


Figure IV-27 : Vue en coupe d'une fil-plaque superposée à un patch

Cette structure nécessite donc le perçage de l'antenne satellite. Cependant le positionnement de ce trou au centre du patch ne doit théoriquement pas trop dégrader le

diagramme de rayonnement ni le taux d'ellipticité du patch à encoches comme nous allons le montrer par la suite.

III.2 Simulation d'un patch à encoches « troué »

La première étape dans l'insertion de l'antenne terrestre a donc été de simuler un patch à encoches avec un plan de masse le plus réduit possible dans un objectif d'optimisation de l'encombrement (autrement dit de la même taille que le patch lui-même : *figure IV-28*) avant de le percer en son centre d'un trou circulaire de rayon 1,74 mm. Nous parvenons ainsi à un encombrement de **31,32*31,32*1,6 mm**.

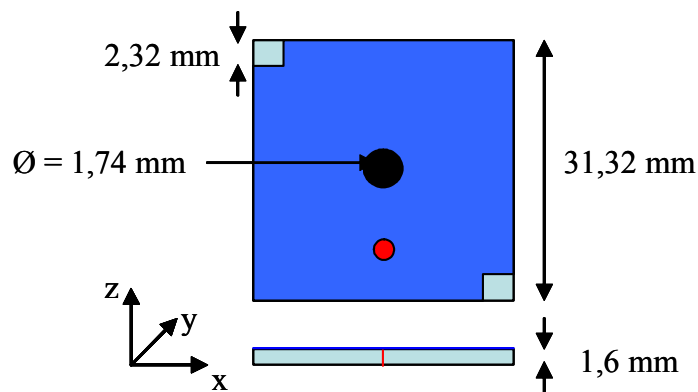
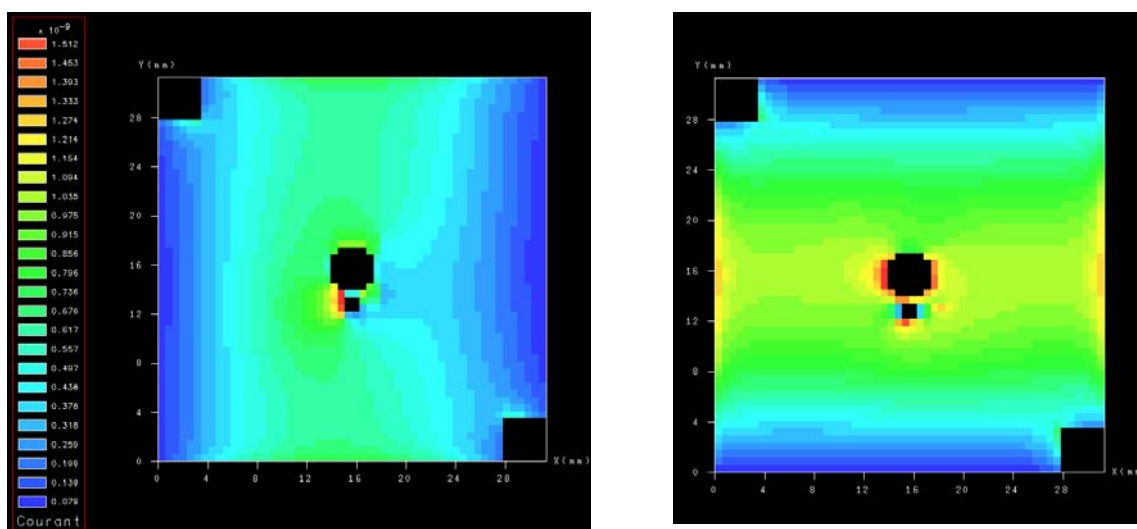


Figure IV-28 : Schéma de l'antenne patch « trouée »

Les cartographies de courant présentent une répartition orthogonale (*figure IV-29*).



a) courant J_x (A/m)

b) courant J_y (A/m)

Figure IV-29 : Densités de courant J_x (a) et J_y (b) sur le patch

Les deux patches, troué et non troué, montrent une adaptation (*figure IV-30*) et un rayonnement (*figures IV-31 et IV-32*) tout à fait corrects et similaires. Ces résultats confirment nos suppositions concernant l'influence d'un trou au centre du patch à encoches.

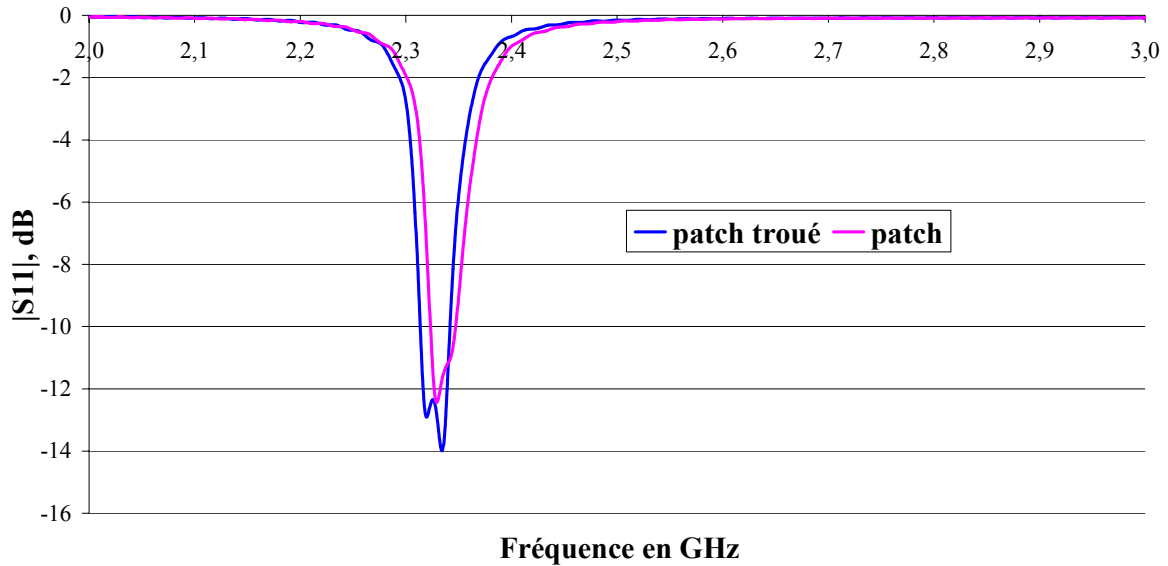


Figure IV-30 : Comparaison des coefficients de réflexion du patch à encoches « normal » et troué en son centre

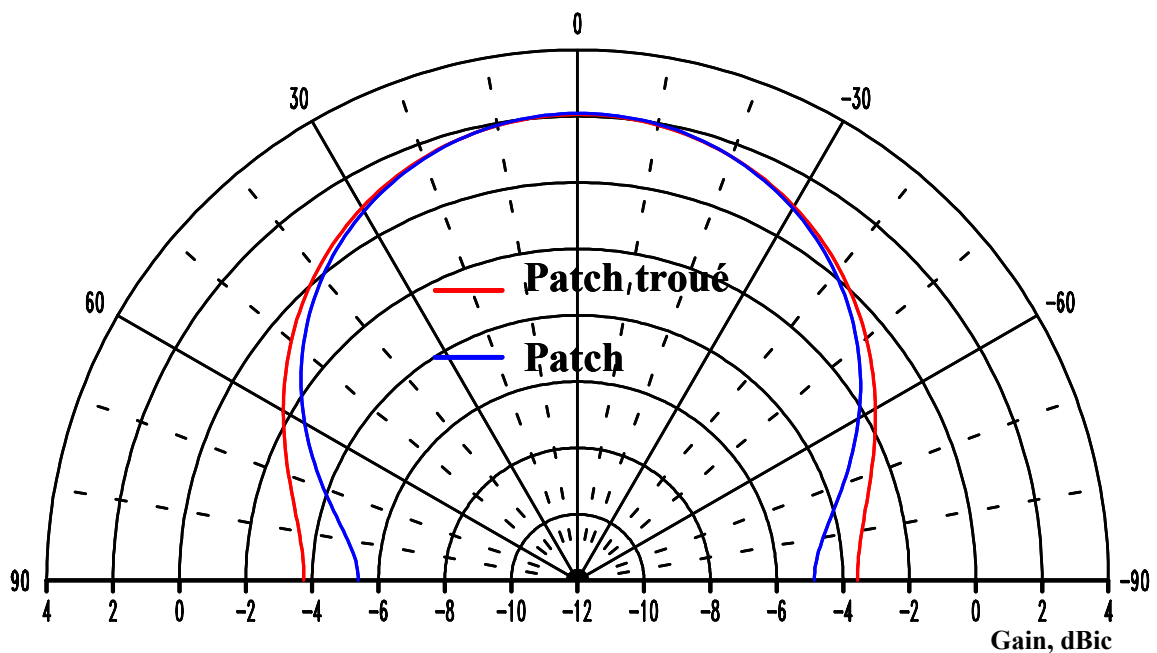


Figure IV-31 : Diagrammes de rayonnement simulés en polarisation circulaire des patches « normal et troué » à 2,32 GHz

On peut constater sur la figure ci-dessus une légère augmentation du gain (environ 1 dB) à l'horizon lorsque le patch est percé en son centre ce qui est très intéressant pour notre application.

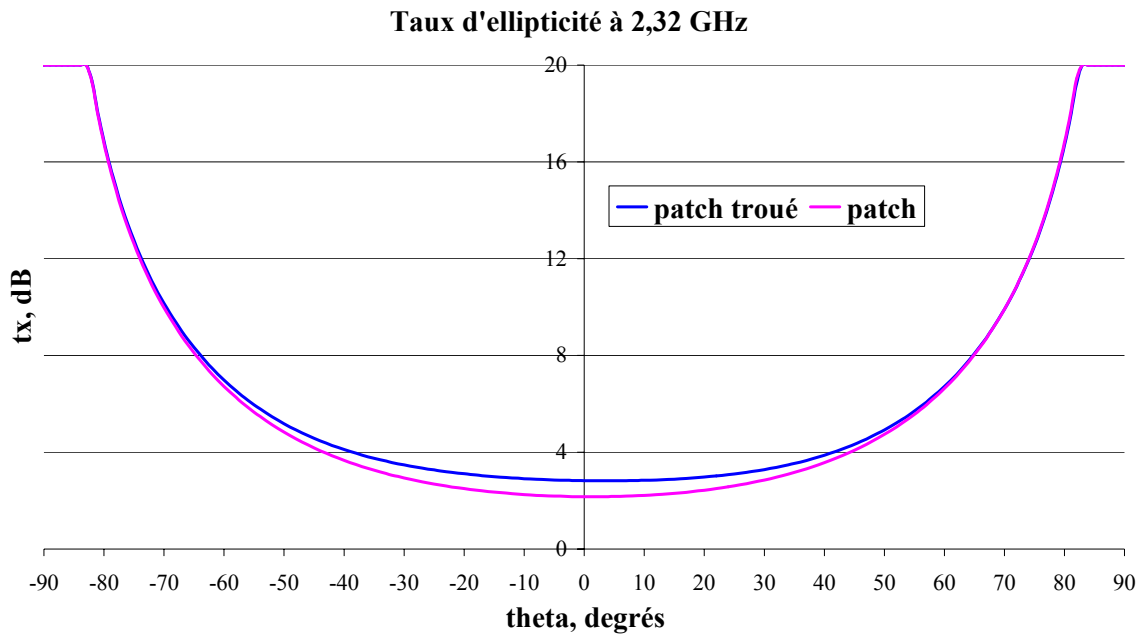


Figure IV-32 : Comparaison des taux d'ellipticité du patch à encoches « normal » et troué en son centre à 2,32 GHz

Il semble donc que le trou au centre du patch ne joue qu'un rôle mineur dans le rayonnement. L'insertion de l'antenne fil-plaque est donc l'étape suivante.

III.3 Insertion de l'antenne terrestre

Une fois le patch seul simulé, nous pouvons passer à l'insertion de la fil-plaque (décrite au paragraphe I-3) au-dessus en utilisant le trou percé dans le patch pour faire passer l'alimentation de notre nouvel aérien. Le toit du patch sert quant à lui de masse pour la fil-plaque (*figure IV-33*).

Il est alors bien sûr nécessaire de redimensionner légèrement les différents éléments afin d'optimiser leur fonctionnement. En effet, plusieurs paramètres influent fortement sur le design des aériens : nous pouvons citer comme exemple le fait que la présence de TMM4 décale en fréquence le mode de fil-plaque et nous devons donc modifier la hauteur de cette dernière. Les résultats présentés dans la suite de ce chapitre ont donc requis de nombreuses simulations.

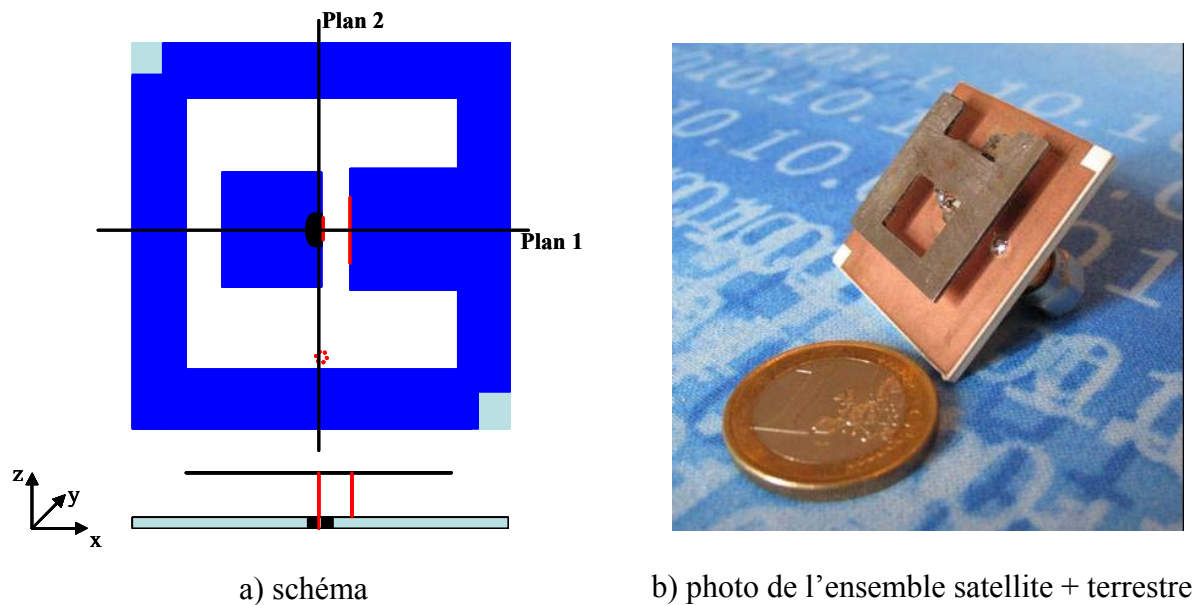


Figure IV-33 : Structure du patch XM-Sirius surmontée de la fil-plaque

Les dimensions de l'ensemble après optimisation sont de **31.32*31.32*4.6 mm**.

III.3.1 Résultats obtenus

Les résultats présentés sont ceux obtenus avec une position de la sonde d'alimentation du patch à encoches proche de celle de la fil-plaque. Pour des raisons d'encombrement trop grand des connecteurs, cette alimentation a été légèrement décalée lors de la réalisation.

III.3.1.a Simulation du patch XM-Sirius avec la fil-plaque chargée sur 50 Ohms

Le coefficient de réflexion simulé présente une bande passante à -10 dB (TOS < 2) de 33,5 MHz soit 1,4%, suffisante pour notre application (*figure IV-34*).

L'antenne a été simulée seule ce qui explique le fort rayonnement arrière obtenu (*figure IV-35*) et par conséquent la faiblesse relative du gain maximum (3,8 dBic). Ces résultats seront évidemment fortement modifiés lors de la mesure sur un plan de masse de 1*1 mètre puisque le rayonnement arrière devrait être d'amplitude beaucoup plus faible.

Sur ces diagrammes, une légère dissymétrie imputable à la présence du fil de masse de la fil-plaque sur le patch apparaît.

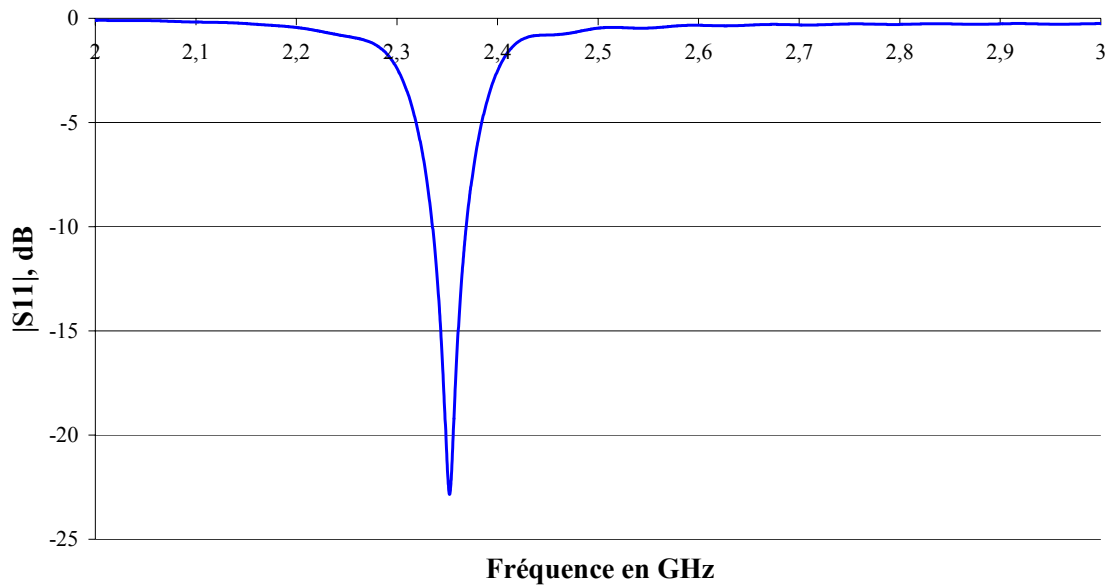


Figure IV-34 : Coefficient de réflexion simulé du patch XM-Sirius

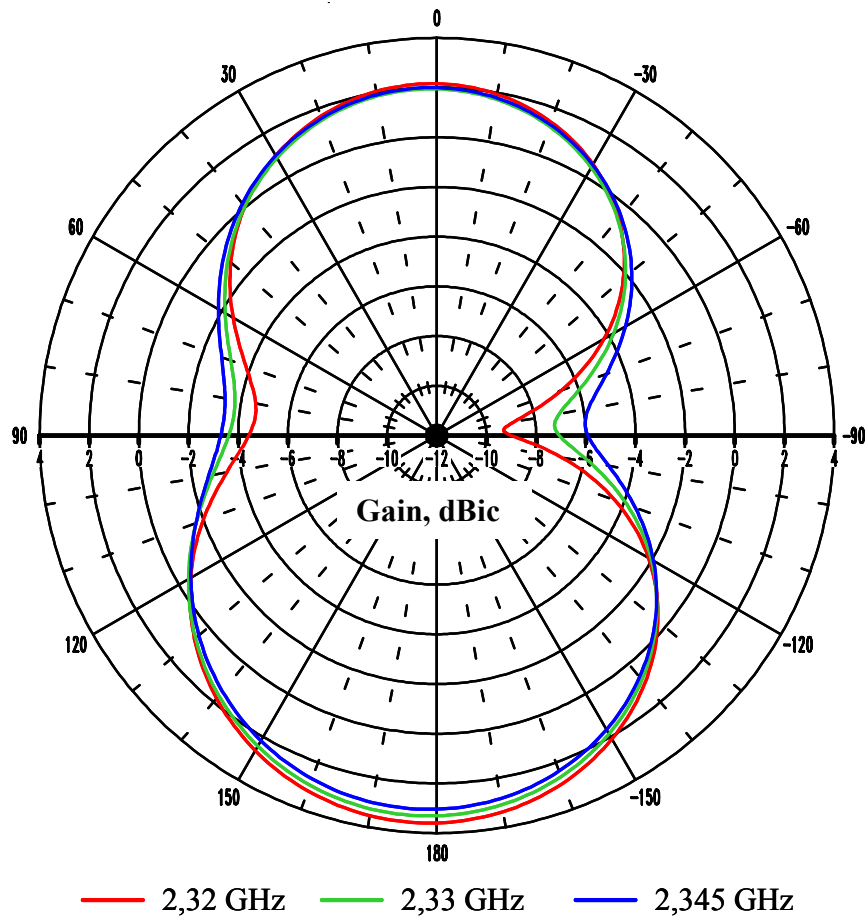


Figure IV-35 : Diagrammes de rayonnement en site ($\varphi = 0^\circ$)

Le taux d'ellipticité respecte le cahier des charges (c'est-à-dire qu'il est inférieur à 4 dB) pour θ compris entre -58° et $+50^\circ$ (figure IV-36). Nous retrouvons par ailleurs la même dissymétrie que sur les diagrammes de rayonnement.

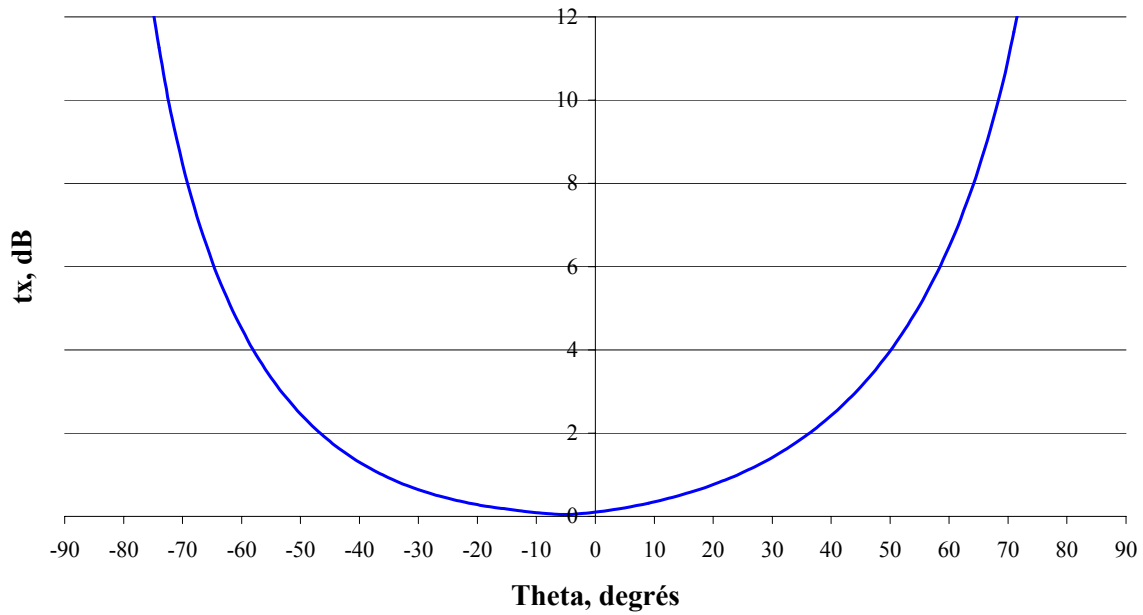


Figure IV-36 : Taux d'ellipticité simulé à 2,34 GHz

L'insertion de l'aérien terrestre crée donc une légère perturbation sur le rayonnement et l'ellipticité du patch. La simulation de la fil-plaque en présence du patch chargé sur 50 Ohms va déterminer si cette influence est réciproque.

III.3.1.b Simulation de la fil-plaque avec le patch chargé sur 50 Ohms

La figure IV-37 représente le module de S11 entre 2 et 3 GHz. On constate qu'il est légèrement inférieur au cahier des charges (-9,2 dB au lieu de -10 dB).

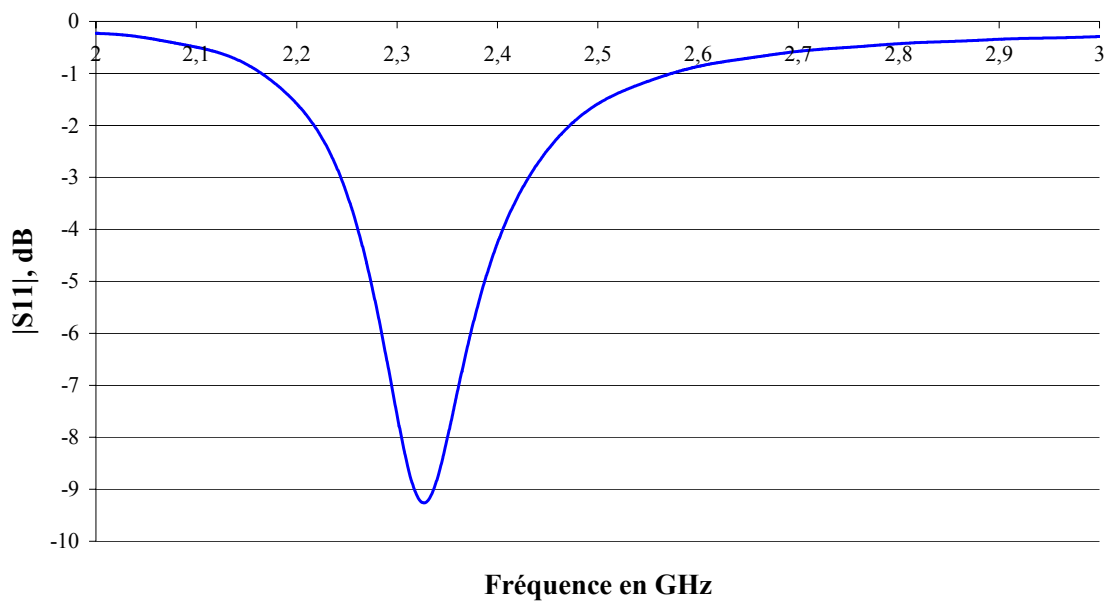


Figure IV-37 : Coefficient de réflexion simulé de la fil-plaque

Bien que l'adaptation ne soit pas idéale, le rayonnement est très satisfaisant (*figure IV-38*). Nous obtenons en effet un **gain moyen** de **1,14 dBi** et une très bonne omnidirectionnalité avec un écart type de 0,34 dB sur les différentes valeurs de gain.

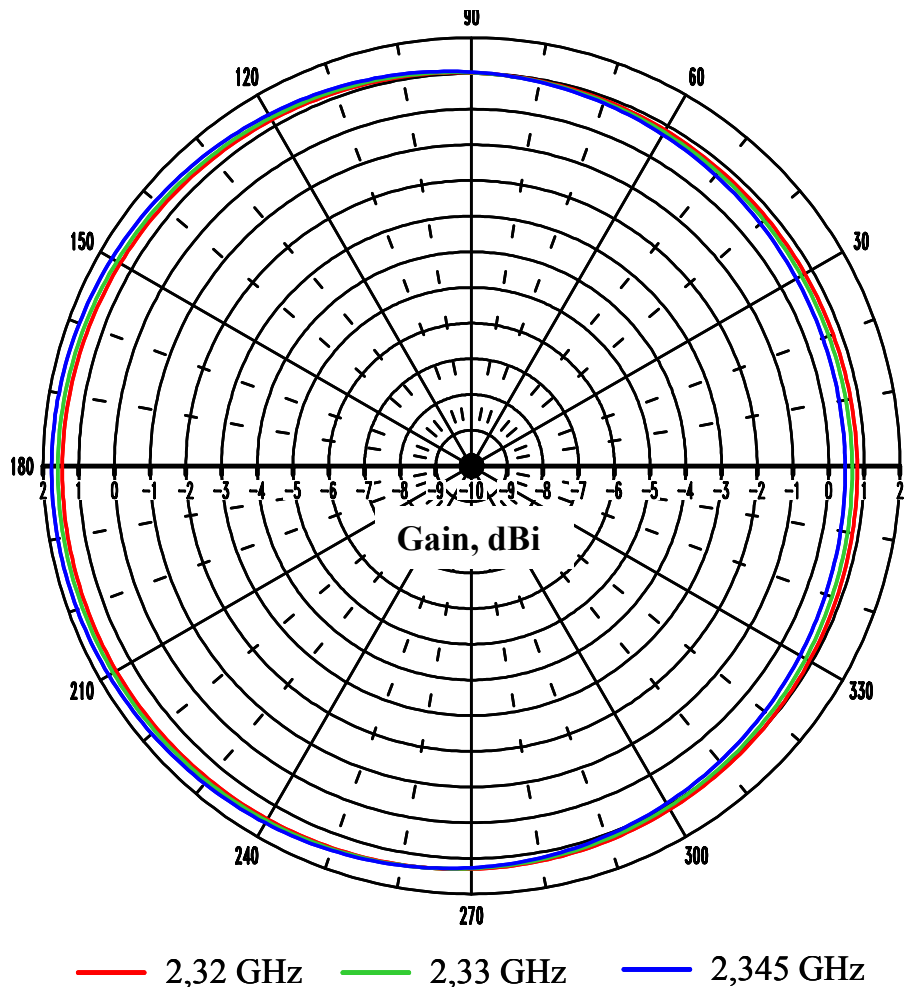


Figure IV-38 : Diagrammes en azimut ($\theta = 90^\circ$) de la fil-plaque

Les résultats de simulation étant donc très prometteurs, une maquette a été fabriquée et les mesures réalisées ainsi qu'une comparaison avec l'antenne satellite seule sont présentées dans le paragraphe suivant.

III.3.2 Mesures du patch XM-SIRIUS surmonté d'une fil-plaque à 50 Ohms

La mesure du coefficient de réflexion du patch montre un décalage en fréquence de 50 MHz (*figure IV-39*) et une adaptation dégradée par rapport à la simulation. Ces différences peuvent s'expliquer par la position de la sonde d'alimentation qui a été légèrement décalée lors de la réalisation afin de pouvoir souder les deux connecteurs SMA (du patch et de la fil-plaque).

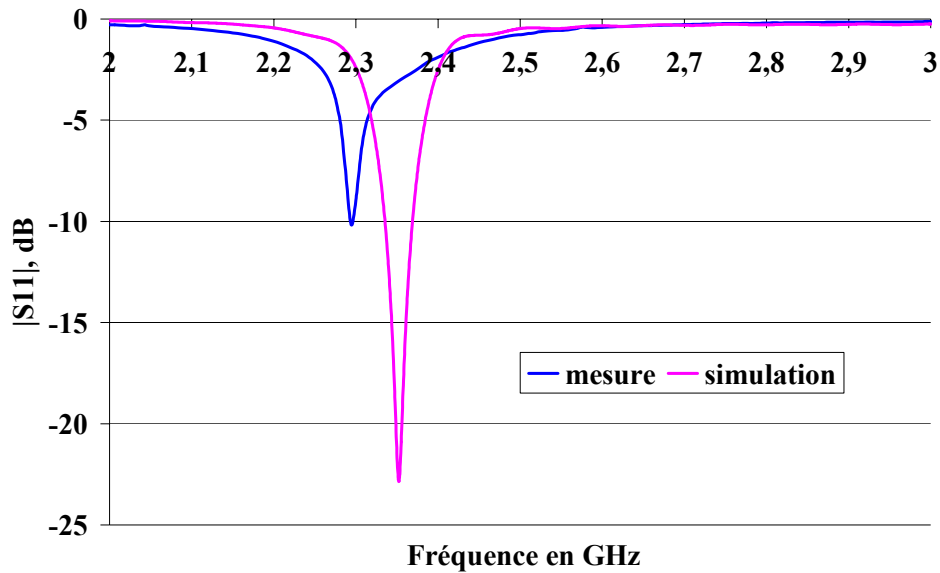


Figure IV-39 : Coefficients de réflexion du patch mesuré et simulé

La figure IV-40 présentant les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée du patch montre que les deux modes excités sont séparés de 54 MHz ce qui laisse supposer une polarisation circulaire dégradée. En effet, la qualité du taux d'ellipticité dépend beaucoup de l'écart fréquentiel entre les deux modes qui ne doit pas être trop important.

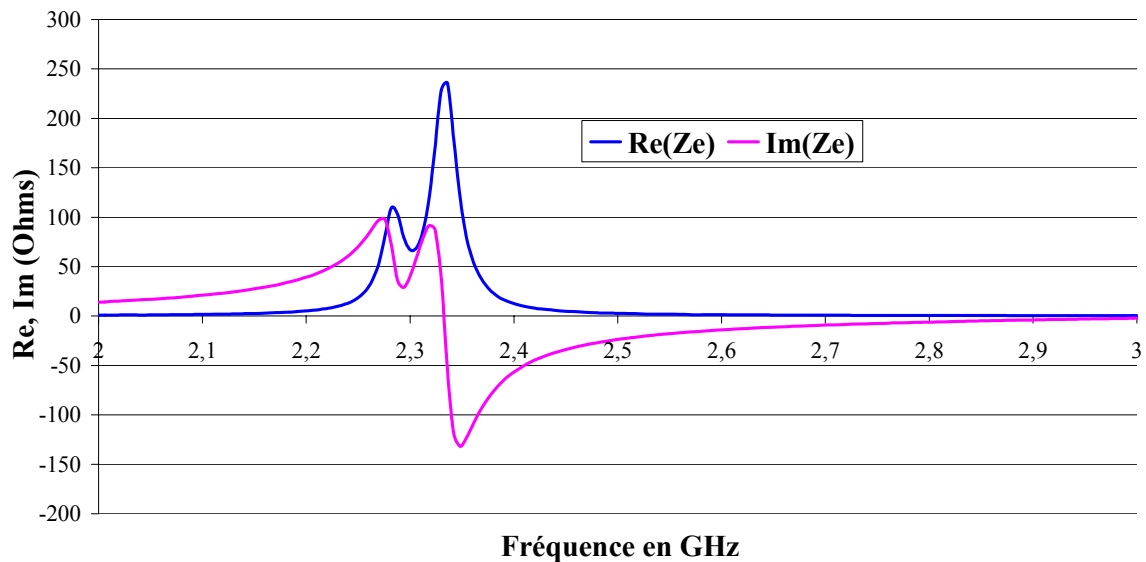


Figure IV-40 : Parties réelle et imaginaire de Z_e mesurées du patch

Les mesures de rayonnement en polarisation circulaire (figure IV-41) ont été effectuées sur un plan de masse carré de 1×1 m comme spécifié dans le cahier des charges. L'antenne est positionnée 10 mm au-dessus de ce plan.

Remarque : les plans de mesure sont définis sur la *figure IV-33 a*).

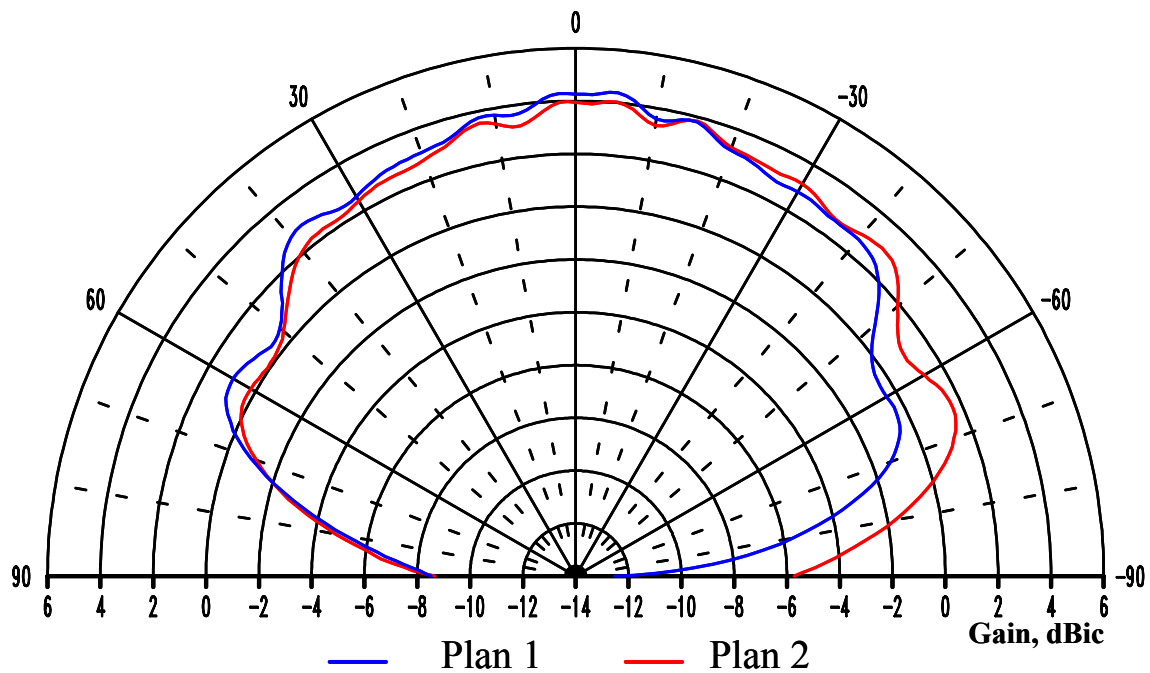


Figure IV-41 : Diagrammes de rayonnement du patch en polarisation circulaire à 2,34 GHz

Les résultats sont assez bons puisque nous obtenons des gains supérieurs à celui du patch seul sauf à $\pm 70^\circ$ (*tableau IV-2*). La présence de la fil-plaque nous permet donc d'augmenter le gain ce qui est très intéressant.

theta (degrés)		± 70	± 60	± 30	0
Gain moyen (dBic)	patch +fil-plaque	-0,4	0,55	2,67	4,11
	patch seul	2,1	1,05	2,26	3,94
	XM3	1,52	1,92	3,8	5,06

Tableau IV-2 : Gains moyens du patch seul, du patch avec la fil-plaque et de l'antenne de référence en polarisation circulaire

Les résultats restent cependant inférieurs à ceux de l'antenne de référence même s'ils s'en rapprochent. On peut par ailleurs noter une légère dissymétrie des diagrammes probablement due à un mauvais alignement du patch et du cornet lors de la mesure.

Remarquons également que le gain mesuré est supérieur à celui simulé. En effet la présence du plan de masse de 1*1 m sous l'antenne amenuise le fort rayonnement arrière constaté en simulation.

Ces bons résultats concernant les diagrammes de rayonnement sont toutefois atténués par la mesure du taux d'ellipticité qui est pour sa part assez mauvais puisque proche de 6 dB (*figure IV-42*).

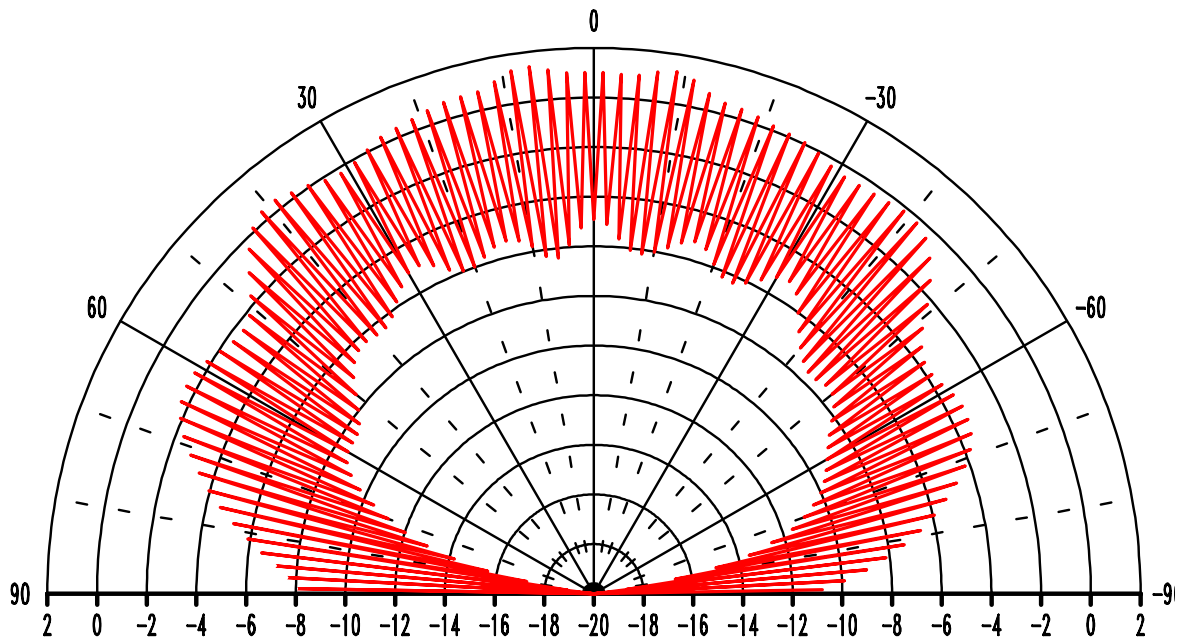


Figure IV-42 : Taux d'ellipticité du patch à 2,28 GHz

La caractérisation du patch a donc montré une influence négative de l'aérien terrestre sur le taux d'ellipticité compensée par une amélioration du gain dans la plupart des directions. Il est maintenant nécessaire de mesurer la fil-plaque en présence du patch.

III.3.3 Mesures de la fil-plaque avec le patch chargé sur 50 Ohms

L'adaptation (*figure IV-43*) est correcte bien que légèrement décalée en fréquence (30 MHz).

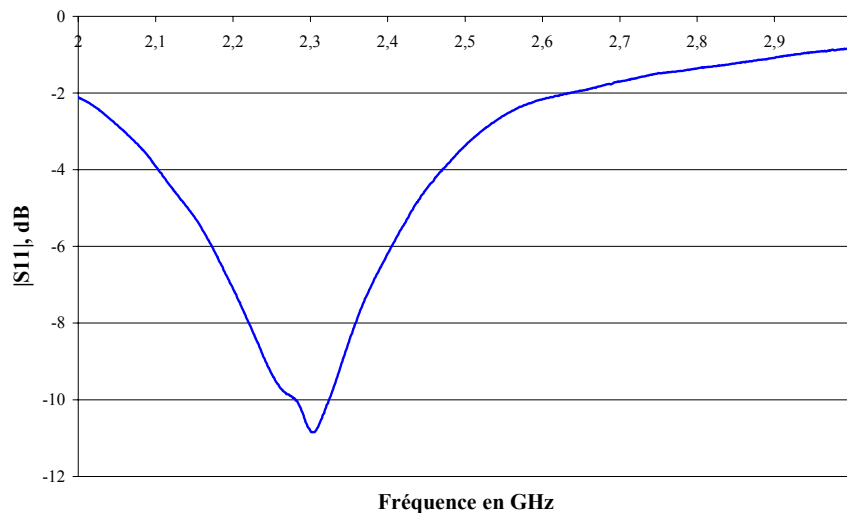


Figure IV-43 : Coefficient de réflexion de l'antenne fil-plaque

Comme précédemment l'antenne est positionnée au centre d'un plan de masse de 1*1m dans la chambre anéchoïde de l'IRCOM. Le rayonnement (*figure IV-44*) est assez perturbé et l'antenne présente un gain moyen à 2,30 GHz (respectivement 2,32 GHz) de -3,88 (-3,81) dB et un écart type de 1,66 (1,98) dB. On peut supposer que les perturbations sont dues aux sondes et aux câbles coaxiaux dont la taille est assez grande comparée à celle de l'antenne. Notons d'autre part que les courbes ne se rejoignent pas à 0° ce qui est dû à une trop forte torsion du câble lors de la mesure.

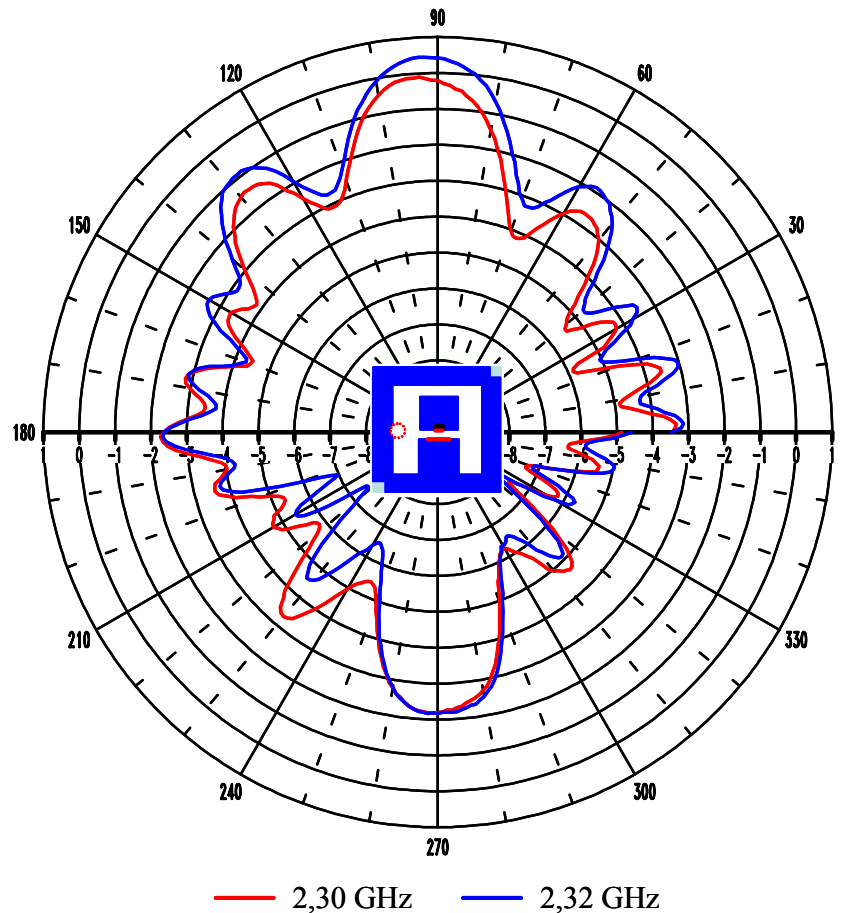


Figure IV-44 : Diagrammes en azimut de la fil-plaque positionnée 10 mm au-dessus du plan de masse

Pour s'affranchir de ces rayonnements parasites, un tube métallique de 10 mm de hauteur est positionné sous le plan de masse de l'antenne patch. Le diagramme de rayonnement en azimut (*figure IV-45*) présente toujours une légère dissymétrie due au décentrage du fil de retour à la masse mais le gain et l'omnidirectionnalité sont nettement améliorés.

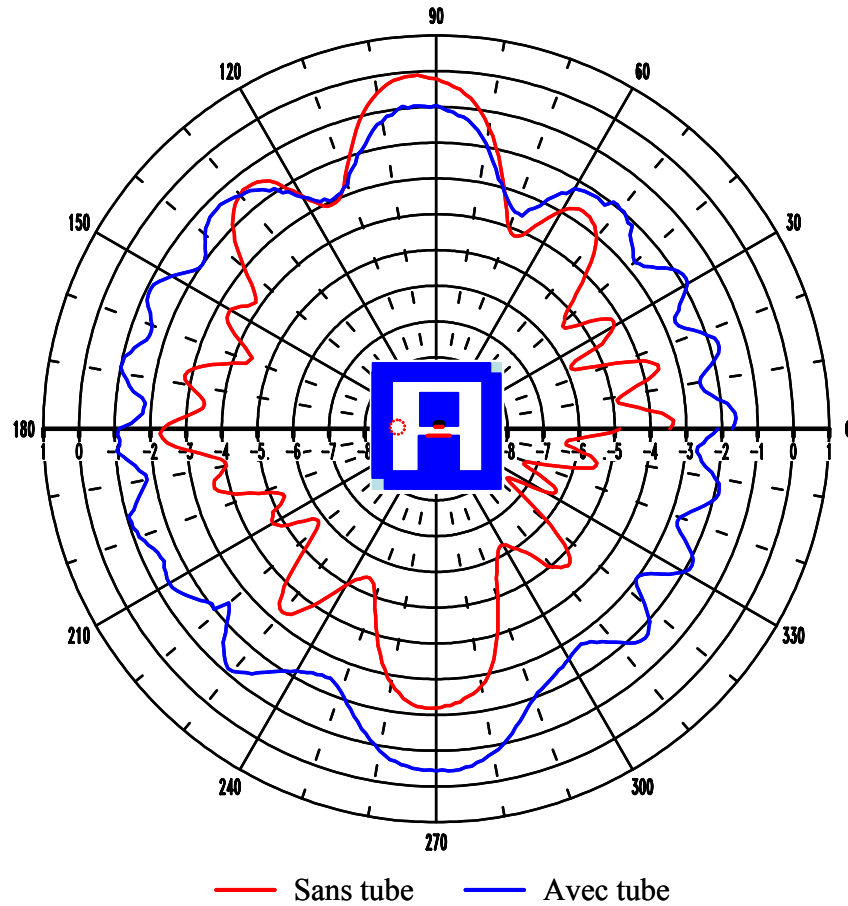


Figure IV-45 : Diagramme en azimut de la fil-plaque positionnée 10 mm au-dessus du plan de masse à 2,30 GHz avec un tube métallique sous le plan de masse du patch

Les gains moyens et écarts types mesurés sont présentés dans le *tableau IV-3*. Bien qu'inférieurs aux spécifications du cahier des charges (gain compris entre -2 et 2 dB), ils sont toutefois meilleurs que ceux de l'antenne de référence (Pioneer).

	Avec tube	Sans tube
Gain moyen (dB)	-1,9	-3,9
Ecart type (dB)	0,7	1,7

Tableau IV-3 : Gains moyens et écarts types de la fil-plaque à 2,30 GHz

III.3.4 Couplage mesuré entre les aériens terrestre et satellite

La mesure du couplage (*figure IV-46*) montre par ailleurs que le module de S21 remonte à un niveau de -17 dB à 2,3 GHz.

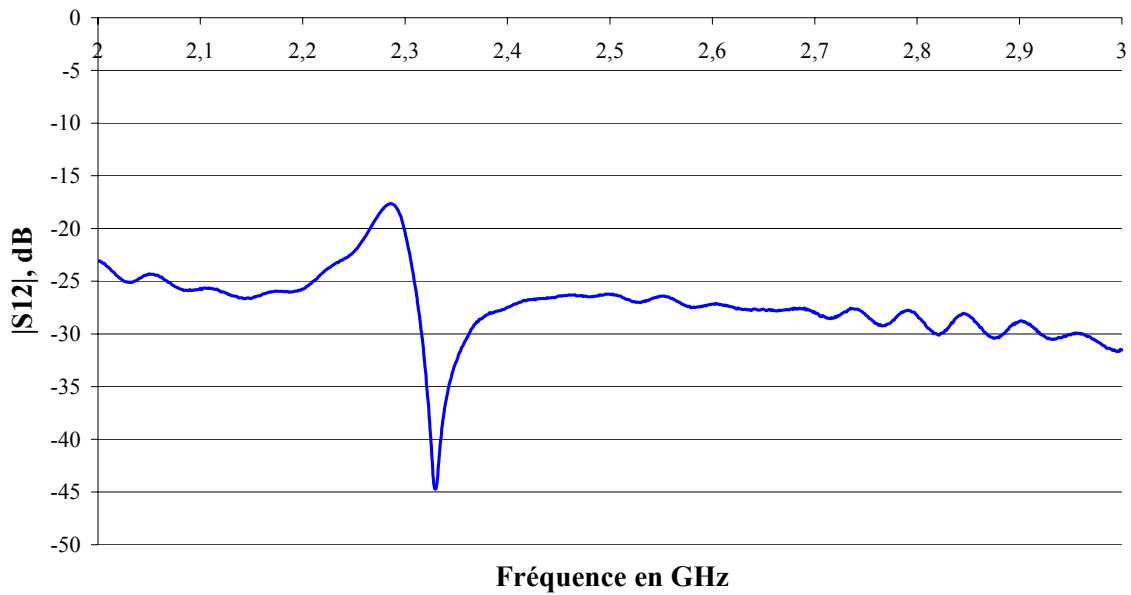


Figure IV-46 : couplage mesuré entre le patch et la fil-plaque (mesure du $|S_{21}|$)

Le patch et de la fil-plaque étant tous les deux décalés en fréquence et adaptés à 2,3 GHz, la remontée du module de S_{21} à cette fréquence est logique.

III.4 Conclusion

Les mesures présentent donc des résultats satisfaisants. En effet, les diagrammes de rayonnement du patch sont corrects et la présence de l'antenne fil-plaque permet même une légère augmentation du gain sauf pour les angles proches de l'horizon. Le taux d'ellipticité est cependant légèrement dégradé.

Concernant l'antenne terrestre, il subsiste un écart en terme de gain entre la mesure et la simulation mais les résultats obtenus sont toutefois comparables (voire meilleurs) à ceux de l'antenne de référence.

Cet écart de gain peut de plus s'expliquer par le fait que les mesures ont été effectuées sur un plan de masse carré de 1*1 mètre non simulé ce qui peut impliquer des différences de niveaux.

IV Comparaison du réseau et du patch XM-Sirius en présence de l'aérien terrestre

Différentes solutions pour le projet XM-Sirius ayant été envisagées, il convient maintenant de les comparer afin de choisir la plus intéressante du point de vue des performances de rayonnement et d'encombrement.

IV.1 Antenne satellite

Le *tableau IV-4* répertorie les gains du réseau sur TMM4 « coins coupés » en présence de l'antenne fil-plaque, ceux du patch surmonté du même aérien terrestre légèrement modifié ainsi que ceux de l'antenne de référence XM3.

theta (degrés)		± 70	± 60	± 30	0
Gain moyen (dBic)	patch + fil-plaque	-0,4	0,6	2,7	4,1
	réseau + fil-plaque	-2	-0,1	5	6,9
	XM3	1,5	1,9	3,8	5,1

Tableau IV-4 : Comparaison des gains du réseau et du patch en présence de la fil-plaque et de l'antenne de référence

On constate que le réseau présente des niveaux supérieurs à celui du patch pour les angles d'élévation importants mais plus faibles dès que l'on se rapproche de l'horizon. Ces résultats sont tout à fait similaires à ceux du paragraphe IV du chapitre III où les deux aériens ne sont pas en présence de l'antenne terrestre.

IV.2 Antenne terrestre

La comparaison des gains et écarts types des deux antennes terrestres est très importante puisque c'est elle qui peut déterminer le choix de l'antenne préférentielle. Les

différentes valeurs mesurées sont récapitulées dans le *tableau IV-5* ainsi que celles de l'antenne terrestre Pioneer qui est la plus performante des aériens de référence.

Fréquence (GHz)		2,32	2,345
fil-plaque + patch	Gain moyen (dB)	-2,2	-1,9
	Ecart type (dB)	0,9	1,1
fil-plaque + réseau	Gain moyen (dB)	-4,1	-4
	Ecart type (dB)	4,1	3,8
Pioneer	Gain moyen (dB)	-2,4	-2,5
	Ecart type (dB)	1	1

Tableau IV-5 : Comparaison des gains et écarts types mesurés de la fil-plaque sur le patch et sur le réseau et de l'antenne de référence Pioneer

Comme le présente ce tableau, la fil-plaque positionnée sur le patch présente des gains moyens mesurés supérieurs d'environ 2 dB à ceux de l'aérien terrestre positionné sur le réseau. Ses performances sont également meilleures que celles de l'antenne de référence. Concernant l'omnidirectionnalité, seule la fil-plaque sur le réseau présente des résultats médiocres.

IV.3 Conclusion

Compte tenu de ces résultats et de ceux du chapitre III (le paragraphe IV montrait en effet que le patch avait une très légère « avance » sur le réseau en terme de résultats), il semble donc que les arguments en faveur d'un patch surmonté d'une fil-plaque l'emportent. En effet, les performances électromagnétiques sont globalement meilleures et surtout l'encombrement est très réduit.

V Conclusion

Ce chapitre était dédié à l'insertion de l'antenne dite terrestre dans le module contenant l'antenne satellite. La première partie a donc consisté à étudier une antenne omnidirectionnelle à polarisation verticale et nous avons choisi l'antenne fil-plaque pour des raisons de compacité (dans ses dimensions verticales) et de coût. Cinq structures globales ont ensuite été étudiées en simulation et trois d'entre elles (une fil-plaque au-dessus d'un réseau pour les projets XM et XM-Sirius, puis au-dessus d'un patch) ont été réalisées et mesurées.

Des résultats très concluants ont été obtenus pour le projet XM puisque l'insertion de la fil-plaque perturbe peu le rayonnement du réseau. Les problèmes de gain peuvent de plus être en partie résolus à l'aide des circuits d'amplification.

Dans le cas du projet XM-Sirius, le couplage entre les antennes terrestre et satellite est plus important. En ce qui concerne le réseau, d'autres positions de l'antenne fil-plaque sont à étudier afin de réduire l'interaction entre les aériens. Quant à la solution du patch surmonté d'une fil-plaque, les simulations ont donné des résultats très intéressants en partie validés lors des mesures. Il convient cependant de réaliser une nouvelle maquette ajustée en fréquence pour les deux aériens.

Ces différentes conclusions permettent toutefois de privilégier la solution du patch par rapport au réseau.

CONCLUSION GENERALE

Grâce à l'émergence récente de nouvelles technologies, la radiodiffusion numérique par satellite est devenue une réalité. La faisabilité et les performances de la radiodiffusion sont maintenant évidentes. Les systèmes XM Radio et Sirius Radio fonctionnent de manière satisfaisante et connaissent un large succès aux Etats-Unis malgré leur coût. Le premier chapitre de ce mémoire a permis de mettre en évidence l'intérêt de ces technologies et de les présenter en détail. Les options envisagées par l'Université de Limoges (et plus précisément le CREAPE), à savoir des solutions planaires de type patch ou réseau de patches, dans la conception d'aériens de réception ont par ailleurs été présentées. Une description rapide de la polarisation circulaire et des moyens de la générer a été effectuée ainsi que celle des outils numériques et de simulation utilisés au cours de ces trois années de recherche sans lesquels ces travaux n'auraient pu aboutir.

Le projet XM constituait un challenge intéressant et la solution proposée met en avant une certaine originalité de conception. En effet, le réseau conçu par nos soins présente un diagramme de rayonnement cardioïdal alors que les éléments de base rayonnent dans l'axe. Ceci est réalisé grâce à la mise en place d'un réseau de distribution particulier. Ainsi les quatre patches du réseau présentent des phases de 0° - 90° - 180° - 270° . La polarisation circulaire est correctement réalisée et le principal défaut relevé de cet aérien se trouve dans un manque de gain très important par rapport aux spécifications du cahier des charges. Cependant la source de ce problème a été identifiée et provient des fortes pertes diélectriques du substrat utilisé. Il est donc très facile d'y remédier en changeant de matériau. Par ailleurs, l'ensemble est extrêmement plat (« low profile ») ce qui permet une intégration aisée sur un véhicule.

Concernant le projet XM-Sirius, deux solutions planaires ont été étudiées en simulation et en mesure. Nous avons dans un premier temps envisagé l'utilisation d'un patch à encoches dont l'avantage indéniable est la réduction de l'encombrement (et par conséquent du coût). Cet aérien présente par ailleurs un meilleur gain à l'horizon que le réseau de quatre patches à encoches en phase étudié dans un deuxième temps. Ce dernier est pour sa part bien plus performant dans l'axe en terme de gain. Même si les niveaux que nous avons obtenus sont légèrement faibles dans les deux cas notamment pour des angles proches de l'horizon, ils sont comparables à ceux d'antennes dites de référence puisque achetées sur le marché américain. Ces dernières compensent en effet ce léger défaut par une augmentation substantielle du gain des LNA ce qui leur permet de satisfaire le cahier des charges du module

« actif ». Il est donc tout à fait envisageable de procéder de même afin d'obtenir la validation de nos aériens par XM et Sirius.

L'insertion de l'antenne terrestre a fait l'objet d'une étude complémentaire pour les deux projets. L'aérien choisi (une antenne fil-plaque) a d'abord été analysé seul et ses performances ont été comparées à celles d'une antenne quart d'onde, antenne de référence dans le domaine automobile. Son intégration au sein des diverses solutions satellites a montré de très bons résultats. Concernant le projet XM, l'antenne terrestre a été positionnée au centre du réseau de patches. Le rayonnement de ce dernier n'a pas été dégradé et la mesure de la fil-plaque a donné des résultats intéressants. Dans le cadre du projet XM-Sirius, l'antenne fil-plaque a également été insérée au centre du réseau puis au-dessus du patch. Les mesures effectuées et les performances obtenues pour chaque module ont ensuite permis de privilégier la solution « patch + fil-plaque » par rapport à celle du « réseau + fil-plaque ».

Les différents résultats obtenus permettent en tous cas à SCE-MAG d'envisager une suite « industrielle » aux projets XM et XM-Sirius. Dans un avenir proche, une nouvelle maquette du patch XM-Sirius surmonté de la fil-plaque va être réalisée et mesurée. Les étapes suivantes de développement vont consister à la validation de l'ensemble « antennes terrestre et satellite » par des mesures sur véhicule, puis à la mise en place des circuits d'amplification et enfin à la conception d'un boîtier intégrant le module antenne complet.

Les perspectives concernant ces projets sont nombreuses et variées. Il semble en effet qu'un nouveau cahier des charges vienne d'être rédigé autorisant l'utilisation d'une antenne unique pour les réceptions satellite et terrestre. Ce concept est très intéressant puisqu'il permettrait une réduction de l'encombrement supplémentaire. Dans le cadre d'un tel cahier des charges, il est en effet possible par exemple pour le projet XM de n'utiliser que la seule antenne fil-plaque moyennant de légères pertes pour la réception satellite, compensables à l'aide des circuits d'amplification.

ANNEXES

ANNEXE 1

La polarisation d'une antenne

I Caractéristiques principales

Une antenne rayonne une onde qui, en champ lointain, présente localement les propriétés d'une onde plane. La polarisation de cette onde dans une direction donnée est, par définition, caractérisée par la projection, dans le plan orthogonal à la direction de propagation de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine.

En régime harmonique, dans la base $(\vec{e}_r, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\phi)$ des coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) , le champ électrique lointain peut s'écrire en un point fixé :

$$\vec{E}(t) = E_\theta(t) \vec{e}_\theta + E_\phi(t) \vec{e}_\phi \quad (\text{A1-1})$$

$$\text{avec} \quad \begin{cases} E_\theta(t) = E_{\theta m} \cos(\omega t + \alpha_\theta) \\ E_\phi(t) = E_{\phi m} \cos(\omega t + \alpha_\phi) \end{cases}$$

Soit α la différence de phase entre les deux composantes, $\alpha = \alpha_\theta - \alpha_\phi$; on montre que les composantes E_θ et E_ϕ vérifient l'équation :

$$\frac{E_\theta^2(t)}{E_{\theta m}^2} + \frac{E_\phi^2(t)}{E_{\phi m}^2} - 2 \cos \alpha \cdot \frac{E_\theta(t) \cdot E_\phi(t)}{E_{\theta m} \cdot E_{\phi m}} - \sin^2 \alpha = 0 \quad (\text{A1-2})$$

Cette équation définit, dans le plan (θ, ϕ) , l'**ellipse de polarisation** du champ rayonné, symétrique par rapport à l'origine. Comme indiqué sur la *figure A1-1*, l'axe principal de l'ellipse est incliné d'un angle ψ par rapport à l'axe $O\theta$ du repère, donné par [A1.1] :

$$\tan 2\psi = \frac{2E_\theta E_\phi \cos \alpha}{E_\theta^2 - E_\phi^2} \quad (\text{A1-3})$$

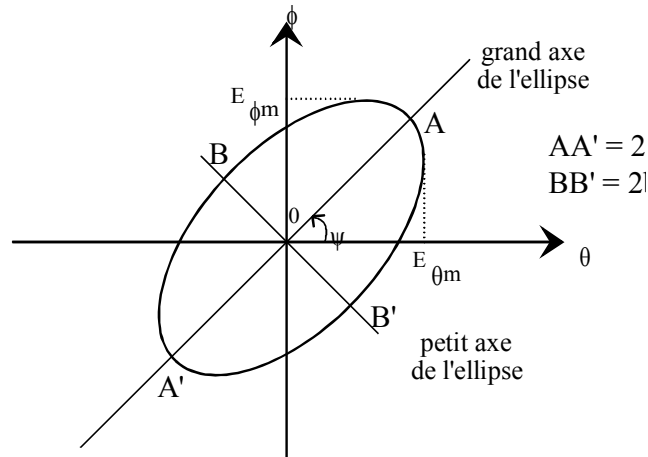


Figure A1-1 : ellipse de polarisation

Dans le cas général, la polarisation d'une antenne est une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la direction de rayonnement considérée. Le sens du parcours décrit par l'extrémité du vecteur champ électrique définit le sens de la polarisation. Il est dit droit (resp. gauche) si $\sin(\alpha) > 0$ (resp. $\sin(\alpha) < 0$), l'observateur regardant dans le sens de propagation de l'onde.

Une polarisation est caractérisée généralement par son taux d'ellipticité (ou rapport axial) T qui est défini par l'égalité suivante :

$$T = \frac{\text{grand diamètre de l'ellipse}}{\text{petit diamètre de l'ellipse}} = \frac{a}{b} \quad (\text{A1-4})$$

exprimé habituellement en décibel : $T(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(\frac{a}{b} \right)$.

En posant $a_1 = |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2$, $a_2 = |E_\theta| \cdot |E_\phi|$, on obtient après un changement de coordonnées adéquat :

$$T = \left(\frac{a_1 - \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2^2 \cdot \sin^2 \alpha}}{a_1 + \sqrt{a_1^2 - 4 \cdot a_2^2 \cdot \sin^2 \alpha}} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (\text{A1-5})$$

Pratiquement, deux cas particuliers de polarisation sont le plus souvent recherchés :

- la polarisation rectiligne ($T \rightarrow \infty$ ou $T = 0$), obtenue quand le champ reste parallèle à une direction au cours du temps : l'ellipse devient un segment de droite ;

- la polarisation circulaire ($T = 1$) droite ou gauche, lorsque les deux composantes du champ électrique vibrent en quadrature de phase ($|\alpha| = \pi / 2$) avec une même amplitude ($E_{\theta m} = E_{\phi m}$) : l'ellipse devient alors un cercle.

Ainsi, dans chaque direction (θ, ϕ) de l'espace, une antenne présente un certain "état de polarisation" entièrement caractérisé par la connaissance du taux d'ellipticité, du sens et de l'inclinaison ψ (par rapport à une direction de référence) du grand axe de l'ellipse de polarisation. Chaque état de polarisation peut être représenté par un point unique sur une sphère attribuée à POINCARÉ représentée sur la *figure A1-2* [A1-2].

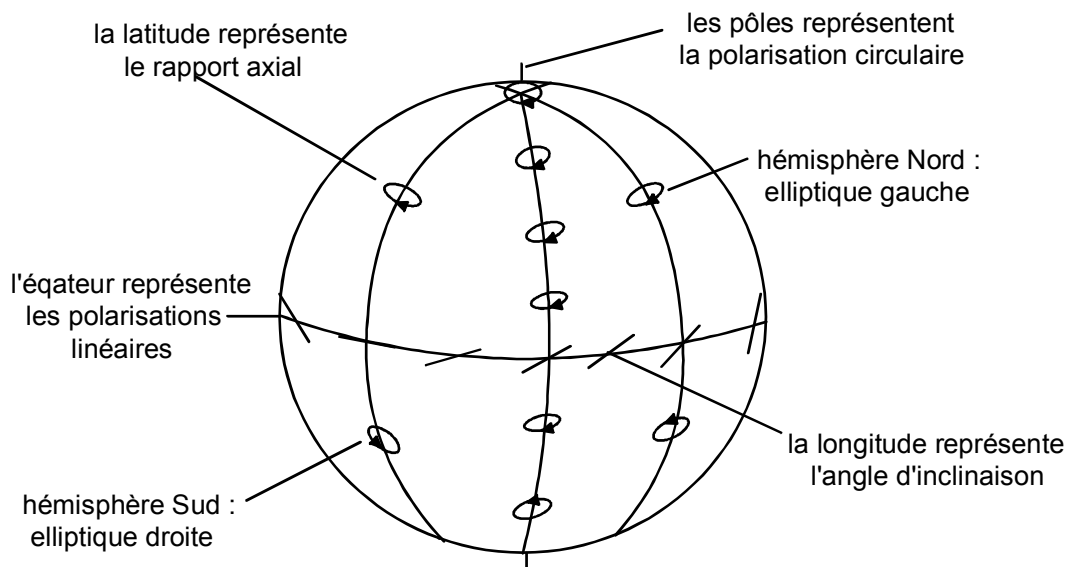


Figure A1-2 : Sphère de POINCARÉ

Cette représentation permet aussi d'évaluer le rendement (ou couplage) de polarisation p quand une onde radioélectrique arrive sur une antenne. A partir des relations trigonométriques dans la sphère, l'expression de p peut être obtenue en fonction des taux d'ellipticité de l'onde incidente (T_i) et de l'aérien de réception (T_r), comme suit :

$$p = \frac{(1 + T_i^2)(1 + T_r^2) + 4T_i T_r + (1 - T_i^2)(1 - T_r^2) \cos 2\varphi}{2(1 + T_i^2)(1 + T_r^2)} \quad (\text{A1-6})$$

où φ est l'écart angulaire entre les grands axes des ellipses.

$T_i T_r > 0$ (resp. < 0) pour des polarisations de même sens (resp. de sens contraire) évaluées dans un repère identique.

Le paramètre p caractérise le transfert de puissance entre les polarisations de l'émission et de la réception. L'émission et la réception sont dites en copolarisation pour la valeur de φ où p est maximale et en contrapolarisation pour celle où p est minimale.

II La polarisation circulaire

En plus de ces caractéristiques électriques, l'antenne en polarisation circulaire est définies par :

- son taux d'ellipticité
- son sens de rotation
- son diagramme de rayonnement en polarisation circulaire

Dans la plupart des applications, un taux d'ellipticité inférieur à 3 dB dans le lobe à mi-puissance est suffisant. Pour notre cas particulier, les spécifications imposent un taux inférieur à 4 dB.

Lors de la simulation par la méthode des différences finies, la valeur du taux d'ellipticité de l'antenne et son sens de rotation sont décrits à partir du module et de la phase des composantes du champ électrique total rayonné.

Si le sens de la polarisation de l'antenne sous test est droit, une antenne de réception en polarisation circulaire droite parfaite ne recevrait que la composante du diagramme de rayonnement en polarisation circulaire droite, à savoir le diagramme de rayonnement en

"polarisation principale". Ainsi le diagramme de rayonnement en polarisation circulaire de l'antenne sous test, pour un sens défini, est obtenu grâce au champ électrique total rayonné et au rendement de polarisation p défini par :

$$p = \frac{1}{2} + \left(\frac{T_i}{1 + T_i^2} \right) \quad (\text{A1-7})$$

En effet, la relation (A1-6) est simplifiée puisque :

$$|T_r| = 1 \text{ (aérien de réception en polarisation circulaire parfaite),}$$

$$T_i T_r > 0 \text{ (émission et réception en copolarisation).}$$

• Formules approchées

Il est possible d'évaluer l'évolution angulaire du taux d'ellipticité ainsi que sa dépendance relative aux lois d'excitation en amplitude et phase, à partir de formules approchées. Le champ rayonné à grande distance par une antenne plaque fonctionnant sur son mode fondamental selon la direction Ox peut être approché [A1.3] par la relation (pour $0 \leq \theta \leq \pi/2$ et $0 \leq \phi \leq \pi/2$) :

$$\vec{E}_1(r, \theta, \phi) = A_1 \sqrt{\eta_0} \left(C_E(\theta) \cdot \cos \phi \cdot \vec{e}_\theta - C_H(\theta) \cdot \sin \phi \cdot \vec{e}_\phi \right) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (\text{A1-8})$$

et pour une polarisation selon Oy:

$$\vec{E}_2(r, \theta, \phi) = A_2 \sqrt{\eta_0} \left(C_E(\theta) \cdot \sin \phi \cdot \vec{e}_\theta + C_H(\theta) \cdot \cos \phi \cdot \vec{e}_\phi \right) \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \quad (\text{A1-9})$$

A_1 et A_2 sont des constantes complexes ; $A_1 = A_2 = A_0$ si les amplitudes d'excitation sont égales. η_0 est l'impédance d'onde dans le vide.

$C_E(\theta)$ et $C_H(\theta)$ représentent les diagrammes de rayonnement respectivement dans les plans E et H, calculés par la méthode de la cavité classique.

Dans le cas d'une antenne polarisée circulairement grâce à l'excitation de deux modes polarisés orthogonalement et en quadrature de phase (*figure A1-3*), le champ total rayonné peut s'écrire :

$$\vec{E}_t(\vec{r}) = \vec{E}_1(\vec{r}) + j\tau\vec{E}_2(\vec{r}) \quad (\text{A1-10})$$

$$\vec{E}_t(\vec{r}) = A_0\sqrt{\eta_0}\left(C_E(\theta)\cdot\vec{e}_\theta + j\tau C_H(\theta)\cdot\vec{e}_\phi\right)\cdot\frac{e^{-jkr}}{r}\cdot e^{j\tau\phi} \quad (\text{A1-11})$$

si $\tau = +1$ polarisation gauche

$\tau = -1$ polarisation droite

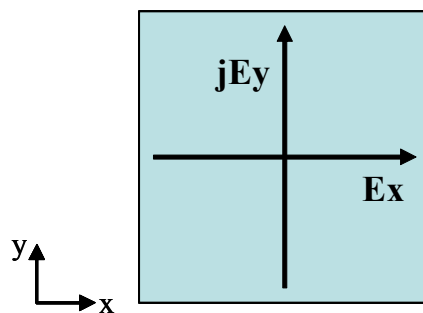


Figure A1-3 : excitation de deux modes orthogonaux

Remarques :

- Le taux d'ellipticité dans l'axe est égal à τ si $C_E(\theta = 0) = C_H(\theta = 0)$.
- Si $|\tau| = 1$ la polarisation circulaire est pure dans l'axe et se détériore dans les autres directions (quand θ varie).

ANNEXE 2

La méthode des différences finies dans le domaine temporel (F.D.T.D.)

Cette méthode permet de résoudre numériquement les équations de Maxwell [A2-1] 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 A2-1*).

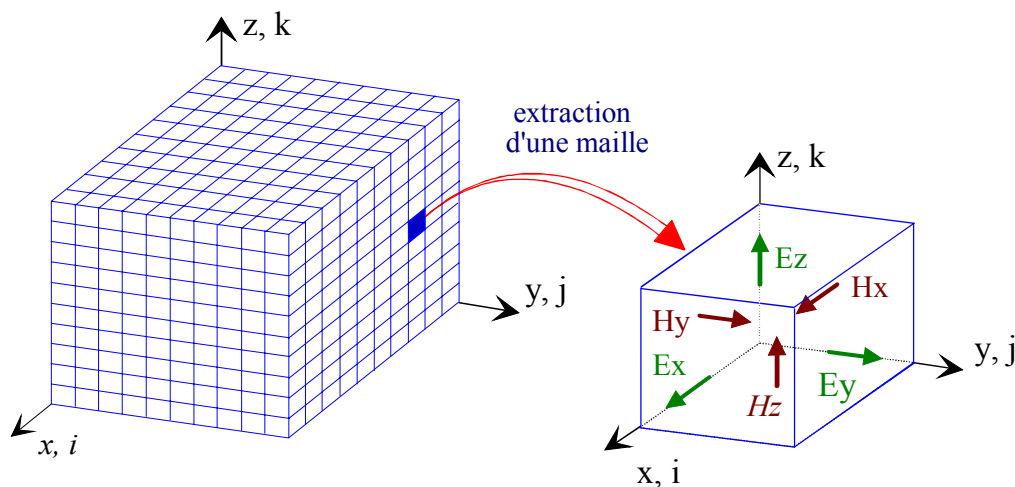


Figure A2-1 : Volume de calcul et cellule élémentaire

La discrétisation temporelle est effectuée avec un pas d'échantillonnage constant Δt . Les champs magnétiques sont alors évalués à des instants multiples pairs du demi-pas d'échantillonnage temporel $\Delta t/2$ et les champs électriques aux instants multiples impairs.

I Problèmes 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 car, la plupart du temps, elle doit simuler un espace libre, donc supposé infini. Or, la capacité de calcul étant nécessairement finie, un problème survient dans la détermination des champs situés à la limite du volume. En effet, comme le montre la *figure A2-2*, il est impossible de déterminer, par exemple, la composante E_x aux frontières du domaine discrétisé, car il faudrait alors connaître la valeur de H_z à l'extérieur de ce même volume.

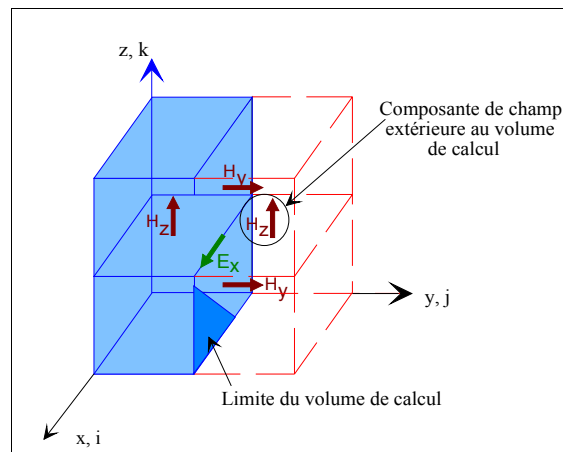


Figure A2-2 : Calcul de E_x aux frontières du maillage

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.

Pour éviter ceci, il existe une méthode de calcul dite des « couches absorbantes », qui consiste à simuler l'espace infini par des couches atténuant les ondes réfléchies [A2.2].

Plusieurs sortes de couches ont été développées par les chercheurs. A l'heure actuelle, les plus efficaces sont les couches absorbantes dites P.M.L. (*Perfectly Matched Layers*) qui ont été conçues par Bérenger [A2.3]. 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 [A2.4] et Liao [A2.5].

Le principe théorique des couches P.M.L. est de traiter séparément les composantes des champs électriques et magnétiques dans la région absorbante, avec la possibilité d'y imposer des pertes différentes, pour chaque composante. Ces développements originaux ont permis de créer un milieu non physique, dont le coefficient de réflexion est indépendant de l'angle d'incidence et de la fréquence de l'onde à absorber. De ce fait, il n'est pas obligatoire de les placer loin de la structure, une condition d'onde plane n'étant pas nécessaire.

Dans le code des différences finies utilisé, les caractéristiques des couches P.M.L. sont calculées en fonction des paramètres suivants :

- la précision voulue qui fixe l'épaisseur des couches
- le coefficient de réflexion sous incidence normale
- la position des couches P.M.L. par rapport au volume occupé par la structure comprenant les éléments métalliques, les fils minces et une surface fictive sur laquelle seront localisés les courants équivalents qui serviront au calcul du diagramme de rayonnement.

II Modélisation des surfaces métalliques et des interfaces diélectriques

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 A2-3*.

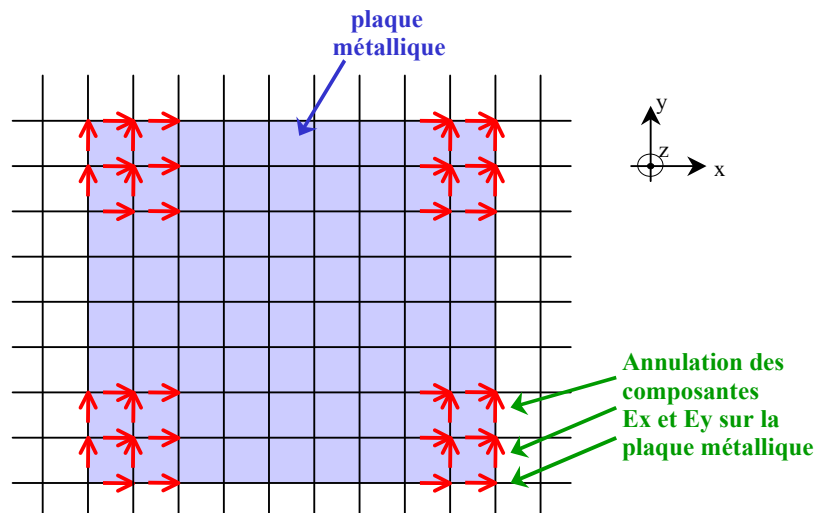


Figure A2-3 : Plaque métallique (vue de dessus)

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 demie maille de part et d'autre. Cela peut apparaître particulièrement problématique dans le cas de structures résonantes comme celles que nous avons étudiées, où la fréquence de travail est liée aux dimensions précises des métallisations. Pour connaître alors les dimensions réelles modélisées d'une plaque métallique, une étude paramétrique [A2.6] a été menée, la confrontation entre la théorie et la mesure conduisant à un facteur correctif empirique égal à 0,75. Par exemple, la longueur réelle L d'une plaque modélisée par n cellules élémentaires de dimensions Δ sera égale à: $L=(n+0,75)\cdot\Delta$.

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 tangentielles 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 A2-4).

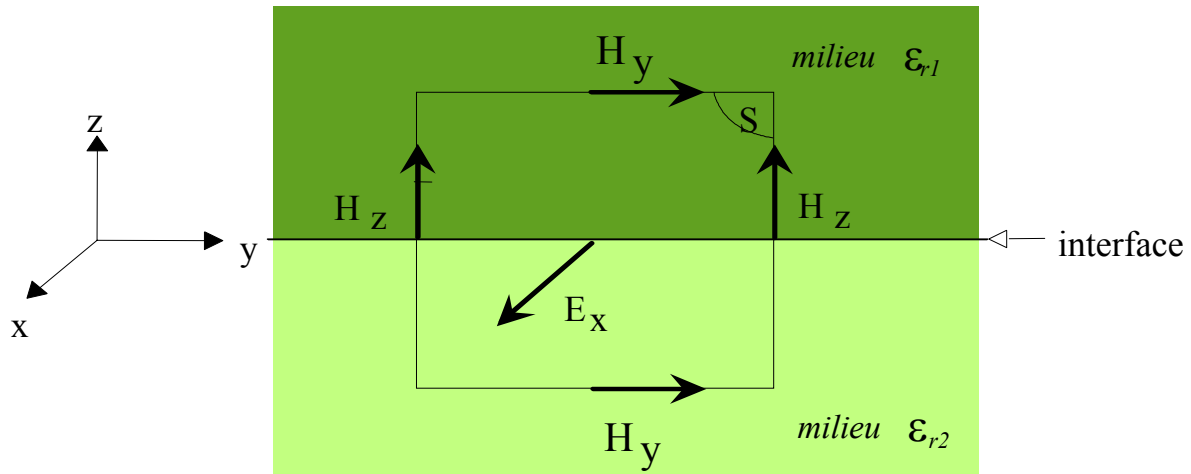


Figure A2-4 : Traitement de l'interface, composante E_x

L'expression de l'équation de Maxwell-Ampère sous forme intégrale nécessite la discrétisation de l'intégrale suivante :

$$\iint_S \epsilon_0 \epsilon_r \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} dS \quad (\text{A2.1})$$

Les composantes tangentielles du champ \vec{E} 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.

De manière plus générale, un développement similaire permet de traiter les composantes du champ électrique sur n'importe quel nœud diélectrique (*figure A2-5*), 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 de l'espace. La simulation d'aériens multicouches très divers, possédant des dimensions transverses finies ou infinies, peut ainsi être rigoureusement réalisée.

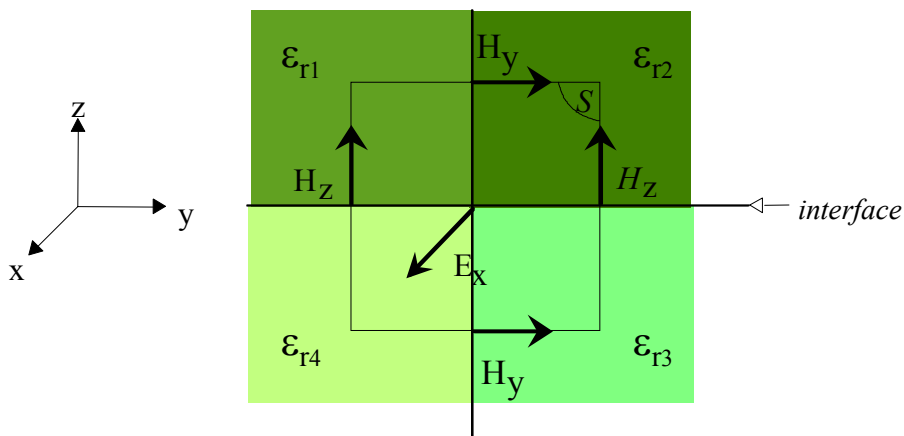


Figure A2-5 : Traitement de la composante E_x sur un nœud diélectrique

III Calcul du champ rayonné à 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, une méthode dite mixte, temporelle et fréquentielle, a été développée. Elle 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, à partir des sources électromagnétiques équivalentes, disposées sur une surface fictive entourant la structure rayonnante, les champs à grande distance. Ceci s'effectue à l'aide des intégrales de rayonnement. Compte tenu des applications envisagées 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 [A2.7] 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 car 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.

IV Diagrammes de rayonnement

Grâce à cette méthode de calcul, il est possible de connaître le rayonnement des dispositifs simulés. Le comportement lointain d'une antenne est généralement caractérisé par son diagramme de directivité $D(\theta, \phi)$ qui décrit l'aptitude d'une antenne à concentrer son

énergie dans une ou plusieurs directions privilégiées. La mesure pratique d'une antenne donne son gain, que l'on peut déduire de la directivité par :

$$G_R(\theta, \phi) = e(1 - |S_{11}|^2) D(\theta, \phi) \quad (\text{A2.2})$$

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

Ce gain tient compte des pertes dues à la désadaptation éventuelle de l'antenne, un gain intrinsèque pouvant être donné par :

$$G_{\text{intrinsèque}} = \frac{G_{\text{réalisé}}}{1 - |S_{11}|^2} \quad (\text{A2.3})$$

Bien entendu, dans le cas d'une antenne parfaitement adaptée, les gains réalisé et intrinsèque sont égaux. De plus, le gain, grandeur sans dimension, est généralement exprimé par sa valeur en décibels :

$$G(\theta, \phi)|_{\text{dB}} = 10 \log_{10} G(\theta, \phi) \quad (\text{A2.4})$$

V Caractérisation électrique des antennes

Après cette brève présentation de la méthode F.D.T.D., nous allons désormais expliquer la façon dont elle permet de caractériser les antennes simulées en tant que circuit.

V.1 Choix de l'excitation

L'outil F.D.T.D. permet d'exciter les antennes de deux manières : par sonde coaxiale 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).

V.2 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 $Ze(f)$ et le couplage entre les dispositifs $S_{21}(f)$.

V.2.1 Impédance d'entrée dans le plan d'alimentation

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

$$Eg(f) = TF [eg(t)] \quad (A2.5)$$

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 $Ie(f)$ du courant est déterminé :

$$Ie(f) = TF [ie(t)] \quad (A2.6)$$

L'impédance d'entrée $Ze(f)$, dont le plan de référence est choisi au niveau du plan de masse, est obtenue à partir de $Eg(f)$, $Ie(f)$ et Zg l'impédance interne du générateur :

$$Ze(f) = \frac{TF[eg(t)]}{TF[ie(t)]} - Zg \quad (A2.7)$$

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

$$S_{11}(f) = \frac{Z_e(f) - Z_0}{Z_e(f) + Z_0} \quad (\text{A2.8})$$

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

V.2.2 Calcul du couplage entre éléments

Une méthode de calcul originale du couplage sur la sonde coaxiale a été élaborée [A2.8], 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 approximation 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 :

$$S_{21} = \frac{\text{TF}[i_{\text{sortie}}]}{\text{TF}[i_{\text{incident}}]} \quad (\text{A2.9})$$

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 A2-6*). En nous inspirant de la mesure, il est possible de déterminer le courant incident. Le courant à l'entrée du dispositif est égal 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 (A2.9). Le schéma équivalent électrique du générateur sur son impédance d'adaptation (*figure A2-7*) permet de retrouver théoriquement le courant incident.

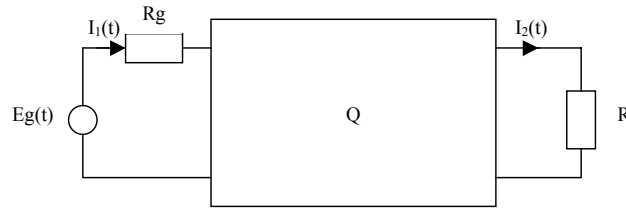


Figure A2-6 : Tension et courants disponibles en F.DT.D.

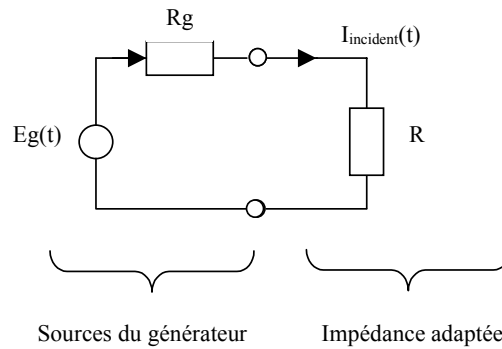


Figure A2-7 : Circuit équivalent d'un générateur sur son impédance d'adaptation

Le courant incident est donc équivalent à :

$$I_{\text{incident}}(f) = \frac{E_g(f)}{R_g + R_g} \quad (\text{A2.10})$$

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

$$S_{21} = \frac{\text{TF}[i_2(t)]}{\text{TF}\left[\frac{eg(t)}{2 R_g}\right]} \quad (\text{A2.11})$$

Cette méthode apparaît comme donnant des résultats en parfaite concordance avec la réalité, elle peut alors être généralisée [A2.8] par la formule suivante :

$$S_{i1} = \frac{\text{TF}[I_i(t)]}{\text{TF}[I_{\text{incident}}(t)]} \quad (\text{A2.12})$$

ANNEXE 3

Les dispositifs expérimentaux

I Base de mesure de l'IRCOM

I.1 Mesure en adaptation

L'analyseur de réseau vectoriel mesure directement le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de la fréquence : $S_{11}(f)$. Pour cela, la sortie RF de l'analyseur est reliée à l'entrée d'un coupleur directif qui envoie l'énergie sur l'antenne à caractériser, l'onde réfléchie étant redirigée vers une entrée de ce même analyseur (*figure A3-1*). La comparaison de cette onde réfléchie avec l'onde émise permet de déterminer le $S_{11}(f)$ dans le plan choisi lors de l'étalonnage du dispositif. Le traitement du module et de la phase de ce coefficient de réflexion permet ensuite de remonter si désiré à l'impédance de l'antenne.

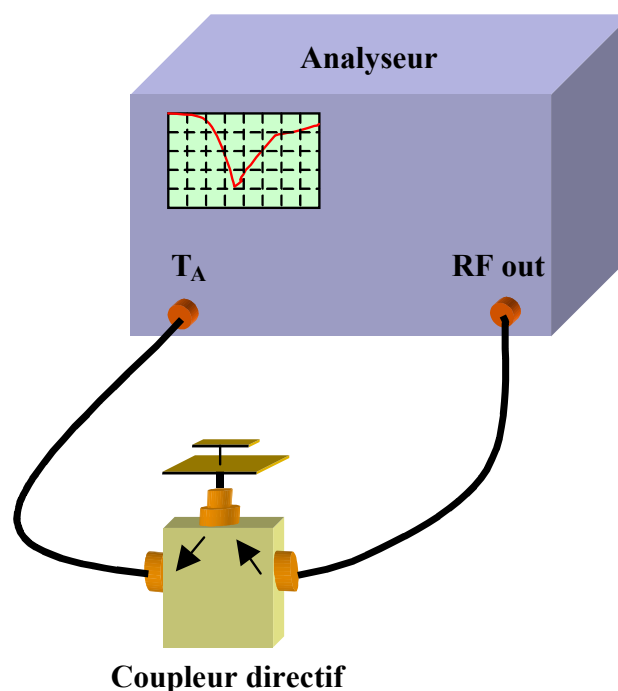


Figure A3-1 : Dispositif de mesure du S_{11}

I.2 Mesure en rayonnement

La détermination des caractéristiques de rayonnement est effectuée en mesurant un système comprenant deux antennes, l'une en émission et l'autre en réception. Le schéma de principe de cette base est présenté en *figure A3-2*.

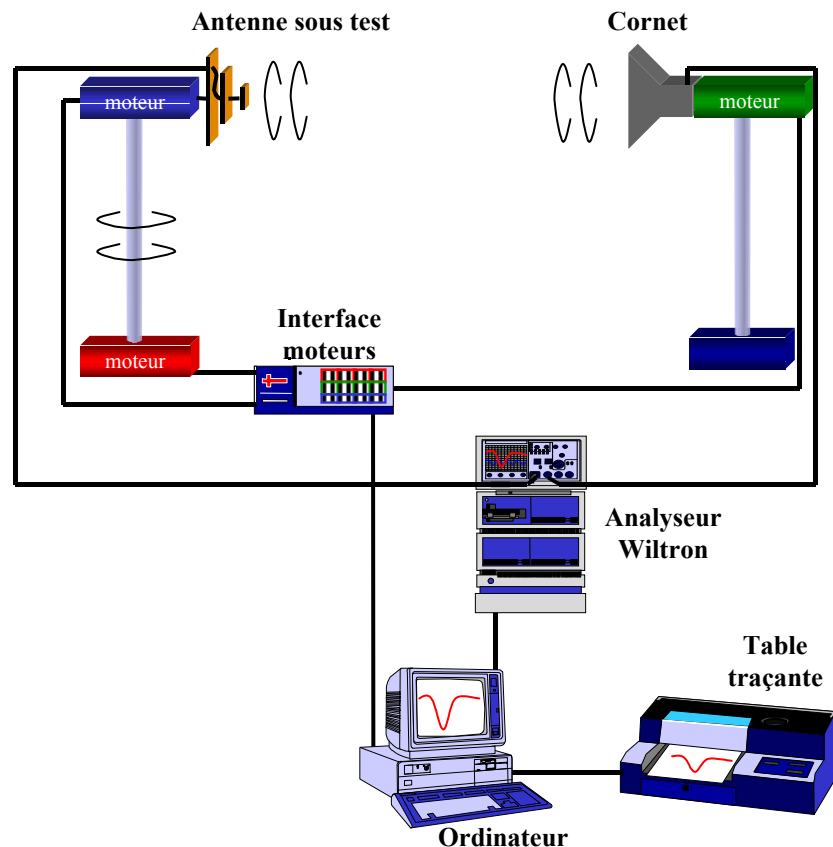


Figure A3-2 : Schéma de principe du banc de mesure en rayonnement d'antennes

A chaque extrémité de la chambre sont disposés deux piédestaux. Sur l'un est placé l'antenne à mesurer et sur l'autre est fixée l'antenne de référence. Nous disposons de deux antennes de référence : l'une, à polarisation linéaire, est un cornet à une entrée fonctionnant pour les fréquences de 1 à 12 GHz, l'autre, à polarisation circulaire, est également un cornet mais à deux entrées orthogonales déphasées de 90° . Dans les deux cas, cette antenne possède une liberté de rotation de 360° autour de l'axe reliant les antennes afin de pouvoir mesurer les différentes polarisations du champ émis par l'antenne sous test.

Notons que le cornet à polarisation circulaire est utilisable en polarisation linéaire si une seule des deux entrées est employée.

L'antenne sous test est quant à elle placée sur un piédestal permettant une rotation de 360° autour de son axe (axe vertical). La disposition de cette antenne par rapport à l'antenne de référence permet de choisir le plan de coupe correspondant à la mesure. La sortie RF du Wiltron est alors connectée à l'antenne de référence alors que l'antenne sous test est connectée à une entrée de celui-ci. La mesure de l'atténuation du signal reçu par cette antenne sous test par rapport au signal émis en fonction de l'angle de rotation permet de déterminer un diagramme de rayonnement dans un plan de coupe pour une polarisation donnée. Bien entendu, l'ensemble de ce dispositif est géré par un ordinateur permettant à la fois l'automatisation de ces mesures et la collecte des résultats.

Le gain de l'antenne est alors 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 :

$$\alpha = G_r \cdot G_{rc} \left(\frac{\lambda}{4\pi \cdot R} \right)^2 \cdot \rho \quad (\text{A3-1})$$

$$\text{d'où :} \quad G_r = \frac{\alpha}{G_{rc} \cdot \rho} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{A3-2})$$

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 .

En général, les diagrammes en polarisation principale et croisée sont représentés dans des plans particuliers (*figure A3-3*) : deux plans verticaux (ou plans en site) nommés plan $\varphi=0^\circ$ (ou plan xOz) et plan $\varphi=90^\circ$ (ou plan yOz), et un plan horizontal (ou plan azimutal)

correspondant au plan $\theta=90^\circ$. On décrit comme polarisation croisée le niveau de rayonnement perpendiculaire à la polarisation principale dans le cas d'une polarisation linéaire. Sur les antennes imprimées, cette polarisation croisée est due aux courants d'excitation des modes supérieurs et aux alimentations des antennes. Dans le cas d'une antenne à polarisation circulaire, la qualité de cette polarisation est définie par le taux d'ellipticité T .

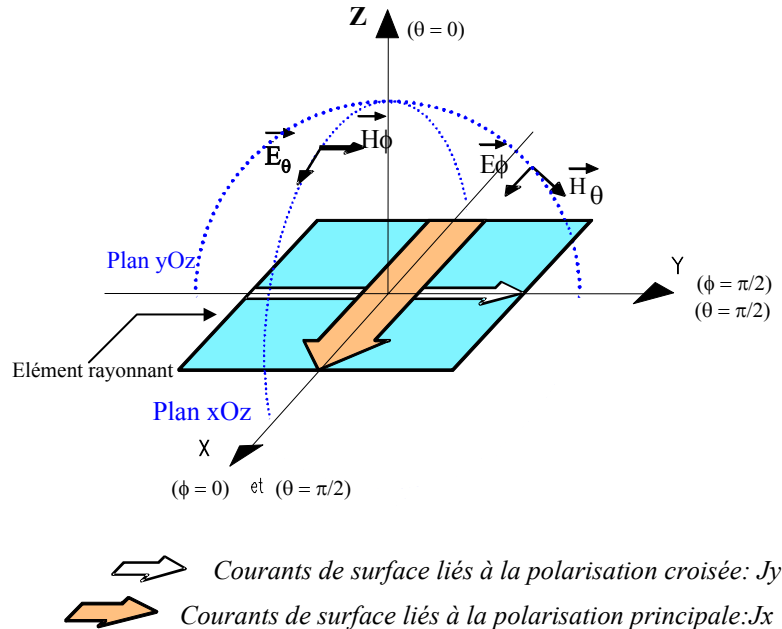


Figure A3-3 : Diagramme de rayonnement et courants de surface

I.3 Caractéristiques de la polarisation circulaire

Dans la base de mesure de l'IRCOM, pour bien caractériser l'état de polarisation de l'antenne sous test, le taux d'ellipticité $T(\theta)$ est mesuré sur une certaine ouverture angulaire et aux différentes fréquences de la bande utile.

Pour la mesure dans l'axe principal de l'antenne sous test, à une fréquence donnée, le cornet de réception est mis en rotation autour de son axe de symétrie. La puissance délivrée pour chaque position angulaire du cornet est recueillie ce qui permet de tracer la courbe suivante :

$$q(\Omega) = \frac{|\vec{E}_m|^2}{E_{\max}^2 / 2} \quad (\text{A3.3})$$

où \vec{E}_m est le champ mesuré décrivant une ellipse de valeur maximale E_{\max} . La courbe d'équation $q(\Omega)$ représentée sur la *figure A3-4* évolue entre 2 limites, q_{\max} et q_{\min} , toujours situées à des angles Ω_{\max} et Ω_{\min} en quadrature. Le taux d'ellipticité de l'antenne à une fréquence et dans une direction données est obtenu par :

$$T = \left(\frac{q_{\max}}{q_{\min}} \right)^{1/2} \quad (\text{A3.4})$$

De façon automatique, le taux d'ellipticité peut être ainsi calculé à une fréquence donnée sur l'ouverture angulaire souhaitée :

- l'antenne sous test est positionnée dans une direction θ_i par rapport à l'axe du cornet ;
- le cornet est mis en rotation autour de son axe de symétrie : calcul de $T(f, \theta_i)$;
- rotation de l'antenne sous test par rapport à l'axe du positionneur : θ_{i+1} ;
- calcul de $T(f, \theta_{i+1})$...

Le sens de la polarisation est évalué à partir de la phase du signal reçu. En effet, si elle est croissante (resp. décroissante), la polarisation est gauche (resp. droite).

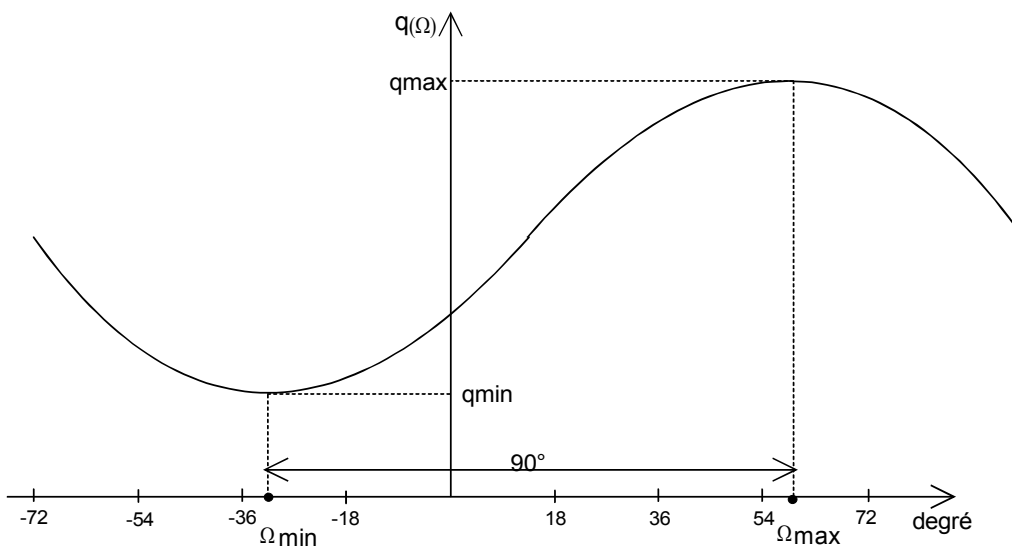


Figure A3-4 : Courbe de polarisation dans une direction θ_i

Le taux d'ellipticité est donné par le rapport :

$$T = \frac{N_{\max}}{N_{\min}} \quad (\text{A3.5})$$

où N_{\max} et N_{\min} sont les niveaux maximal et minimal de puissance reçus par le cornet de réception et tracés à l'écran du PC de la base de mesure du CREAPE.

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, la seule différence résidant dans l'utilisation d'un analyseur portable de type HP8594E à la place du Wiltron 360.

II.2 Mesure en rayonnement

Le dispositif de mesure en rayonnement utilisé à SCE-MAG pour simuler des conditions « réalistes » est présenté *figure A3-5*.

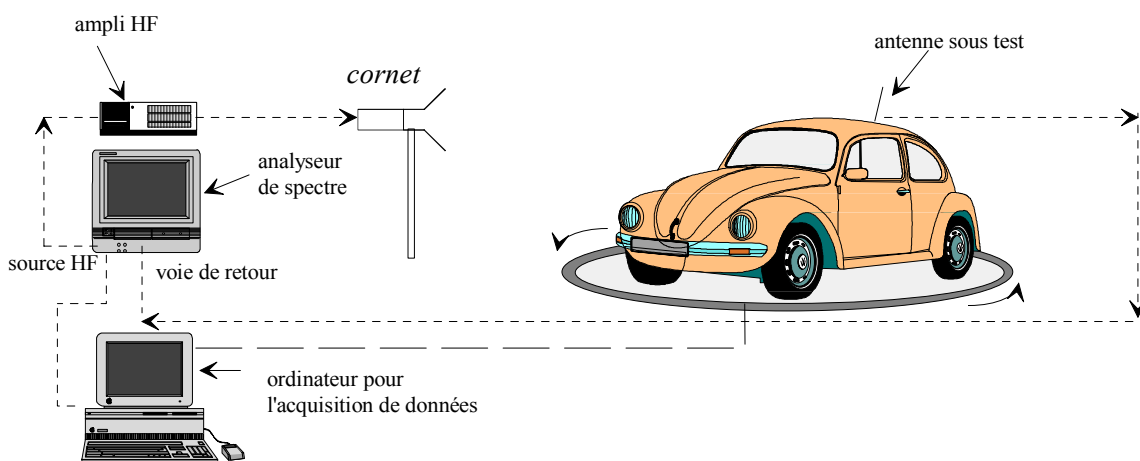


Figure A3-5 : Schéma du banc de mesure d'antennes en rayonnement

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.

BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE I

[I-1] http://perso.club-internet.fr/f_bailly/Satellite/SYNTHESE.htm

[I-2] http://fr.encyclopedia.yahoo.com/articles/do/do_4799_p0.html

[I-3] **D. Bultman**, “satellite radio : the next communications revolution”,
engr.calvin.edu/PRibeiro_WEBPAGE/courses/ engr302/Samples/Satellite%20Radio.doc

[I-4] “Introduction to Global Satellite Systems”,

www.compassroseintl.com/pubs/Intro_to_sats.html

[I-5] www.fing.org

[I-6] www.drm.org

[I-7] **WorldSpace**, www.worldspace.fr/?page=societe/presentation

[I-8] www.dabfrance.com/club3.htm

[I-9] www.rely-europe.com

[I-10] **Sirius Satellite Radio**, www.siriusradio.com

[I-11] **XM Satellite Radio**, www.xmradio.com

[I-12] Federal Communications Commission Report No. AUC 97-05, Auction No. 15, “FCC announces auction winners for digital audio radio service”,
wireless.fcc.gov/auctions/15/releases/da970656.pdf, April 2, 1997

[I-13] **David H. Layer**, « Digital radio takes to the road »,

www.spectrum.ieee.org/WEBONLY/publicfeature/jul01/dig.html

[I-14] **G. Trouillard**, “The Radio by Satellite”, Rapport de DEA, Septembre 2000

[I-15] **F. Pasquet**, “Rapport d’essais antenne XM-Sirius”, SCE MAG, Août 2002

- [I-16] **A. Petros**, « Antenna Module Specification », XM Technology Segment, November 2001
- [I-17] **C.C. Kilgus**, “resonant quadrifilar helix”, Microwave Journal, December 1970
- [I-18] **A. Sharaiha - C. Terret**, “Analysis of quadrifilar resonant printed antenna for mobile communications”, Proc. Inst. Elec. Eng., June 1984
- [I-19] **J.D. Dyson**, "The equiangular spiral antenna," IEEE Trans. Antennas and Propagat, pp. 181-187, April 1959
- [I-20] **G.A. Deschamps**, “Microstrip microwave antennas”, 3 rd USAF – Symposium on Antennas, 1953
- [I-21] **J.Q. Howell**, “Microstrip antennas”, I.E.E.E. Transactions on Antennas and Propagation – Vol. AP-22 – pp.90-93, January 1975
- [I-22] **J.R. James – P.S. Hall**, « Handbook of microstrip antennas », I.E.E. Electromagnetic Waves Series 28 – Peter Peregrinus LTD, 1989
- [I-23] **Y.T. Lo - W. F. Richards**, “Perturbation approach to design of circularly polarised microstrip antenna”, Electronics Letters – vol. 17 – n°11 – pp.383-385, May 1981
- [I-24] **S.A. Long - L.C. Shen - D.H. Schaubert - F.G. Farrar**, “An experimental study of circularly - polarized elliptical printed – circuit antenna”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation – Vol. AP-29 – n°1 – pp.95-99, January 1981
- [I-25] **Christian Melon**, “Contribution à la modélisation des ferrites par la méthode des différences finies en régime transitoire – Applications à l’étude de dispositifs microondes à ferrites”, Thèse de doctorat – n°14-96 – Université de Limoges, Avril 1996
- [I-26] **Sophia Solignac-Thizon**, « Etudes de l’élargissement de la bande passante de réseaux d’antennes imprimées en polarisation circulaire – Conception et réalisation de réseaux en bande C et Ka », Thèse de doctorat – n°69-98 – Université de Limoges, Décembre 1998
- [I-27] **Ph. Leveque**, “Diffraction d’ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes », Thèse de doctorat – n°14-94 – Université de Limoges, Février 1994

- [I.28] **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°13, pp. 302-307, May 1966
- [I.29] **A. Taflove – M.E. Brodwin**, “Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations”, I.E.E.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.23, n°8, pp. 623-630, August 1975
- [I.30] **X. Zhang – K.K. Mei**, “Time domain finite difference approach to the calculation for frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities”, I.E.E.E. Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol.36, n°12, pp. 1775-1787, December 1988
- [I.31] **T. Kashiwa – N. Yoshisa – I. Fufai**, “Three-dimensional analysis of patch antenna by Bergeron's method”, Trans. I.E.I.C.E., vol.71-B, n°4, pp. 576-584, April 1988, Japan
- [I.32] **A. Reineix – B. Jecko**, “Analysis of microstrip patch antennas using finite difference in time domain method”, I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, vol.37, n°11, pp. 1361-1369, November 1989
- [I.33] **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.34] **E. Penard**, "Etude d'antennes imprimées par la méthode de la cavité - Application au couplage", Thèse de doctorat - n°763 - Université de Rennes I, Décembre 1982
- [I-35] **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 - Université de Limoges, Décembre 1995
- [I-36] **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 - Université de Limoges, Novembre 1998

Chapitre II

[II-1] J.R. James – P.S. Hall – C. Wood, “Microstrip antenna theory and design”, I.E.E. Electromagnetic Waves Series 12 – Peter Pelegrinus LTD, 1981

[II-2] G.M. Rebeiz - L.P.B. Katehi and All., *"Integrated Horn Antennas for Millimeter Wave Application"*, I.E.E.E. Antennas and Propagation Magazine - Vol. 34 - 1992 - pp. 7-16.

[II-3] Richard Besançon, « Contribution à l'étude de réseaux d'antennes imprimées à pointage électronique. Conception et réalisation de maquettes en bande C et Ka », Thèse de doctorat – n°47-97 – Université de Limoges, Décembre 1997

[II-4] A. Constantine - Balanis, « Antenna theory – Analysis and Design », 1982

[II-5] Céline Laumond, “Conception de réseaux d'antennes imprimées large bande à fort gain”, Thèse de doctorat – n°26-00 – Université de Limoges, Juin 2000

[II-6] G. Trouillard – B. Jecko – D. Viratelle, « A low-profile microstrip antenna for mobile satellite communication systems », JINA 2002

Chapitre III

[III-1] **Terk**, www.terk.com

[III-2] **Pioneer**, www.pioneerelectronics.com

[III-3] **F. PASQUET**, “rapport d’essais : antennes XM commercialisées pour l’aftermarket”,
SCE MAG, Janvier 2002

Chapitre IV

[IV-1] 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

[IV-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 – Université de Limoges, Septembre 2001

[IV-3] Ch. Delaveaud, « Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles », Thèse de doctorat – n°40-96 – Université de Limoges, Octobre 1997

[IV-4] H.R. Hassani – P. Mirshekar - Syahkal, "Analysis of stacked rectangular patch antennas with normalized patches or unequal patches sizes", I.E.E.E. Trans. On Antennas and Propagation, vol. 42, n°9, September 1994

[IV-5] J.R. James – P.S. Hill, "Multilayer and parasitic configurations", Hand book of microstrip antennas, Peter Peregrinus Ltd, pp. 311-350, United Kingdom, 1989

Annexe 1

[A1-1] **J.D. Kraus**, « Antennas », Mc Graw – Hill book Company – New-York – USA, 1950

[A1-2] **Y.T. LO – S.W. LEE**, “Antenna Handbook ; Theory, applications and design”, Van Nostrand Reinhold Company – New-York – USA, 1988

[A1-3] **G. Dubost**, “Mutual impedance and coupling coefficient between two patches expressed through analytical forms”, Electronics Letters – Vol. 21 – n° 23 – pp. 1099-1101, Novembre 1985

Annexe 2

[A2-1] **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°13, pp. 302-307, May 1966

[A2-2] **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

[A2-3] **J.P. Berenger**, “A perfectly matched layer for free space simulation in finite difference computer codes”, Congrès EUROEM 94, Bordeaux, Juin 1994

[A2-4] **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, pp. 377-382, April 1981

[A2-5] **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

[A2-6] **Ph. Leveque**, “Diffraction d’ondes électromagnétiques transitoires par des obstacles en présence de milieux diélectriques à pertes », Thèse de doctorat – n°14-94 – Université de Limoges, Février 1994

[A2-7] **J.C. Kedzia**, “Analyse harmonique des antennes microrubans : effet des ondes de surface », Thèse de doctorat – n°14-87 – Université de Limoges, Mars 1987

[A2-8] **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 – Université de Limoges, Novembre 1998