

**UNIVERSITE DE LIMOGES**  
**ED S2I : Sciences et Ingénierie pour l'Information**  
**FACULTE DES SCIENCES ET TECHNIQUES**

Année : 2010

Thèse N° 84-2010

**THESE**

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES**

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

**Spécialité :** "Télécommunications"

présentée et soutenue par

***Ahmad ELSAYED AHMAD***

**Le 14 décembre 2010**

***Conception d'antennes réseaux aux performances optimisées par la prise en compte des couplages inter-éléments.***

***Application à la formation de faisceau et à la polarisation circulaire***

**Thèse dirigée par Monsieur Thierry MONEDIERE  
et co-dirigée par Monsieur Marc THEVENOT**

**JURY :**

<b>Madame Michèle LALANDE</b>	<i>Professeur à l'Université de Limoges</i>	<i>Président</i>
<b>Monsieur Hervé AUBERT</b>	<i>Professeur à l'Université de Toulouse</i>	<i>Rapporteur</i>
<b>Monsieur Raphaël GILLARD</b>	<i>Professeur à l'INSA Rennes</i>	<i>Rapporteur</i>
<b>Monsieur Philippe DUFRANE</b>	<i>Ingénieur d'études Radiall System</i>	<i>Examineur</i>
<b>Monsieur Marc THEVENOT</b>	<i>Chargé de recherche CNRS</i>	<i>Examineur</i>
<b>Monsieur Thierry MONEDIERE</b>	<i>Professeur à l'Université de Limoges</i>	<i>Examineur</i>



*A ma chère famille*



## **Remerciements**

*Ce travail de thèse a été effectué dans le laboratoire XLIM de Limoges au sein du département Ondes et Systèmes Associés (OSA). Je remercie Monsieur le Professeur Dominique CROS, directeur du laboratoire.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur Thierry MONEDIERE, Professeur à l'Université de Limoges et responsable du département Ondes et Systèmes Associés (O.S.A), de m'avoir accueilli dans son équipe, d'avoir bien assuré l'encadrement de mes travaux mais aussi d'avoir participé au jury de ma thèse. Je tiens à remercier l'ancien chef de l'équipe OSA Monsieur Bernad JECKO.*

*J'exprime ma profonde gratitude à Monsieur Marc THEVENOT, chargé de recherche CNRS. Son enthousiasme et son soutien ont largement contribué à l'aboutissement de cette étude. Je suis heureux d'avoir l'occasion de lui exprimer ma profonde reconnaissance. La confiance qu'il m'a accordée et ses conseils furent très précieux pour l'accomplissement de ce travail.*

*Je remercie Madame Michèle LALANDE, professeur à l'Université de Limoges pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.*

*Je remercie très sincèrement Monsieur Raphael GILLARD, Professeur à l'Université de Rennes 1, et Monsieur Hervé AUBERT, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, Electronique, Informatique et d'hydraulique de Toulouse pour avoir accepté de juger ce travail et assurer la tâche de rapporteurs.*

*Je tiens également à remercier Monsieur Philippe DUFRANE, Ingénieur d'études à RADIALL SYSTEM, qui me fait l'honneur de participer à ce jury.*

*Un grand merci à nos secrétaires Patricia LEROY et Nadine AYMARD pour leur gentillesse, leur bonne humeur, leur aide précieuse et leurs disponibilités.*

*Je ne peux que remercier Eric ARNAUD, Ingénieur d'études au CNRS, qui m'a offert son temps et qui a toujours contribué à ce que les mesures se passent dans la bonne humeur.*

*Depuis trois ans, je partage avec eux des moments plus qu'agréables. Merci Majed «eskifone» et Mohamad «chou allék» pour les soirées inoubliables et les discussions intéressantes.*

*Un grand merci aux collègues du département OSA et notamment à mon cousin Hassan, Kanso (mon gamin), chouman (amendes), Dina (mère de Léa), Laure (c'est qui Samir !!!), Fatna, Cyrille (réflecteur), Jojo (couplages), Régis, Manu, Zang, Moustapha, Jérôme, Yasser, Fayçal, Nicolas, Emilien, Sébastien, Moctar et tous ceux que j'ai pu oublier. Bon courage à ceux qui soutiennent bientôt leurs thèses.*

*J'exprime toute ma gratitude à mes amis qui ont partagé les moments de difficultés et de joies. Un grand merci à Kenaan, Naim ...*

*Un grand merci à mes chers parents qui, malgré la distance qui nous sépare, m'ont toujours soutenu pour mener à bien cette thèse. Sans votre amour inconditionnel, je ne serais pas arrivée là où je suis aujourd'hui même si le chemin à parcourir est encore très long.*

# Table des matières

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>11</b>
<b>CHAPITRE I CONTEXTE DE L'ETUDE ET ETAT DE L'ART.....</b>	<b>17</b>
I. INTRODUCTION .....	19
II. LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS.....	19
II.1. Les systèmes de télécommunications existants.....	20
II.1.1. Les liaisons point à point .....	20
II.1.2. Les liaisons point-multipoints.....	21
III. LES ANTENNES RESEAUX.....	22
III.1. Principe.....	22
III.2. Cas simple d'un réseau linéaire .....	23
IV. LES ANTENNES AGILES.....	25
IV.1. Structure des antennes à pointage électronique .....	25
IV.2. Intérêt des antennes agiles.....	26
IV.3. Domaine d'application .....	27
V. AXES D'INNOVATION POUR LES ANTENNES AGILES .....	28
V.1. Voie technologique.....	28
V.1.1. Architecture à répartiteur passif.....	29
V.1.2. Architecture active.....	33
V.2. Enjeux conceptuels.....	37
V.2.1. Méthodes utilisées pour la réduction des couplages .....	37
V.2.2. Prise en compte des couplages.....	44
V.2.3. Quelques travaux s'intéressant aux couplages dans les systèmes multiantennes .....	46
VI. PRESENTATION DU SUJET DE THESE.....	55
VII. MOYENS NUMERIQUES D'INVESTIGATION.....	56
VII.1. Simulateur antenne.....	56
VII.2. Simulateur circuit.....	56
VII.3. Capacité des ordinateurs .....	57
VIII. REFERENCES.....	59

<b>CHAPITRE II METHODE D'ANALYSE POUR LES RESEAUX D'ANTENNES COUPLEES.....</b>	<b>65</b>
I. INTRODUCTION .....	67
II. MISE EN EVIDENCE LES EFFETS DU COUPLAGE DANS UN RESEAU DE MONOPOLE .....	68
III. DEFINITION D'UN OUTIL DE SYNTHESE .....	70
III.1. Définition d'un Système d'antennes couplées .....	70
III.2. Condition d'adaptation .....	73
III.3. Phase de caractérisation.....	74
III.4. Synthèse d'une fonction rayonnement.....	78
III.5. Mise En œuvre.....	79
III.6. Fonctionnalités logicielles .....	81
III.6.1. Fonctionnalités du moteur transitoire du logiciel de simulation électromagnétique CST design Studio. ....	81
III.6.2. Configuration des ports discrets dans le simulateur électromagnétique Momentum .....	82
IV. VERIFICATION DES EXPRESSIONS PAR UNE VALIDATION NUMERIQUE.....	83
IV.1. Système à deux dipôles .....	83
IV.2. Application à l'antenne Yagi.....	87
IV.3. Potentialités .....	89
V. CONCLUSION .....	90
<b>CHAPITRE III CONCEPTION CONJOINTE D'UN RESEAU DES MONOPOLES ET DE LEUR</b>	
<b>CIRCUIT DE DISTRIBUTION .....</b>	<b>91</b>
I. INTRODUCTION .....	93
II. DEFINITION DU CAHIER DES CHARGES DE L'ANTENNE SITUEE SUR LE TOIT DU TRAIN .....	94
II.1. Bande de fréquence.....	94
II.2. Polarisation .....	94
II.3. Ouverture .....	95
II.4. Gain.....	95
II.5. Récapitulatif du cahier des charges.....	95
III. CONCEPTION DE L'ANTENNE .....	96
III.1. Optimisation des performances du réseau .....	97
III.1.1. Recherche du diagramme optimum .....	97
III.1.2. Détermination des grandeurs électriques à synthétiser sur le port de chaque monopôle.....	100
III.1.3. Validation avec des charges localisées .....	105
III.2. Conception de circuit de distribution.....	106
III.2.1. Premier niveau.....	106
III.2.2. Deuxième niveau .....	107
III.2.3. Troisième niveau .....	107
III.3. Validation complète (antenne et circuit de distribution).....	109
III.4. Calcul des pertes.....	112
III.5. Mise en réseau de l'alignement des douze monopôles .....	115
IV. ANALYSE CRITIQUE DE LA METHODE .....	125

V. VALIDATION EXPERIMENTALE.....	128
V.1. Description de l'antenne.....	128
V.2. Description du banc de mesures.....	129
V.3. Mesures du coefficient de réflexion S11.....	130
V.4. Gain de l'antenne.....	130
VI. CONCLUSION.....	133
<b>CHAPITRE IV CONCEPTION D'UN SYSTEME ANTENNAIRE MULTIFONCTIONS.....</b>	<b>135</b>
I. INTRODUCTION.....	137
II. CAHIER DES CHARGES.....	138
II.1. Présentation du système SWIMAX.....	138
II.2. Bande de fréquence.....	139
II.3. Polarisation.....	139
II.4. Ouverture.....	139
II.5. Gain et taux d'ellipticité.....	140
II.6. Récapitulatif du cahier des charges.....	140
III. SOLUTIONS TECHNIQUES RETENUES POUR SATISFAIRE LE CAHIER DES CHARGES.....	141
III.1. Principales difficultés à surmonter.....	141
III.2. Architecture de l'antenne.....	142
III.3. Procédure de conception.....	142
III.4. Choix des éléments rayonnants.....	144
III.4.1. Liaison terrestre.....	144
III.4.2. Liaison satellite.....	146
IV. MISE EN ŒUVRE DE LA CONCEPTION.....	147
IV.1. Antenne satellite (réseau de patches).....	148
IV.1.1. Synthèse du rayonnement.....	148
IV.1.2. Conception du circuit de distribution.....	156
IV.1.3. Connexion du circuit avec l'antenne.....	159
IV.2. Antenne terrestre (fil-plaque monopolaire).....	167
IV.2.1. Adaptation.....	167
IV.2.2. Rayonnement.....	168
V. REALISATION ET MESURE.....	169
V.1. Modification de la conception.....	170
V.1.1. Antenne satellite.....	172
V.1.2. Antenne terrestre (fil-plaque monopolaire).....	179
V.2. Réalisation et mesure.....	181
V.2.1. Mesures du coefficient de réflexion S11.....	182
V.2.2. Gain intrinsèque de l'antenne.....	183
V.2.3. Taux d'ellipticité.....	185
VI. CONCLUSION.....	190
VII. REFERENCES.....	191

---

<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>193</b>
<b>LISTES DES COMMUNICATIONS ET DES PUBLICATIONS .....</b>	<b>199</b>
<b>ANNEXE A RAPPELS SUR LES PARAMETRES S.....</b>	<b>203</b>
<b>ANNEXE B ANTENNE SATELLITE (RESEAU DE PATCHS) .....</b>	<b>209</b>
B.1. Synthèse du rayonnement .....	211
B.1.1. Définition du vecteur polarisation rayonné .....	211
B.1.2. Caractérisation des diagrammes de rayonnement perturbés.....	211
B.1.3. Calcul des pondérations à affecter au rayonnement de chaque port.....	212
B.1.4. Grandeurs électriques à amener sur chaque port (amplitude et impédance).....	214
B.1.5. Validation avec des charges localisées.....	216
B.2. Conception du circuit de distribution.....	217
B.3. Gain réalisé de l'antenne.....	219

# Table des figures

## CHAPITRE I

Figure I.1 : Ellipsoïde de Fresnel. ....	20
Figure I.2 : Antenne pour faisceaux hertziens. ....	20
Figure I.3 : Schéma d'un réseau linéaire régulier. ....	24
Figure I.4 : Exemple d'une antenne agile. ....	26
Figure I.5 : Techniques de multiplexage des accès et de diversité au niveau de l'antenne. ....	26
Figure I.6 : Architecture passif d'un réseau à balayage électronique. ....	29
Figure I.7 : Schéma système d'une matrice de Butler. ....	30
Figure I.8 : (a) Architecture de base de la matrice de Blass, (b) Architecture à alimentation centrée. ....	31
Figure I.9 : Architecture de la matrice de Nelon. ....	33
Figure I.10 : Architecture active d'un réseau à balayage électronique. ....	34
Figure I.11 : Structure d'un MEMS de type cantilever (a) et de type pont (b). ....	36
Figure I.12 : Représentation électrique du couplage dans le circuit de distribution. ....	38
Figure I.13 : Réseaux se dipôles avec les éléments parasites. ....	38
Figure I.14 : Couplage entre deux dipôles adjacents. ....	39
Figure I.15 : (a) schéma de la structure, (b) paramètre $S_{ij}$ de l'antenne. ....	39
Figure I.16 : (a) schéma de la structure, (b) paramètre $S_{ij}$ de l'antenne. ....	40
Figure I.17 : Structure de l'antenne BIE multisectorielle après insertion des murs métalliques. ....	40
Figure I.18 : (a) couplage entre deux patches adjacents, (b) directivité fréquentielle. ....	41
Figure I.19 : Structure de deux patches avec le deux éléments parasites. ....	41
Figure I.20 : (a) paramètres $S_{ij}$ simulés de l'antenne, (b) paramètres $S_{ij}$ mesurés de l'antenne. ....	42
Figure I.21 : (a) schéma de la structure, (b) paramètre $S_{ij}$ du réseau de 2 patches. ....	42
Figure I.22 : (a) structure de l'antenne, (b) mushroom de type EBG entre les deux éléments. ....	43
Figure I.23 : (a) paramètre $S_{ij}$ de l'antenne, (b) paramètre $S_{ij}$ de l'antenne en utilisant le mushroom de type EBG (largeur : $W$ et distance entre les éléments : $G$ ). ....	43
Figure I.24 : Chaîne d'émission avec un circulateur associé à une charge $50\Omega$ pour absorber les puissances couplées. ....	44
Figure I.25 : Architecture active classique (chaîne d'émission). ....	45
Figure I.26 : Architecture active sans isolateurs. ....	45
Figure I.27 : comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré ( $f = 8.2\text{GHz}$ ). ....	46

<i>Figure I.28 : Configuration de la cellule active dans un réseau 2D.</i>	50
<i>Figure I.29 : 3 dipôles de distance <math>0.1\lambda</math>.</i>	51
<i>Figure I.30 : Circuit électrique équivalent de deux patches, plan H.</i>	52
<i>Figure I.31 : Coefficient de réflexion <math>S_{11}</math> (comparaison FDTD et circuit électrique).</i>	53
<i>Figure I.32 : Schématisation de la décomposition du couplage pour un élément du réseau.</i>	54
<i>Figure I.33 : Diagrammes de rayonnement à 1.5GHz (a) et 2GHz (b).</i>	55

## CHAPITRE II

<i>Figure II.1 : Structure simulée pour étudier les phénomènes de couplage inter éléments.</i>	68
<i>Figure II.2 : Paramètres S sur des accès 50Ω comparés aux <math>S_{11}</math> obtenu avec un seul monopôle.</i>	69
<i>Figure II.3 : Diagramme de rayonnement perturbé (bleu) comparé au diagramme obtenu avec un seul monopôle (vert).</i>	69
<i>Figure II.4 : Schéma électrique de trois éléments couplés.</i>	71
<i>Figure II.5 : Schéma équivalent de l'antenne.</i>	71
<i>Figure II.6 : Les antennes <math>j \neq i</math> ne sont pas alimentées.</i>	74
<i>Figure II.7 : Schéma équivalent de l'antenne.</i>	76
<i>Figure II.8 : Combinaison linéaire des n diagrammes.</i>	78
<i>Figure II.9 : Schéma équivalent de l'antenne.</i>	80
<i>Figure II.10 : Schéma équivalent de l'antenne.</i>	81
<i>Figure II.11 : Circuit de distribution conçu sur Momentum.</i>	82
<i>Figure II.12 : Système à deux dipôles.</i>	83
<i>Figure II.13 : Paramètres S de l'antenne.</i>	83
<i>Figure II.14 : Représentation du diagramme de rayonnement en trois dimensions.</i>	84
<i>Figure II.15 : Diagrammes des deux dipôles (<math>\varphi = 30^\circ</math>).</i>	84
<i>Figure II.16 : Système à deux dipôles alimentés par des ports discrets et des éléments localisés.</i>	85
<i>Figure II.17 : Puissance couplées dans les accès pour 1 watt injecté.</i>	86
<i>Figure II.18 : Représentation du diagramme de rayonnement en trois dimensions.</i>	86
<i>Figure II.19 : Diagrammes de rayonnement du système à deux dipôles (<math>\varphi = 30^\circ</math>).</i>	87
<i>Figure II.20 : Yagi composée de 12 éléments.</i>	88
<i>Figure II.21 : Représentation du diagramme de rayonnement en trois dimensions.</i>	89
<i>Figure II.22 : Paramètres <math>S_{11}</math> de l'antenne.</i>	89

## CHAPITRE III

<i>Figure III.1 : Spectres de fréquence avec et sans licence pour le BWA.</i>	94
<i>Figure III.2 : Rayonnement de l'antenne sur le toit de train vers la station de base.</i>	95
<i>Figure III.3 : Schéma de la structure composée de douze monopôles.</i>	96
<i>Figure III.4 : Schéma du connecteur.</i>	97

<i>Figure III.5 : Rayonnement objectif (facteur de réseau×diagramme de monopôle).</i> .....	98
<i>Figure III.6 : Diagrammes de rayonnement perturbés.</i> .....	98
<i>Figure III.7 : Comparaison du diagramme objectif (facteur de réseau) avec le diagramme synthétisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés.</i> .....	100
<i>Figure III.8 : Paramètres S de l'antenne.</i> .....	100
<i>Figure III.9 : Diagrammes de rayonnement perturbés.</i> .....	102
<i>Figure III.10 : Comparaison de diagramme objectif avec le diagramme synthétisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés.</i> .....	102
<i>Figure III.11 : Paramètres <math>S_{ij}</math> de l'antenne.</i> .....	103
<i>Figure III.12 : Paramètres <math>S_{ij}</math> de l'antenne.</i> .....	104
<i>Figure III.13 : Puissance couplées dans les accès pour 1 watt injecté dans l'ensemble du réseau.</i> .....	105
<i>Figure III.14 : Comparaison du diagramme synthétisé par la combinaison linéaire des douze diagrammes élémentaires et du diagramme obtenu en réalisant la condition d'adaptation.</i> .....	106
<i>Figure III.15 : Circuit 1 vers 3.</i> .....	107
<i>Figure III.16 : Circuit 1 vers 6.</i> .....	107
<i>Figure III.17 : Circuit 1 vers 12.</i> .....	108
<i>Figure III.18 : Module des paramètres <math>S_{ij}</math> de circuit de distribution.</i> .....	108
<i>Figure III.19 : Phase des paramètres <math>S_{ij}</math> de circuit de distribution.</i> .....	108
<i>Figure III.20 : <math>S_{11}</math> de circuit de distribution.</i> .....	109
<i>Figure III.21 : Schéma de liaison des boîtes noires.</i> .....	109
<i>Figure III.22 : <math>S_{11}</math> de la structure totale (antenne connectée au circuit d'alimentation).</i> .....	110
<i>Figure III.23 : Comparaison de diagramme objectif et de diagramme de la structure totale.</i> .....	111
<i>Figure III.24 : Représentation en trois dimensions du diagramme de rayonnement de l'antenne.</i> .....	111
<i>Figure III.25 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan <math>\varphi = 90^\circ</math>.</i> .....	111
<i>Figure III.26 : Comparaison de la directivité avec le gain.</i> .....	114
<i>Figure III.27 : Schéma de la structure composée de 2 rangées de distance 67mm.</i> .....	116
<i>Figure III.28 : Deux circuits 1 vers 12 avec un coupleur 3dB.</i> .....	116
<i>Figure III.29 : <math>S_{11}</math> de la structure totale composée de 24 monopôles.</i> .....	117
<i>Figure III.30 : Comparaison de la directivité avec le gain.</i> .....	117
<i>Figure III.31 : Représentation en trois dimensions du diagramme de rayonnement de l'antenne.</i> .....	117
<i>Figure III.32 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan <math>\varphi = 90^\circ</math>.</i> .....	118
<i>Figure III.33 : Schéma de la structure composée de 4 rangées de distance 67mm.</i> .....	119
<i>Figure III.34 : Quatre circuits 1 vers 12 avec des coupleurs 3dB.</i> .....	119
<i>Figure III.35 : <math>S_{11}</math> de la structure totale composée de 4 rangées.</i> .....	119
<i>Figure III.36 : Comparaison de la directivité avec le gain.</i> .....	120
<i>Figure III.37 : Représentation en trois dimensions du diagramme de rayonnement de l'antenne.</i> .....	120
<i>Figure III.38 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan <math>\varphi = 90^\circ</math>.</i> .....	121

Figure III.39 : Les antennes réseaux (douze monopôles) avec les coupleurs qui les relie.....	122
Figure III.40 : Les niveaux de coupleur. ....	122
Figure III.41 : Comparaison entre la directivité et le gain dans le réseau en fonction des niveaux de coupleur. ....	125
Figure III.42 : Comparaison entre le facteur de la directivité et du gain dans le réseau en fonction des niveaux de coupleur. ....	125
Figure III.43 : Comparaison de la directivité ( $f = 5.5975\text{GHz}$ ) obtenue en appliquant la méthode et celle obtenue en négligeant les $S_{ij}$ . ....	127
Figure III.44 : Représentation en trois dimensions du diagramme de rayonnement de l'antenne. ....	127
Figure III.45 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan $\varphi = 90^\circ$ . ....	128
Figure III.46 : Antenne monopôles réalisée (5.6GHz). ....	129
Figure III.47 : Circuit de distribution réalisé et fixé derrière le plan de masse par des vis. ....	129
Figure III.48 : Comparaison de $S_{11}$ simulé et mesuré. ....	130
Figure III.49 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à $f = 5.6\text{GHz}$ . ....	131
Figure III.50 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à $f = 5.7\text{GHz}$ . ....	131
Figure III.51 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé (permittivité = 2.9) et mesuré à $f = 5.6\text{GHz}$ . ....	132
Figure III.52 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé (permittivité = 3) et mesuré à $f = 5.6\text{GHz}$ . ....	132
Figure III.53 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé (pertes = $5 \cdot 10^{-3}$ ) et mesuré à $f = 5.6\text{GHz}$ . ....	133

## CHAPITRE IV

Figure IV.1 : Présentation du système hybride SWIMAX. ....	138
Figure IV.2 : Plan de fréquence. ....	139
Figure IV.3 : Antenne extérieure au terminal. ....	140
Figure IV.4 : Antenne hybride composée d'un BIE (polarisation circulaire) et de deux fil-plaque (polarisation linéaire). ....	141
Figure IV.5 : Schéma de la structure composée de l'antenne réseau et d'un fil-plaque. ....	142
Figure IV.6 : Antenne fil-plaque monopolaire. ....	145
Figure IV.7 : Gain intrinsèque pour la polarisation principale ( $E_\theta$ ) dans les plans de coupe vertical et azimutal. ....	146
Figure IV.8 : Antenne patch avec deux sondes d'excitation. ....	146
Figure IV.9 : Schéma de la structure composée de six patches et d'une fil-plaque monopolaire (vue de dessus). ....	148
Figure IV.10 : Vue de dessous du prototype hybride. ....	148
Figure IV.11 : Diagrammes de rayonnement perturbés ( $f = 3.5\text{GHz}$ ). ....	150
Figure IV.12 : Diagramme (objectif) synthétisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés ( $f = 3.5\text{GHz}$ ). ....	151
Figure IV.13 : Représentation du diagramme de rayonnement (objectif) en trois dimensions (3.5GHz). ....	151
Figure IV.14 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan $\vartheta = 30^\circ$ . ....	152

<i>Figure IV.15 : Paramètres <math>S_{ij}</math> de l'antenne.....</i>	<i>152</i>
<i>Figure IV.16 : Paramètres <math>S_{ij}</math> de l'antenne.....</i>	<i>153</i>
<i>Figure IV.17 : Excitations des patches.....</i>	<i>154</i>
<i>Figure IV.18 : Puissance couplées dans les accès pour 1 watt injecté dans l'ensemble du réseau.....</i>	<i>154</i>
<i>Figure IV.19 : Comparaison de diagramme objectif (synthétisé par la combinaison linéaire) et du diagramme obtenu en réalisant la condition d'adaptation (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).....</i>	<i>155</i>
<i>Figure IV.20 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan <math>\vartheta = 30^\circ</math>.....</i>	<i>155</i>
<i>Figure IV.21 : Représentation à trois dimensions du taux d'ellipticité (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).....</i>	<i>155</i>
<i>Figure IV.22 : Circuit reliant les deux ports du patch.....</i>	<i>156</i>
<i>Figure IV.23 : Circuit reliant les trois patches (1 vers 6).....</i>	<i>156</i>
<i>Figure IV.24 : Circuit reliant les six patches (1 vers 12).....</i>	<i>157</i>
<i>Figure IV.25 : <math>S_{11}</math> de circuit de distribution.....</i>	<i>158</i>
<i>Figure IV.26 : Module des paramètres <math>S_{ij}</math> de circuit de distribution.....</i>	<i>158</i>
<i>Figure IV.27 : Phase des paramètres <math>S_{ij}</math> de circuit de distribution.....</i>	<i>158</i>
<i>Figure IV.28 : <math>S_{11}</math> de la structure totale (antenne connectée au circuit d'alimentation).....</i>	<i>159</i>
<i>Figure IV.29 : Comparaison du diagramme objectif et du diagramme de la structure totale (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).....</i>	<i>160</i>
<i>Figure IV.30 : Représentation du rayonnement en trois dimensions de l'antenne (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).....</i>	<i>160</i>
<i>Figure IV.31 : Comparaison de la directivité avec le gain (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).....</i>	<i>160</i>
<i>Figure IV.32 : Evolution fréquentielle des pertes dans le circuit d'alimentation.....</i>	<i>161</i>
<i>Figure IV.33 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan <math>\varphi = 90^\circ</math>.....</i>	<i>161</i>
<i>Figure IV.34 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan <math>\vartheta = 30^\circ</math>.....</i>	<i>162</i>
<i>Figure IV.35 : Représentation du taux d'ellipticité en trois dimensions (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).....</i>	<i>162</i>
<i>Figure IV.36 : Evolution fréquentielle de la polarisation dans le plan <math>\vartheta = 30^\circ</math>.....</i>	<i>163</i>
<i>Figure IV.37 : a) Polarisation principale (gauche), b) Polarisation croisée (droite) en trois dimensions (<math>f=3.5\text{GHz}</math>). .....</i>	<i>163</i>
<i>Figure IV.38 : Circuit reliant les six patches (1 vers 12).....</i>	<i>164</i>
<i>Figure IV.39 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan <math>\vartheta = 30^\circ</math>.....</i>	<i>164</i>
<i>Figure IV.40 : a) Impédance sur laquelle chaque source doit être chargée, b) Pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase.....</i>	<i>166</i>
<i>Figure IV.41 : Coefficients d'isolation de circuit de distribution.....</i>	<i>167</i>
<i>Figure IV.42 : Coefficient de réflexion simulé de la fil-plaque monopolaire.....</i>	<i>168</i>
<i>Figure IV.43 : Paramètres des couplages entre la fil-plaque et le réseau des patches alimenté par le circuit de distribution.....</i>	<i>168</i>
<i>Figure IV.44 : Evolution fréquentielle du gain de la fil-plaque dans le plan <math>\varphi = 0^\circ</math>.....</i>	<i>169</i>
<i>Figure IV.45 : Rayonnement de la fil-plaque en trois dimensions (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).....</i>	<i>169</i>
<i>Figure IV.46 : Schéma de la structure composée de six patches et d'une fil-plaque monopolaire (vue de dessus). .....</i>	<i>171</i>

<i>Figure IV.47 : Vue de dessous du prototype hybride.</i>	171
<i>Figure IV.48 : Circuit reliant les six patches (1 vers 12).</i>	172
<i>Figure IV.49 : <math>S_{11}</math> de la structure totale (antenne connectée au circuit d'alimentation).</i>	172
<i>Figure IV.50 : Comparaison de diagramme objectif et de diagramme de la structure totale (<math>f = 3.475\text{GHz}</math>).</i>	173
<i>Figure IV.51 : Représentation du rayonnement en trois dimensions (<math>f = 3.475\text{GHz}</math>).</i>	173
<i>Figure IV.52 : Comparaison de la directivité avec le gain (<math>f = 3.475\text{GHz}</math>).</i>	174
<i>Figure IV.53 : Evolution fréquentielle des pertes dans le circuit d'alimentation.</i>	174
<i>Figure IV.54 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan <math>\varphi = 90^\circ</math>.</i>	174
<i>Figure IV.55 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan <math>\vartheta = 30^\circ</math>.</i>	175
<i>Figure IV.56 : Représentation à trois dimensions du taux d'ellipticité (<math>f = 3.475\text{GHz}</math>).</i>	176
<i>Figure IV.57 : Evolution fréquentielle de la polarisation dans le plan <math>\vartheta = 30^\circ</math>.</i>	176
<i>Figure IV.58 : a) Polarisation principale (gauche), b) Polarisation croisée (droite) en trois dimensions (<math>f = 3.475\text{GHz}</math>).</i>	176
<i>Figure IV.59 : a) Impédance sur laquelle chaque source doit être chargée, b) Pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase.</i>	178
<i>Figure IV.60 : Coefficients d'isolation de circuit de distribution.</i>	179
<i>Figure IV.61 : Coefficient de réflexion simulé de la fil-plaque monopolaire.</i>	179
<i>Figure IV.62 : Paramètres des couplages entre la fil-plaque et le réseau des patches alimenté par le circuit de distribution.</i>	180
<i>Figure IV.63 : Evolution fréquentielle du gain de la fil-plaque dans le plan <math>\varphi = 0^\circ</math>.</i>	180
<i>Figure IV.64 : Rayonnement de la fil-plaque en trois dimensions (<math>f = 3.475\text{GHz}</math>).</i>	181
<i>Figure IV.65 : Prototype réalisé (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).</i>	182
<i>Figure IV.66 : Circuit de distribution réalisé et fixé derrière le plan de masse (<math>f = 3.5\text{GHz}</math>).</i>	182
<i>Figure IV.67 : Comparaison des adaptations simulées et mesurées pour l'antenne réseau à polarisation circulaire.</i>	182
<i>IV.68 : (a) Comparaison des adaptations simulées et mesurées pour l'antenne fil-plaque, (b) Comparaison des <math>S_{21}</math> simulés et mesurés (isolation).</i>	183
<i>Figure IV.69 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés (<math>\varphi = 0</math> et <math>\varphi = 90</math>).</i>	184
<i>Figure IV.70 : Comparaison des diagrammes de rayonnement fréquentiels simulés et mesurés (<math>\vartheta = 0</math> et <math>\varphi = 0</math>).</i>	184
<i>Figure IV.71 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés (<math>\varphi = 0</math> et <math>\varphi = 90</math>).</i>	185
<i>Figure IV.72 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés et mesurés (<math>\varphi = 0</math> et <math>\varphi = 45</math>).</i>	186
<i>Figure IV.73 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés et mesurés (<math>\varphi = 90</math> et <math>\varphi = 135</math>).</i>	187
<i>Figure IV.74 : Comparaison de taux d'ellipticité fréquentiel simulé et mesuré (dans l'axe).</i>	188
<i>Figure IV.75 : Comparaison de taux d'ellipticité fréquentiel simulé (plusieurs permittivités) et mesuré (dans l'axe).</i>	189
<i>Figure IV.76 : Comparaison de taux d'ellipticité fréquentiel simulé (plusieurs permittivités) et mesuré (dans l'axe).</i>	189

# INTRODUCTION GÉNÉRALE



L'histoire des systèmes de communications sans fil remonte aux années 1820 où l'étude des phénomènes électromagnétiques a pris un tournant décisif suite notamment aux travaux d'Oersted, Ampère et Faraday. A cette époque, Faraday avait pour la première fois introduit la notion de «ligne de force» qui était le point de départ de la théorie des champs qui est aujourd'hui le socle de la physique.

Maxwell commença en 1855 ses travaux sur l'électricité avec comme but de formaliser les idées de Faraday. C'est ainsi qu'il développa le concept de champ dont l'étude exhaustive fut publiée dans son Traité en 1873.

Dans les années 1880, Hertz démontra expérimentalement que les ondes électromagnétiques pouvaient se propager sans support matériel, ce qui confirma les résultats de Maxwell. En 1892, les travaux publiés par l'anglais Sir Williams Crookes prédirent la faisabilité des communications télégraphiques à longues portées en se servant d'appareils réglables [1]. Par la suite, l'Italien Marconi [2] démontra et expérimenta la transmission des ondes radio longue portée. C'est en 1895 qu'il arriva à établir un lien radio sur une portée de 29km. Cette expérience fut le début des radiocommunications grâce à une antenne émettrice et une antenne réceptrice. Beaucoup de chemin a été parcouru depuis ces pionniers du XIX<sup>ème</sup> siècle concernant les applications des champs électromagnétiques.

Outre les diffusions radios, les ondes électromagnétiques trouvent aujourd'hui de multiples applications (radar, télédiffusion, GPS,..), dont notamment la téléphonie mobile, ou plus généralement les réseaux de communications sans fil.

Le développement des réseaux sans fil s'accompagne d'avancées technologiques au niveau des composants électroniques, des logiciels informatiques, des techniques de codage ou encore des antennes.

Concernant ce dernier point, de nombreux types d'antennes sont disponibles pour satisfaire des exigences fonctionnelles et esthétiques.

Ainsi on trouve toute sorte d'antennes. Certaines de toutes petites dimensions eu égard des longueurs d'ondes, ont des performances radioélectriques modestes mais restent très utilisées dans les systèmes mobiles pour leur facilité d'intégration. Lorsque les cahiers des charges nécessitent des performances électromagnétiques spécifiques, que ce soit en termes de forme de lobe de rayonnement, de fort gain ou de bande passante, il est nécessaire de recourir à des formes d'antennes plus volumineuses que ce soit des cornets, des hélices, des antennes à réflecteurs ou des réseaux d'antennes.

De telles performances sont par exemple requises pour les systèmes hauts débit, les liaisons point à point, les systèmes embarqués (spatial) ou les dispositifs de mesure (chambre anéchoïde).

Parmi toutes ces antennes, cette thèse s'intéresse aux antennes réseaux. Ces dernières permettent, moyennant plusieurs éléments rayonnants de synthétiser des diagrammes de rayonnement issus de la sommation des effets de chacun de ses éléments.

Néanmoins, pour obtenir les objectifs de rayonnement fixés, la conception de ces antennes réseaux nécessite de ne rien laisser au hasard :

- les pertes diélectriques et métalliques dans les architectures passives,
- les consommations, la température de bruit, le temps de réponse et la linéarité dans les architectures actives,
- le coût,
- la précision de réalisation du diagramme (niveau des lobes secondaires),
- les couplages entre les éléments du réseau...

Notre travail s'appuie sur les puissances de calcul et l'ergonomie des simulateurs électromagnétiques qui sont aujourd'hui (2010) accessibles à chacun, pour imaginer des conceptions rigoureuses et efficaces pour les antennes réseaux composées de quelques dizaines d'éléments. La complexité de ce genre de problème réside dans la singularité du comportement de chaque élément rayonnant constituant l'antenne réseau.

En effet, ces dimensions d'antennes sont incompatibles avec les techniques de décomposition en mode de Floquet qui permettent, dans le cas des très grands réseaux de simplifier avantageusement les études par hypothèse de périodisation.

## **Plan du manuscrit**

Le **premier chapitre** décrit les différentes architectures d'antennes réseaux, qu'elles soient agiles ou complètement passives. Il s'agit d'identifier les problématiques rencontrées lors de leur conception. Nous identifions que les couplages entre éléments rayonnants peuvent nuire au fonctionnement de ces antennes, soit en affaiblissant leur efficacité, soit en impactant la forme des diagrammes de rayonnement. Aussi nous faisons un bref survol de quelques solutions imaginées pour affaiblir les interactions entre les éléments rayonnants.

Dans **un second chapitre** nous établissons les relations qui permettent de tenir compte des couplages entre les éléments rayonnants pour déterminer les lois d'alimentation qui

accompliront les objectifs de rayonnement choisis. Ces relations aboutissent à une méthodologie de synthèse globale pour un circuit d'alimentation à un réseau d'antennes.

Le **troisième chapitre** décrit la conception et la caractérisation d'un réseau d'antennes monopôles. Cette antenne conçue pour fonctionner à 5.6GHZ emprunte les contraintes du cahier des charges du projet THDT (Très Haut débit dans le Train). L'antenne a été réalisée et mesurée au laboratoire XLIM.

Le **quatrième chapitre** présente la démarche de conception et les résultats de mesure obtenus pour la réalisation d'un prototype hybride composé de deux antennes : la première antenne est un réseau à polarisation circulaire composé de six antennes «patches» pour établir des liaisons avec un satellite, et la deuxième est une antenne fil-plaque (polarisation linéaire) communicant avec des stations de base terrestres. Cette conception s'inscrit dans l'accomplissement du cahier des charges d'un projet nommé «SWIMAX» proposé par le CNES autour de 3.5GHz. Cette étude met également en évidence la nécessité de prendre en compte les grandeurs couplées pour réaliser une polarisation circulaire sur une grande plage angulaire.

Les conclusions de ces travaux ainsi que les perspectives qui en découlent seront abordées dans la conclusion générale.



**CHAPITRE I**  
**CONTEXTE DE L'ÉTUDE ET ÉTAT DE**  
**L'ART**



## **I. INTRODUCTION**

Ce premier chapitre a pour objectif de présenter les principaux concepts qui vont intervenir tout au long de ce mémoire et de positionner mes travaux de thèse. Ces travaux doivent apporter des solutions efficaces pour concevoir des antennes réseaux. Un certain nombre d'interrogations (interactions entre les éléments du réseau : dégradation du gain, efficacité, etc...) ont été soulevées lors de la conception des antennes réseaux. Pour cela, nous nous sommes investis dans cette thèse, pour apporter des réponses et des solutions concrètes et obtenir les performances qui se conforment avec le cahier des charges préétabli en tenant compte des interactions entre éléments.

A cet égard, nous faisons le point sur les antennes réseaux (directifs, multifaisceaux, balayage électronique) dans les systèmes de télécommunications, leurs différentes architectures, leurs intérêts et leurs domaines d'application.

Un paragraphe va ensuite évoquer un état de l'art sur les caractéristiques des répartiteurs de faisceaux (circuits d'alimentation, éléments localisés et matériaux agiles).

Finalement, un état de l'art sur l'analyse des couplages dans les réseaux d'antennes sera dressé. Nous insisterons sur la nécessité de concevoir des outils de conception systématiques pour réaliser des dispositifs d'excitation qui permettent d'aboutir à la fonction de rayonnement souhaitée.

## **II. LES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATIONS**

Les systèmes de télécommunications servent à relier des sites distants en s'affranchissant de câbles. Ces liaisons peuvent fonctionner en mode point à point, pour une liaison directe, ou en point à multipoint pour desservir plusieurs utilisateurs situés dans le périmètre de la transmission.

Pour des liaisons radioélectriques point à point, le système peut nécessiter l'utilisation d'antennes directives pour focaliser le signal dans une petite fraction d'angle solide. La directivité du faisceau est d'autant plus grande que la surface de l'antenne émettrice est grande par rapport au carré de la longueur d'onde.

## II.1. Les systèmes de télécommunications existants

### II.1.1. Les liaisons point à point

Un faisceau hertzien point à point est une liaison haute fréquence "point à point" destinée à véhiculer sur une porteuse un signal analogique ou un signal numérique.

L'**ellipsoïde de Fresnel** est la zone de l'espace rejoignant le centre de l'émetteur au centre du récepteur caractérisé par le fait que l'ensemble des rayons qui se propagent à l'intérieur de son enveloppe (en forme d'ellipsoïde) ne se détruisent pas mutuellement par interférence; le rendement en puissance transmise y est optimal (*figure I.1*).

La qualification **Point à point** signifie que le tir du faisceau est dirigé de l'émetteur (fixe ou mobile) vers un récepteur bien ciblé, en général fixe, contrairement au broadcasting qui "arrose" l'espace pour atteindre une infinité de récepteurs (exemple: émetteur radio, TNT, WiFi).

Afin de franchir certains obstacles naturels, arbres et reliefs, bâtiments, rotondité de la Terre sur les distances  $> 5\text{km}$ , les antennes directives sont surélevées par rapport au sol à l'aide de mât métalliques, ou montées aux sommets de promontoires naturels (*figure I.2*).

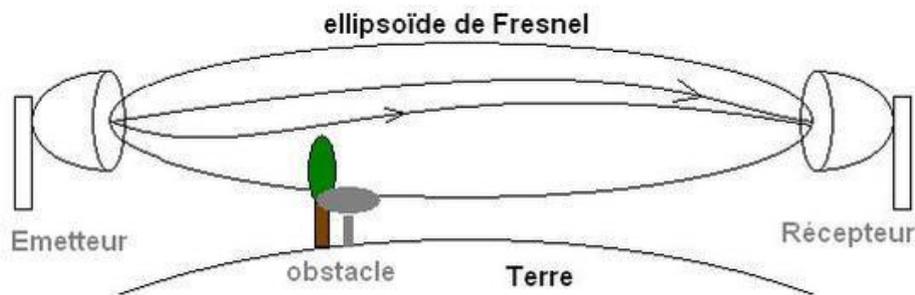


Figure I.1 : Ellipsoïde de Fresnel.



Figure I.2 : Antenne pour faisceaux hertziens.

## **II.1.2. Les liaisons point-multipoints**

La mobilité de l'utilisateur est réalisée dans les réseaux de télécommunication par l'intermédiaire d'une liaison radio entre le terminal mobile et la station de base (ou le répéteur) connecté au réseau fixe. Selon le type et la localisation de la station de base, deux grandes catégories de systèmes de communication mobile peuvent être définies [3] : le système terrestre et le système satellite.

### **II.1.2.1. Système terrestre**

Les systèmes de communications terrestres sans fil sont nombreux. Dans la plupart des cas, il y a un échange bilatéral d'informations entre deux terminaux par l'intermédiaire d'ondes hertziennes. Parmi les configurations possibles des communications mobiles terrestres entre une source et une antenne réceptrice, on différencie deux cas de figure :

- la source est mobile et l'antenne réceptrice est statique (exemple : une station de base de téléphone cellulaire communiquant avec une personne se déplaçant dans un véhicule),
- l'émetteur et le récepteur se déplacent (exemple : un véhicule se déplaçant équipé d'un radar afin de détecter la position d'autres véhicules circulant).

### **II.1.2.2. Système satellite**

Les télécommunications par satellite ne sont qu'un exemple des systèmes de télécommunications sans fil.

La différence la plus évidente, mais néanmoins importante, entre les systèmes de télécommunications terrestres et ceux par satellite réside dans le fait que pour ces derniers, l'émetteur n'est plus au sol mais dans le ciel. Grâce à sa capacité de "voir " environ un tiers de la surface de la Terre depuis sa position dans l'espace, un satellite peut couvrir une très vaste zone géographique. Les avantages sont donc multiples :

- avec trois satellites seulement, on peut établir un système mondial couvrant le quasi totalité du globe à l'exception des régions polaires très peu peuplées. Pour une couverture équivalente avec des moyens terrestres, il faudrait un réseau d'émetteurs au sol très dense et très coûteux,
- les services peuvent être très rapidement offerts puisque la couverture est assurée pour tous les utilisateurs dès le premier jour, sans passer par les étapes de la mise en place d'un réseau de transmissions au sol. Ainsi, que vous habitiez dans une région très

reculée ou en plein centre d'une grande ville, vous bénéficierez de la même qualité de service grâce à une simple antenne,

- les satellites font naturellement reculer les frontières fournissant ainsi de nombreuses possibilités de services véritablement internationaux.

Les antennes à faisceau formé directives sont utilisées pour établir ces liaisons point à point ou point multipoint. Parmi les antennes capables de réaliser ces missions, on trouve les antennes à ouverture telle que les antennes cornets, les antennes à réflecteur ou les antennes lentilles, les antennes à onde de fuite mais aussi à synthèse d'ouvertures réalisables par la mise en réseau d'éléments rayonnants.

Ces dernières offrent en théorie une grande souplesse de conception. Il est possible de gérer à souhait la forme des lobes principaux ainsi que les niveaux des lobes secondaires. De plus cette mise en réseau d'éléments rayonnants est l'architecture de base de la plupart de concept d'antenne à agilité de diagramme. Nous allons concentrer la suite de notre travail sur ces antennes réseaux.

### **III. LES ANTENNES RÉSEAUX**

Les antennes à faisceau directif ou formé sont utilisées pour plusieurs objectifs. Ainsi une antenne de réception directive permet d'augmenter la portée d'une liaison hertzienne et ainsi réduire le nombre de stations de base ou d'émetteurs nécessaires à la couverture d'une zone géographique.

Des antennes émettrices à faisceau formé permettent par exemple de réaliser une couverture cellulaire d'une zone géographique pour augmenter les débits d'information dans cette même zone. La grande flexibilité de conception des antennes réseaux permet de satisfaire à ces exigences.

De plus ces antennes sont généralement peu encombrantes en comparaison avec des antennes à ouverture de type cornet ou antenne à réflecteur qui remplirait la même mission.

#### **III.1. Principe**

Les antennes réseaux relèvent de l'association judicieuse de plusieurs antennes pour synthétiser une ouverture rayonnante.

Les antennes réseaux sont composées de  $N$  sources rayonnantes (dipôles, patches, cornets...) réparties dans l'espace. Les grandeurs électriques (signaux) injectées ou collectées sur l'accès de chacune de ces sources sont pondérées en amplitude et (ou) en phase avant d'être sommées entre elles. Un répartiteur de faisceaux permet de réaliser les sommations

cohérentes et pondérées des signaux collectés par un système en réception, ce même répartiteur réalisera les signaux pondérés qui seront injectés sur chaque source de l'antenne d'émission.

Grâce à ces pondérations, les antennes réseaux peuvent produire des diagrammes de rayonnement ayant la forme souhaitée [4]. Il sera notamment possible de créer plusieurs lobes simultanément ou un lobe dans la direction du signal incident et un zéro dans la direction d'une interférence.

Les antennes réseaux peuvent avoir plusieurs configurations géométriques ; ces configurations sont d'une grande variété, mais on peut les grouper de la manière suivante :

- les réseaux linéaires : alignement des sources sur une droite,
- les réseaux planaires : les sources sont disposées sur un plan,
- les réseaux circulaires : les sources sont disposées sur un cercle,
- les réseaux volumiques : les sources sont réparties dans un volume.

Il y a plusieurs facteurs qui contribuent à la formation du diagramme de rayonnement de réseau :

- la configuration géométrique (linéaire, circulaire, planaire, volumique),
- l'espacement entre les sources,
- l'amplitude d'excitation pour chaque élément,
- la phase d'excitation pour chaque élément,
- la polarisation de chaque élément,
- le diagramme élémentaire.

### **III.2. Cas simple d'un réseau linéaire**

La géométrie la plus fréquemment utilisée dans la conception des antennes réseaux est celle d'un réseau linéaire uniforme car elle est simple à mettre en œuvre. La *figure 1.3* présente un réseau linéaire de  $N$  sources équidistantes d'un pas de réseau  $d$ . Ces sources sont alimentées avec la même amplitude et avec un gradient de phase progressive  $\Delta\phi$ . Pour un point  $M$  situé dans la zone de rayonnement lointaine, le champ total rayonné est donné par la somme de chaque champ élémentaire.

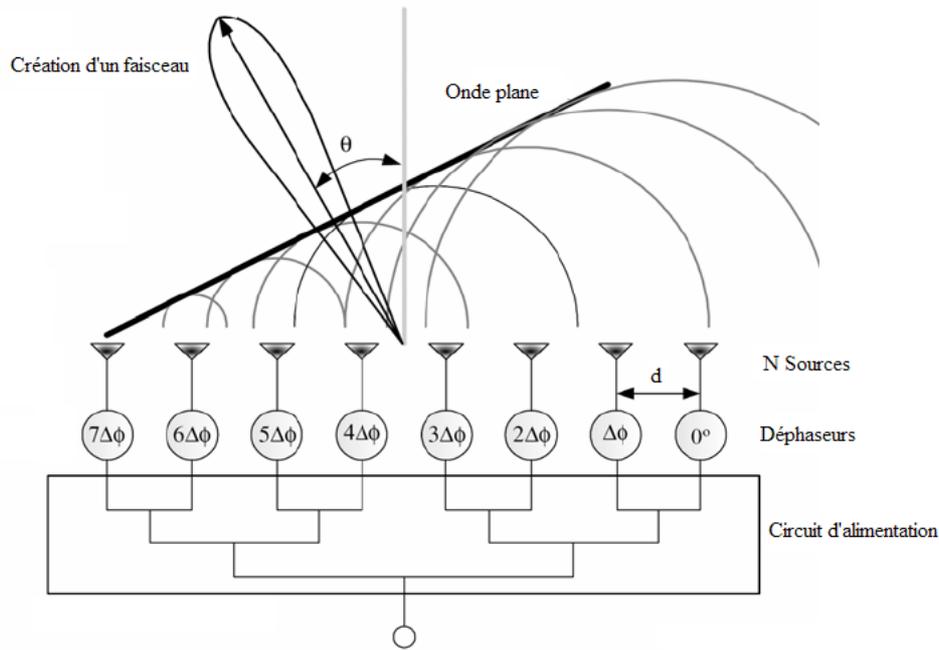


Figure I.3 : Schéma d'un réseau linéaire régulier.

Le champ total en module s'écrit alors :

$$|E_t| = \frac{E_0 \cdot I_0}{r} \cdot \frac{\text{Sin}\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\text{Sin}\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad \text{Avec } \psi = kd \cos(\theta) + \Delta\phi \quad I.1$$

$$\text{Facteur du réseau : } F = \frac{1}{N} \cdot \frac{\text{Sin}\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\text{Sin}\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad I.2$$

Ce facteur (appelé facteur d'alignement dans certains ouvrages) est indépendant de la source élémentaire composant le réseau. Il y a plusieurs configurations possibles :

- si toutes les sources sont excitées en phases, le champ rayonné est maximum dans le plan normal au réseau,
- si les sources sont excitées avec un gradient de phase non nul, le maximum de rayonnement apparaît pour  $\Psi = 2m\pi$ . Les solutions sont périodiques et font apparaître sur le même diagramme de rayonnement des lobes de réseaux pour des valeurs de  $m \neq 0$ .

Le faisceau s'incline toujours du côté où les phases retardent. Une variation de  $\Delta\phi$  entraîne celle de  $\theta$  : c'est le principe des antennes à **balayage électronique**. En un mot, la variation

du gradient de phase du réseau détermine celle du pointage. C'est à partir de ces remarques que les répartiteurs de faisceaux sont élaborés.

## **IV. LES ANTENNES AGILES**

L'intérêt du concept d'antennes à agilité de faisceau est surtout connu pour le radar à balayage. On a tout d'abord réalisé cette agilité de faisceau en positionnant des antennes directives (réflecteurs) sur des supports mécaniques à un ou deux axes de rotation pour scruter une partie de l'espace.

Grâce aux progrès des composants semi-conducteurs, il est aujourd'hui possible de remplacer les actions mécaniques par un conditionnement électronique des signaux en amont de chaque élément rayonnant d'une antenne réseau maintenue immobile (équation I.1).

Ces antennes jusqu'alors réservées à des applications de surveillance pourraient néanmoins rendre de grand service pour des applications commerciales grand public.

La multiplication croissante des systèmes sans fil exigera en effet de ces antennes plus de fonctionnalités que ne le permettent des conceptions classiques. Il s'agit alors de réaliser une antenne capable de s'adapter à des conditions changeantes en ajustant par exemple la fréquence de fonctionnement, la polarisation ou le diagramme de rayonnement.

D'une façon plus générale, la diversité de diagramme de rayonnement permet d'optimiser les bilans de liaison et ainsi d'améliorer les débits de transmission, l'autonomie, et de diminuer les interférences avec d'autres utilisateurs [5]. La reconfiguration du diagramme de rayonnement d'une antenne pourrait permettre de s'adapter à des tâches désirées telles que le changement de la zone de surveillance, la suppression des signaux interférents [6], la reconfigurabilité d'une couverture cellulaire d'un réseau de télécommunication...

### **IV.1. Structure des antennes à pointage électronique**

Une antenne agile comporte trois parties qui peuvent être optimisées séparément (*figure I.4*) : les éléments rayonnants, le système d'alimentation, et enfin le circuit de contrôle :

- les éléments rayonnants : une antenne agile peut être formée d'un réseau planaire, de cornets ou de brins rayonnants, etc...,
- le système d'alimentation ou répartiteur : ce système permet de pondérer les éléments rayonnants en amplitude et phase. Il utilise autant de déphaseurs et d'atténuateurs qu'il y a d'éléments rayonnants,

- le circuit de contrôle : Il évalue les amplitudes et les phases en fonction de la tâche désirée et commande le circuit de formation de faisceaux.

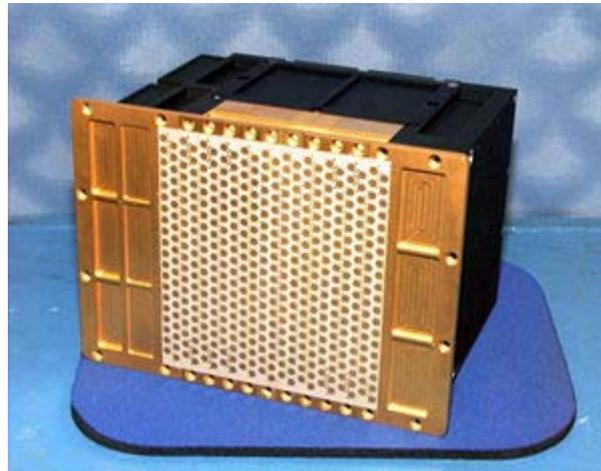


Figure I.4 : Exemple d'une antenne agile.

## IV.2. Intérêt des antennes agiles

Les systèmes de télécommunication modernes doivent faire face à l'augmentation des débits et du nombre d'utilisateurs. Dans les systèmes de télécommunication, des techniques de multiplexage peuvent être utilisées (figure I.5).

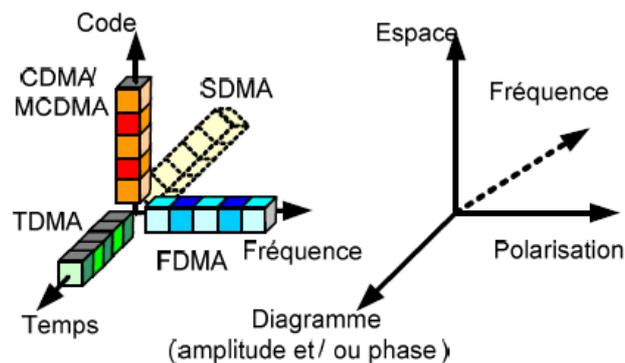


Figure I.5 : Techniques de multiplexage des accès et de diversité au niveau de l'antenne.

Ainsi les architectes des systèmes de télécommunication modernes mettent en œuvre des protocoles multiples accès DMA (division multiple access).

- Time DMA : en TDMA la capacité de la chaîne en bit/s est utilisée au maximum, et le flux de bit est divisé en trames, puis les trames sont subdivisées en time-slots qui sont allouées aux différents utilisateurs.

- Frequency DMA : en FDMA, la totalité de la bande passante BP est subdivisée entre n utilisateurs simultanés. Chaque utilisateur se voit alloué une bande de largeur BP/n.
- Code DMA: en CDMA, on combine le principe de la réutilisation de fréquence et de l'accès canal multiple. Son implémentation met en œuvre une modulation par étalement du spectre grâce à des séquences codées et des sauts de fréquence. Chaque utilisateur se voit ainsi alloué un code de dispersion ou un motif pour les sauts de fréquence. Les codes sont choisis pour avoir une corrélation croisée très faible.

Pour augmenter en plus l'efficacité des systèmes de télécommunication, on peut ajouter à ces protocoles la technique de la diversité de l'antenne (rayonnement et polarisation) :

- Spatial DMA : en SDMA, les antennes multifaisceaux permettent à une station de base de communiquer avec plusieurs mobiles séparés en angle par rapport à la station de base. En utilisant des faisceaux très directifs et/ou en créant des nuls dans les autres directions, la station de base crée ainsi plusieurs canaux de communication en utilisant la même fréquence. Dans le cas d'une couverture multifaisceaux, si les faisceaux sont disjoints et suffisamment séparés, on peut réutiliser les mêmes bandes de fréquence d'un faisceau à l'autre. En théorie et par combinaison des techniques de diversité de polarisation (où le facteur de réutilisation de fréquence est égal à 2) et de diversité spatiale (où le facteur de réutilisation de fréquence est au plus égal au nombre de faisceaux), un satellite multifaisceaux à 5 faisceaux disjoints peut offrir 10 fois plus de capacité pour la même bande allouée qu'un satellite mono faisceau travaillant sur une seule polarisation.

### **IV.3. Domaine d'application**

Les antennes agiles peuvent être utilisées dans tous les systèmes de télécommunication, nous présentons quelques exemples :

- Télécommunications : les stations AM utilisent des émetteurs à commande de phase pour améliorer leur couverture vers les zones urbaines aux dépens des zones moins peuplées. La variation de la hauteur et de l'effet de l'ionosphère rend nécessaire des ajustements diurnes et nocturnes au diagramme de rayonnement [7],
- Radars : le radar tridimensionnel à balayage électronique utilise ce principe pour sonder l'atmosphère sans avoir à utiliser une antenne mobile. D'un coût important, les utilisateurs principaux de ce genre de radar sont surtout les militaires qui doivent suivre des cibles très mobiles qui échapperaient aux antennes conventionnelles. Le

radar REB2 (Radar à Balayage Electronique 2 plans), utilisé par l'avion de chasse Rafale, a été modifié afin de recevoir cette technologie,

- Astronautique : des satellites comme le MESSENGER en route vers Mercure (arrivée prévue le 12 mars 2011), utilisent ce type d'antenne pour leurs télécommunications. Ces antennes sont facilement orientables, sans pièces mécaniques mobiles et, selon la longueur d'onde utilisée, très compactes.

## **V. AXES D'INNOVATION POUR LES ANTENNES AGILES**

Après avoir fait une brève présentation des antennes réseaux (principe, intérêt et domaine d'application), nous allons établir un historique rapide sur la conception des réseaux d'antennes. Nous identifions deux voies de recherche qui regroupent la majorité des conceptions des réseaux d'antennes agiles :

- la première voie est technologique (reconfigurabilité des antennes réseaux). Une partie des travaux menés actuellement cherchent à améliorer les performances des systèmes d'alimentation et à trouver des nouveaux matériaux susceptibles de créer la fonction d'agilité. L'agilité qu'ils apportent peut être obtenue par l'ajout de microcomposants (diodes, MEMS, ferrites...),
- la seconde voie est la voie conceptuelle des antennes réseaux. L'optimisation conjointe de l'antenne avec son circuit de distribution peut être réalisée pour réduire l'effet des couplages entre les éléments rayonnants et maîtriser parfaitement les lobes secondaires, les coûts, augmentant le rendement, réseaux aperiodiques pour réduire le nombre d'éléments, etc...

### **V.1. Voie technologique**

Le pointage s'effectue dans certaines applications mécaniquement. Citons par exemple les tourelles d'orientation des antennes de radar : elles ont, de part leur inertie, des constantes de temps supérieures à la seconde. Pour pointer successivement différentes cibles, cette perte de temps peut s'avérer rédhibitoire si la vitesse du mobile relativement à la cible fixe est importante. A cela vient s'ajouter l'encombrement propre du système mécanique. Il faut alors s'affranchir de l'inertie du système en orientant électroniquement le faisceau. Le procédé du réseau à déphasage qui est connu depuis longtemps illustre la technique du pointage électronique.

La direction du faisceau principal peut être ajustée par un gradient de phase appliqué sur le réseau d'antennes. Les commutateurs RF sont utilisés avec un répartiteur de faisceaux pour

contrôler le changement de phase des lignes de transmission alimentant le réseau [8]. Il existe deux catégories d'architectures : les architectures passives et les architectures actives.

### V.1.1. Architecture à répartiteur passif

Une antenne à balayage électronique **passive** [9] réalise la formation du faisceau émis (ou reçu) grâce à un ensemble de dispositifs électroniques tels que des déphaseurs, des commutateurs, des atténuateurs (*figure I.6*). Le signal à émettre est distribué par un réseau à un ensemble de modules comportant déphaseurs et éléments rayonnants. Les dispositifs d'amplification des signaux émis ou reçus sont réalisés à l'extérieur de l'antenne.

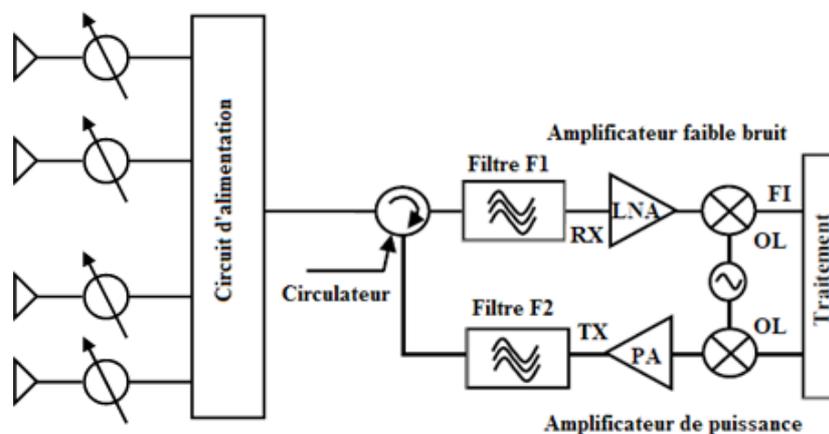


Figure I.6 : Architecture passive d'un réseau à balayage électronique.

La chaîne de réception comporte un amplificateur faible bruit. Un amplificateur faible bruit (*LNA* de l'anglais Low Noise Amplifier) est un dispositif électronique chargé de mettre en forme des signaux très faibles en provenance d'une antenne. Il est souvent placé à proximité du capteur, de manière à minimiser les pertes en ligne ; pour cette raison, il est parfois nommé préamplificateur. Quant à la chaîne d'émission, le signal arrivant sur l'antenne, après les différentes étapes de codage, de modulation et de translation en fréquence, est amplifié pour résister à l'atténuation provoquée par le canal de propagation. Un circulateur est utilisé pour relier les deux chaînes au circuit d'alimentation.

Pour former les faisceaux multiples, un choix de  $N$  éléments d'antenne est relié à  $N$  ports des faisceaux. Cette architecture, est généralement connue sous le nom de réseau d'alimentation de faisceaux (Beamforming Network). Cependant, le diagramme de rayonnement d'antenne dans ce cas est fixe, c'est-à-dire, pour un choix de faisceau dans une direction désirée, un ajustement de phase doit être accompli.

Quelques applications de réseau exigent plusieurs faisceaux fixes qui couvrent un certain secteur angulaire. Plusieurs techniques existent et fournissent ces faisceaux fixes. On peut retrouver les répartiteurs de type optique (lentille de Rotman, lentille de Luneberg, ...) et les répartiteurs de type circuit (matrice de Butler, matrice de Blass, matrice de Nolen, ...).

Parmi ces répartiteurs de faisceaux, quatre peuvent aisément être associés à des réseaux imprimés à faible coût.

### V.1.1.1. Matrice de Butler

Les systèmes d'alimentation d'antennes multifaisceaux sont connus pour la plupart depuis les années 60. La matrice de Butler [10] est l'un des répartiteurs de faisceaux les plus utilisés. C'est un circuit réciproque passif symétrique à N ports d'entrées et N ports de sorties qui pilote N éléments rayonnants produisant N faisceaux orthogonaux différents (*figure I.7*). C'est un système parallèle, qui est composé de jonctions qui connectent les ports d'entrée aux ports de sortie par des lignes de transmission. Ainsi un signal d'entrée est à plusieurs reprises divisé jusqu'aux ports de sortie. Le lobe principal du diagramme de rayonnement peut être dévié en changeant le port d'alimentation, la somme des faisceaux peut couvrir complètement un secteur de 180° dans le plan horizontal.

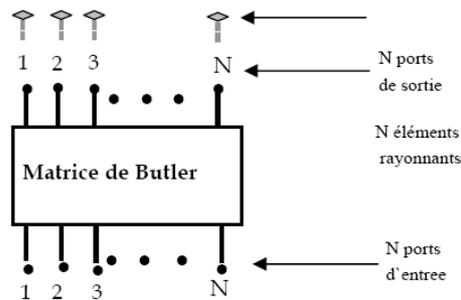


Figure I.7 : Schéma système d'une matrice de Butler.

La matrice de Butler possède de nombreux avantages :

- un réseau simple employant peu de types de composants (des coupleurs et des déphaseurs fixes), qui est mis facilement en œuvre par l'utilisation des lignes microrubans,
- elle réalise le pointage électronique dans l'espace sans mouvement mécanique dans le procédé de balayage,
- sa conception est rendue plus facile grâce à la symétrie de sa topologie.

La matrice de Butler n'est pas un circuit d'alimentation parfait, elle a les inconvénients suivants :

- le nombre de composants est grand quand le nombre d'éléments du réseau est grand,
- le pointage et l'ouverture à mi-puissance du faisceau varient avec la fréquence,
- les niveaux des lobes secondaires sont fixés dès que le nombre de faisceaux désiré est choisi,
- les pertes diélectriques ne sont pas négligeables.

On retrouve les matrices de Butler dans les satellites géostationnaires, tels qu'INMARSAT-3 pour les systèmes de communications mobiles. On peut ajouter les satellites à orbite basse, tels que les systèmes IRIDIUM créés par Motorola qui assurent une desserte globale pour une clientèle effectuant surtout des appels internationaux.

### V.1.1.2. Matrice de Blass

La matrice de Blass [11] est une matrice qui peut générer des faisceaux multiples. C'est un réseau d'alimentation en série avec une structure en treillis (*figure I.8.a*), dans laquelle la puissance est diminuée séquentiellement à partir des lignes ("through line" en anglais) au moyen de coupleurs directionnels. Ces coupleurs déterminent la distribution en amplitude du réseau d'antennes et par conséquent le niveau des lobes secondaires des diagrammes de rayonnement. Même si la matrice possède une grande souplesse pour la pondération de ses éléments rayonnants, le nombre de composants mis à sa disposition est conséquent. Sa topologie a donc évolué pour arriver à une architecture sans charge, avec moins de composants, mais disposant de moins de degrés de liberté au niveau des pondérations (*figure I.8.b*).

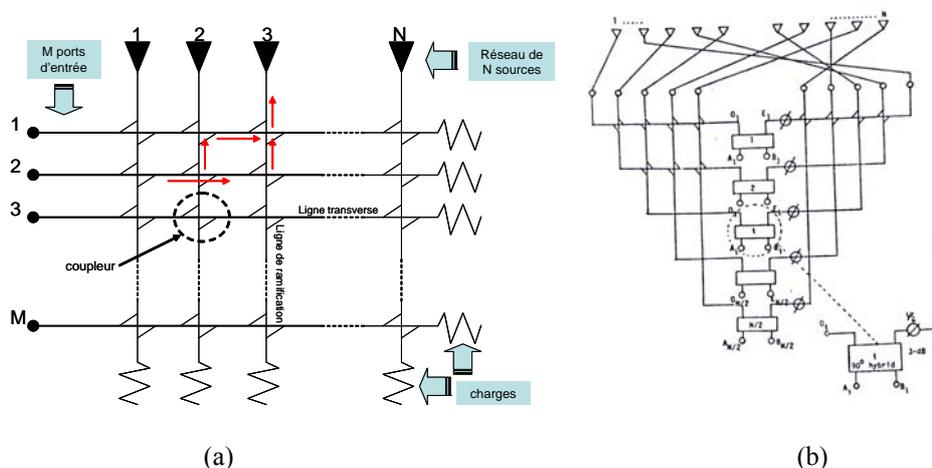


Figure I.8 : (a) Architecture de base de la matrice de Blass, (b) Architecture à alimentation centrée.

La matrice de Blass possède plusieurs avantages :

- pour un grand réseau, la disposition d'intercommunication du circuit est simple car il n'y a pas de croisement,
- la pondération en amplitude est possible pour chaque faisceau,
- le temps de retard assure une certaine constante de faisceaux avec la fréquence.

Cependant, elle présente des inconvénients sérieux :

- le nombre de coupleurs devient vite important et cela implique un plus grand coût en matériel et poids,
- plus le nombre de faisceaux augmente, plus l'interaction entre les différentes lignes transverses est grande, ce qui rend les réseaux beaucoup plus difficiles à concevoir.

Des versions en guide d'ondes ont vu le jour, comme par exemple pour des applications d'imagerie satellite à l'aide d'un radar à synthèse d'ouverture (SAR) dont l'antenne génère deux faisceaux simultanés à partir de la même ouverture fonctionnant à 5,3GHz [12]. Dernièrement une réalisation optique de la matrice de Blass basée sur une structure en guide d'ondes de substrat opérant entre 18 et 26GHz, a été menée pour un système photonique de réseau d'antennes à déphasage [13].

### **V.1.1.3. Matrice de Nolen**

La matrice de Nolen peut être vue comme combinaison d'une matrice de Butler et d'une matrice de Blass, les  $N$  éléments d'une antenne sont couplés à  $M$  ports de faisceau comme représenté à la *figure I.9*. Comme la matrice de Blass, la matrice de Nolen peut alimenter un nombre d'antennes différent du nombre d'orientations de faisceaux. La matrice de Nolen est composée de déphaseurs et de coupleurs. Elle est une représentation générale de la transformé discrète de Fourier. Comme la matrice de Blass, elle est rarement utilisée à cause de ses pièces coûteuses, et des difficultés de l'ajustement de réseau [14].

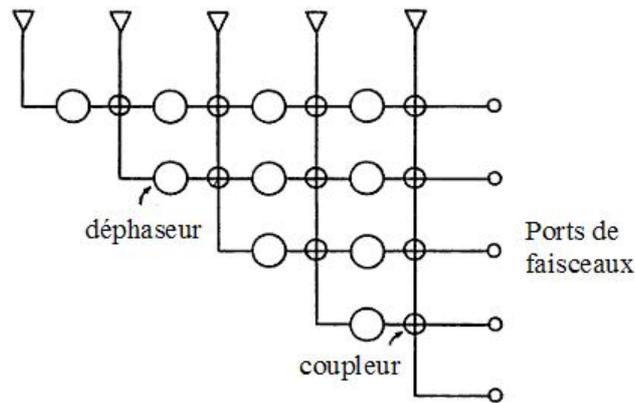


Figure I.9 : Architecture de la matrice de Nelon.

#### V.1.1.4. Lentille de Rotman

Le type quasi-optique le plus connu est la lentille de Rotman [15]. La procédure de synthèse d'une lentille de Rotman est basée sur des principes de l'optique géométrique. L'excitation d'un port d'entrée produit une distribution d'amplitude approximativement uniforme et une déclivité de phase linéaire (gradient de phase constant) aux ports de sortie.

La lentille de Rotman est intéressante car elle autorise une certaine liberté de conception avec de nombreux paramètres à ajuster. Cependant ses inconvénients ne sont pas négligeables :

- les faisceaux orthogonaux n'existent pas en raison des débordements indésirables du diagramme primaire de la lentille,
- le couplage mutuel entre les ports d'entrée est réel et difficile à maîtriser.

La lentille de Rotman dans le domaine millimétrique est essentiellement fabriquée en guides d'onde pour des applications radars et de communications.

Les inconvénients des architectures passives sont les pertes dans le circuit de distribution. Pour résoudre ce problème, la plupart des réseaux d'alimentation des antennes d'architectures passives sont basés sur une technique guide d'onde ce qui augmente sensiblement le poids de ces antennes.

#### V.1.2. Architecture active

Une antenne à balayage électronique **active** [16] correspond à une antenne passive dont les dispositifs d'amplification des signaux émis ou reçus sont inclus dans l'antenne. Elle peut également contenir des dispositifs électroniques avancés de réception, comme la conversion de fréquence ou le codage des signaux. Par rapport à une antenne réseau agile à architecture passive, une antenne agile active est caractérisée par le fait que ses modules actifs sont placés

entre les  $N$  éléments rayonnants et leurs sorties (*figure I.10*). Avec ces architectures, la sensibilité du système antenne est améliorée grâce à l'amplification faible bruit et la génération de la forte puissance à l'entrée des éléments rayonnants. Ajoutons à cela, les TRM (*Transmit/Receive Module*) offrent une flexibilité en amplitude et en phase pour les voies montante et descendante.

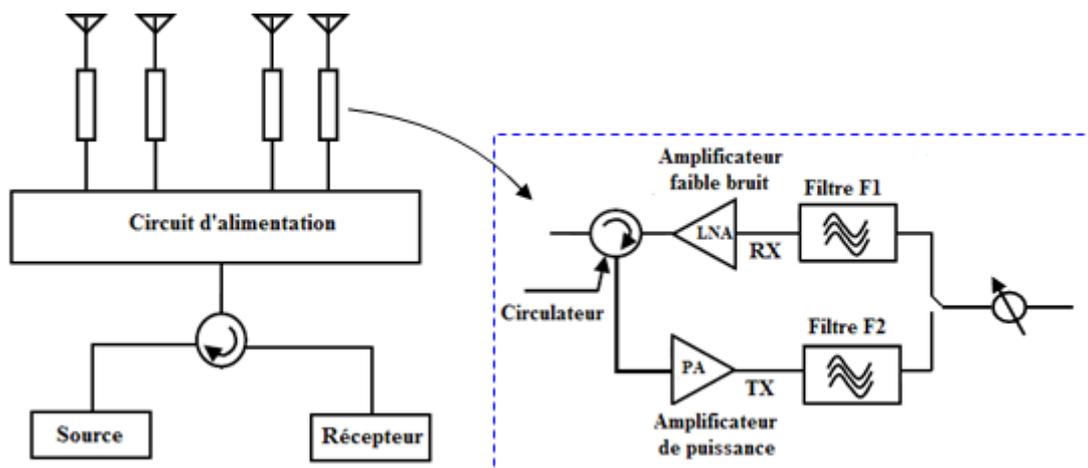


Figure I.10 : Architecture active d'un réseau à balayage électronique.

Si le contrôleur de l'antenne est un système de calculateur numérique, le contrôle s'effectue de manière discrète plutôt que continuellement variable (antennes adaptatives, antennes à commande numérique). Une autre alternative consiste à employer des éléments actifs (amplificateurs RF pour le contrôle des amplitudes et déphaseurs variables pour celui des phases).

Il existe différents types de répartiteurs de faisceaux numériques. On citera :

#### V.1.2.1. Déphaseurs reconfigurables

En modifiant de façon indépendante la phase du signal alimentant chacune des antennes du réseau, grâce à une commande électronique, il est possible d'orienter le faisceau dans une direction souhaitée. Des déphaseurs agiles à base de ferrites ont été utilisés avec succès dans des systèmes militaires malgré des inconvénients évidents (coût et encombrement important, complexité du système de commande) [17]. Plus récemment, des composants actifs à base d'AsGa ou de MEMS [18] ont été utilisés pour réaliser ce type de fonctions mais leurs prix conséquent limitent pour l'instant la commercialisation des antennes actives. Le développement des déphaseurs agiles compacts à commande électrique et à faible coût

permettrait d'intégrer ce type de fonctionnalité sur des systèmes embarqués (avionique, automobile, ...). D'un point de vue civil, le contrôle du faisceau de l'antenne trouverait par exemple des applications dans les réseaux locaux sans fil WLAN pour lesquels un filtrage spatial pourrait accroître les capacités de traitement d'informations en séparant le signal utile des interférences suivant leur angle d'arrivée [19].

#### **V.1.2.2. Diodes PIN**

Les diodes PIN sont des composants à semi-conducteurs composés de deux couches très dopées respectivement P et N, séparées par une couche intrinsèque non dopée. En plaçant la diode sur le chemin de propagation de l'onde hyperfréquence, il est possible de laisser passer ce signal (polarisation directe) ou de le réfléchir (polarisation inverse) ; on réalise de cette manière un interrupteur.

En ce qui concerne la reconfigurabilité, la fonction interrupteur est principalement employée. Dans une publication récente [20], les caractéristiques d'une diode PIN silicium sont par exemple utilisées pour dimensionner un réseau d'antennes patch à diversité de polarisation. Ce type de diode présente des tensions de commande peu élevées (de l'ordre de 1V) pour une consommation de puissance pouvant atteindre 50mW. Leur principal défaut provient d'une résistance série trop importante ( $2-4\Omega$ ) en polarisation directe néfaste pour leur niveau d'isolation ( $-24\text{dB}$  à 1GHz et  $-12\text{dB}$  à 6GHz) [21]. Ces caractéristiques peuvent être obtenues pour un coût très faible puisqu'en grande quantité, le prix de telles diodes n'excède pas 5 à 10 centimes d'euro. Les avancées récentes, sur des matériaux de type InGaAs par exemple [22], laissent entrevoir une amélioration importante des performances hautes fréquences des diodes PIN dans les années à venir.

#### **V.1.2.3. MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)**

Les MEMS sont des circuits micro usinés de très petites dimensions dont le mécanisme peut être actionné par une force ayant diverses origines (thermique, électrique, magnétique, optique, ...).

En ce qui concerne les télécommunications, les MEMS sont la plupart de temps utilisés comme interrupteurs ou capacités variables. On trouve principalement deux structures de MEMS RF : les MEMS de type cantilever (*figure I.11.a*) et ceux de type pont (*figure I.11.b*).

Les MEMS de type cantilever sont insérés directement sur la ligne de transmission créant ainsi une discontinuité sur le passage du signal. En appliquant une tension de commande entre les deux électrodes, le champ électrique ainsi créé va entraîner un

rapprochement de deux électrodes et donc une augmentation de la capacité équivalente à la structure. Le principe est identique pour les MEMS de type pont. Cependant, l'électrode supérieure est alors reliée aux plans de masse et la structure se comporte comme une capacité placée en parallèle sur la ligne. Cette dernière configuration a démontré une bien meilleure fiabilité que la structure de type cantilever. Aujourd'hui, les études se concentrent surtout sur l'amélioration de la fiabilité des MEMS dans le temps : tenue mécanique, collage électrostatique, ...

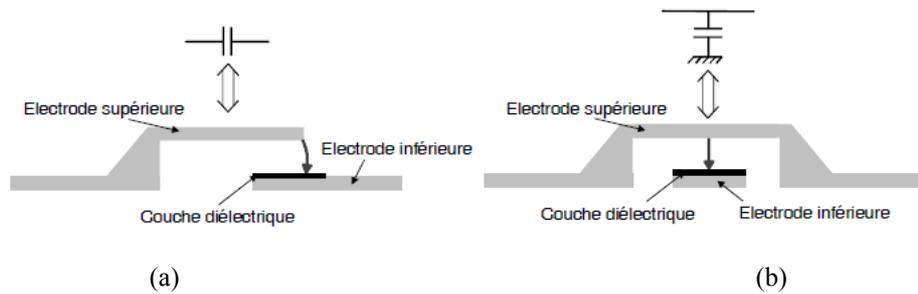


Figure I.11 : Structure d'un MEMS de type cantilever (a) et de type pont (b).

Ces composants ont démontré un potentiel intéressant pour les applications d'agilité d'antennes [23][24]. Leurs principaux avantages sont leur linéarité, leur faible consommation de puissance et ainsi leur coefficient de qualité élevé avec des temps de réponse de l'ordre de la  $\mu\text{s}$ .

A contrario, il subsiste encore un certain nombre de problèmes irrésolus : la fiabilité à long terme n'est pas encore garantie, le coût d'encapsulation est encore trop élevé et ses structures ne supportent pas des fortes puissances ( $< 1\text{W}$ ). Aussi de nombreux travaux de recherche ont été financés pour la mise au point et l'optimisation de ces composants.

#### V.1.2.4. Les matériaux agiles

Une autre solution pour la réalisation des fonctions agiles consiste à utiliser des matériaux dits «agiles» dont les propriétés diélectriques (permittivité et/ou perméabilité) peuvent être modifiées sur l'action d'une commande externe.

Parmi les matériaux qu'il existe, on cite :

- les matériaux ferromagnétiques [25] (pour la réalisation des déphaseurs),
- les cristaux liquides [26] (antennes reconfigurables en fréquence),
- les matériaux ferroélectriques (pour la réalisation des fonctions agiles).

Cette thèse ne se veut pas exhaustive à ce sujet, mais tenait à présenter les architectures des réseaux d'antennes agiles et leurs performances.

Dans le paragraphe suivant, on présentera la voie conceptuelle des antennes réseaux.

## **V.2. Enjeux conceptuels**

Il est facile de définir les principaux enjeux à surmonter dans la conception des antennes réseau agiles. On citera en premier lieu le prix de revient de ces structures complexes, l'élargissement de leur bande passante, l'efficacité (ou rendement) et enfin le TOS actif.

Ce dernier point a retenu notre attention car il contribue à la complexification de l'architecture de l'électronique de pilotage, à l'affaiblissement de l'efficacité et à la dégradation des performances. Aussi, les solutions mises en jeu pour s'affranchir des conséquences extrêmes engendrées par le TOS actif concourent à une augmentation du coût des antennes agiles.

Le TOS actif est une conséquence directe des couplages entre les éléments rayonnants qui constituent l'antenne. Ainsi les puissances couplées dans les éléments rayonnants sont des phénomènes cumulatifs qui dépendent de la distribution des pondérations appliquées, c'est-à-dire de l'objectif de rayonnement visé.

Nous nous intéressons donc dans la suite à un inventaire des efforts consacrés à la réduction des couplages ou à leur prise en compte lors de la conception des réseaux d'antennes.

### **V.2.1. Méthodes utilisées pour la réduction des couplages**

Dans les réseaux d'antennes, les couplages inter-élément modifient les caractéristiques radioélectriques de l'antenne. Ceci est dû à l'interaction entre les éléments rayonnants qui dépend d'une part de leurs caractéristiques intrinsèques et d'autre part de l'espacement entre ces éléments. La conception des réseaux d'antennes nécessite donc la connaissance préalable du couplage mutuel entre les éléments rayonnants.

En effet, une source excitée entraîne par couplage une certaine stimulation des autres sources voisines qui recueillent une partie de son énergie émise puis rayonnent à leur tour (déformation du diagramme de rayonnement) et réfléchissent une partie de l'énergie vers l'entrée du réseau (*figure I.12*). Une augmentation du pas du réseau d'antennes y remédie, mais cette solution n'est pas toujours applicable à cause de l'encombrement de l'antenne et des lobes de réseau qui apparaissent au delà de la demi-longueur d'onde d'espacement entre deux éléments contigus.

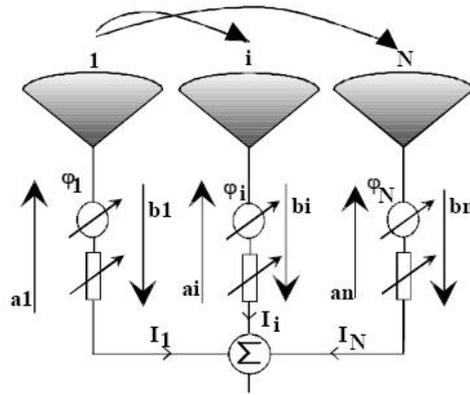


Figure I.12 : Représentation électrique du couplage dans le circuit de distribution.

Dans la réalisation pratique, le couplage mutuel dégrade les caractéristiques du réseau tel que: diagramme de rayonnement, impédance d'entrée, efficacité [27] etc...

Pour obtenir le rayonnement désiré avec une bonne efficacité, la conception des antennes réseaux avec leur circuit d'alimentation, nécessite de réduire l'effet de couplage qui existe entre les antennes. Plusieurs solutions sont utilisées pour réduire les couplages dans les réseaux d'antennes.

Tokumar et Nakanishi [28] montrent une méthode de réduction du couplage mutuel. Les auteurs utilisent l'analyse de la structure infinie, en utilisant la méthode de la force électromotrice (FEM) pour un réseau de dipôle à laquelle sont ajoutés des éléments parasites (figure I.13). Le couplage mutuel entre les éléments d'antenne est réduit comme montre la figure I.14.

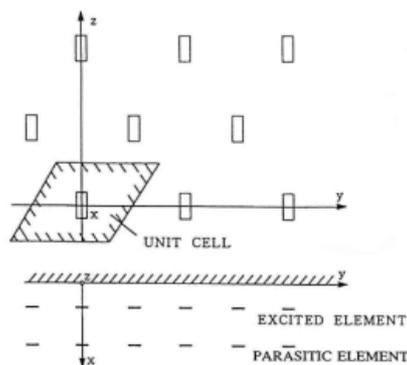


Figure I.13 : Réseaux de dipôles avec les éléments parasites.

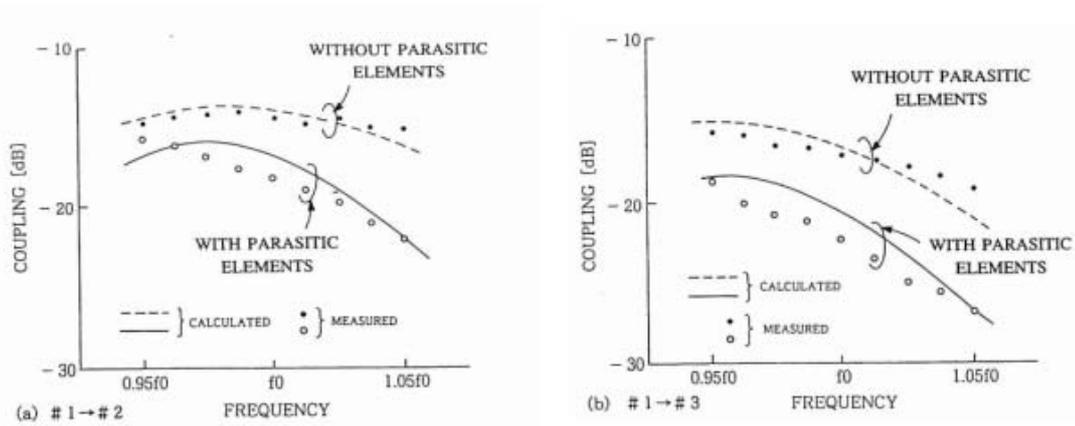


Figure 1.14 : Couplage entre deux dipôles adjacents.

Une des solutions proposée au sein du laboratoire LEAT de Sophia-Antipolis [29], pour atténuer les effets de couplage est d'utiliser la technique dite de «neutralisation». Son principe consiste à connecter une ligne entre les toits de deux antennes PIFAs (Planar Inverted-F Antenna) fonctionnant en bande DCS [1710-1880MHz] et UMTS [1920-2170MHz]. Ces dernières sont séparées de 18mm ( $0,12\lambda_0$ ) et intégrées sur un PCB (Printed Circuit Board) de  $100 \times 40 \text{mm}^2$ . La figure 1.15.a montre la structure sans la ligne de neutralisation, la figure 1.15.b montre l'adaptation et l'isolation entre les deux antennes. Le niveau des couplages est très fort entre les deux éléments, il varie entre -10 et -16dB.

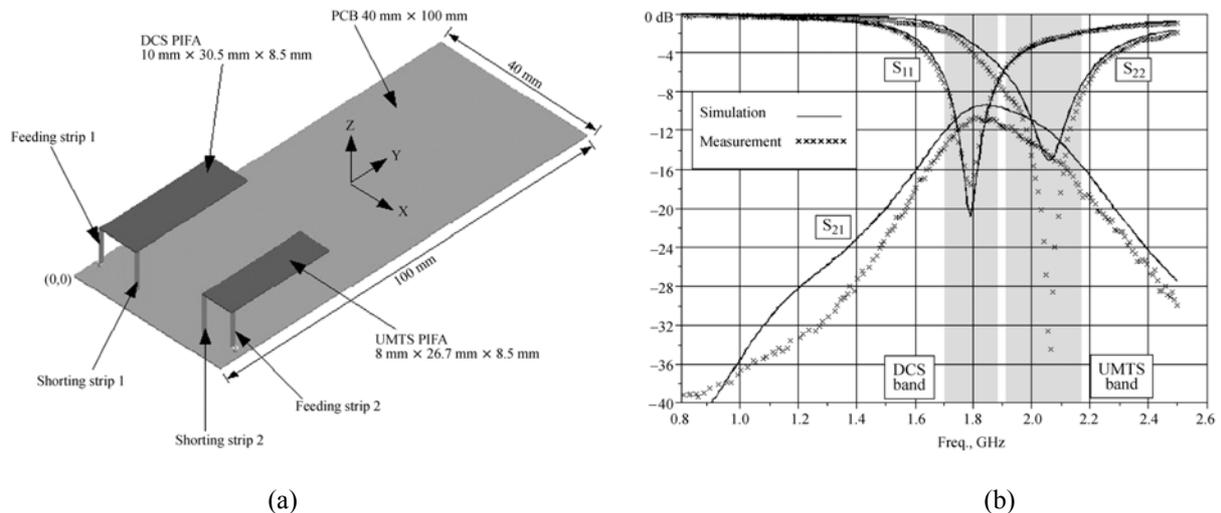


Figure 1.15 : (a) schéma de la structure, (b) paramètre  $S_{ij}$  de l'antenne.

L'introduction de la ligne de neutralisation (figure 1.16.a) permet d'améliorer l'isolation entre les deux antennes (figure 1.16.b) et d'obtenir par la même occasion une bonne efficacité, deux paramètres essentiels pour améliorer les performances en diversité.

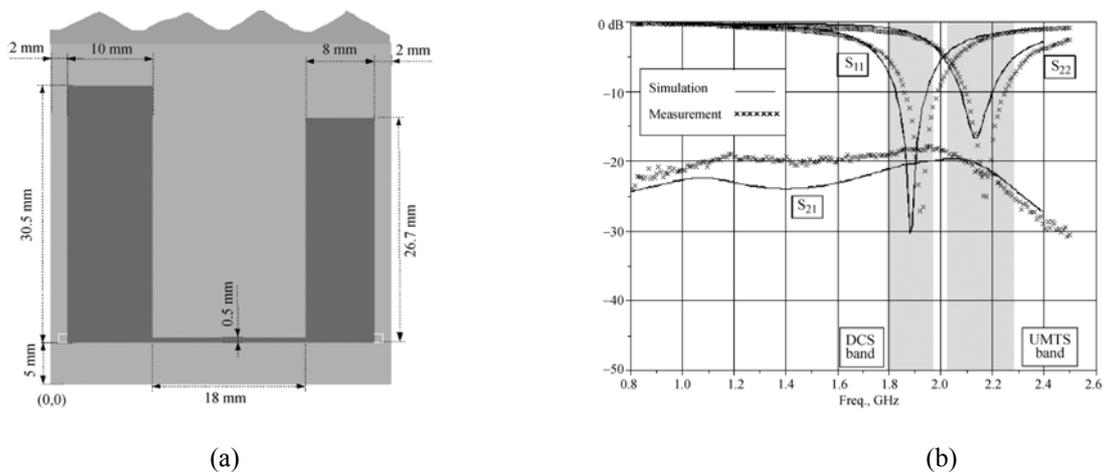


Figure I.16 : (a) schéma de la structure, (b) paramètre  $S_{ij}$  de l'antenne.

Dans une thèse soutenue au laboratoire XLIM, H.Chreim [30] a travaillé sur l'amélioration de la couverture omnidirectionnelle du plan azimutal en concevant des antennes BIE multifaisceaux dans ce plan. L'étude des performances de l'antenne BIE coaxiale multifaisceaux en fonction du nombre des sources dans le plan horizontal a montré que quand le nombre de ces dernières augmente, le couplage devient de plus en plus fort et son influence sur les performances de l'antenne sont de plus en plus néfastes. Il a proposé une méthode pour minimiser le couplage entre les sources, cette méthode consiste à ajouter des murs électriques (figure I.17) entre les éléments (CCE).

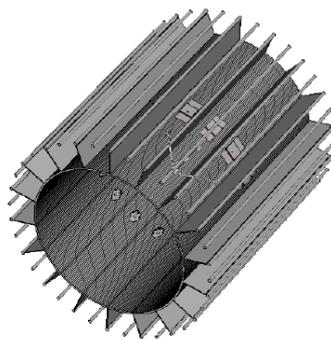


Figure I.17 : Structure de l'antenne BIE multisectorielle après insertion des murs métalliques.

Nous pouvons observer l'avantage de l'utilisation des murs métalliques sur la courbe de couplage, ce dernier passe de -8 dB à -30 dB entre deux sources adjacentes (figure I.18.a). Ainsi, la directivité fréquentielle sur la bande de fonctionnement augmente en réduisant les couplages entre les éléments (figure I.18.b).

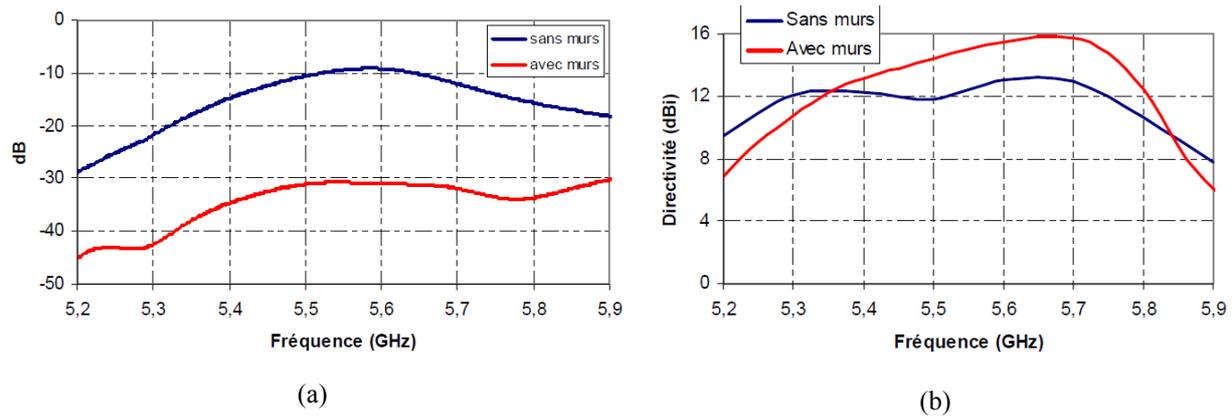


Figure I.18 : (a) couplage entre deux patches adjacents, (b) directivité fréquentielle.

Dans un article récent [31], une nouvelle structure est proposée pour diminuer les couplages entre deux patches. La *figure I.19* présente la géométrie de deux patches avec l'élément parasite (directeur). Un diélectrique est ajouté au dessus de deux patches pour supporter les deux directeurs.

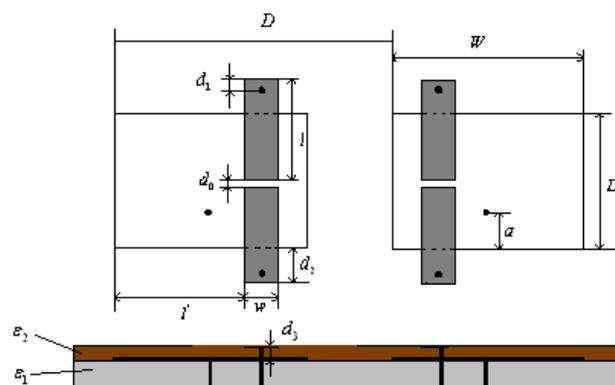


Figure I.19 : Structure de deux patches avec les deux éléments parasites.

La *figure I.20.a* présente les résultats de simulation des paramètres  $S_{ij}$  de l'antenne. Cette figure montre une comparaison entre les résultats obtenus avec et sans utilisation de directeur. En utilisant les directeurs, le niveau des couplages diminue de l'ordre de 20dB à la fréquence de résonance (-10dB à -30dB). Les résultats de mesure sont illustrés sur la *figure I.20.b*.

Ces architectures d'élément rayonnant avec directeur sont largement utilisées dans les radars militaires. Le directeur confère au diagramme élémentaire. Cependant en utilisant un directeur, la réduction des couplages par rayonnement est établie, en revanche l'amplitude de l'agilité diminue.

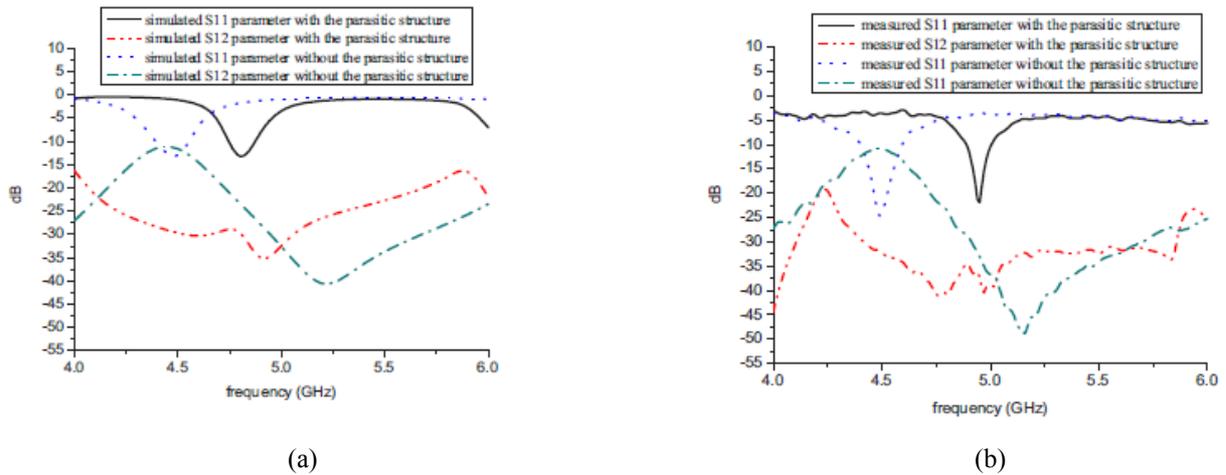


Figure 1.20 : (a) paramètres  $S_{ij}$  simulés de l'antenne, (b) paramètres  $S_{ij}$  mesurés de l'antenne.

Afin de réduire la taille des antennes réseaux pour plusieurs applications (les systèmes de navigation par satellite (GNSS)), les distances inter-éléments doivent être contractées tout en conservant des niveaux de couplages acceptables pour l'application. Une étude récente menée à Toulouse, propose l'utilisation de méta matériau de type surface haute impédance (HIS) qui permet de réduire significativement les niveaux de couplage [32][33].

Les surfaces haute impédance ont la propriété de présenter à la résonance une impédance de surface très élevée ainsi qu'un déphasage à la réflexion nul. Elles se comportent donc comme des conducteurs magnétiques parfaits. Les HIS de type 'champignon' présentent en plus de cette propriété une bande interdite dans leur diagramme de dispersion qui interdit la propagation des ondes de surface sur une certaine bande de fréquence. Ainsi, en insérant une HIS entre deux antennes de type patch (figure 1.21.a), les couplages entre éléments rayonnants sont réduits (figure 1.21.b).

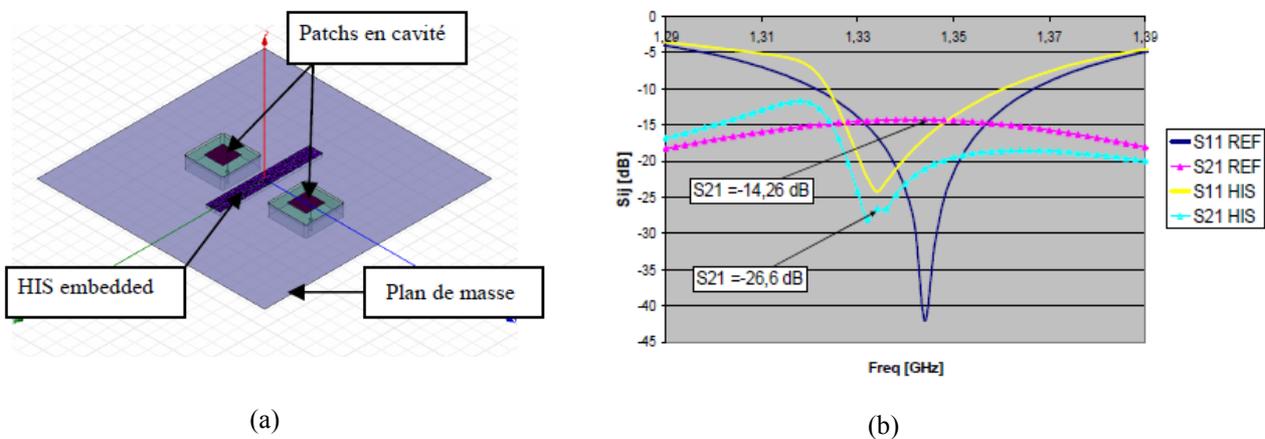


Figure 1.21 : (a) schéma de la structure, (b) paramètre  $S_{ij}$  du réseau de 2 patches.

Dans [34], la réduction du couplage entre deux antenne de type F inversé est réalisée par l'utilisation de mushroom de type EBG. La *figure I.22.a* présente la structure de l'antenne F inversée, la *figure I.22.b* présente l'antenne avec le mushroom (réseau de 2x3). La *figure I.23.a* présente les paramètres  $S_{ij}$  entre les éléments sans utilisation de mushroom. A la fréquence de résonance (2GHz), le niveau de couplage est de l'ordre de -15dB. En utilisant les parasites entre les éléments, le niveau de couplage diminue pour atteindre -45dB (*figure I.23.b*).

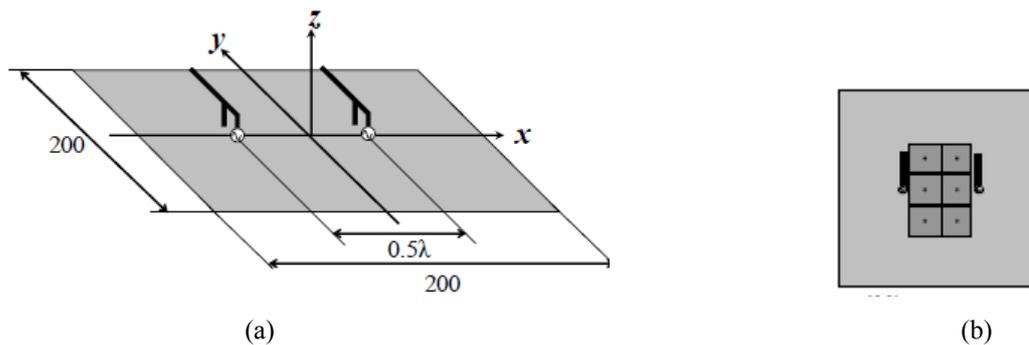


Figure I.22 : (a) structure de l'antenne, (b) mushroom de type EBG entre les deux éléments.

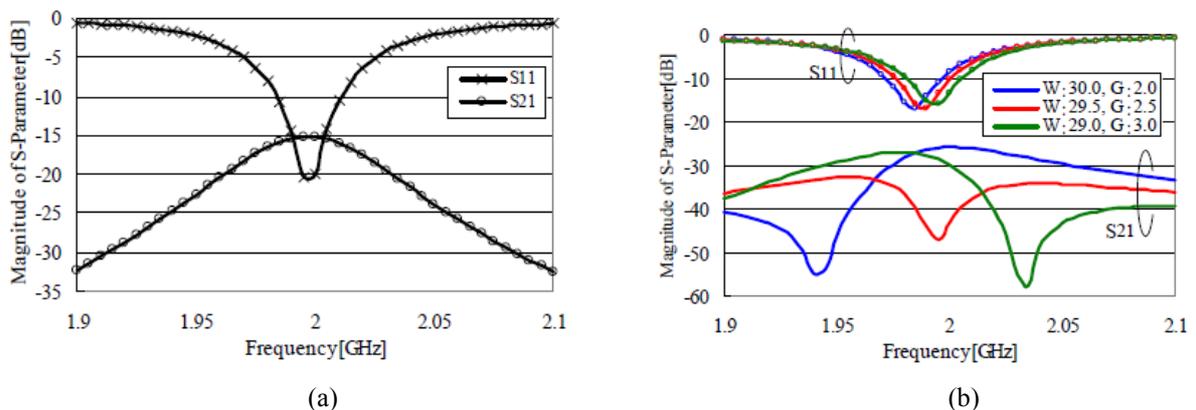


Figure I.23 : (a) paramètre  $S_{ij}$  de l'antenne, (b) paramètre  $S_{ij}$  de l'antenne en utilisant le mushroom de type EBG (largeur :  $W$  et distance entre les éléments :  $G$ ).

Toute méthode appropriée pour modifier ou réduire le couplage mutuel améliore essentiellement les performances de l'antenne. Toutefois, le matériel d'antenne se complique, plus ou moins, ce qui rend difficile l'analyse théorique. Toutes les méthodes citées précédemment sont valables chacune pour la géométrie de l'antenne sur laquelle elles sont appliquées.

Cette perspective laisse entrevoir des pistes intéressantes quant à la conception des antennes réseaux. La suite de cette étude fait partie de mon travail de thèse.

### V.2.2. Prise en compte des couplages

Certains radars nécessitent de rayonner beaucoup de puissance. Afin de protéger l'électronique en amont des antennes il est nécessaire de canaliser les puissances couplées par des circulateurs puis de les dissiper par des charges  $50\Omega$  (figure I.24). Cela provoque une surconsommation (pertes) et par suite un affaiblissement de l'efficacité et un échauffement de la structure qu'il faut parfois refroidir par un circuit de refroidissement. Toute cette architecture est encombrante et le coût de réalisation de l'antenne à des niveaux de prix très élevés.

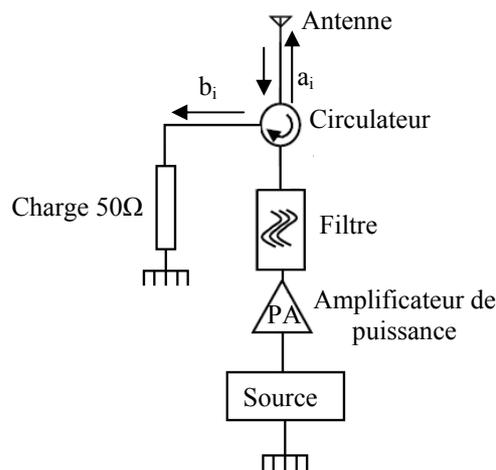


Figure I.24 : Chaîne d'émission avec un circulateur associé à une charge  $50\Omega$  pour absorber les puissances couplées.

Dans une thèse au laboratoire XLIM, G.Z. Nacheff [35] a travaillé sur la modélisation conjointe d'amplificateurs de puissance pour application aux antennes agiles. L'objectif est l'étude de l'implication des non-linéarités dans le fonctionnement des éléments rayonnants, pour aider la conception et le dimensionnement d'antennes réseaux actives (figure I.25). Pour atteindre l'objectif, il a tenu compte des ondes couplées dans la chaîne d'émission. Le travail consiste à modifier la consigne appliquée à chaque amplificateur pour tenir compte du TOS actif de l'antenne. Cette architecture passe par une étape de calibrage qui permet de déterminer la fonction de transfert des amplificateurs en fonction de la charge qui leur est connectée. Une mesure de la matrice de couplage de l'antenne est aussi nécessaire.

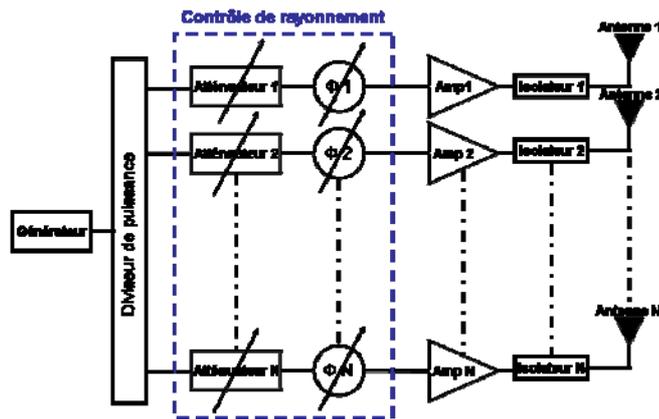


Figure I.25 : Architecture active classique (chaîne d'émission).

La *figure I.26* présente un prototype réalisé durant sa thèse. On trouve les amplificateurs derrière chaque élément rayonnant, ensuite les déphaseurs, les atténuateurs, le diviseur de puissance et la source d'excitation. La *figure I.27* montre le rayonnement dans deux directions différentes ( $-10^\circ$  et  $+15^\circ$ ). Les lobes secondaires sont assez faibles (22dB), la direction de rayonnement désirée est obtenue. L'avantage de cette méthode est l'obtention d'un diagramme de rayonnement prédéfini malgré le TOS actif de l'antenne et ceci sans le moindre isolateur. Par conséquent, l'encombrement et le prix sont diminués mais la puissance d'émission reste limitée.

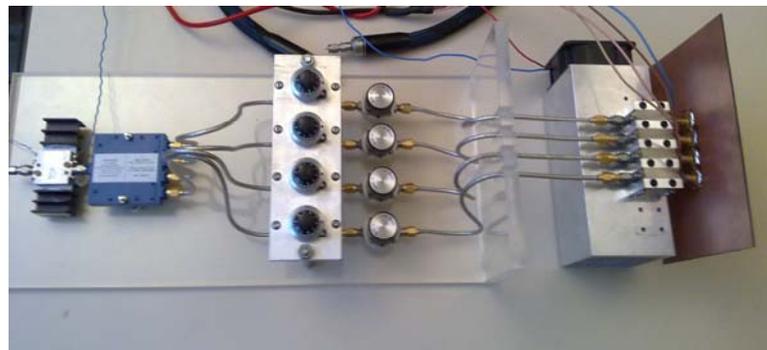


Figure I.26 : Architecture active sans isolateurs.

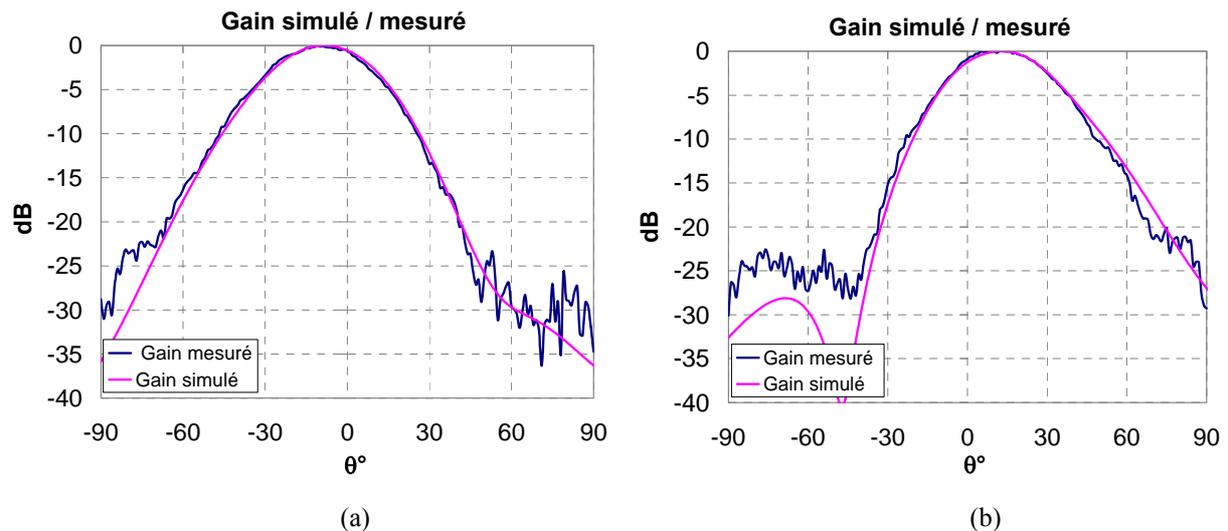


Figure I.27 : comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré ( $f = 8.2\text{GHz}$ ).

### **V.2.3. Quelques travaux s'intéressant aux couplages dans les systèmes multiantennes**

Le couplage est un critère important qu'il faut donc considérer lors du calcul des caractéristiques des réseaux. En effet, l'étude du couplage entre antennes plaquées a été abordée expérimentalement pour des géométries rectangulaires et circulaires particulièrement par JEDLICKA et CARVER [36][37]. Les études théoriques sont de plus en plus nombreuses et les modèles proposés mettent en œuvre des calculs complexes [38][39] ou bien ne prennent pas en compte le couplage [40].

Le couplage mutuel est en partie dû aux effets simultanés du rayonnement en espace libre (pour toutes les antennes) et de la propagation d'ondes de surface (antennes imprimées) [41][42].

#### **V.2.3.1. Méthodes d'analyse pour les réseaux d'antennes couplées**

Depuis plusieurs décennies de nombreux travaux ont été consacrés à l'étude du couplage. Pour tenter de faire un état de l'art du couplage, nous allons décomposer les différentes approches en fonction de la méthode utilisée et du type d'antenne étudiée.

Le calcul du couplage peut être fait par des méthodes analytiques et numériques :

##### **A. Méthodes analytiques**

Les méthodes analytiques utilisent généralement le principe de réaction [43] et évaluent les impédances mutuelles à l'aide du principe de réciprocité. Ce calcul peut être effectué de deux manières :

- on considère les distributions approchées du courant sur les antennes. La précision et la performance de cette approche dépendent fortement du bon choix de la distribution de courant, celle-ci est plus facile à déterminer pour des géométries simples d'antennes,
- pour plus de précision, on peut directement résoudre les équations intégrales du problème. Les équations intégrales, peuvent être simplifiées pour les structures linéaires comme les dipôles fins. Dans ce cas et pour des géométries simples, l'impédance mutuelle est déduite donc d'une façon rapide [44]. Cependant le traitement direct des équations intégrales pour les réseaux multiéléments devient très difficile.

En résumé, la première méthode est considérablement plus rapide mais sa fiabilité est totalement dépendante du choix de la distribution de courant sur les antennes considérées.

Le choix de la méthode analytique avec laquelle le problème du couplage est traité dans un système multiélément, se fait en fonction de la structure des éléments et de la géométrie de ce système :

- **pour les dipôles linéaires** : L'étude analytique du couplage entre deux antennes linéaires, le cas le plus simple, a été traité de manière complète par King [45], où il donne l'impédance mutuelle par la résolution des équations intégrales et propose des formes fiables du courant sur les deux dipôles. Les formules proposées par King sur l'impédance mutuelle et sur les courants sont complexes mais donnent des informations précises sur le couplage et peuvent donc être utilisées comme références,
- **pour les dipôles courts** : L'impédance mutuelle entre deux dipôles courts et suffisamment éloignés peut être facilement présentée à l'aide du rayonnement en champ lointain des dipôles [46]. Cette méthode donne des formules très simples et claires pour l'impédance mutuelle mais n'est pas précise pour deux dipôles très proches, chacun situé dans la région du champ proche de l'autre [47],
- **pour les dipôles imprimés** : Les caractéristiques de rayonnement de dipôles imprimés ont largement été étudiées dans la littérature [48]. Un dipôle imprimé est un dipôle en présence d'un plan réflecteur et d'un diélectrique séparant le dipôle et le plan de masse. Une étude complète sur les antennes imprimées doit prendre en compte les perturbations liées aux ondes de surface et aux ondes guidées qui sont piégées entre deux surfaces métalliques [49], mais pour les structures imprimées sur des substrats fins ayant une permittivité relative  $\epsilon_r$  suffisamment petite, ces effets sont négligeables [50]. La totalité du couplage dans ce cas est liée aux ondes rayonnées. Les impédances

propre et mutuelle de ces dipôles peuvent être déduites soit par la résolution directe des équations intégrales, soit en considérant les distributions connues de courant. Pour la plupart des dipôles imprimés où nous pouvons négliger les ondes de surface, le dipôle imprimé est totalement calculable comme pour un dipôle dans un milieu homogène et de permittivité relative effective égale à  $\epsilon_{\text{reff}}$ . Néanmoins pour les substrats épais et surtout pour ceux qui ont un  $\epsilon_r$  important, la prise en compte des ondes de surface est indispensable [51]. Dans ce cas on est obligé de traiter les équations intégrales dans un milieu inhomogène constitué en grande partie d'air et de quelques couches de diélectrique,

- **pour les antennes planaires** : Les impédances propre et mutuelle des dipôles peuvent être utilisées comme les éléments de base pour le calcul de l'impédance mutuelle entre antennes planaires [52].

En ce qui concerne les antennes imprimées planaires en présence d'un plan réflecteur, les dipôles imprimés peuvent aussi être supposés comme éléments de base du calcul. Comme nous l'avons dit pour les dipôles imprimés, en plus des ondes rayonnées qui participent principalement au couplage, il faut prendre en compte aussi le rôle des ondes de surface et des ondes guidées pour le calcul de l'impédance mutuelle.

## **B. Méthodes numériques**

En ce qui concerne maintenant les méthodes numériques, la plupart sont basées sur la «Méthode des Moments MoM», la «Méthode FDTD», la «Méthode FIT», ... Pour les géométries plus complexes, on peut utiliser une combinaison de la «Méthode des éléments finis de surface» et de la «Méthode des Moments» [53] :

- **la MoM** permet de résoudre les problèmes électromagnétiques en décomposant les structures rayonnantes en un grand nombre limité de segments sur lesquels nous pouvons introduire une forme de courant très simple. La précision de cette méthode dépend du choix du nombre de segments surtout aux endroits où le courant varie beaucoup.

D'autre part, la convergence de cette méthode numérique dépend fortement de la longueur relative des segments par rapport à la longueur d'onde exploitée,

- **la méthode FDTD** (Finite Difference in Time Domain) peut être aussi utilisée pour le traitement numérique des antennes planaires dans le domaine temporel [54]. L'étude du couplage, dans ce cas, est faite généralement en alimentant l'une des antennes sous

test avec une impulsion et en évaluant les tensions et les courants induits sur les autres antennes dans un intervalle temporel,

- **la méthode FIT (Finite Integration Technique)** est une formulation cohérente pour la représentation discrète des équations de Maxwell sur des grilles numériques. Elle a été introduite dès 1977 par T. Weiland et représente l'un des fondements les plus importants pour le développement d'algorithmes pour la simulation de champ électromagnétique. Les équations de la matrice de l'intégrale des quantités électromagnétiques obtenus par la FIT possèdent les propriétés inhérentes de l'équation de Maxwell à l'égard de charge et de conservation de l'énergie et donc d'assurer une stabilité favorable en particulier et le comportement de convergence dans la mise en œuvre numérique. Un autre avantage décisif de cette formulation par rapport à d'autres méthodes, c'est qu'elle représente une théorie complète qui peut être utilisée avec succès dans tout l'éventail des applications électromagnétiques.
- **Pour les structures linéaires** : La MoM, la FDTD et la FIT donnent de bons résultats sur l'estimation de l'impédance mutuelle des dipôles linéaires et ces résultats sont généralement utilisés comme valeurs théoriques de référence.
- **Pour les structures planaires et de géométrie complexe** : La méthode des moments, la FDTD et la FIT sont adaptés à ce type de géométrie.
- **Pour les antennes à fentes** : L'impédance mutuelle entre les antennes à fentes ou les ouvertures rayonnantes peut être également calculée par la résolution directe des équations intégrales [55][56].

#### **V.2.3.2. Travaux de modélisation et de synthèse**

L'utilisation de ces méthodes n'est pas envisageable pour les réseaux d'antennes où un grand nombre d'éléments rayonnants se trouvent, car cela nécessite un ordinateur très puissant et une mémoire importante. Pour ces cas, il est strictement nécessaire de diminuer cet énorme volume de calcul par certaines hypothèses théoriques sur la distribution du courant. Le problème est encore plus compliqué quand les éléments du réseau sont eux-mêmes des structures complexes comme les spirales et les antennes log-périodiques.

Durant la thèse d'A. Kazemipour (1999 - 2002) [57], une série d'études réalisées au laboratoire de l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (Télécom Paris) permet de proposer une méthode simple basée sur la méthode de l'élément actif, permettant de calculer avec une bonne précision le diagramme de rayonnement d'un réseau constitué d'antennes simples ou complexes. L'idée essentielle est de simplifier le calcul du couplage

interne et de diminuer au maximum le temps de calcul en réduisant le nombre des éléments effectifs au couplage.

La méthode de l'élément actif [58] évalue ainsi le diagramme du réseau à partir de la superposition du rayonnement de chaque élément au sein du réseau. Le diagramme de l'élément dit « actif » est calculé en alimentant celui-ci et en laissant les autres éléments du réseau passifs et connectés à une charge adaptée. Le diagramme de rayonnement s'écrit à partir des diagrammes « actifs » comme suit :

$$F(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N f_n^*(\theta, \varphi) I_n \exp[j(n-1)(kd \cos(\theta))] \quad 1.3$$

Pour simplifier cette procédure il a négligé les interactions faibles par rapport aux interactions fortes. Pour cela il a proposé l'hypothèse simplificatrice suivante :

- On considère seulement le couplage dû aux éléments du voisinage proche. Ainsi nous pouvons proposer une cellule active contenant 3 éléments pour des réseaux linéaires ou 8 pour des réseaux 2D (figure I.28). Le diagramme de rayonnement de cette cellule peut être supposé comme le diagramme « actif » de chaque élément du réseau.

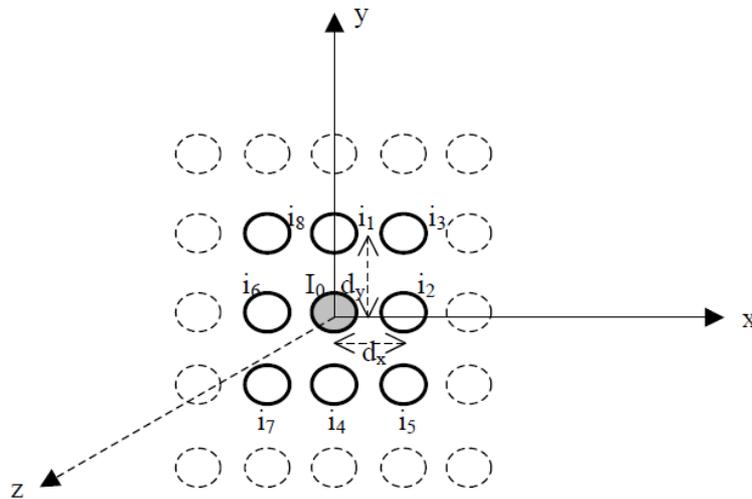


Figure I.28 : Configuration de la cellule active dans un réseau 2D.

Avec cette hypothèse, le diagramme de rayonnement d'un réseau uniforme d'antennes peut être calculé à partir d'une formulation identique au cas classique :

**Diagramme du réseau = diagramme de la cellule active x facteur de réseau**

Le terme additionnel dû à la cellule active (FC) peut également être considéré comme un terme correctif sur le facteur de réseau classique.

$$E_{\text{réseau}}(\theta, \varphi) = FR \times FC \times E_{\text{isolé}}(\theta, \varphi) \quad I.4$$

Pour valider la méthode, il a comparé le diagramme de rayonnement obtenu à partir de l'équation (I.4) avec la méthode numérique à l'aide de code NEC-2 et la méthode classique sans prise en compte du couplage. La *figure I.29* montre les résultats comparatifs déduits avec les trois méthodes citées. Ces diagrammes sont donnés en fonction de  $\theta$  pour  $\varphi = \pi/2$ , pour un réseau linéaire de 3 dipôles.

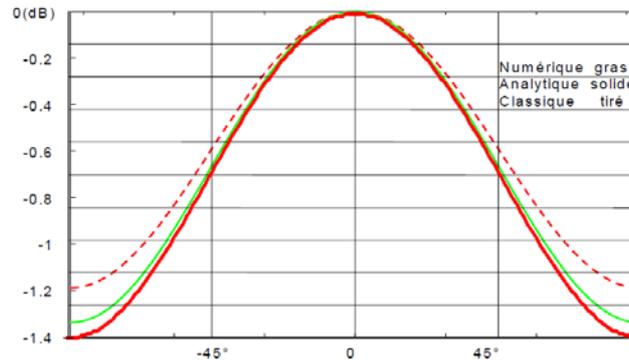


Figure I.29 : 3 dipôles de distance  $0.1\lambda$ .

La *figure I.29* montre le diagramme de rayonnement d'un réseau linéaire de trois dipôles dans lequel le couplage est très fort. Comme nous le voyons, la forme du diagramme numérique est bien restituée par la formulation analytique avec un écart de l'ordre de 0,1dB. D'autre part l'utilisation de la méthode classique sans couplage, dégrade d'une façon importante le diagramme de rayonnement et l'écart monte jusqu'à 0,3dB.

Plus récemment de 2002 à 2003, A. Hafiane (Université De Marne La Vallée) [41] au cours de sa thèse a proposé un modèle constitué de deux circuits électriques équivalent de deux antennes patches (*figure I.30*). Chaque circuit électrique équivalent d'antennes est constitué d'une résistance  $R_{1P}$ , d'une capacité  $C_{1P}$  ( $R_{1P} // C_{1P}$  représente une fente rayonnante), en parallèle avec une résistance  $R_{2P}$  et une capacité  $C_{2P}$  ( $R_{2P} // C_{2P}$  représente la deuxième fente rayonnante) séparé par un tronçon de ligne d'impédance caractéristique  $Z_c$ . La ligne représente la largeur du patch.  $R_{1P} = R_{2P} = R$  et  $C_{1P} = C_{2P}$ , auxquels on a rajouté les éléments du couplage  $C_1$  et  $C_2$ , donne  $C_{\text{tot}} = C_{1P} + C_1$ , avec  $C = C_{1P} + C_1$ .

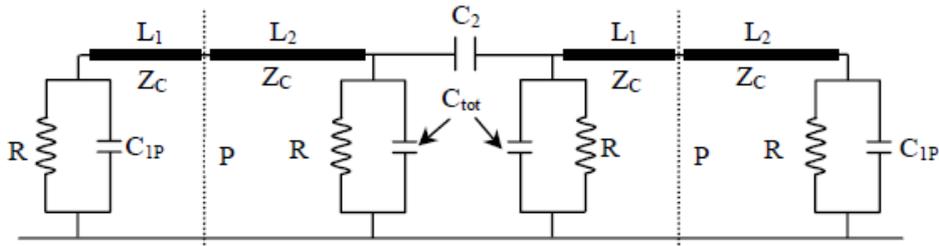


Figure I.30 : Circuit électrique équivalent de deux patches, plan H.

On peut sortir les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= Y_1 + Y_2 = \frac{1}{R} + j\omega(C + C_2) \\
 Y_{12} &= -Y_2 = -j\omega C_2 \\
 Y_{21} &= -Y_2 = -j\omega C_2 \\
 Y_{22} &= Y_1 + Y_2 = \frac{1}{R} + j\omega(C + C_2)
 \end{aligned}
 \tag{I.5}$$

Avec  $\omega = 2\pi f$

D'autre part, on applique les relations de passage pour exprimer les paramètres  $S_{ij}$  en fonction de l'admittance.

$$\begin{aligned}
 S_{12} &= \frac{2Y_{12}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \\
 S_{11} &= \frac{(1 - Y_{11})(1 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \\
 S_{21} &= \frac{2Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}} \\
 S_{22} &= \frac{(1 + Y_{11})(1 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(1 + Y_{11})(1 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}
 \end{aligned}
 \tag{I.6}$$

Il a appliqué la FDTD pour déterminer les impédances d'entrée, ensuite, il a déterminé les valeurs des capacités  $C_1$  et  $C_2$  du circuit équivalent. Pour valider le circuit électrique équivalent des deux patches, il a introduit les valeurs trouvées de  $C_1$ ,  $C_2$  et  $R$  dans le simulateur MDS. Il a ainsi déterminé  $S_{11}$ , le module du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et il a comparé  $S_{11}$  dans le cas de deux patches simulés par FDTD et par MDS (figure I.31).

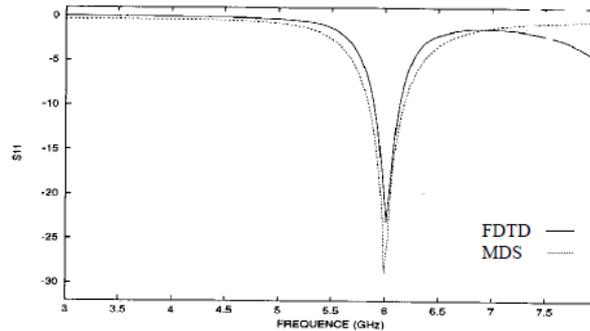


Figure 1.31 : Coefficient de réflexion  $S_{11}$  (comparaison FDTD et circuit électrique).

On remarque une bonne coïncidence entre les résultats de simulation et ceux du modèle électrique. Ainsi il a montré la validité de circuit électrique équivalent de quatre patches en tenant compte de couplage. Cette étude a pour avantage de réaliser un circuit électrique facile à intégrer dans un simulateur d'une part et d'autre part, elle permet un gain en temps de simulation par rapport à la simulation électromagnétique, dans le cas des réseaux d'antennes patch.

A l'université de Rennes [59], une analyse du couplage dans un réseau d'antennes a été faite. Une méthode de correction de couplage a été proposée. Celle-ci est basée sur la méthode élément par élément de Jackson et al. et permet d'estimer les matrices de couplages, en étudiant seulement les éléments du réseau pris deux à deux (en dehors du réseau), ainsi que l'élément isolé.

Le champ créé par un élément individuel en présence des autres éléments du réseau peut être vu comme une contribution de deux termes : un champ isolé et un champ diffracté. La *figure 1.32* illustre cette décomposition des champs pour un élément du réseau.

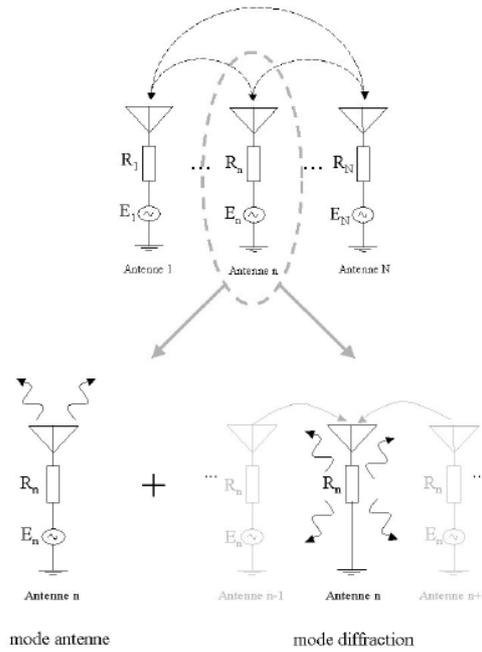


Figure I.32 : Schématisation de la décomposition du couplage pour un élément du réseau.

Le courant circulant dans une antenne peut être décomposé comme la contribution de sa propre alimentation et la contribution d'un courant induit provenant du couplage des courants circulants dans les autres antennes :

$$I_n = I_n^{iso} + I_n^{ind} \quad 1.7$$

$I_n^{iso}$  est le courant dû à son alimentation lorsque l'antenne est isolée du réseau. Ce courant circulant dans l'antenne isolée génère un diagramme dit naturel ou bien encore isolé. Les autres éléments du réseau induisent un courant  $I_n^{ind}$  dans l'antenne, provoquant un rayonnement par induction générant un diagramme diffracté ou ré-rayonné.

$$E^{iso}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n^{iso} \cdot E_n^{iso}(\theta, \varphi) e^{j \cdot (n-1) \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta)}$$

$$E^{ind}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n^{ind} \cdot E_n^{dif}(\theta, \varphi) e^{j \cdot (n-1) \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta)} \quad 1.8$$

Nous déduisons donc le diagramme total :

$$E(\theta, \varphi) = E^{iso}(\theta, \varphi) + E^{dif}(\theta, \varphi) \quad 1.9$$

Pour valider la méthode, la *figure I.33* présente une comparaison des diagrammes de rayonnement reconstitué par la méthode classique et la méthode incluant le champ diffracté. Nous apercevons un bon accord entre le diagramme exact obtenu par FDTD et le diagramme reconstitué à partir des diagrammes naturels et diffractés avec des courbes confondues. Cette

formulation peut s'appliquer dans le cas de réseau de taille importante avec un temps de calcul négligeable en comparaison avec une simulation globale lourde.

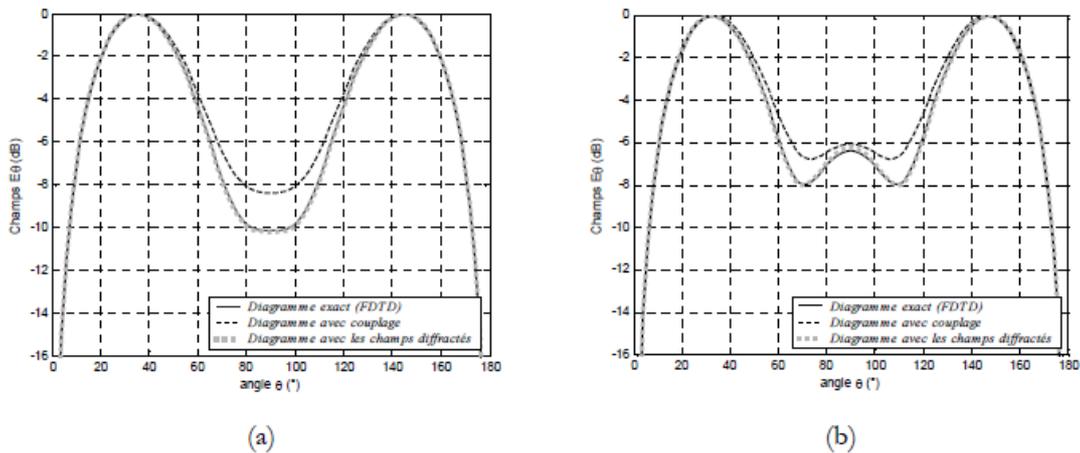


Figure 1.33 : Diagrammes de rayonnement à 1.5GHz (a) et 2GHz (b).

## VI. PRÉSENTATION DU SUJET DE THÈSE

L'état de l'art qui a été présenté dans cette courte partie permet de se faire une idée générale des axes de recherches qui intéressent actuellement la communauté scientifique spécialisée. Pour résumer, un certain nombre de voies se dégagent.

Tout d'abord les réseaux d'antennes, du fait de leurs propriétés singulières, sont très utilisés dans le cadre d'applications telles que la reconfigurabilité, le fort gain, la multibande, etc...

En revanche, la réduction du couplage mutuel dans les réseaux d'antennes permet d'améliorer l'efficacité et de contrôler d'une manière plus systématique le diagramme de rayonnement et notamment les lobes secondaires.

Un des axes de recherches du département OSA du laboratoire XLIM se positionne totalement sur cette problématique de développement des antennes réseaux.

Le sujet de ce mémoire de thèse s'inscrit dans ce contexte. Devant la multitude d'applications potentielles de ces antennes, il devient impératif résoudre le problème pour aboutir à la mise en place d'un outil de synthèse qui permet de composer avec les couplages tout en garantissant les gabarits de rayonnement. Grâce aux performances offertes aujourd'hui par les simulateurs et les ordinateurs, il est d'actualité de définir des outils de synthèse rigoureux pour la conception d'antennes réseau composées de quelques dizaines d'éléments. Il s'agit d'aboutir à des conceptions conjointes des antennes et des circuits de distribution dans le but de maîtriser avec précision les diagrammes de rayonnement.

## **VII. MOYENS NUMÉRIQUES D'INVESTIGATION**

La puissance des ordinateurs, l'ergonomie et l'expertise du scientifique des logiciels de simulation électromagnétique permettent de restituer fidèlement les propriétés électromagnétiques des structures. Pour obtenir les meilleures prédictions des comportements électromagnétiques il est indispensable de recourir à des logiciels spécifiques. Ainsi nous avons retenu le logiciel CST Microwave Studio pour étudier et concevoir les antennes et le logiciel **Momentum** (agilent) pour étudier les circuits de distribution en technologie planaire. L'interfaçage entre ces deux simulateurs utilise des fichiers nommés « touchstone ».

### **VII.1. Simulateur antenne**

Les simulations électromagnétiques des antennes étudiées, ont été réalisées à l'aide du logiciel commercial de simulation CST Microwave Studio.

Le logiciel CST Microwave Studio est un outil spécialisé pour la simulation électromagnétique trois dimensions de composants de haute fréquence [60]. Il est basé sur la combinaison de l'approximation des conditions aux limites par la méthode PBA (Perfect Boundary Approximation) et de la technique d'intégration finie FIT (Finite Integration Technique) [61].

L'intérêt de ce logiciel est la méthode utilisée pour le maillage des structures. L'utilisateur précise la taille des mailles par rapport à la longueur d'onde et un ratio entre la plus grande maille et la plus petite. Ensuite le logiciel choisit habilement les endroits nécessitant plus ou moins de cellules. Bien entendu, l'utilisateur peut aussi forcer le maillage sur des dimensions particulières si cela s'avère nécessaire. Ce processus de maillage variable réduit considérablement le nombre total de mailles.

### **VII.2. Simulateur circuit**

Les simulations électromagnétiques des circuits étudiés, ont été réalisées à l'aide du logiciel commercial de simulation Momentum (HP-EEsof).

Le logiciel Momentum est un simulateur électromagnétique  $2D^{1/2}$  qui permet à la fois une analyse de circuit et une analyse électromagnétique. En effet, il prend en compte les vraies géométries dessinées par les concepteurs pour simuler le couplage et les effets parasites.

Cependant, quelques conditions sont nécessaires pour utiliser ce type de logiciel :

- les substrats doivent être homogènes et isotropes et de dimensions transversales infinies,
- plan de masse de dimensions infinies.

Ce logiciel est basé sur une méthode électromagnétique numérique appelée méthode des Moments. Par cette technique, les conducteurs sont maillés, divisés en éléments simples triangulaires ou rectangulaires. La taille des éléments simples n'est pas constante ce qui lui permet d'adapter les cellules à la géométrie de l'objet. Ainsi, en présence de discontinuités, les dimensions de la structure à étudier sont respectées.

Les courants surfaciques induits sur le conducteur sont décomposés dans une base de fonction sur chacune des cellules élémentaires. Ces coefficients sont les inconnues de problème [62].

Si le courant est fortement localisé, comme par exemple sur une ligne microruban où il se propage principalement sur les bords, un maillage plus faible et plus mince peut alors être utilisé (fonction Edge Mesh du logiciel), pour représenter de façon plus précise le courant, tout en minimisant le temps du calcul grâce à un algorithme d'échantillonnage efficace [63][64].

De plus les nouvelles versions de Momentum génèrent maintenant automatiquement le maillage des arcs et des cercles.

Momentum utilise une méthode fréquentielle. Un calcul est nécessaire pour chaque fréquence désirée dans la bande à déterminer. Ceci peut donc demander un temps de calcul si le pas fréquentiel est constant. Ainsi, une fonction appelée Adaptive Frequency Sampling, est un algorithme d'interpolation qui sélectionne automatiquement des fréquences et interpole les données. Des détails sur d'importants circuits sont modélisés en échantillonnant plus souvent la réponse quand les paramètres  $S$  évoluent rapidement, tout en minimisant le nombre total d'échantillons. Ceci permet donc des résultats précis à des coûts de calcul moindres.

Une fois la simulation est terminée, de nombreuses sorties de résultats sont autorisées. Pour des lignes microruban, les ports d'accès permettent de déterminer tous les paramètres  $S_{ij}$  en amplitude et en phase.

### **VII.3. Capacité des ordinateurs**

En termes de volume de calcul, la montée en puissance des moyens informatiques a permis une très nette avancée dans la résolution et la compréhension de problèmes électromagnétiques complexes, notamment en ce qui concerne la validation d'approches analytiques préalablement développées. A titre d'exemple, en 2007, les stations de travail indépendantes du laboratoire permettaient de simuler des antennes représentant un volume de

calcul d'environ 10 millions de mailles dans le logiciel CST Microwave Studio en approximativement une douzaine d'heures. En 2010, une structure similaire, mais possédant 40 millions de mailles peut être résolue en moins de 8 heures avec le même logiciel et des ressources informatiques individuelles dont le coût est inférieur à 2000€. Ce gain de temps est notamment attribuable à la généralisation des processeurs multicœurs, l'augmentation de la mémoire vive et l'apparition de logiciels et systèmes d'exploitation 64 bits qui repoussent les allocations de mémoire. Par conséquent, il est désormais envisageable de traiter des antennes et leur circuit de distribution dans un même volume de calcul. Dans le cadre de l'étude d'un réseau d'antennes, des comparaisons avancées entre des approches analytiques, environnées (décomposition en harmoniques de Floquet), et des résolutions électromagnétiques complètes permettent alors de considérer les éléments pertinents et nécessaires pour aboutir à la conception efficace de telles antennes.

## VIII. RÉFÉRENCES

- [1]. S. W. Crookes (1892), "Some possibilities of electricity". *Fortnightly Review*, 173-81.
- [2]. Marconi Co. Ltd. (1981) Guglielmo Marconi.
- [3]. A.D. KUCAR, "Mobile Radio: an overview". *The Mobile Communications Handbook*, I.E.E.E. C.R.C. PRESS, Salem, Massachussets, U.S.A., 1996, pp. 242-262.
- [4]. P.F. COMBES, "Micro-ondes - Cours et exercices avec solutions, tome 2 : Circuits passifs, propagation, antennes", Dunod, 1997.
- [5]. L. PETIT, "Antennes reconfigurables à base de MEMS RF", Thèse de Doctorat de l'université Joseph Fourier, février 2007.
- [6]. R. DION, L. J. and RICARDI, "A variable coverage satellite antenna system", *Proc. IEEE*, 59, 1971 pp. 252-262.
- [7]. B. AGBA, L. FREYTAG and B. JECKO, "Planning tool for LMDS coverage using 3D Geographic Information System Data", ICETE Août 2004, Portugal.
- [8]. R.J. MAILLOUX, "Phased Array Antenna Handbook ", Artech House, Boston, 1994.
- [9]. M. KOUBEISSI, "Etude d'antennes multifaisceaux à base d'une nouvelle topologie de matrice de Butler. Conception de dispositif de commande associé", Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, octobre 2007.
- [10]. J. BUTLER and R. LOWE, "Beam-Forming Matrix Simplifies Design of Electrically Scanned Antennas", *Electronic Design*, April 12, 1961.
- [11]. J. BLASS, "Multidirectional Antenna : A New Approach to Stacked Beams", *International Conference Record*, Vol. 8, Part 1, 1960.
- [12]. M. BONNEDAL, I. KARLSSON and K. VAN'T KLOOSTER, "A dual slotted waveguide array antenna for SAR applications", ICAP 91, IEE, London, UK, 1991, Vol. 2, pp. 559-562.
- [13]. L. BING, C. YIHONG, J. NIANHUA, F. ZHENHAI, T. SUNING and R.T. CHEN, "Photonic phased-array antenna system based on detector-switched optical Blass matrix true-time-delay steering and heterodyne RF generation", *Proc. SPIE Vol. 4087, Applications of Photonic Technology 4. Closing the Gap between Theory, Development, and Applications. Photonics North 2000*. Roger A. Lessard and George A. Lampropoulos, Eds., p.1004-1007.
- [14]. AGEE, "Blind Separation and Capture of Communication Signals Using a ultitarget Constant Modulus Beamformer", *IEEE Military Communications Conference*, pp. 340-346, 1989.

- [15]. W. ROTMAN and R. F. TURNER, "Wide-Angle Microwave Lens for Line Source Applications", IEEE Transactions on antennas and propagation, 1963, AP. 11, pp. 623-632.
- [16]. KOPP, M. BORKOWSKI and G. JERINIC, "Transmit/receive modules", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 50, pp. 827–834, Mar. 2002.
- [17]. Z. ZHAO, X. WANG, K. CHOI, C. LUGO and A.T. HUNT, "Ferroelectric phase shifters at 20 and 30GHz", IEE Trans. On microwave theory and techniques, vol. 55, n°2, pp. 430-437, février 2007.
- [18]. O. VENDIER, M. PAILLARD, H. LEGAY, C. SCHAFFAUSER, S. FORRESTIER, G. GAILLE, C. DREVON and J.L. CAZAUX, "Main achievements todate toward the use of RF MEMS into space satellite payloads", European Gallium Arsenide and other Semiconductor Application Symposium, pp. 285-288, octobre 2005.
- [19]. D. KIM, "Monolithic analog phase shifters based on barium strontium titanate coated sapphire substrates for WLAN applications", Thèse de Doctorat, Georgia Institut of technology, mars 2004.
- [20]. Y. F. WU, C.H. WU, D. Y. LAI and F.C. CHEN, "A reconfigurable quadric-polarization diversity aperture-coupled patch antenna", IEE Trans. Antennas and propagation, vol. 55, n°3, Mars 2007.
- [21]. Infineon technologies, BAR50 Datasheet, Fevrier 2003.
- [22]. J.G. YANG, H. EOM, S. CHOI and K. YANG, "2-38GHz broadband compact InGaAs PIN Switches using a 3-D MMIC technology", international conference on Indium Phosphide and Related materials, FRA1-6,pp. 542-545, mai 2007.
- [23]. B. A. CETINER, J. Y. QIAN, H. P. CHANG, M. BACHMAN, G. P. LI and F. De FLAVIIS, "Monolithic Integration Of RF MEMS witches With a Diversity Antenna on PCB Sbstrate", IEE Trans. On microwave theory and techniques, vol.51, n°1, Janvier 2003.
- [24]. M. EL KHATIB, A. POTHIER, A. CRUNTEANU and P. BLONDY, "A novel packaging approach for RF MEMS switching functions on alumina substrate", Microsystem Technologies, January 2007.
- [25]. E. SALAHUN, "étude et réalisation des dispositifs micro-ondes agiles à commande magnétique utilisant des composites ferromagnétiques", Thèse de Doctorat en électronique, Université de Bretagne occidentale, décembre 2002.
- [26]. C. JANOT et B. ILSCHNER, "traité des matériaux : matériaux émergents, presse polytechniques et universitaires Romandes, 2001".

- [27]. P. S. KILDAL and K. ROSENGREN, "Electromagnetic analysis of effective and apparent diversity gain of two parallel dipoles", *IEEE Antennas and Wireless Propagat. Lett.*, vol. 2, no. 1, pp. 9-13, 2003.
- [28]. S. TOKUMARO and H. NAKANISHI, "Short Backfire Dipole Phased Arrays-Limited Scan Characteristics for Is Radar (in Japanese)", *IECE Trans. Vol. 63-B, No. 3*, May 1980, pp. 225-231.
- [29]. A. DIALLO, C. LUXEY, P. LE THUC, R. STARAJ and G. KOSSIAVAS, "Reduction of the Mutual Coupling Between Two Planar Inverted-F Antennas Working in Close Frequency Bands", *AUTOMATIKA*, pp.113–120, 2006.
- [30]. H. CHREIM, "Etude d'antennes BIE multifaisceaux agiles. Amélioration de la couverture omnidirectionnelle en azimut.", Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, mars 2009.
- [31]. H. WANG, D. G. FANG and X. L. WANG, "Mutual Coupling Reduction Between Two Microstrip Patch Antennas by Using the Parasitic Elements", *IEEE Microwave conference*, 2008.
- [32]. E. C. NGAI and al., "Mutual Coupling Analyses for Small GPS Adaptive Arrays", 2001 IEEE.
- [33]. D. F. SIEVENPIPER, "High-Impedance Electromagnetic Surfaces", dissertation, 1999.
- [34]. J. ITOH, N. MICHISHITA and H. MORISHITA, "A Study on Mutual Coupling Reduction Between Two Inverted-F Antennas Using Mushroom-Type EBG Structures", *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*.
- [35]. G. Z. ELNASHEF, F. TORRES, T. REVEYRAND, S. MONS, E. N'GOYA, T. MONEDIERE, R. QUERE, "Power Amplifiers Modeling Technique for Reconfigurable Antenna Array Application", *Integrated Nonlinear Microwave and Millimeter-wave Circuits (INMMIC 2010)*, Goteberg, Sweden.
- [36]. R. P. JEDLICKA and K.R. CARVER, "Mutual coupling between microstrip antennas", *Proc. Workshop on printed antenna technology*. Las Cruces, New-Mexico, October 1981.
- [37]. D.M. POZAR, M. C. BAILEY and M.D. DESPANDE, "Calculated self and mutual impedance of rectangular microstrip antennas", *A.P.S. Symposium Digest*, May 24-28 1982, University of New-Mexico, Albuquerque.

- [38]. S. V. GEORGAKOPOULOS, A. BALANIS and C. R. BIRTCHER, "Coupling between transmission line antennas: Analytic solution, FDTD, and measurements", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 47, n°6, June 1999, pp.978-985.
- [39]. M.D. DESHPANDE and M.C. BAILEY, "Analysis of finite phased arrays of circular microstrip patches", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 37, n°11, November 1989., pp.1355-1360.
- [40]. R. W. SCHARSTEIN, "Mutual coupling in a slotted phased array, infinite in E-plane and finite H-plane", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 38, n°8, August 1990, pp.106-147.
- [41]. A. HAFIANE, "Etude du couplage d'antennes imprimées par la méthode des différences finies et extraction du modèle électrique", Thèse de Doctorat de l'université de Mare la Vallée, mars 2003.
- [42]. B. ROUDOT, J.R. MOSIG et F.E. GARDIOL, "Puissance et rendement associés aux antennes microruban", JNM 1985, pp. 230-236.
- [43]. C. BALANIS, "Antenna theory, analysis and design, John Wiley", 1982, Chpts. 7 and 11.
- [44]. A. GERA, "Simple expressions for mutual impedances", IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. H, Dec. 1988, pp. 395 – 399.
- [45]. R. W. KING, "The theory of linear antennas, Harvard University Press", Cambridge, Massachusetts, 1956.
- [46]. J. KRAUS, Antennas, McGraw-hill 1988, Chpt. 10.
- [47]. A. KAZEMIPOUR, X. BEGAUD, "A simple closed-form formula for mutual impedance of dipoles", Microwave and Optical Technology Letters, Sep. 5, 2002, pp. 371 – 374.
- [48]. I. RANA, "Current distribution and input impedance of printed dipoles", IEEE Trans. AP-29, Jan. 1981, pp. 99 – 105.
- [49]. L. PAGE, "Conception d'un logiciel d'analyse de couplage entre antennes imprimées d'un radiomètre", Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, 1996.
- [50]. D. CHANG, "Analytical theory on an unloaded rectangular microstrip patches", IEEE Trans. AP-29, Jan. 1981, pp. 54 – 62.
- [51]. N. ALEXOPOULOS, "Mutual impedance computation between printed dipoles", IEEE Trans. AP-29, Jan. 1981, pp. 106 – 111.
- [52]. A. KOKSAL, "Mutual impedance of parallel and perpendicular coplanar surface monopoles", IEEE Trans. AP-39, Aug. 1991, pp. 1251 – 1256.

- [53]. X. BEGAUD, "Analyse d'antennes et de réseaux d'antennes large bande et bipolarisation par une méthode d'éléments finis de surface", Thèse de Doctorat de l'université de Rennes 1, France, 1996.
- [54]. R. BESANCONS, "Contribution à l'étude de réseau d'antennes imprimées à pointage électrique", Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, 1997.
- [55]. B. NAUWELAERS, "Mutual coupling calculation and multiple expansion", IEEE AP conference, 1990, pp. 1091 – 1094.
- [56]. I. JAN, "Aperture admittance of a rectangular aperture and its use", IEEE Trans. AP-39, March 1991, pp. 423 – 425.
- [57]. A. KAZEMIPOUR, "Contribution à l'étude du couplage entre antennes, application à la compatibilité électromagnétique et à la conception d'antennes et de réseaux d'antennes", Thèse de Doctorat de Telecom Paris, Décembre 2002.
- [58]. A. KOKSAL, "Mutual impedance of parallel and perpendicular coplanar surface monopoles", IEEE Trans. AP-39, Aug. 1991, pp. 1251 – 1256.
- [59]. Projet RNRT RESAIMS : réseau d'antennes intelligentes pour le multimédia par satellites, juin 2002-juin 200, [www.telecom.gouv.fr/rnrt/index\\_exp.htm](http://www.telecom.gouv.fr/rnrt/index_exp.htm)
- [60]. [www.cst.com](http://www.cst.com)
- [61]. R. MARKLEIN, "The Finite Integration Technique as a general tool to compute acoustic, electromagnetic, elastodynamic and coupled wave fields".
- [62]. Tp CAO-Maitrise EEA-U.E.R. des sciences-Université de Limoges, "Analyse électromagnétique de circuits micro-ondes planaires".
- [63]. <http://eesof.tm.agilent.com/docs/adsdoc2002C/pdf/mom.pdf>
- [64]. Manuel d'aide à l'utilisation du logiciel Momentum-HpEesof.



**CHAPITRE II**

**MÉTHODE D'ANALYSE POUR LES**

**RÉSEAUX D'ANTENNES COUPLÉES**



## **I. INTRODUCTION**

Le couplage entre deux antennes rapprochées peut avoir plusieurs origines comme le rayonnement en espace libre, la propagation d'ondes de surface, le couplage capacitif ou inductif... Ces couplages modifient le comportement des sources rayonnantes en affectant leur impédance d'entrée comme leur diagramme de rayonnement.

Le couplage mutuel entre éléments rayonnants est l'un des principaux problèmes qui peut altérer le diagramme de rayonnement, surtout lorsqu'il s'agit des réseaux à faisceaux dépointés. Lors de la conception des réseaux d'antennes, les phénomènes de couplage ne doivent pas être négligés. En effet, les diagrammes des sources dans un réseau, ne sont généralement plus comparables aux diagrammes de l'élément isolé. En plus, le couplage mutuel affecte les caractéristiques d'adaptation de l'antenne, une partie de l'énergie rayonnée par chacun des accès est captée par les accès à proximité. Cette interaction modifie l'adaptation des sources du circuit de distribution.

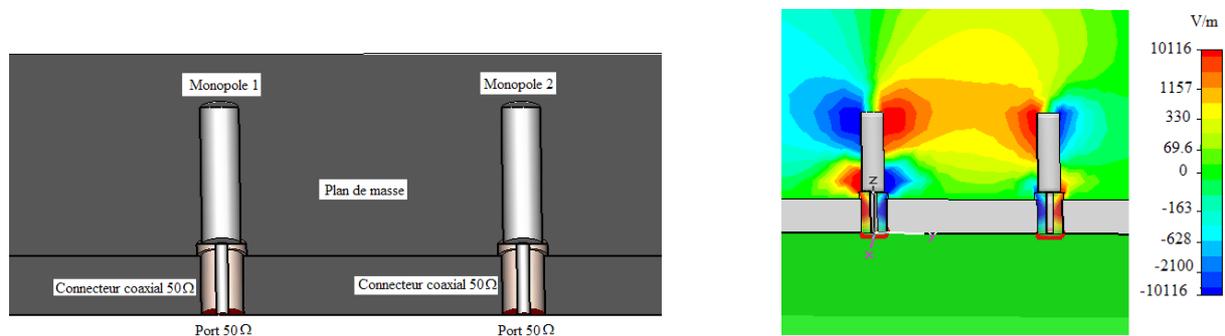
Lors du chapitre I, nous avons mis en évidence les problèmes liés au couplage entre les sources. En effet, les interactions parasites qu'ils produisent, altèrent les performances du dispositif multi sources : désadaptation du dispositif et perturbation du rayonnement. Ces couplages sont dus aux échanges électromagnétiques entre les sources. Au cours de ce chapitre, nous allons étudier ces couplages et proposer un outil de synthèse globale qui pourra être utilisé dans le cas où les couplages entre éléments rayonnants constituent une problématique importante. La disponibilité de logiciels numériques puissants (Matlab, CST, Momentum) associée aux capacités toujours grandissantes des ordinateurs nous permettent de résoudre le problème d'une manière rigoureuse et complète. Cette résolution rigoureuse du problème électromagnétique permet d'adapter l'antenne et réaliser le rayonnement objectif en configurant le système de telle manière que les puissances couplées dans chacun des accès, soient réfléchies et participent à l'établissement des excitations. Ainsi, il sera possible d'améliorer le rendement des antennes multi sources et de générer des rayonnements qui satisferont nos attentes, notamment en termes de lobes secondaires.

## II. MISE EN ÉVIDENCE LES EFFETS DU COUPLAGE DANS UN RÉSEAU DE MONOPÔLE

L'influence du couplage entre deux monopôles va être constatée dans ce paragraphe. On a choisi les antennes de type monopôle, parce qu'elles font apparaître des couplages inter-éléments importants.

Le rayonnement du monopôle est dans le plan de la mise en réseau de ces éléments. Donc, il est tout à fait concevable que des perturbations de fonctionnement très importantes puissent exister. Pour s'en convaincre la mise en réseau de deux monopôles très proches est suffisante.

L'antenne étudiée est composée de deux monopôles sur un plan de masse. La distance entre les monopôles est de  $0.5\lambda_0$  (figure II.1.a). Ils sont tous deux connectés à une charge  $50\Omega$  et sont alimentés l'un après l'autre afin de calculer les paramètres  $S$ . Sur la figure II.1.b, seul le monopôle de gauche est alimenté. La représentation de la distribution de champ électromagnétique fait nettement apparaître la perturbation du champ proche ainsi que le signal couplé dans l'accès du monopôle de droite.



(a) Structure composée de 2 monopôles sur un plan de masse. (b) distribution de champ  $E_t$  entre les monopôles.

Figure II.1 : Structure simulée pour étudier les phénomènes de couplage inter-éléments.

Les figures II.2 et II.3 montrent les résultats en adaptation et en rayonnement. Ils sont comparés aux résultats d'un seul monopôle. L'adaptation est modifiée, la fréquence du pic de réflexion ( $S_{11}$ ) est décalée de l'ordre de 3.5% et le niveau de couplage ( $S_{21}$ ) est proche de -13dB ce qui signifie qu'une partie de l'énergie envoyée par le premier monopôle est captée par le monopôle environnant non alimenté. Le diagramme obtenu en monosource est déformé par les fortes interactions entre les monopôles ( $S_{21}$ ). Le niveau de couplage est aussi visible sur la distribution du champ entre les deux monopôles (figure II.1.b), on voit le maximum de champ (rouge) couplé dans le plan de mise en réseau des deux monopôles. Nous ne pouvons

pas appliquer la théorie des réseaux classiques car les sources ne sont pas indépendantes. Donc les couplages modifient les caractéristiques électriques du réseau et le niveau de rayonnement. Pour cela, il faut déterminer les couplages de façon systématique pour assurer le rayonnement objectif et l'adaptation de l'antenne.

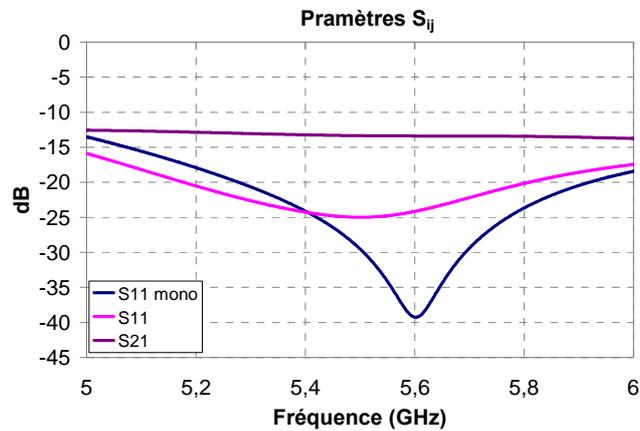


Figure II.2 : Paramètres  $S$  sur des accès  $50\Omega$  comparés aux  $S_{11}$  obtenu avec un seul monopôle.

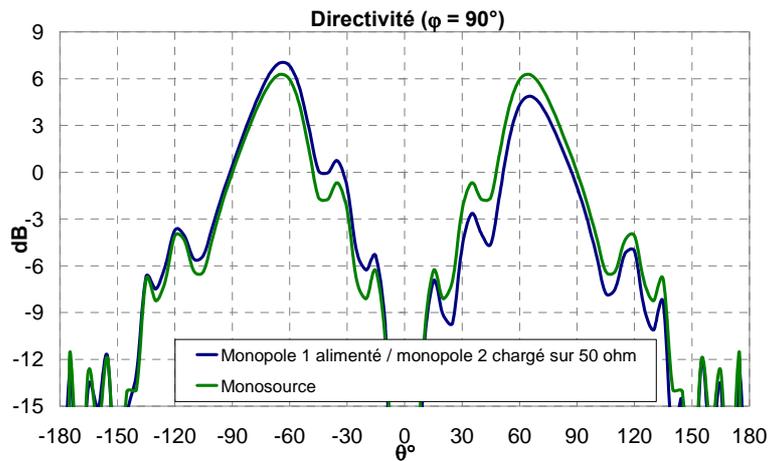


Figure II.3 : Diagramme de rayonnement perturbé (bleu) comparé au diagramme obtenu avec un seul monopôle (vert).

### III. DÉFINITION D'UN OUTIL DE SYNTHÈSE

#### III.1. Définition d'un Système d'antennes couplées

Considérons une distribution d'antennes ' $i$ ' excitées par une fem  $Eg_i$  ou une source de courant  $I0_i$  et chargées sur des impédances  $Z_{Gi}$ .

Chaque antenne subit des interactions avec les autres antennes environnantes qui modifient les propriétés des antennes en termes de diagramme de rayonnement de pondération et d'impédance d'entrée. Ces interactions sont la somme, d'une part du rayonnement de chacune des antennes associées à la diffraction des géométries antennaires environnantes (court-circuitées), et d'autre part du rayonnement des grandeurs électriques dans les antennes couplées.

Afin de définir une méthode systématique pour appréhender le rayonnement, les pondérations et les impédances d'entrée d'antennes fortement couplées, nous devons travailler sur un schéma électrique des antennes connectées à leur générateur ou à une charge pour les problèmes en réception. Afin de faire apparaître un certain nombre de grandeurs électriques qui seront utilisées par la suite, le problème à  $n$  antennes couplées est décomposé en une somme de  $n$  contributions (*figure II.4*).

La tension  $U_{ji}$  est la tension sur le port d'entrée de l'antenne  $j$  lorsque seule l'antenne  $i$  est alimentée. Ainsi, la superposition des grandeurs électriques impose :

$$U_j = \sum_i U_{ji} \tag{II.1}$$

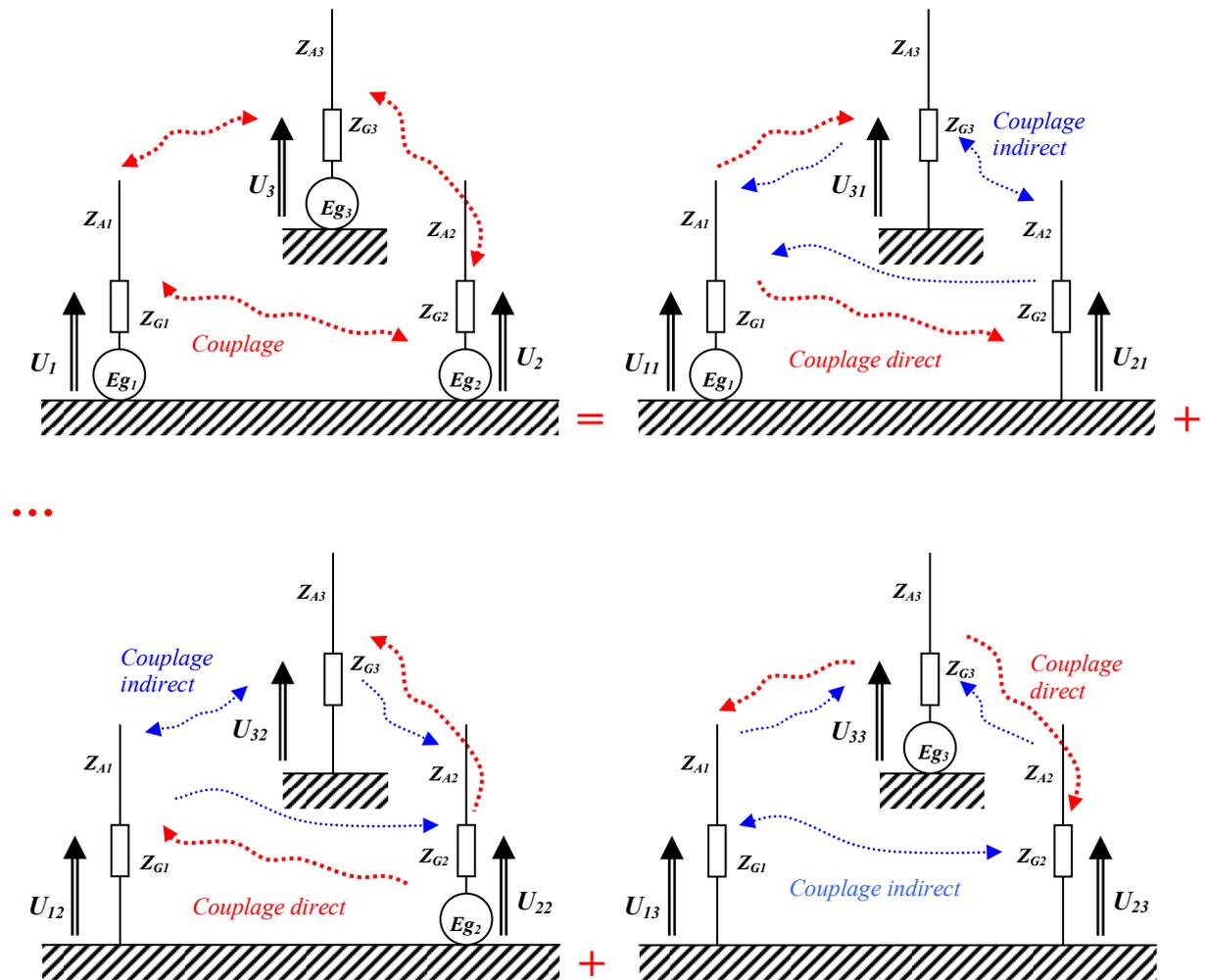


Figure II.4 : Schéma électrique de trois éléments couplés.

Pour modéliser chaque antenne du système d'antennes couplées nous utilisons le schéma électrique de la figure II.5.

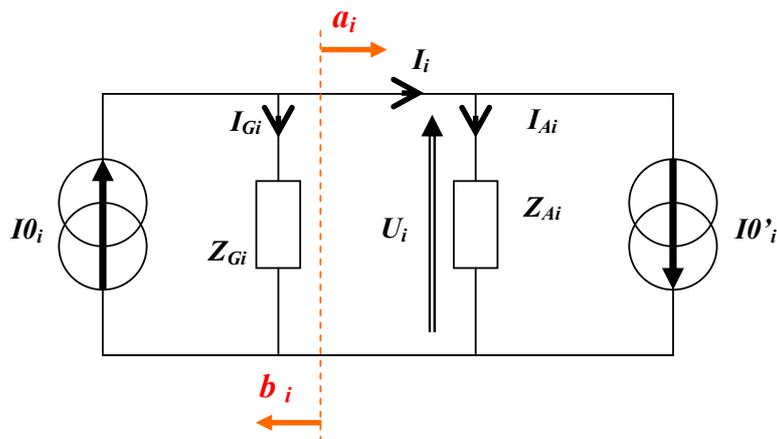


Figure II.5 : Schéma équivalent de l'antenne.

$I_{0i}$  sont les courants délivrés par les alimentations. Ils valent  $Eg_i/Z_{Gi}$ .

$I0'_i$  sont les courants induits dans les antennes  $i$  par le rayonnement des autres antennes. Ces courants, associés aux impédances  $Z_{Ai}$  constituent des générateurs de Norton pour les antennes considérées en réception.

$$I0'_i = \sum_{j \neq i} \alpha_{ij} U_j \quad II.2$$

$Z_{Ai}$  sont les impédances intrinsèques des antennes, déterminées lorsque les sources  $I0'_i$  sont éteintes. Pour éteindre une source  $I0'_i$ , il suffit que toutes les antennes  $j \neq i$  soient court-circuitées.

$Z_{Gi}$  sont les impédances des ports où sont connectées les antennes. Ces impédances caractérisent également la résistance interne des générateurs.

Les courants  $I_i$  sont les courants dans le port d'entrée de chaque antenne  $i$ .

Les courants  $U_i$  sont les tensions sur le port d'entrée de chaque antenne  $i$ .

Les courants  $I_{Ai}$  sont les courants dans les impédances  $Z_{Ai}$ .

Ce schéma (*figure II.5*) identifie les grandeurs électriques lorsque toutes les antennes du système sont alimentées simultanément. Ainsi, l'impédance d'entrée vue du port de chaque antenne est :

$$Z_{Ei\_couplée} = \frac{U_i}{I_i} \quad II.3$$

$$U_i = Z_{Ai} I_{Ai}$$

$$U_i = \frac{Z_{Ai} Z_{Gi}}{Z_{Ai} + Z_{Gi}} (I0_i - I0'_i)$$

$$U_i = \frac{Z_{Ai} Z_{Gi}}{Z_{Ai} + Z_{Gi}} \left( I0_i - \sum_{j \neq i} \alpha_{ij} U_j \right)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{Z_{A1} + Z_{G1}}{Z_{A1} Z_{G1}} & \alpha_{12} & \dots & \alpha_{1n} \\ \alpha_{21} & \frac{Z_{A2} + Z_{G2}}{Z_{A2} Z_{G2}} & \dots & \alpha_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n1} & \alpha_{n2} & \dots & \frac{Z_{An} + Z_{Gn}}{Z_{An} Z_{Gn}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \dots \\ U_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I0_1 \\ I0_2 \\ \dots \\ I0_n \end{pmatrix} \quad II.4$$

Par ailleurs, nous avons vu (relation II.3) :  $Z_{Ei\_couplée} = \frac{U_i}{I_i}$

$$I_i = I0_i - I_{Gi}$$

$$I_i = I0_i - \frac{U_i}{Z_{Gi}}$$

$$\text{D'où : } Z_{Ei\_couplée} = \frac{Z_{Gi}U_i}{Z_{Gi}I0_i - U_i} \tag{II.5}$$

### III.2. Condition d'adaptation

L'objectif est de réaliser l'adaptation de tous les accès, c'est-à-dire de remplacer l'impédance caractéristique du port de chaque antenne  $Z_{Gi}$  par une impédance de charge  $Z_{Li}$  telle que :

$$Z_{Li} \approx Z_{Ei\_couplée}^* \tag{II.6}$$

Soit:

$$Z_{Ei\_couplée} \approx Z_{Li} \cdot \exp^{-j \cdot 2 \cdot \text{Arg}(Z_{Li})} \tag{II.7}$$

$$\text{D'où : II.5 \& II.7} \Rightarrow I0_i \approx U_i \cdot \frac{1 + \exp^{+j \cdot 2 \cdot \text{Arg}(Z_{Li})}}{Z_{Li}} \tag{II.8}$$

En remplaçant  $I0_i$  dans le système (II.4) par l'expression (II.8), il vient :

$$\frac{Z_{Ai} + Z_{Li}}{Z_{Ai}Z_{Li}} - \frac{1 + \exp^{+j \cdot 2 \cdot \text{Arg}(Z_{Li})}}{Z_{Li}} = \frac{Z_{Li}^* - Z_{Ai}}{Z_{Ai}Z_{Li}^*}$$

On déduit :

$$\begin{pmatrix} \frac{Z_{L1}^* - Z_{A1}}{Z_{A1}Z_{L1}^*} & \alpha_{12} & \dots & \alpha_{1n} \\ \alpha_{21} & \frac{Z_{L2}^* - Z_{A2}}{Z_{A2}Z_{L2}^*} & \dots & \alpha_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n1} & -\alpha_{n2} & \dots & \frac{Z_{Ln}^* - Z_{An}}{Z_{An}Z_{Ln}^*} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \dots \\ U_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{pmatrix} \tag{II.9}$$

On doit chercher les valeurs de  $Z_{Li}^*$  qui permettront de vérifier cette relation et ainsi réaliseront l'adaptation globale du système.

$U_1, U_2, \dots,$  et  $U_n$  sont les tensions sur chacune des  $n$  antennes du système. Ces tensions dépendent des pondérations à affecter aux diagrammes  $\Phi_1$  à  $\Phi_n$ . C'est une donnée fixée par l'exigence du diagramme de rayonnement.

### III.3. Phase de caractérisation

L'objectif est dans un premier temps d'obtenir la matrice des admittances de couplage  $[\alpha_{i,j}]$  telle que :

$$(I'_{j,i}) = [\alpha_{j,i}] \cdot (U_i) \text{ avec } \alpha_{j,j} = 0.$$

Pour mener l'étude, il faut exciter chaque antenne  $i$  successivement, les autres étant chargées sur des impédances  $Z_{Gj}$  (figure II.6). On exprime les courants électriques qui entrent dans les antennes.

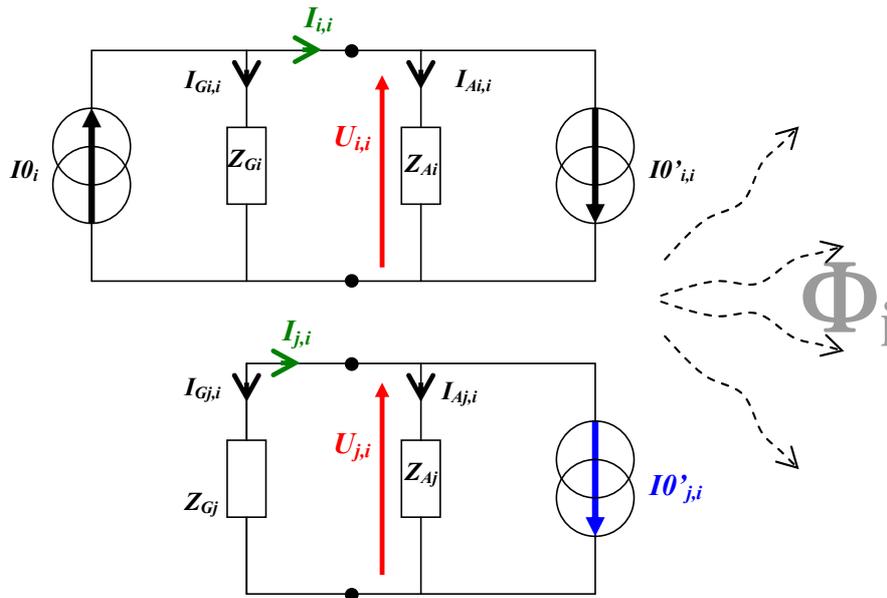


Figure II.6 : Les antennes  $j \neq i$  ne sont pas alimentées.

Ainsi lorsqu'une seule antenne  $i$  est alimentée, il vient :

$$I_{i,i} = \frac{U_{i,i}}{Z_{Ai}} + \sum_{j \neq i} \alpha_{i,j} U_{j,i}$$

(Le premier indice qui définit les tensions  $U$  et les courants  $I$  identifie le circuit dans lequel sont prélevées ces grandeurs alors que le second indice désigne l'antenne excitée qui engendre les grandeurs couplées. Ainsi la tension  $U_{j,i}$  est aux bornes de l'antenne  $j$  lorsque seule l'antenne  $i$  est alimentée.)

La relation précédente peut également s'écrire :

$$I_{i,i} = \sum_j \alpha_{i,j} U_{j,i} \text{ avec } \alpha_{i,i} = \frac{1}{Z_{Ai}}$$

De la même façon, on exprime les courants entrants sur le port des antennes  $j$  couplées lorsque seule l'antenne  $i$  est alimentée :

$$I_{j,i} = \frac{U_{j,i}}{Z_{A_j}} + \sum_{k \neq j} \alpha_{j,k} U_{k,i}, \text{ relation qui s'écrit également :}$$

$$I_{j,i} = \sum_k \alpha_{j,k} U_{k,i} \text{ avec } \alpha_{j,j} = \frac{1}{Z_{A_j}}$$

On retrouve la même expression que pour l'antenne alimentée.

Finalement, lorsqu'un port  $i$  est excité, il vient :

$$(I_{j,i}) = [\alpha_{j,1} \quad \alpha_{j,2} \quad \dots \quad \alpha_{j,n}] \begin{pmatrix} U_{1,i} \\ U_{2,i} \\ \dots \\ U_{n,i} \end{pmatrix}$$

Pour connaître l'ensemble des courants entrants sur chaque port lorsqu'un seul port  $i$  est excité, on a la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} I_{1,i} \\ I_{2,i} \\ \dots \\ I_{n,i} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & \dots & \alpha_{1,n} \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & \dots & \alpha_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n,1} & \alpha_{n,2} & \dots & \alpha_{n,n} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_{1,i} \\ U_{2,i} \\ \dots \\ U_{n,i} \end{pmatrix}$$

Le courant sur un port  $j$  est donné quel que soit le port excité :

$$(I_{j,1} \quad I_{j,2} \quad \dots \quad I_{j,n}) = [\alpha_{j,1} \quad \alpha_{j,2} \quad \dots \quad \alpha_{j,n}] \begin{pmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & \dots & U_{1,n} \\ U_{2,1} & U_{2,2} & \dots & U_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ U_{n,1} & U_{n,2} & \dots & U_{n,n} \end{pmatrix}$$

L'écriture globale du problème est donnée par l'association des deux relations précédentes :

$$\begin{pmatrix} I_{1,1} & I_{1,2} & \dots & I_{1,n} \\ I_{2,1} & I_{2,2} & \dots & I_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ I_{n,1} & I_{n,2} & \dots & I_{n,n} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & \dots & \alpha_{1,n} \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & \dots & \alpha_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n,1} & \alpha_{n,2} & \dots & \alpha_{n,n} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & \dots & U_{1,n} \\ U_{2,1} & U_{2,2} & \dots & U_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ U_{n,1} & U_{n,2} & \dots & U_{n,n} \end{pmatrix}$$

Chacune des deux matrices  $(I_{n,n})$  et  $(U_{n,n})$  est donnée par  $n$  simulations pour lesquelles les  $n$  antennes sont alimentées consécutivement.

La matrice des admittances de couplage est obtenue quelle que soit la fréquence :

$$\begin{bmatrix} \alpha_{1,1} & \alpha_{1,2} & \dots & \alpha_{1,n} \\ \alpha_{2,1} & \alpha_{2,2} & \dots & \alpha_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \alpha_{n,1} & \alpha_{n,2} & \dots & \alpha_{n,n} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} I_{1,1} & I_{1,2} & \dots & I_{1,n} \\ I_{2,1} & I_{2,2} & \dots & I_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ I_{n,1} & I_{n,2} & \dots & I_{n,n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & \dots & U_{1,n} \\ U_{2,1} & U_{2,2} & \dots & U_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ U_{n,1} & U_{n,2} & \dots & U_{n,n} \end{pmatrix}^{-1} \quad \text{II.10}$$

Les impédances intrinsèques des antennes sont données par :

$$\alpha_{i,i} = \frac{1}{Z_{Ai}} \quad \text{II.11}$$

Exprimons les grandeurs électriques qui permettent de résoudre le problème en fonction des paramètres  $S$  (voir annexe A) :

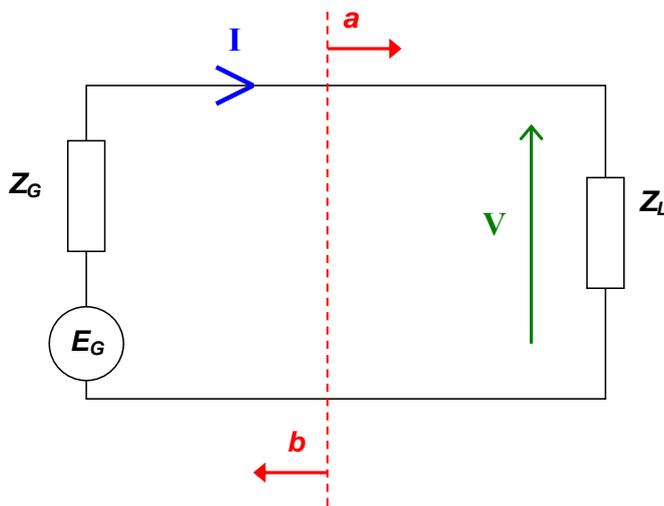


Figure II.7 : Schéma équivalent de l'antenne.

$$a = \frac{V + Z_G \cdot I}{2 \cdot \sqrt{R_G}}$$

$$b = \frac{V - Z_G^* \cdot I}{2 \cdot \sqrt{R_G}}$$

$$I = \frac{a - b}{\sqrt{R_G}}$$

$$V = \frac{Z_G^* \cdot a + Z_G \cdot b}{\sqrt{R_G}}$$

Lorsque les antennes sont excitées consécutivement, une seule onde incidente existe au port de l'antenne excitée. On aboutit à l'expression des tensions et des courants sur chaque antenne  $i$ , sachant seule  $j$  excitée.

$$\begin{aligned}
 U_{ij} &= \frac{Z_{G_i}^*}{\sqrt{R_{G_i}}} \cdot a_i \cdot \delta_{ij} + \frac{Z_{G_i}}{\sqrt{R_{G_i}}} \cdot b_i \\
 &= \frac{Z_{G_i}^*}{\sqrt{R_{G_i}}} \cdot a_i \cdot \delta_{ij} + \frac{Z_{G_i}}{\sqrt{R_{G_i}}} \cdot S_{ij} \cdot a_j \\
 &= \left( \frac{Z_{G_i}^*}{\sqrt{R_{G_i}}} \cdot \delta_{ij} + \frac{Z_{G_i}}{\sqrt{R_{G_i}}} \cdot S_{ij} \right) \cdot a_j
 \end{aligned}
 \tag{II.12}$$

De même,  $I_{ij} = (\delta_{ij} - S_{ij}) \cdot \frac{a_j}{\sqrt{R_{G_i}}}$  II.13

On déduit de II.10, II.12 et II.13 :

$$[\alpha] = \text{diag} \left( \frac{1}{\sqrt{R_G}} \right) \cdot ([I] - [S]) \cdot \text{inv} \left[ \text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S] \right]$$

$$[\alpha] = \frac{\text{diag} \left( \frac{1}{\sqrt{R_G}} \right) \cdot ([I] - [S])}{\text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S]}$$

II.14

([I] représente la matrice identité)

**Conclusion :**

La phase de caractérisation revient à extraire la matrice  $S$  du système.

Si les ports des antennes ont tous la même impédance caractéristique,  $Z_G=R_G$ , alors les expressions se simplifient :

$$[\alpha] = \frac{1}{R_G} \cdot \frac{[I - S]}{[I + S]}$$

### III.4. Synthèse d'une fonction rayonnement

Pour synthétiser une fonction rayonnement (figure II.8), on utilise une combinaison linéaire des  $n$  diagrammes  $\Phi_{1..n}$  issus de l'excitation successive des  $n$  antennes avec la même puissance incidente (les antennes pouvant être chargées sur des impédances quelconques).

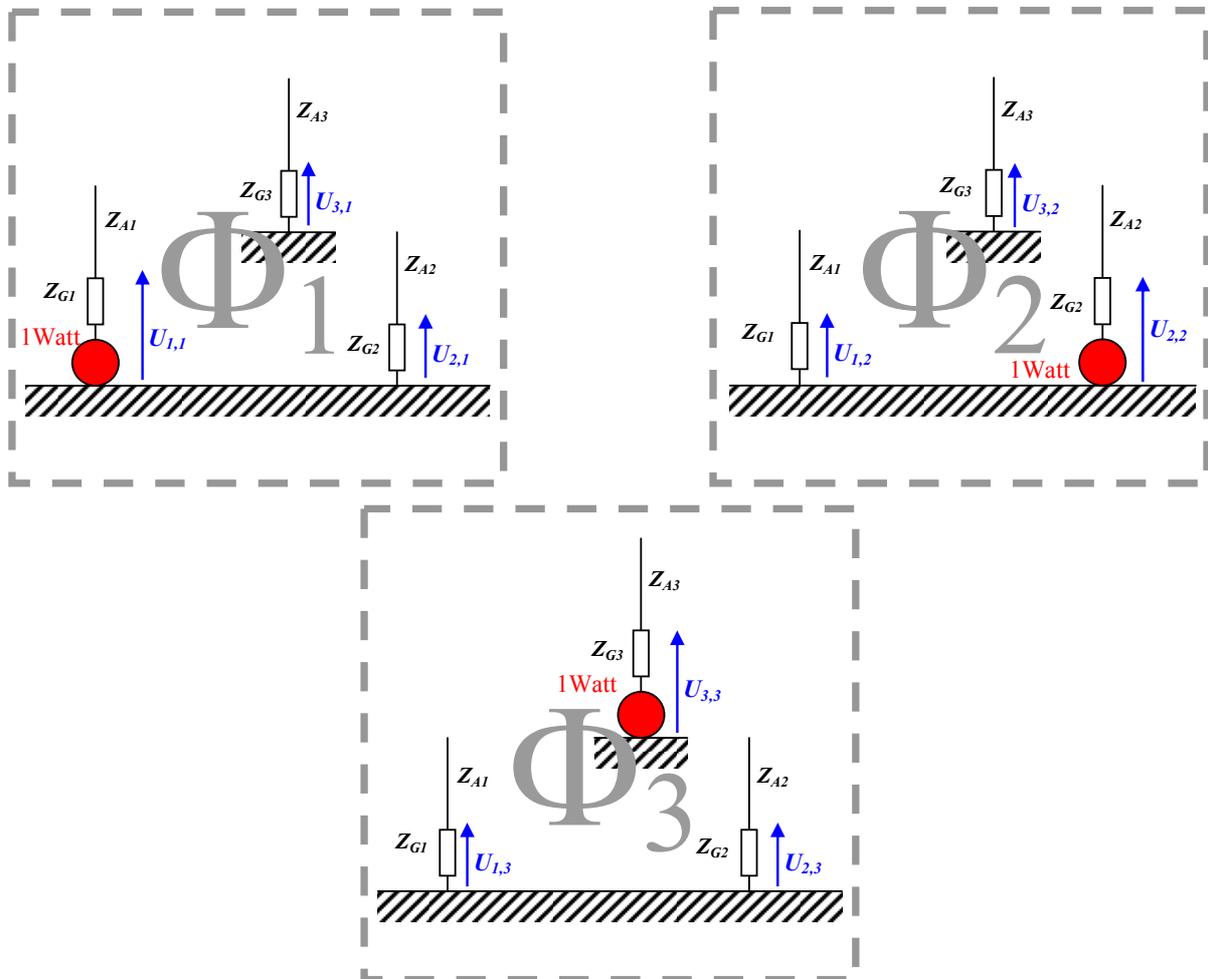


Figure II.8 : Combinaison linéaire des  $n$  diagrammes.

Ainsi,  $\Phi_{objectif} = \beta_1 \Phi_1 + \beta_2 \Phi_2 + \beta_3 \Phi_3 + \dots + \beta_n \Phi_n$ ,

Qui s'écrit :

$$\boxed{[\Phi_1 \quad \Phi_2 \quad \dots \quad \Phi_n] \cdot \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \dots \\ \beta_n \end{pmatrix} \approx \Phi_{objectif}}$$

II.15

Dans ces conditions, les tensions aux bornes des  $n$  antennes simultanément alimentées deviennent :

$$\begin{pmatrix} \mathbf{U}_1 \\ \mathbf{U}_2 \\ \dots \\ \mathbf{U}_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} U_{1,1} & U_{1,2} & \dots & U_{1,n} \\ U_{2,1} & U_{2,2} & \dots & U_{2,n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ U_{n,1} & U_{n,2} & \dots & U_{n,n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \dots \\ \beta_n \end{pmatrix} \quad II.16$$

Ces tensions correspondent aux nouvelles pondérations à appliquer dans la relation II.9.

Les courants entrants dans les ports des antennes excitées avec les pondérations  $\beta_i$ , sont donnés par :

$$I = [\alpha].U$$

**On retiendra :**

$$\boxed{(U) = \left[ \text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S] \right] . (\beta)} \quad II.17$$

$$\boxed{(I) = \text{diag} \left( \frac{1}{\sqrt{R_G}} \right) . ([I] - [S]) . (\beta)} \quad II.18$$

### III.5. Mise En œuvre

Pour réaliser l'adaptation, il suffira de remplacer les impédances caractéristiques d'entrée des ports vues par les antennes  $Z_{Gi}$  par  $Z_{Li}$  et réaliser les excitations correspondantes :

$$Z_{Li} \approx Z_{Ei\_couplée}^*$$

$$Z_{E\_couplées} = \frac{U}{I}$$

$$Z_{E\_couplées} = \frac{U}{[\alpha]U}$$

$$Z_{E\_couplées} = \frac{\left[ \text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S] \right] . (\beta)}{\frac{\text{diag} \left( \frac{1}{\sqrt{R_G}} \right) . ([I] - [S])}{\text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S]} \cdot \left[ \text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S] \right] . (\beta)}$$

$$Z_{E\_couplées} = \frac{\left[ \text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S] \right] \cdot (\beta)}{\text{diag} \left( \frac{1}{\sqrt{R_G}} \right) \cdot ([I] - [S]) \cdot (\beta)} \quad \text{II.19}$$

Si les ports des antennes ont tous la même impédance caractéristique,  $Z_G=R_G$ , alors les expressions se simplifient :

$$Z_{E\_couplées} = R_G \cdot \frac{[I + S] \cdot \beta}{[I - S] \cdot [I + S]^{-1} \cdot [I + S] \cdot \beta}$$

$$Z_{E\_couplées} = R_G \cdot \frac{[I + S] \cdot \beta}{[I - S] \cdot \beta}$$

Pour éviter les ondes réfléchies, il suffira que les circuits en amont des antennes renvoient les impédances conjuguées de  $Z_{E\_couplées}$ :

$$Z_L \approx Z_{E\_couplées}^*$$

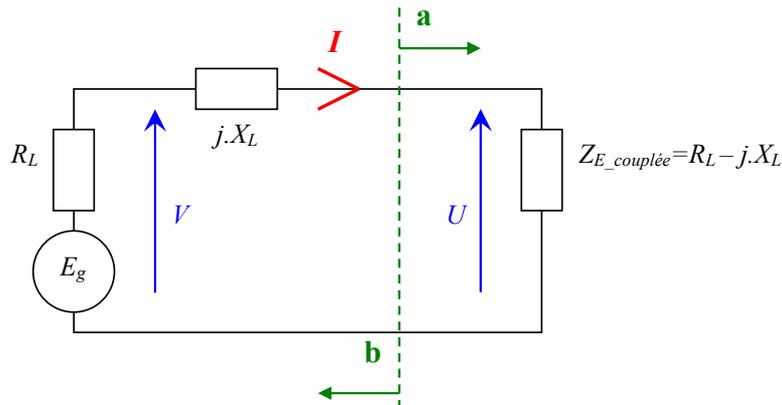


Figure II.9 : Schéma équivalent de l'antenne.

Il est nécessaire de déterminer l'intensité des ondes à injecter dans ces antennes.

$$a = \frac{U + Z_L I}{2\sqrt{R_L}}$$

$$a = \frac{(Z_{E\_couplée} + Z_L) \cdot I}{2\sqrt{R_L}}$$

$$a = \sqrt{R_L} \cdot I$$

$$a = \frac{\sqrt{R_L}}{Z_L^*} \cdot U$$

$$a = \text{diag} \left( \frac{\sqrt{R_L}}{Z_L^*} \right) \cdot \left[ \text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S] \right] \cdot (\beta)$$

II.20

Les impédances  $Z_G$  sont les impédances des ports utilisés pendant la phase de caractérisation (détermination de la matrice  $S$ ) et les impédances  $Z_L$  sont les impédances qui satisfont la condition d'adaptation du réseau d'antennes.

Remarque :

Si les ports ayant servi pour la caractérisation des antennes ont tous la même impédance caractéristique,  $Z_G = R_G$ , alors les expressions se simplifient :

$$a = \sqrt{R_G} \cdot \text{diag} \left( \frac{\sqrt{R_L}}{Z_L^*} \right) \cdot [I + S] \cdot (\beta)$$

### III.6. Fonctionnalités logicielles

#### III.6.1. Fonctionnalités du moteur transitoire du logiciel de simulation électromagnétique CST design Studio.

CST permet de choisir l'impédance caractéristique des ports discrets pourvu qu'elles restent réelles ( $R_L$ ). Pour simuler des connexions avec des impédances d'entrées complexes, il faudra utiliser des éléments discrets de type inductance ou capacité ( $j.X_L$ ) qui seront interposés entre les connectiques des antennes et les ports discrets.

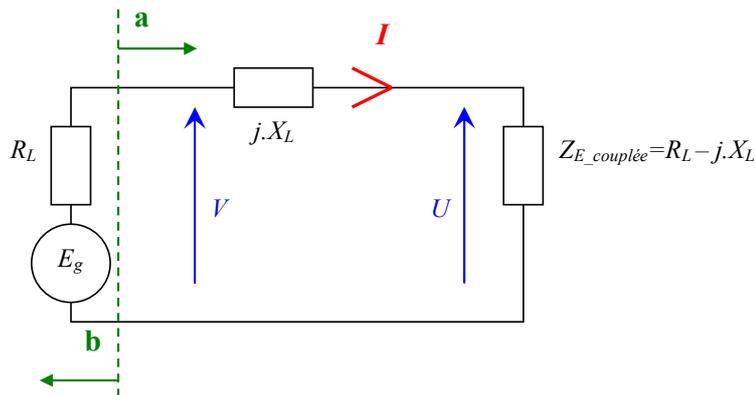


Figure II.10 : Schéma équivalent de l'antenne.

Dans ce cas on détermine les ondes incidentes que devra générer le simulateur électromagnétique CST.

$$a = \frac{V + R_L I}{2\sqrt{R_L}}$$

On exprime  $V$  en fonction des tensions requises sur les antennes.

$$V = \frac{Z_{E\_couplée} + j \cdot X_L}{Z_{E\_couplée}} \cdot U = \frac{R_L}{Z_L^*} \cdot U$$

$$a = \frac{\frac{R_L}{Z_L^*} \cdot U + R_L \cdot \frac{U}{Z_L^*}}{2\sqrt{R_L}}$$

$$a = \frac{\sqrt{R_L}}{Z_L^*} \cdot U$$

$$a = \text{diag} \left( \frac{\sqrt{R_L}}{Z_L^*} \right) \cdot \left[ \text{diag} \left( \frac{Z_G^*}{\sqrt{R_G}} \right) + \text{diag} \left( \frac{Z_G}{\sqrt{R_G}} \right) * [S] \right] \cdot (\beta)$$

Il suffira d'implanter la requête ci-dessus dans la simulation.

### III.6.2. Configuration des ports discrets dans le simulateur électromagnétique Momentum

Un circuit passif quelle que soit sa technologie est un dispositif multiport caractérisé par sa matrice  $S$ . Lors de la conception des circuits, le logiciel Momentum permet de **choisir l'impédance caractéristique complexe de ces ports**. La *figure II.11* montre un circuit de distribution pour un réseau deux éléments. Nous pouvons charger le circuit par les ports complexes désirés. Les ondes incidentes que devra générer le simulateur électromagnétique Momentum sont traduites par les paramètres  $S_{10}$  et  $S_{20}$  :

$$S_{10} = a_1 \text{ et } S_{20} = a_2$$

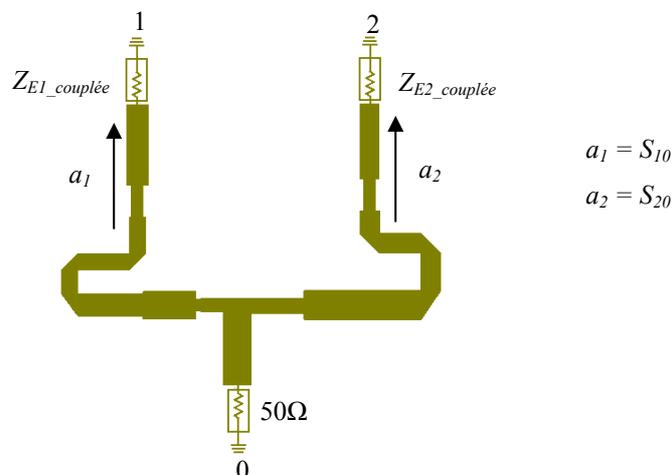


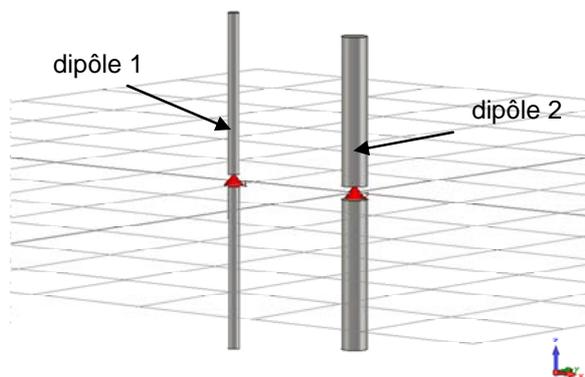
Figure II.11 : Circuit de distribution conçu sur Momentum.

## IV. VÉRIFICATION DES EXPRESSIONS PAR UNE VALIDATION NUMÉRIQUE

### IV.1. Système à deux dipôles

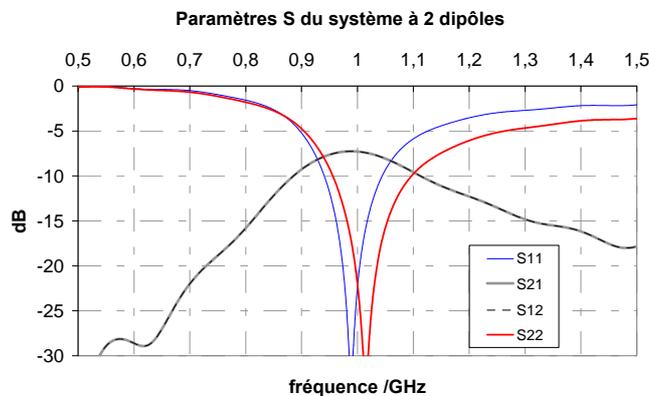
Pour illustrer l'analyse, nous proposons d'étudier un système à deux dipôles (choix arbitraire). Les deux dipôles sont différents par la section de leurs brins ainsi que par leur longueur (*figure II.12*). Ils sont proches l'un de l'autre ( $\lambda/5$ ).

On désire utiliser ces deux dipôles pour synthétiser un diagramme de rayonnement avec un trou dans la direction  $\{\theta ; \varphi\} = \{60^\circ ; 30^\circ\}$ . Pour cela on détermine les pondérations et les impédances d'entrée à réaliser pour accéder à la caractéristique de rayonnement.



*Figure II.12 : Système à deux dipôles.*

L'étude des paramètres  $S$  montre que les antennes sont adaptées autour de 1GHz et que le niveau de couplage se situe à  $-7\text{dB}$  (*figure II.13*). Ce couplage se traduit au niveau des diagrammes de rayonnement par une dissymétrie de ces derniers (*figure II.14 et II.15*).



*Figure II.13 : Paramètres S de l'antenne.*

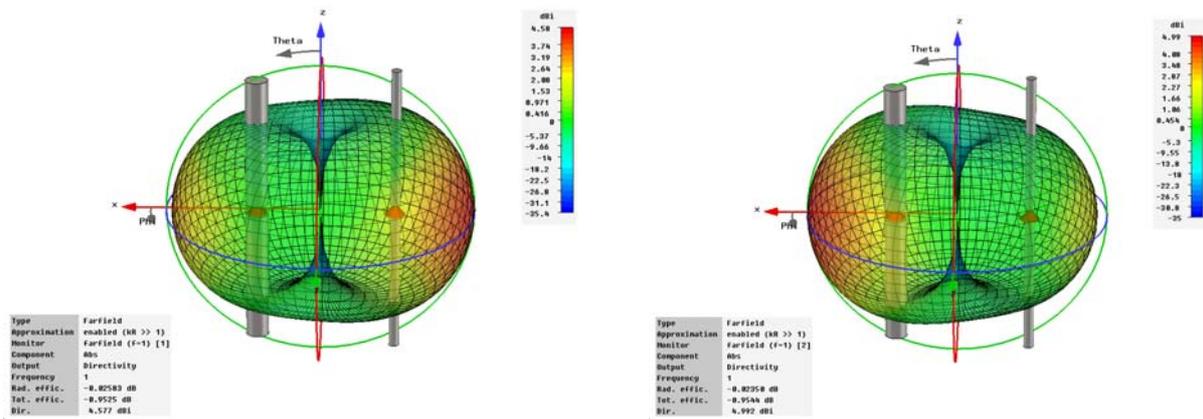


Figure II.14 : Représentation du diagramme de rayonnement en trois dimensions.

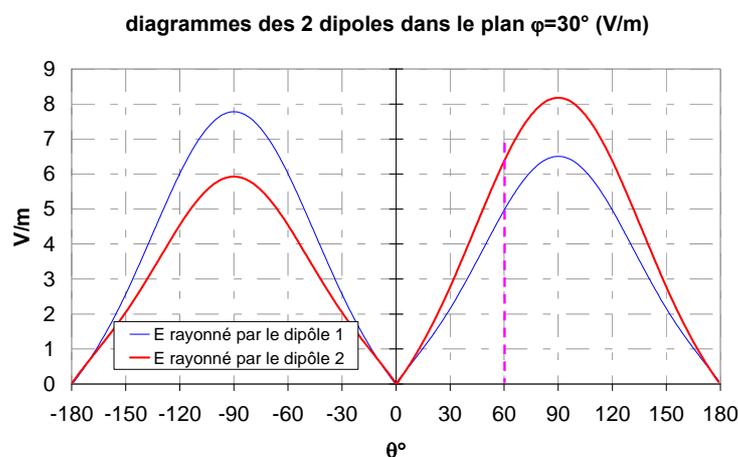


Figure II.15 : Diagrammes des deux dipôles ( $\varphi = 30^\circ$ ).

Pour obtenir une interférence destructrice dans la direction  $\{\theta ; \varphi\} = \{60^\circ ; 30^\circ\}$ , il faut pondérer les deux diagrammes par les coefficients  $\beta_1$  et  $\beta_2$ . L'utilisation des paramètres  $S$  du système permet de déterminer les ondes incidentes à fournir à chaque dipôle associées aux impédances d'entrée vues depuis les antennes. Toutes ces grandeurs sont reportées dans le même tableau (II.1).

	Dipôle 1	Dipôle 2
$\beta_i$	$1.282474 * e^{(j*282.8313)}$	1
$Z_{Li}$	$65.24 - 47.39i \ \Omega$	$16 + 29.43i \ \Omega$
$L_i$	/	$4.6835e-009 \ \text{H}$
$C_i$	$3.3584e-012 \ \text{F}$	/
$a_i$	$0.83237 * e^{(-i*22.3536)}$	$0.55422 * e^{(i*101.1991)}$

Tableau II.1 : Tableau des pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase associé à l'impédance sur laquelle chaque source doit être chargée.

On remarque que les valeurs de  $Z_{Li}$  sont complexes et éloignées de  $50\Omega$ . Les grandeurs couplées reçues par chaque accès en sont responsables.

Pour vérifier les fonctionnalités du simulateur électromagnétique transitoire CST MWS, nous implantons les parties réelles des  $Z_{Li}$  comme impédance caractéristiques des ports discrets et nous interposons les éléments localisés  $L_i$  ( $\Re(Z_L) > 0$ ) ou  $C_i$  ( $\Re(Z_L) < 0$ ) (visibles dans le tableau) en série entre les ports discrets et les antennes (*figure II.16*). La valeur de la capacité est donnée par la relation suivante :

$$C(f_i) = -\frac{1}{\Re(Z_L) 2\pi f_i} \tag{II.21}$$

La valeur de la self est donnée par la relation suivante :

$$L(f_i) = \frac{\Re(Z_L)}{2\pi f_i} \tag{II.22}$$

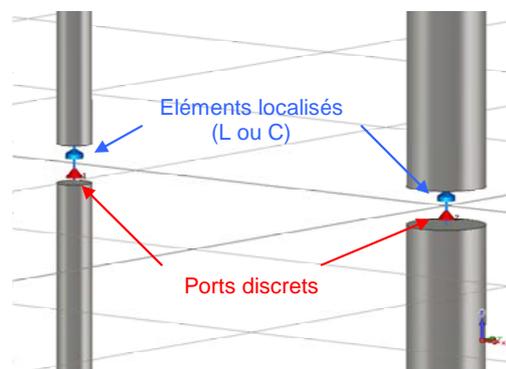


Figure II.16 : Système à deux dipôles alimentés par des ports discrets et des éléments localisés.

Les ports sont alimentés simultanément avec les ondes  $a_i$ . La *figure II.17* met en évidence l'adaptation globale du système. En effet, aucune onde réfléchie ne pénètre dans les ports discrets autour de 1GHz.

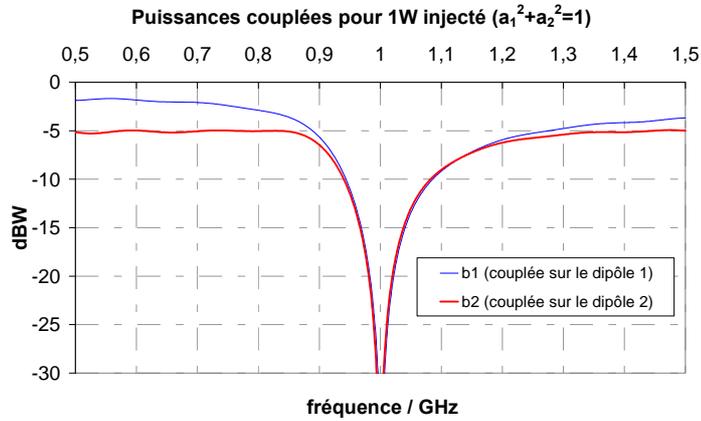


Figure II.17 : Puissance couplées dans les accès pour 1 watt injecté.

Les *figures II.18 et II.19* permettent de constater que le dispositif antennaire est bien aveugle dans la direction  $\{\theta ; \varphi\} = \{60^\circ ; 30^\circ\}$ .

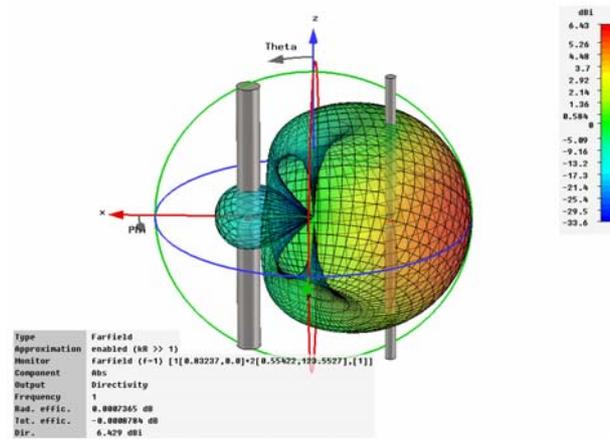


Figure II.18 : Représentation du diagramme de rayonnement en trois dimensions.

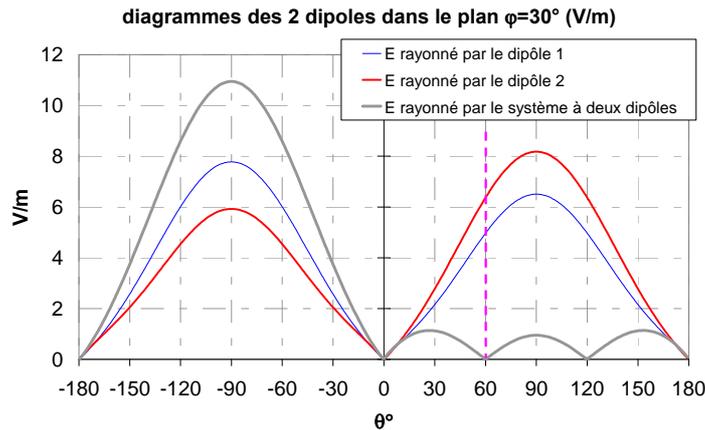


Figure II.19 : Diagrammes de rayonnement du système à deux dipôles ( $\varphi = 30^\circ$ ).

Le diagramme obtenu par simulation est exactement le diagramme désiré. Les puissances couplées dans les ports sont devenues extrêmement faibles ( $< -30\text{dB}$ ), c'est-à-dire que toute la puissance incidente, répartie sur les deux dipôles est effectivement rayonnée.

Cette validation, réalisée ici pour un dispositif à deux antennes, est généralisable à des réseaux d'antennes avec beaucoup d'éléments rayonnants.

## IV.2. Application à l'antenne Yagi

Les antennes Yagi sont composées d'une succession d'antennes élémentaires de tailles, et parfois de géométries différentes. Ces antennes sont proches les unes des autres pour stimuler les couplages. Parmi toutes ces antennes élémentaires, une seule est alimentée, les autres étant généralement, soit court-circuitées, soit en circuit ouvert. Ainsi l'élément rayonnant qui est alimenté couple sur les autres éléments des courants qui vont se réfléchir sur les courts-circuits (ou les circuits ouverts) pour être finalement re-rayonnés et induire à leurs tours d'autres courants sur les autres éléments rayonnants... Le fonctionnement de ces antennes peut se résumer au fonctionnement d'un réseau d'antennes couplées dont une seule est alimentée, les autres étant alimentées par couplage.

On peut ainsi aisément concevoir et optimiser ce genre d'antenne avec une approche système multiport. La connaissance de la matrice  $S$  et la résolution d'un système déduit du paragraphe III de ce chapitre permet de définir les coefficients de réflexion ( $\Gamma = \exp^{j\Phi_r}$ ) à imposer sur les antennes non alimentées pour accéder à une fonction de rayonnement. Ces coefficients de réflexion sont alors réalisables par une charge réactive (stub ou élément localisé).

A titre d'exemple, nous présentons une synthèse de charges réactives qui permettent de concevoir une antenne Yagi avec 12 brins identiques fonctionnant à 1GHz (*figure II.20*). Les brins ont des diamètres de 4.5mm, leur longueur égale 130mm et le pas qui sépare deux brins adjacents vaut 60mm. La longueur totale de l'antenne vaut  $2.2\lambda$ . Le port alimenté est le port numéroté 1, les onze autres ports sont chargés par une capacité ou une self déduite de la synthèse et dont les valeurs sont reportées dans le tableau II.2. La résolution du système fournit également l'impédance d'accord de l'antenne.

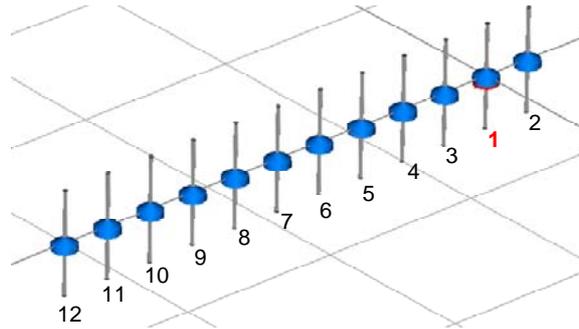


Figure II.20 : Yagi composée de 12 éléments.

Configuration des ports :

$Z_L$  port n°1:  $RG = 46.003 \text{ Ohm}$ ,  $C = 6.8209e-012F$ .

Port	$L (H)$	$C (F)$
2	3.0429e-009	/
3	/	9.7557e-013
4	/	9.6462e-013
5	/	3.9719e-013
6	/	6.2863e-013
7	/	2.5178e-013
8	/	5.6178e-013
9	/	4.729e-013
10	/	6.5611e-013
11	/	1.4533e-012
12	/	1.2344e-012

Tableau II.2 : Tableau des charges réactives à connecter au port d'entrée de chaque élément.

L'implantation de ces spécifications dans le simulateur électromagnétique CST MWS fournit le meilleur de ce qui peut être obtenu avec cette architecture d'antenne, à savoir un gain simulé de 13.1dB avec un lobe dirigé dans la direction  $\{\theta ; \phi\} = \{90^\circ ; 0^\circ\}$  (Figure II.21).

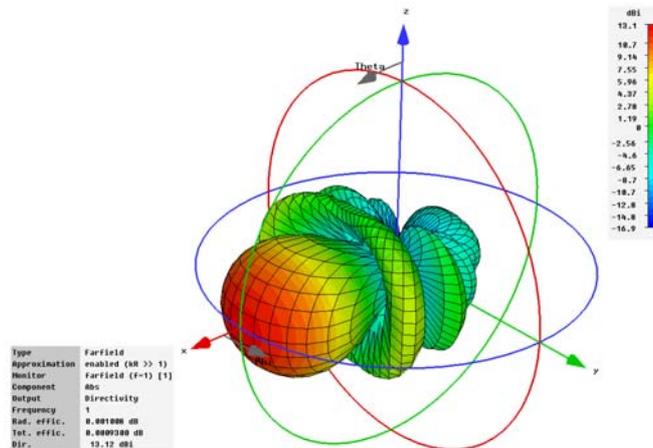


Figure II.21 : Représentation du diagramme de rayonnement en trois dimensions.

L'impédance d'entrée de cette antenne vaut  $Z_e = 46 + 23.3i$ . En configurant l'impédance du port d'alimentation égale au conjugué de  $Z_e$ , on obtient l'adaptation montrée sur la figure II.22.

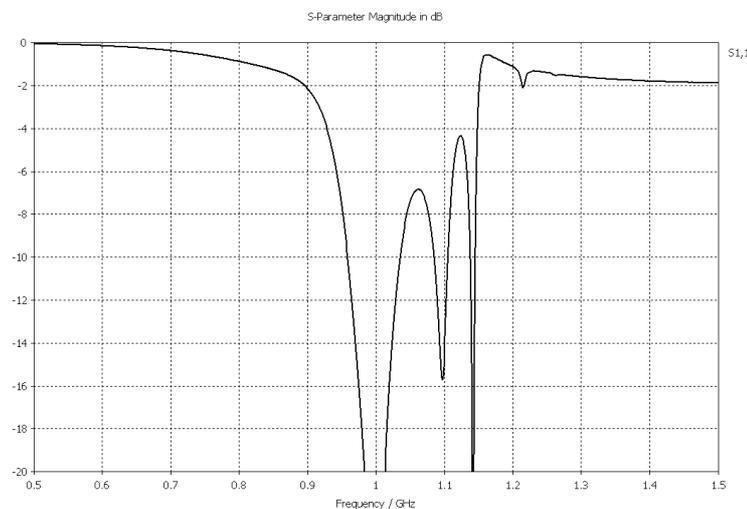


Figure II.22 : Paramètres  $S_{11}$  de l'antenne.

### IV.3. Potentialités

Nous avons montré que la méthode de synthèse utilisée dans ce chapitre pour optimiser les réseaux d'antennes couplées avec leur circuit de distribution (conception combiné) peut facilement être déclinée pour concevoir des antennes yagi et en général des antennes à éléments parasites. Nous verrons dans les thèses à venir du laboratoire qu'elle peut être très utile pour l'étude de réseaux réflecteurs.

## **V. CONCLUSION**

Cet outil de synthèse et de conception des réseaux d'antennes couplées qui est utilisée dans ce chapitre permet de prendre en compte deux problèmes provoqués par les couplages : la désadaptation des accès et la déformation du rayonnement de réseau. Comme nous l'avons expliquée, la puissance couplée dans chaque accès est compensée par un choix judicieux de l'excitation et une configuration particulière des accès. Ce traitement est rendu possible par la montée en puissance des ordinateurs.

Dans un premier temps, l'antenne a été conçue en utilisant des ports discrets et des éléments localisés qui présentent les impédances complexes à réaliser sur chaque accès de l'antenne. En même temps, nous avons excité les sources par les poids correspondants. Cela permet notamment de réaliser l'adaptation de chaque accès et de réaliser la fonction de rayonnement la plus proche de la fonction objectif.

Ensuite, nous avons présenté une synthèse de charges réactives qui permettent de concevoir une antenne Yagi avec 12 brins identiques. La connaissance de la matrice  $S$  et la résolution d'un système déduit du paragraphe III de ce chapitre permet de définir les coefficients de réflexion ( $\Gamma = \exp^{j\cdot\Phi_r}$ ) à imposer sur les antennes non alimentées pour accéder à une fonction de rayonnement.

Pour conclure, cette méthode nous permet de réaliser un rayonnement objectif prédéfini et garantir un gain élevé en empêchant l'énergie couplée de venir perturber l'accès de chaque source dans le réseau et par conséquent changer les pondérations objectifs et l'adaptation du port de chaque élément de l'antenne. L'autre intérêt majeur de cette méthode est qu'elle permet de découpler les étapes de conception. Cette décomposition autorise un gain de temps important au niveau de la conception.

**CHAPITRE III**

**CONCEPTION CONJOINTE D'UN**

**RÉSEAU DES MONOPÔLES ET DE LEUR**

**CIRCUIT DE DISTRIBUTION**



## **I. INTRODUCTION**

Lors du chapitre II, nous avons exprimé la manière de concevoir globalement les réseaux d'antennes couplées. Cette approche globale permet de répondre à deux problèmes provoqués par les couplages : La désadaptation des accès et la déformation du rayonnement de chaque source. Au cours de ce chapitre, nous allons concevoir et réaliser un réseau d'antennes fortement couplées.

Ce dispositif est inspiré du cahier des charges du projet THDT (très haut débit dans le train) sur lequel travaille le département OSA d'XLIM. Ce programme a pour objectif d'une part d'offrir aux voyageurs la possibilité d'utiliser leurs équipements personnels (ordinateurs portables, téléphones, etc.) pour des applications à haut débit telles que la connexion à Internet, les services d'emails, les appels téléphoniques et d'autre part de fournir du haut débit pour la SNCF (contrôle, commandes, informations). Certains opérateurs du ferroviaire ont déjà développé des liaisons haut débit entre le train et un satellite. Cependant, la liaison terrestre est beaucoup moins compliquée, en plus, elle permet d'améliorer le débit et de remplacer l'antenne parabole (encombrante) sur le train par un réseau d'antenne discret (faible encombrement) posé sur le toit du train.

Le système est composé d'antennes de station de base localisées le long de la voie et d'une antenne sur le toit du train. Durant cette thèse, nous nous sommes focalisés sur la liaison la plus complexe et la plus originale, c'est la liaison outdoor de type WiMAX, établie entre le train et la station de base. En particulier, notre travail se base sur l'étude de l'antenne située sur le toit du train pour satisfaire les contraintes du projet THDT.

Un réseau des monopôles est utilisé pour satisfaire le rayonnement demandé dans le cahier des charges. Nous avons choisi ce type d'antenne parce qu'il est parmi les antennes les moins encombrantes, les plus faibles coûts et les plus robustes. En revanche, un réseau de monopôles fait apparaître des couplages inter-éléments importants. Nous réalisons une conception la plus rigoureuse possible de ce réseau pour optimiser le gain.

Dans un premier temps, nous allons présenter le cahier des charges de l'antenne. Dans un deuxième temps, nous appliquons la méthode de conception qui a été présentée dans le deuxième chapitre et nous en tirons les caractéristiques physiques et électromagnétiques de l'antenne. L'antenne et le circuit de distribution de puissance ont été également réalisés et les résultats de mesure et de simulation seront montrés et discutés.

## II. DÉFINITION DU CAHIER DES CHARGES DE L'ANTENNE SITUÉE SUR LE TOIT DU TRAIN

### II.1. Bande de fréquence

La *figure III.1* montre les spectres de fréquence alloués aux accès sans fil (ou BWA pour Broadband Wireless Access). Parmi les spectres du WiMAX mobile, nous avons hésité entre les deux bandes : 2.4–2.48GHz et 5.47–5.725GHz qui sont deux bandes à accès libre en Europe (d'après l'ETSI, European Telecommunications Standards Institute). En effet, le spectre BWA comporte des bandes avec et sans licence, comme l'illustre la *figure III.1*. Les bandes avec licence appartiennent actuellement aux fournisseurs ayant payé pour avoir la permission d'utiliser ces bandes, alors que les bandes sans licences sont libres pour n'importe quelle application expérimentale. Une comparaison entre ces bandes nous a amené à opter finalement pour la bande située autour de 5GHz. Dans cette bande, l'antenne à concevoir aura une dimension plus petite que si elle fonctionnait autour de 2.4GHz.

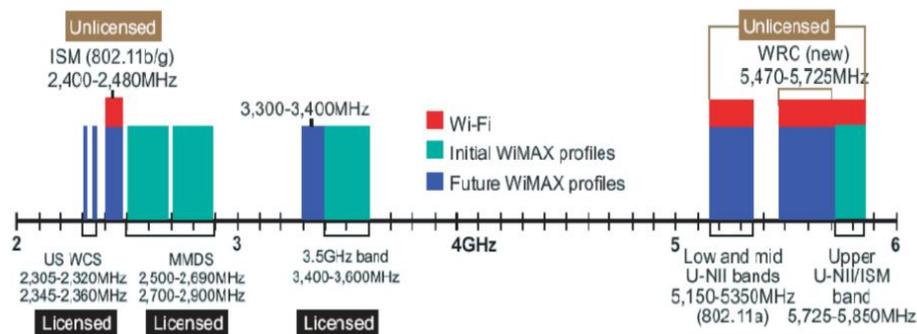


Figure III.1 : Spectres de fréquence avec et sans licence pour le BWA.

Terminologies:

ISM: Industrial, Scientific and Medical band

UNII : Unlicensed National Information Infrastructure band

WCS : Wireless Communications Service

MMDS : Multi-channel Multipoint Distribution Service

### II.2. Polarisation

La polarisation de l'antenne est verticale : cette antenne sera posée directement sur le toit du train, qui se comporte comme un plan de masse.

### II.3. Ouverture

Notre but est de faire communiquer l'antenne sur le toit de train avec la station de base. Pour cela, on a besoin d'un rayonnement à l'horizon ( $\theta = 90^\circ$ ) comme le montre la figure III.2.

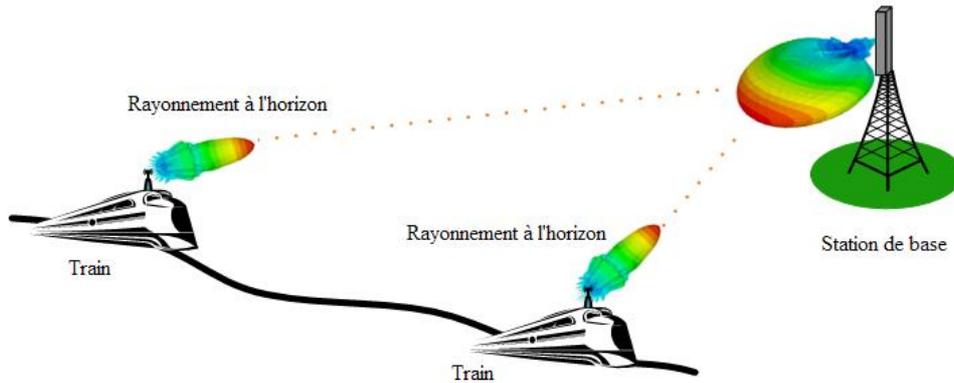


Figure III.2 : Rayonnement de l'antenne sur le toit de train vers la station de base.

### II.4. Gain

Le gain nécessaire pour optimiser le système de télécommunication, après estimation des pertes atmosphériques que l'on peut avoir (atténuations par la pluie et la végétation) est supérieur à 20dB.

### II.5. Récapitulatif du cahier des charges

A la vue de ce qui précède, notre objectif est donc de concevoir une antenne ayant le cahier des charges suivant :

Bande de fréquence	WiMAX Mobile 5.47–5.725GHz
Polarisation	Verticale
Rayonnement	A l'horizon
Gain	Fort gain > 20dB
Encombrement	Planaire
Adaptation	inférieure à -10dB sur toute la bande

Tableau III.1 : Tableau de cahier des charges de l'antenne.

### III. CONCEPTION DE L'ANTENNE

Une solution pour parvenir à répondre au cahier des charges est d'utiliser une antenne de type réseau de monopôles pour les raisons citées précédemment. Ce type de réseau reste délicat à concevoir car la distribution des éléments rayonnants se trouve dans un plan où le rayonnement est maximum. Les interactions entre éléments rayonnants sont très fortes. Il est donc nécessaire de les considérer pour réaliser la conception combinée du réseau d'antennes et du circuit de d'alimentation qui optimisera les performances de l'antenne réseau.

Afin d'obtenir un rayonnement avec un seul lobe dans une direction parallèle au plan d'alignement du réseau, l'espace entre deux monopôles voisins doit rester inférieur à  $0.5\lambda_0$  ; nous avons choisi  $0.45\lambda_0$ . Dans une première étape, nous réalisons un réseau linéaire de douze monopôles positionnés sur un plan de masse dont les dimensions sont  $L_x = 100\text{mm}$  et  $L_y = 330\text{mm}$  (figure III.3). La fréquence de fonctionnement est  $5.5975\text{GHz}$  ( $\lambda_0 = 53.6\text{mm}$ ). La longueur des monopôles est  $L \approx 12\text{mm}$  ( $\lambda_0/4$ ).

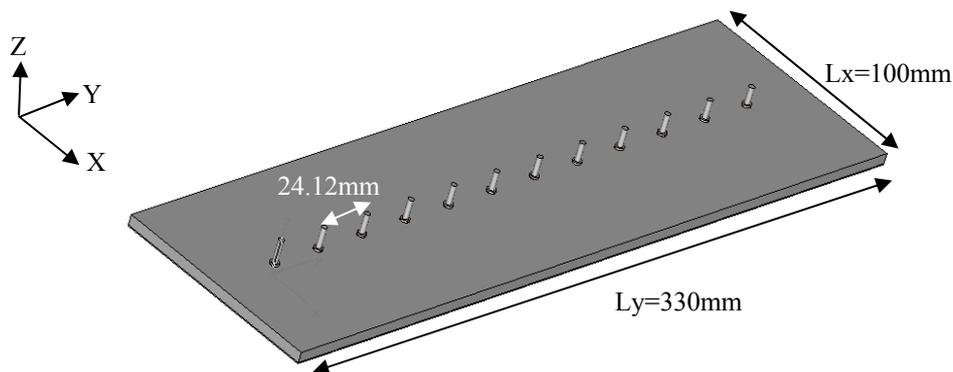


Figure III.3 : Schéma de la structure composée de douze monopôles.

Les connexions entre les monopôles et les ports du réseau d'alimentation sont réalisés avec des transitions coaxiales de  $50\Omega$  qui permettent de traverser le plan de masse (figure III.4). Le réseau d'alimentation sera imprimé derrière le plan de masse, sur un substrat de Duroïd 6002 d'épaisseur  $0.508\text{mm}$  ( $\epsilon_r = 2.94$ ,  $\text{tg}\delta = 0.0012$ ). La référence des impédances et des paramètres  $S$  est calculée aux extrémités de tronçons de lignes  $50\Omega$  (plan d'accès) comme le montre la figure III.4.

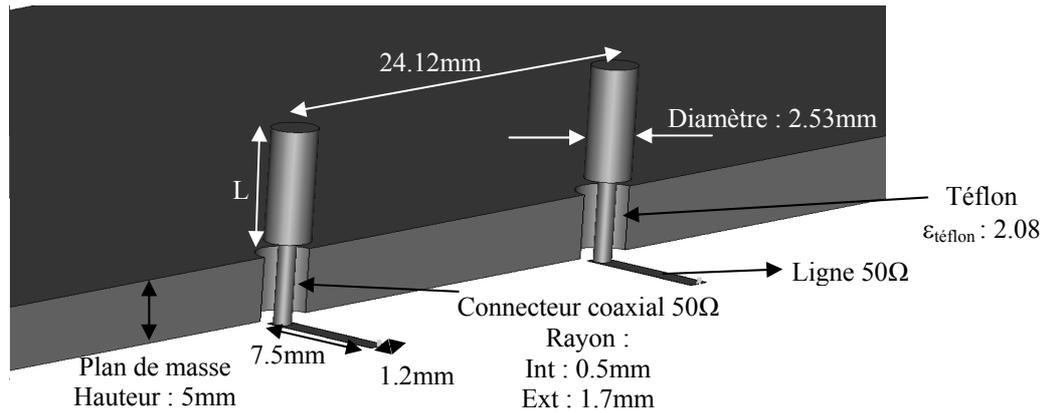


Figure III.4 : Schéma du connecteur.

### III.1. Optimisation des performances du réseau

Nous opérons avec la rigueur décrite au chapitre II pour aboutir à la conception combinée du réseau de monopôles et de son circuit de distribution.

Ainsi, l'objectif est de raccorder le diagramme de rayonnement objectif avec les pondérations et les impédances d'entrée à réaliser sur chaque monopôle du réseau.

#### III.1.1. Recherche du diagramme optimum

Ce diagramme tient compte du diagramme de chaque monopôle. Il résulte d'une sommation cohérente avec les pondérations optimisées. Connaissant le diagramme de rayonnement de chaque monopôle dans son contexte, il est possible d'utiliser n'importe quelle méthode d'optimisation. Nous avons choisi de recourir à un opérateur disponible dans le logiciel Matlab qui permet de réduire l'erreur entre un vecteur objectif et une combinaison linéaire de  $n$  vecteurs pondérés par  $n$  coefficients.

$$(E_{\theta_1} \quad E_{\theta_2} \quad \dots \quad E_{\theta_n}) \cdot \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{pmatrix} \approx (E_{\theta_{obj}}) \quad III.1$$

Pour établir cette relation, il nous faut définir un diagramme de rayonnement objectif probable suivant la polarisation principale de la source :  $E_{\theta_{obj}}$ . Nous réalisons ceci en prenant le diagramme de rayonnement d'un monopôle centré sur un plan de masse de même dimensions auquel nous affectons un facteur de réseau pour focaliser l'énergie dans une direction proche de  $\theta = 90^\circ$ . En réalité, il n'est pas possible d'avoir le maximum de directivité dans la direction  $\theta = 90^\circ$  car le plan de masse fini interdit cette direction. Nous avons donc

choisi de pointer le lobe dans la direction  $\theta = 70^\circ$  en acceptant un faible rayonnement en arrière (figure III.5).

$$E_{\theta_{monopole}(\theta \times \varphi)} \times F_{(\theta \times \varphi)} = E_{obj(\theta \times \varphi)}$$

III.2

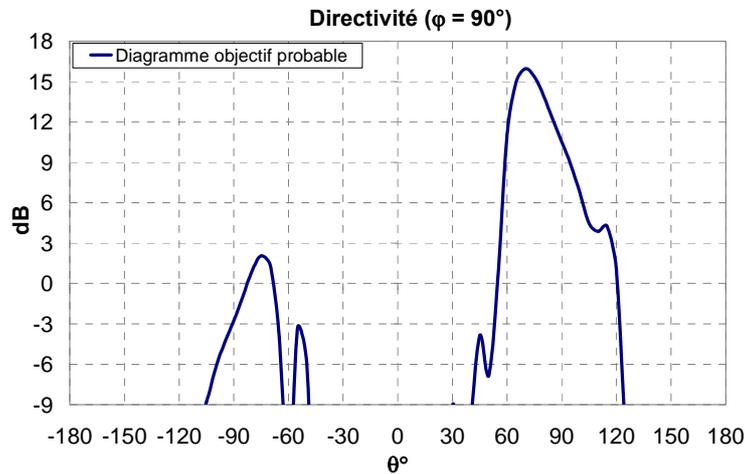


Figure III.5 : Rayonnement objectif (facteur de réseau  $\times$  diagramme de monopôle).

Comme nous l'avons écrit précédemment, les diagrammes des monopôles sont tous différents car ils ne sont pas positionnés au même endroit sur le plan de masse et ils n'ont pas les mêmes voisins. La figure III.6 montre les diagrammes de directivité de trois monopôles pris parmi les douze. Cette figure met bien en évidence l'influence de la position du monopôle dans le réseau sur son rayonnement. Cette étude est très importante pour réaliser les combinaisons constructives ou destructives qui permettent de synthétiser le diagramme de l'antenne réseau.

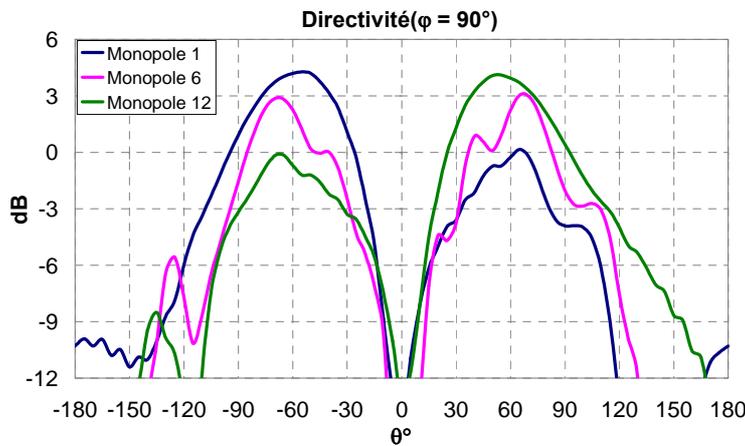


Figure III.6 : Diagrammes de rayonnement perturbés.

Ces diagrammes de rayonnement sont directement utilisés pour rechercher les poids complexes qui permettent d'approcher le diagramme objectif :

$$\begin{pmatrix} E_{\theta_1} & \dots & E_{\theta_n} \\ \downarrow & & \downarrow \\ (\theta \times \varphi) & (\theta \times \varphi) & (\theta \times \varphi) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{pmatrix} \approx (E_{\theta_{obj}}) \quad III.3$$

La recherche d'une minimisation de l'erreur entre les membres de gauche et de droite de cette relation fournit les poids reportés dans le tableau III.2.

Poids à affecter $\beta$	Amplitude	Phase
Monopôle 1	0.638	-78.2°
Monopôle 2	0.704	139.2°
Monopôle 3	0.702	-10.7°
Monopôle 4	0.74	-164.2°
Monopôle 5	0.759	38.3°
Monopôle 6	0.774	-119°
Monopôle 7	0.772	84.8°
Monopôle 8	0.809	-71.2°
Monopôle 9	0.844	132°
Monopôle 10	0.915	-27.6°
Monopôle 11	0.994	171.4°
Monopôle 12	1	0°

Tableau III.2 : Tableau des poids en rayonnement à affecter à chaque diagramme perturbé.

Ces points sont assez éloignés de ce qui est fourni par le facteur du réseau (amplitude = 1 et écart de phase constant entre deux voisins). Ainsi la combinaison linéaire de douze diagrammes affectés des pondérations calculées aboutit au diagramme présenté par le tracé rose sur la figure III.7.

La figure III.7 présente une comparaison entre le rayonnement objectif (bleu) et celui synthétisé par combinaison linéaire des pondérations (rose).

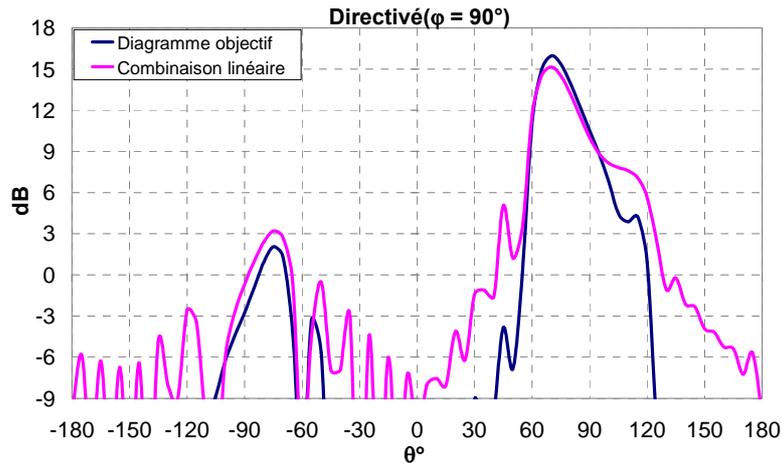


Figure III.7 : Comparaison du diagramme objectif (facteur de réseau) avec le diagramme synthétisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés.

### III.1.2. Détermination des grandeurs électriques à synthétiser sur le port de chaque monopôle

Les paramètres  $S$  sont calculés par simulation électromagnétique successives des douze monopôles (c'est la même simulation qui est menée pour déterminer les diagrammes de rayonnement perturbés). Cette matrice  $S$  est représentée sur la *figure III.8*. On note que le niveau de couplage maximum est de l'ordre de -12dB. Toutes les informations électromagnétiques sur les impédances intrinsèques  $Z_{Ai}$  et les admittances de couplages  $\alpha_{ij}$  sont déterminées à l'aide de ces paramètres  $S$ . Donc, nous pouvons déterminer quelles sont les impédances à présenter aux antennes, ainsi que les tensions  $U_i$  à générer. A partir de ces tensions, on détermine les ondes tensions/courants  $a_i$  à générer (tableau III.3). Les valeurs dans le tableau III.3, sont valables autour de 5.6GHz et pour un rayonnement défini précédemment.

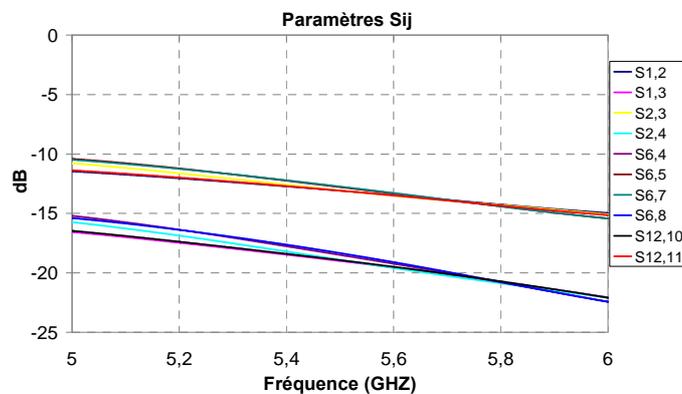


Figure III.8 : Paramètres  $S$  de l'antenne.

<b>Grandeur à réaliser</b>	Tension (amplitude)	Tension (phase)	Charges $Z_{Li}$	$a_i$ (amplitude)	$a_i$ (phase)
Monopôle 1	0.354	80.1°	26.83-2.7i	0.287	-80.3°
Monopôle 2	0.499	-40.2°	25.6-24.73i	0.299	121.1°
Monopôle 3	0.565	175.3°	22.4-33.87i	0.278	-35.7°
Monopôle 4	0.646	22.8°	21.7-39.62i	0.281	166.8°
Monopôle 5	0.684	-133.3°	19.7-41.88i	0.277	7.3°
Monopôle 6	0.701	70.42°	18.4-42.09i	0.276	-150.6°
Monopôle 7	0.699	-83°	15-41.49i	0.259	52.3°
Monopôle 8	0.744	123.2°	12.2-41.78i	0.252	-105°
Monopôle 9	0.824	-32.3°	9.55-44.98i	0.233	95°
Monopôle 10	0.915	165.6°	11.6-47.95i	0.266	-65.5°
Monopôle 11	1	0°	17.7-50.71i	0.33	134.6°
Monopôle 12	0.917	-176.2°	26.3-43.62i	0.389	-29.7°

*Tableau III.3 : Tableau des pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase associé à l'impédance sur laquelle chaque source doit être chargée.*

D'après le tableau III.3, on remarque que les valeurs des impédances calculées sont loin de  $50\Omega$ . Les parties réelles sont beaucoup plus petites que les parties imaginaires en valeur absolue. Cependant, la réalisation des transformateurs de  $Z_{Li}$  vers  $50\Omega$  est difficile. Une solution permet de passer de  $Z_{Li}$  vers  $50\Omega$  en utilisant plusieurs transformateurs. En revanche, cette solution permet d'ajouter des longueurs des lignes qui augment l'encombrement et les pertes diélectriques dans le circuit d'alimentation. La distance qu'on a sur le plan de masse pour réaliser le circuit d'alimentation est égale à 43mm ( $< \lambda_0$ ). Donc, cette solution a beaucoup d'inconvénients sur la conception de l'antenne. Une étude est faite sur les longueurs et les rayons des monopôles pour obtenir des valeurs des  $Z_{Li}$  réalisables (les diamètres des monopôles restent tous identiques égaux à 2.53mm). Notons que à chaque fois que les grandeurs des monopôles sont changées, nous faisons les calculs électromagnétiques pour obtenir les diagrammes perturbés, ensuite les valeurs des  $\beta$ , puis les paramètres  $S_{ij}$  et enfin, les valeurs des  $a_i$  et  $Z_{Li}$  à réaliser pour satisfaire le rayonnement objectif et l'adaptation de l'antenne.

Cependant, toute cette procédure est automatisée, elle nécessite un investissement identique à une étude paramétrique classique. Après quelques itérations, nous avons trouvé les valeurs des  $Z_{Li}$  réalisables. La *figure III.9* montre les diagrammes perturbés des monopôles optimisés. Ensuite, la *figure III.10* présente la comparaison entre le rayonnement objectif et celui synthétisé par la combinaison linéaire des pondérations  $\beta$  (tableau III.4).

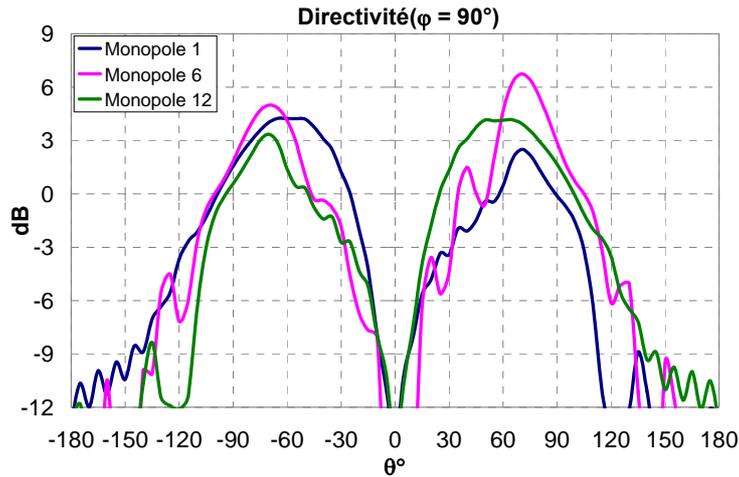


Figure III.9 : Diagrammes de rayonnement perturbés.

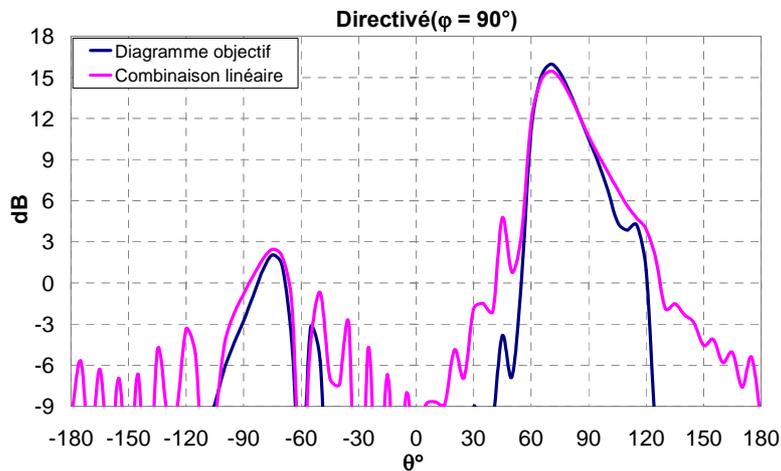


Figure III.10 : Comparaison de diagramme objectif avec le diagramme synthétisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés.

Monopôles	Longueur (mm)	$\beta$ (Amplitude)	$\beta$ (Phase)
Monopôle 1	10.8	0.792	-48.2°
Monopôle 2	9.8	0.811	154.8°
Monopôle 3	9.3	0.773	-2.6°
Monopôle 4	9.3	0.787	-155.4°
Monopôle 5	9.3	0.785	46.6°
Monopôle 6	8.8	0.773	-119.6°
Monopôle 7	8.8	0.737	82.2°
Monopôle 8	8.8	0.731	-74.5°
Monopôle 9	8.8	0.704	130.8°
Monopôle 10	8.8	0.76	-24.4°
Monopôle 11	8.8	0.883	179.8°
Monopôle 12	8.3	1	0°

Tableau III.4 : Tableau des poids en rayonnement à affecter à chaque diagramme perturbé.

La figure III.11 présente les paramètres  $S_{ij}$  des monopôles optimisés en longueur. D'après la figure III.12, il apparaît que le paramètre  $S_{ii}$  de chaque monopôle est perturbé. Les éléments dans le réseau ne sont pas adaptés et les couplages entre ses éléments sont très forts. Donc, on a toutes les informations électromagnétiques nécessaires pour calculer les impédances à présenter sur chaque élément ainsi que les ondes tensions/courants  $a_i$  à générer (tableau III.5).

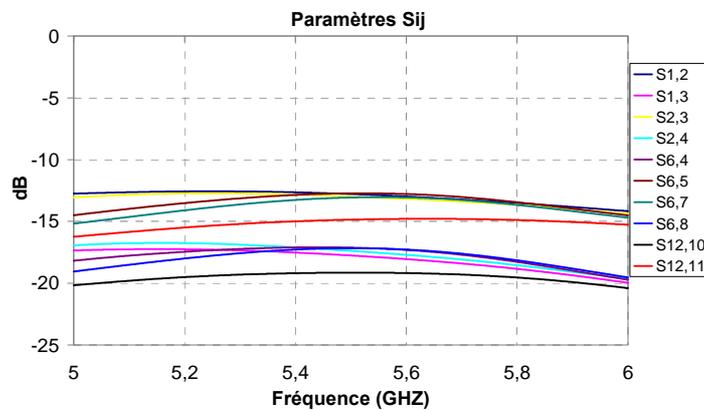


Figure III.11 : Paramètres  $S_{ij}$  de l'antenne.

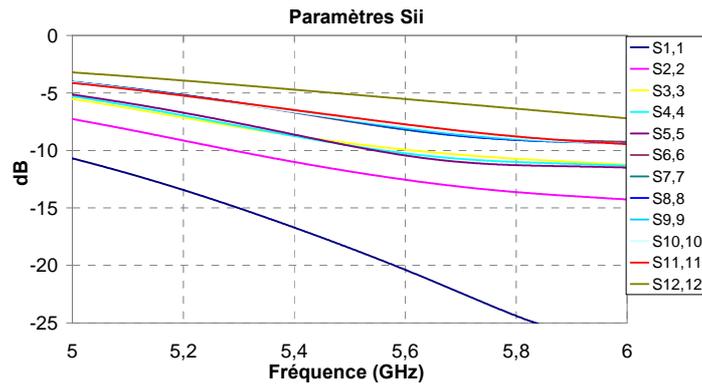


Figure III.12 : Paramètres  $S_{ii}$  de l'antenne.

Grandeur à réaliser	Tension (amplitude)	Tension (phase)	Charges $Z_{Li}$	$a_i$ (amplitude)	$a_i$ (phase)
Monopôle 1	0.614	-53.2°	28.9+12.68i	0.288	-39.1°
Monopôle 2	0.65	153.7°	32.2+10.41i	0.3	162°
Monopôle 3	0.606	-3°	31.46+9.24i	0.286	3.8°
Monopôle 4	0.579	-147°	30.04+0.93i	0.291	-154.7°
Monopôle 5	0.545	59.3°	27.29-2.36i	0.287	44.8°
Monopôle 6	0.571	-119.3°	28.89+7.55i	0.283	-114.1°
Monopôle 7	0.497	78.9°	24.22+8.59i	0.262	88.8°
Monopôle 8	0.443	-81.2°	20.05+8.59i	0.251	-67.5°
Monopôle 9	0.331	130.6°	15.28+3.49i	0.227	133.9°
Monopôle 10	0.4	-11.23°	18.2-1.56i	0.257	-25.7°
Monopôle 11	0.642	-162°	28.38-6.79i	0.323	174.9°
Monopôle 12	1.000	0°	47.7+16.62i	0.376	9.6°

Tableau III.5 : Tableau des pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase associé à l'impédance sur laquelle chaque source doit être chargée.

On remarque que les valeurs de  $Z_{Li}$  dans le tableau III.5 sont différentes de celles du tableau III.3. Cependant, les nouvelles impédances, obtenues après optimisation des longueurs des monopôles, ont leur partie imaginaire plus petite que leur partie réelle. En diminuant la longueur des monopôles, les parties réelles des impédances augmentent ainsi que les parties imaginaires. L'augmentation des parties imaginaires est beaucoup plus rapide que celle des

parties réelles. L'optimisation des longueurs des monopôles a permis d'obtenir des impédances qui peuvent être réalisées. Dans le paragraphe suivant, une validation par le logiciel de simulation électromagnétique CST-MWS sera présentée avant de passer à la conception du circuit de distribution à treize ports.

### III.1.3. Validation avec des charges localisées

Comme nous l'avons expliqué dans le chapitre précédent (§ III.6.1), le simulateur CST ne permet d'exciter l'antenne qu'avec des impédances purement réelles. Cependant, on utilise des éléments capacitifs ou selfiques traduisant les parties imaginaires des impédances calculées. Nous excitons les antennes avec les ondes tensions/courant  $a_i$  calculées et nous les chargeons avec les impédances  $Z_{Li}$  (tableau III.5).

La figure III.13 présente les résultats en adaptation de chacun des accès. A 5.6GHz, tous les accès sont parfaitement adaptés ( $< -20\text{dB}$ ) sur les impédances de charge calculées ( $Z_{Li}$ ). Il s'agit des puissances réfléchies (couplées) sur l'accès de chaque monopôle. Ces puissances sont très faibles en présence des  $Z_{Li}$  et des ondes tensions/courants. La figure III.14 montre une concordance excellente entre les diagrammes de rayonnement objectifs et les diagrammes synthétisés à partir des pondérations et des ports qui ont été calculés avec la méthode de synthèse. La valeur de la directivité est maximale dans la direction à  $\theta = 70^\circ$  et non pas à  $\theta = 90^\circ$  parce qu'on a un plan de masse fini. Les niveaux des lobes secondaires sont faibles (distance entre les éléments =  $0.45\lambda_0$ ).

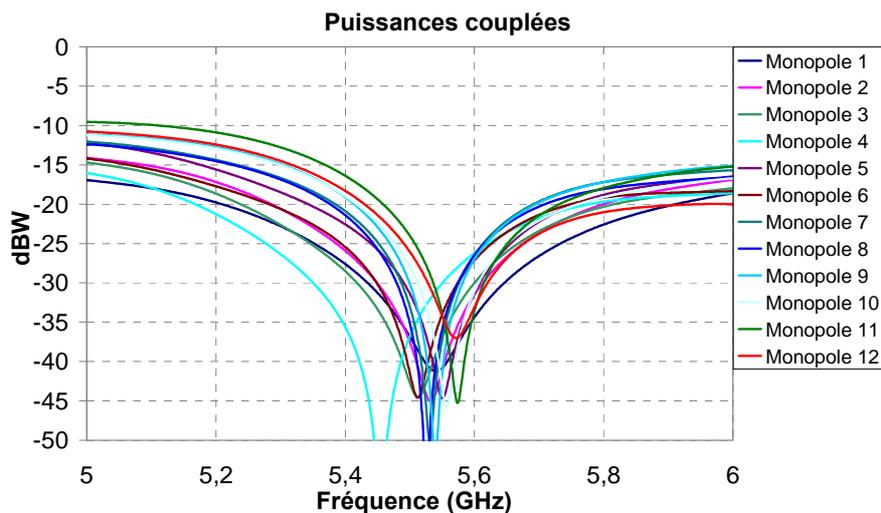


Figure III.13 : Puissance couplées dans les accès pour 1 watt injecté dans l'ensemble du réseau.

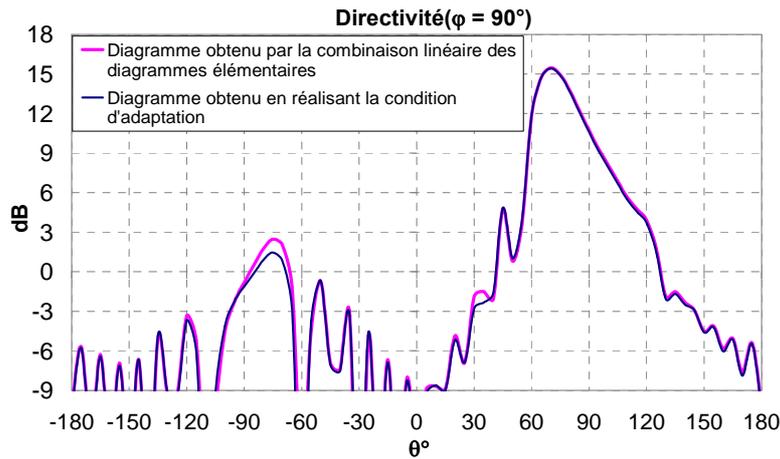


Figure III.14 : Comparaison du diagramme synthétisé par la combinaison linéaire des douze diagrammes élémentaires et du diagramme obtenu en réalisant la condition d'adaptation.

Dans le paragraphe suivant, nous nous sommes intéressés à la conception du réseau de distribution qui garantira le transfert des puissances  $a_i$  calculées avec les impédances à réaliser sur chaque monopôle.

### **III.2. Conception de circuit de distribution**

Le réseau d'antenne est alimenté par un circuit de distribution. Le réseau d'alimentation a été conçu avec le logiciel Momentum. La conception d'un tel circuit qui garantit la distribution des pondérations et les valeurs d'impédances à présenter sur chaque accès nécessite de segmenter la conception en plusieurs étapes. Le circuit que nous avons imaginé regroupe les monopôles en quatre paquets de trois monopôles. La conception du circuit de distribution est segmentée en une arborescence parallèle à trois niveaux.

#### **III.2.1. Premier niveau**

Les monopôles sont regroupés par paquet de trois. Derrière chacun, un transformateur permet de ramener l'impédance à synthétiser à  $50\Omega$ . Ensuite nous utilisons des longueurs de lignes et des diviseurs de puissance pour réaliser les pondérations relatives entre chacun des trois monopôles d'impédances  $Z_{Li}^*$  (figure III.15). Les quatre regroupements de trois monopôles sont conçus séparément.

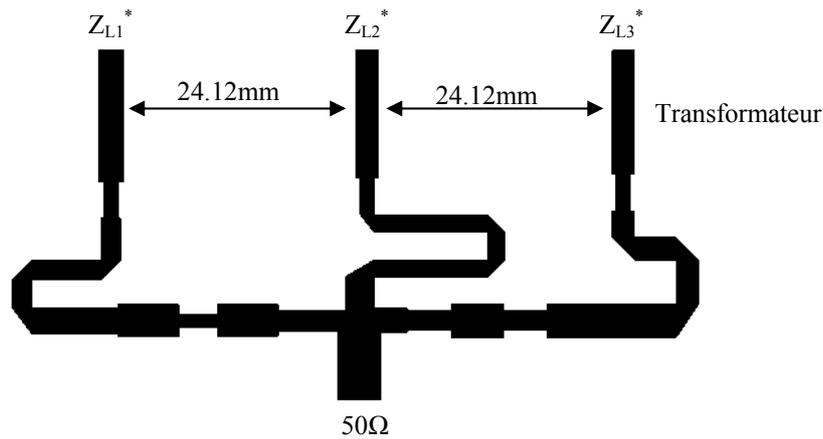


Figure III.15 : Circuit 1 vers 3.

### III.2.2. Deuxième niveau

Ce niveau regroupe deux à deux les branches réalisées à l'étape précédente. Nous avons abouti à deux circuits "1 vers 6" (figure III.16). Or, le fonctionnement des deux circuits "1 vers 3" n'est pas le même lorsque les circuits sont connectés ou isolés. Des interactions existent. Ainsi, une ré-optimisation du circuit est nécessaire afin de retrouver les bonnes pondérations d'amplitude et de phase aux six accès. A la fin de cette étape, les deux circuits de distribution "1 vers 6" sont conçus.

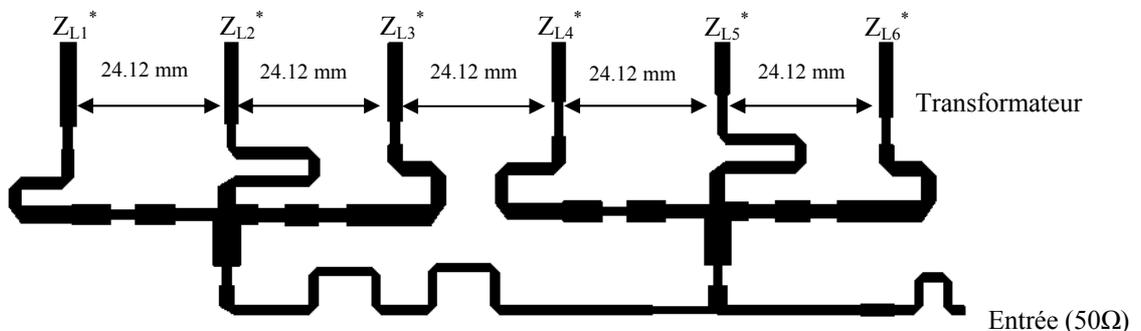


Figure III.16 : Circuit 1 vers 6.

### III.2.3. Troisième niveau

La dernière étape de la conception de circuit d'alimentation sert à relier les deux parties de circuit "1 vers 6" qui ont été conçues précédemment. Les coudes qui apparaissent dans le circuit ainsi que la différence entre les largeurs des lignes servent à réaliser les pondérations objectifs en garantissant les rapports d'amplitude (optimisation des largeurs des lignes) et de phase nécessaires (optimisation des coudes) entre les antennes. Notons ici encore que le fonctionnement des circuits conçus séparément n'est pas exactement le même lorsque les

circuits sont connectés. Ainsi, une ré-optimisation du circuit est nécessaire afin de retrouver les bonnes pondérations. La *figure III.17* présente le circuit d'alimentation final pour le réseau des monopôles. Les *figures III.18 et III.19* montrent les pondérations réalisées par le circuit de distribution en amplitude et en phase.

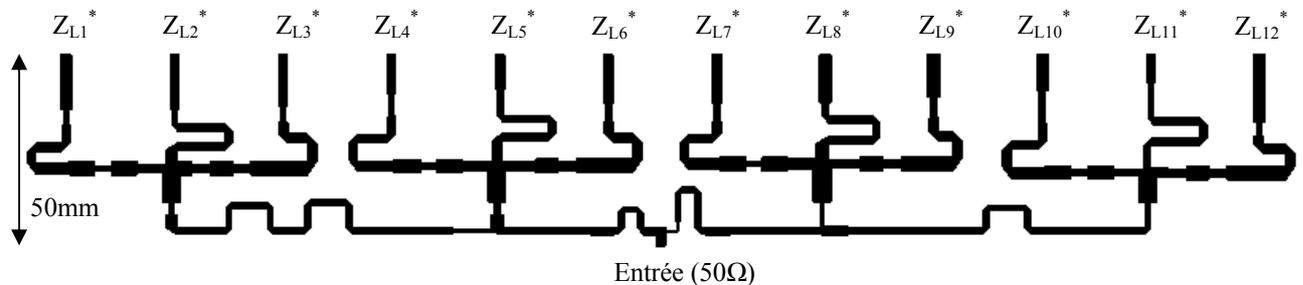


Figure III.17 : Circuit 1 vers 12.

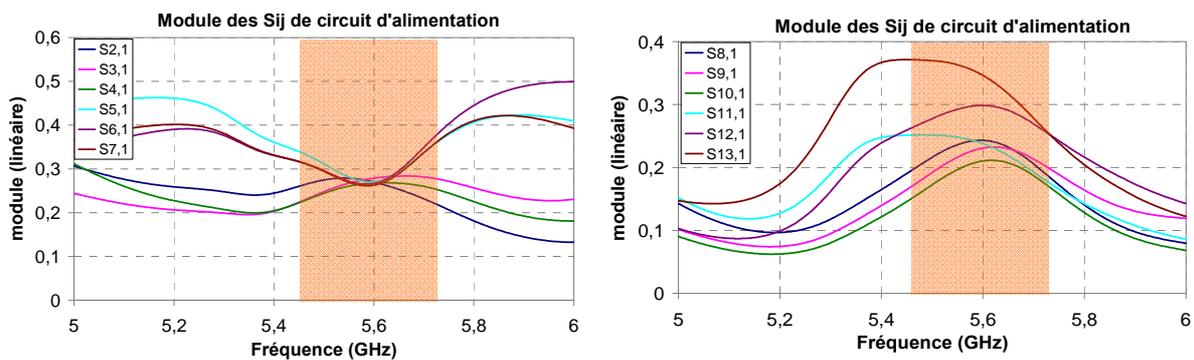


Figure III.18 : Module des paramètres  $S_{ij}$  de circuit de distribution.

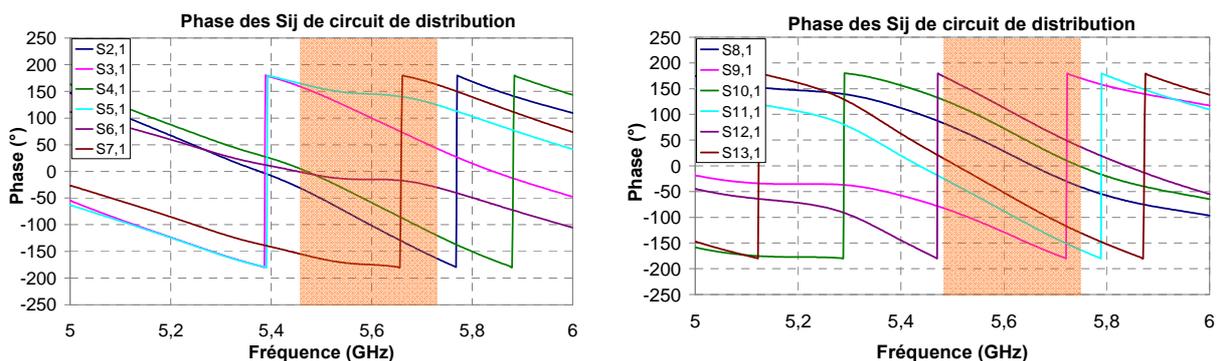


Figure III.19 : Phase des paramètres  $S_{ij}$  de circuit de distribution.

Notons que les pondérations objectifs sont calculées à la fréquence 5.5975GHz et le circuit de distribution a été conçu à cette fréquence. La réponse du circuit de distribution sur toute la bande de fonctionnement est présentée par les *figures III.18 et III.19*. A la fréquence de

travail, les rapports des pondérations réalisées sont conformes aux rapports des pondérations objectifs. Cependant, ces rapports varient un peu en s'éloignant de la fréquence pour laquelle les calculs sont faits. La *figure III.20* montre que le circuit est bien adapté sur la bande de fonctionnement.

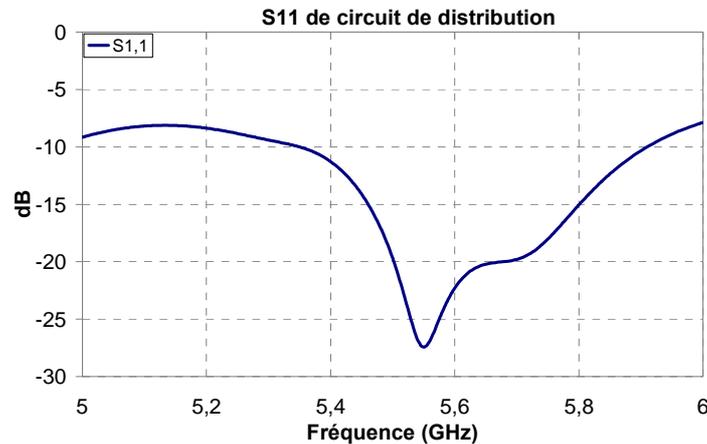


Figure III.20 :  $S_{11}$  de circuit de distribution.

L'étape suivante sert à raccorder le circuit de distribution avec l'antenne.

### III.3. Validation complète (antenne et circuit de distribution)

L'analyse globale nous a permis de concevoir le circuit de distribution adapté à l'optimisation du réseau d'antennes couplées. Il suffit à présent de raccorder le réseau d'antennes avec ce circuit d'alimentation. Nous avons connecté les résultats de deux simulations indépendantes qui sont d'une part la matrice  $S$  du circuit extrait d'une simulation Momentum, et d'autre part l'analyse du dispositif antennaire à douze ports obtenue avec le simulateur 'antenne' CST-MWS (*figure III.21*).

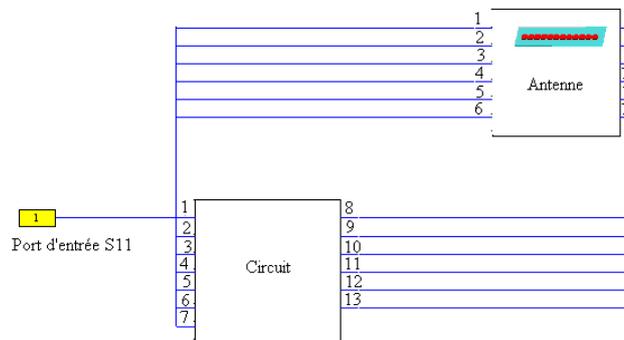


Figure III.21 : Schéma de liaison des boîtes noires.

La *figure III.22* montre que la structure totale (antenne alimentée par le circuit de distribution) est bien adaptée sur toute la bande. Cette caractéristique est sensiblement différente de la courbe de la *figure III.20* car l'impédance de charge n'est plus indépendante de la fréquence.

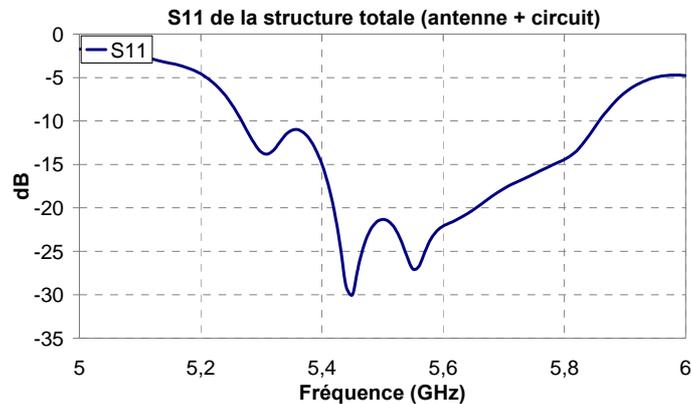


Figure III.22 :  $S_{11}$  de la structure totale (antenne connectée au circuit d'alimentation).

Le diagramme de directivité du réseau est montré par la *figure III.23*. Une comparaison entre le diagramme objectif et celui de la structure totale. Cette comparaison montre que nous avons obtenu l'objectif. On constate que le circuit de distribution fonctionne parfaitement avec le réseau d'antennes. Les pondérations objectifs sont réalisées. Une représentation du diagramme en trois dimensions est montrée par la *figure III.24*. Le rayonnement maximal est dans le plan d'alignement du réseau (plan  $\varphi = 90^\circ$ ). La directivité maximale est égale à 15,7dB. L'évolution fréquentielle du rayonnement de l'antenne alimentée par le circuit de distribution est montrée par la *figure III.25*. En bord de bande, la directivité du réseau diminue légèrement. Cependant, un rayonnement arrière apparaît à la fréquence 5,47GHz et une chute à 5,725GHz. Cela est dû à la variation des paramètres  $S_{ij}$  de l'antenne et du circuit sur la bande (*figures III.11 et III.18*).

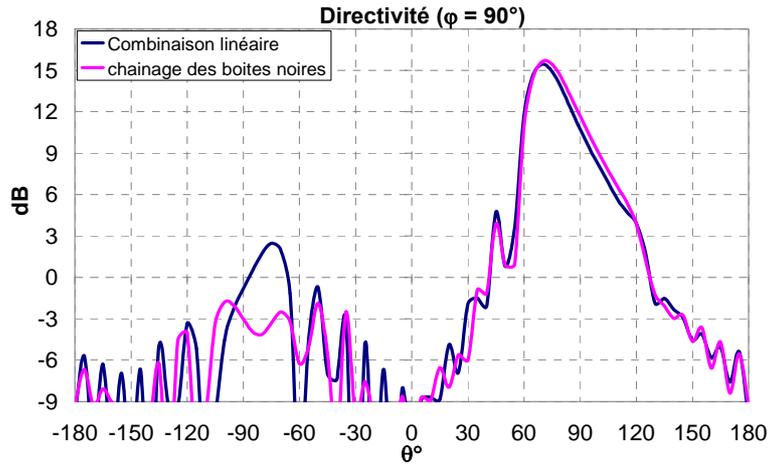


Figure III.23 : Comparaison de diagramme objectif et de diagramme de la structure totale.

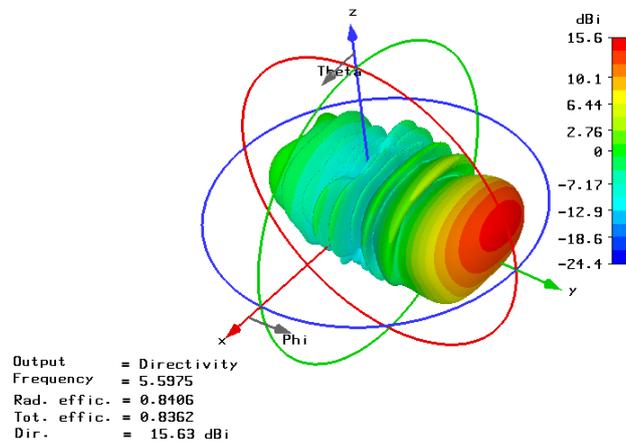


Figure III.24 : Représentation en trois dimensions du diagramme de rayonnement de l'antenne.

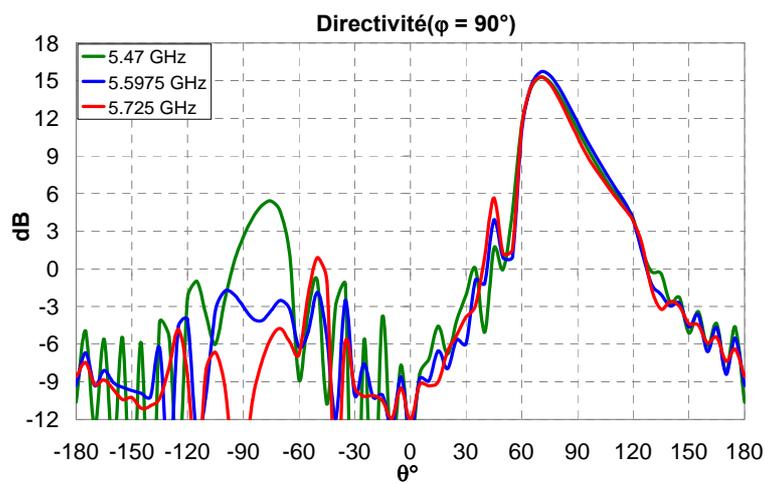


Figure III.25 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ .

### III.4. Calcul des pertes

L'étude des pertes dans les réseaux d'antennes est très importante, l'efficacité des réseaux est liée directement aux pertes qui peuvent exister. Nous identifions les pertes qui conduisent aux efficacités des monopôles. Il y a plusieurs sortes des pertes, nous citons :

- pertes par désadaptation,
- pertes métalliques,
- pertes diélectriques,
- pertes par couplages,
- pertes de rayonnement dans le circuit d'alimentation de réseau.

Dans nos simulations, les pertes métalliques sont inexistantes à  $f = 5.6\text{GHz}$ . Les pertes par désadaptation sont aussi très faibles (négligeables) comme montre la *figure III.22* (antenne bien adaptée). En appliquant la méthode de synthèse sur laquelle sont basées nos études, les pertes par couplages sont neutralisées. Il nous reste à identifier les pertes diélectriques et les pertes par rayonnement dans le circuit de distribution. Les terminologies qui apparaissent sur la *figure III.24* sont expliquées ci-dessous.

Dans un premier temps, nous cherchons à calculer les pertes dans le circuit de distribution.

$P_{circuit}$  : pertes dans le circuit d'alimentation ( $P_{diel} + P_{ray}$ ).

$P_{diel}$  : pertes diélectriques.

$P_{ray}$  : pertes par rayonnement dans le circuit d'alimentation.

Soit  $P_{dissipée}$  la puissance dissipée par chaque antenne. Elle comprend la puissance rayonnée par l'antenne et les pertes dans le circuit d'alimentation.

$$P_{dissipée} = P_{circuit} + P_{rayonnée} = \left(1 - \sum |S_{11}|^2\right) P_{incidente} \quad III.4$$

Le diagramme de rayonnement de la *figure III.24* fait apparaitre les efficacités de rayonnement et totale du réseau des monopôles. Ces efficacités traduisent la relation III.4.

$$RE = \text{Radiation efficiency} = \frac{P_{rayonnée}}{P_{dissipée}} = \frac{P_{rayonnée}}{P_{circuit} + P_{rayonnée}} \quad III.5$$

$$\Leftrightarrow P_{circuit} = \frac{P_{rayonnée} \cdot (1 - RE)}{RE} \quad III.6$$

$$TE = \text{Total efficiency} = \frac{P_{\text{rayonnée}}}{P_{\text{incidente}}} \quad \text{III.7}$$

$$(III.6) \text{ et } (III.7) \Rightarrow \boxed{P_{\text{circuit}} = \frac{TE \cdot (1 - RE)}{RE} \cdot P_{\text{incidente}}} \quad \text{III.8}$$

Performances des monopôles à 5.6GHZ	Résultats numériques
Efficacité de rayonnement : RE	0.8406
Efficacité totale : TE	0.8362
Puissance dissipée dans le circuit ( $P_{\text{circuit}}$ ) (lin / dBW) (III.8)	$0.1585 \cdot P_{\text{incidente}}$ $P_{\text{incidente\_dBW}} - 8\text{dB}$
Puissance rayonnée = $P_{\text{incidente}} - P_{\text{circuit}}$ (lin / dBw)	$P_{\text{incidente}} \cdot (0.8415)$ $P_{\text{incidente\_dBW}} - 0.75\text{dB}$
Directivité max	15.6 dB
$\text{Gain} = \text{Directivité} \times P_{\text{rayonnée}}/P_{\text{incidente}}$ $G_{\text{dB}} = D_{\text{dB}} + P_{\text{rayonnée\_dBW}} - P_{\text{incidente\_dBW}}$	14.85 dB

Tableau III.6 : Pertes totales dans l'antenne.

D'après le tableau III.6, un gain de 14.85dB a été obtenu pour le réseau de douze monopôles. On constate qu'il ya 0.75dB de pertes dans le circuit d'alimentation. Une comparaison entre la directivité et le gain est montré sur la *figure III.26*. La valeur maximale du gain est égale à 14.82dB, ces résultats valident les calculs théoriques (tableau III.6).

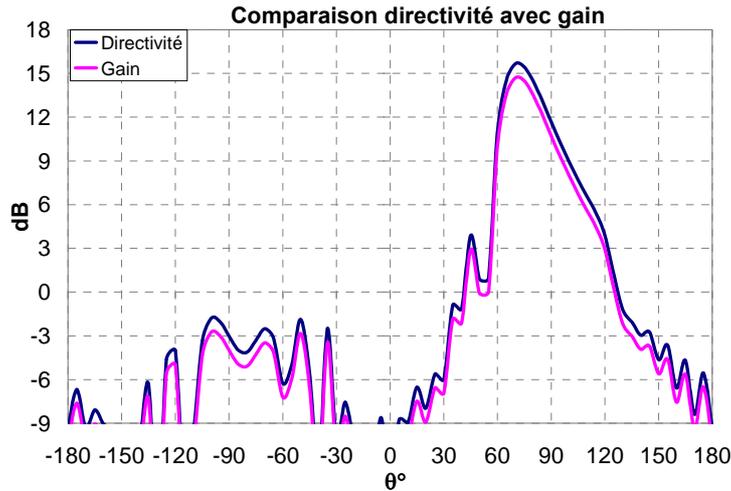


Figure III.26 : Comparaison de la directivité avec le gain.

Nous avons calculé les pertes dans le circuit de distribution (III.8) ; maintenant, nous passons à l'identification de ces pertes :

$$P_{circuit} = P_{diel} + P_{ray} \quad \text{avec } P_{circuit} : \text{pertes dans le circuit d'alimentation} \quad III.9$$

Les calculs des pertes diélectriques et métalliques sont faits à partir des paramètres  $S_{il}$  dans le circuit de distribution. La réponse du circuit d'alimentation  $|S_{il}|$  est montrée par les figures III.18 et III.19.

S'il n'y a pas des pertes dans le circuit de distribution alors  $\sum_i |S_{il}|^2 = 1$ .

$$P_{incidente} = |a_1|^2 \quad \text{avec } P_{incidente} : \text{puissance incidente.} \quad III.10$$

$$P_t = |a_1|^2 \sum_i |S_{il}|^2 \quad \text{avec } P_t : \text{puissance transmise.} \quad III.11$$

$$P_{incidente} = P_t + P_{circuit} \quad III.12$$

$$(III.10), (III.11) \text{ et } (III.12) \Rightarrow P_{circuit} = |a_1|^2 \left( 1 - \sum_i |S_{il}|^2 \right) \quad III.13$$

$$(III.9) \text{ et } (III.13) \Rightarrow P_{circuit} = |a_1|^2 \left( 1 - \sum_i |S_{il}|^2 \right) = P_{ray} + P_{diel} \quad III.14$$

Le circuit de distribution a les caractéristiques calculées (Momentum) suivantes ( $f=5.5975$  GHz) :

$$D(\theta) = 11\text{dB.}$$

$$G(\theta) = 3.8\text{dB.}$$

$$\sum_i |S_{i1}|^2 = 0.864 \quad (f=5.5975\text{GHz}).$$

$$D(\theta) = \frac{P(\theta)4\pi}{P_{ray}} \quad \text{avec } D(\theta) : \text{Directivité du circuit d'alimentation} \quad III.15$$

$$G(\theta) = \frac{P(\theta)4\pi}{P_{circuit}} \quad \text{avec } G(\theta) : \text{Gain du circuit d'alimentation} \quad III.16$$

$$\frac{(III.15)}{(III.16)} = \frac{D(\theta)}{G(\theta)} = \frac{P_{ray} + P_{diel}}{P_{ray}} \Rightarrow P_{ray} = \frac{G}{D - G} P_{diel} \quad III.17$$

$$\text{D'après la formule (III.17) : } P_{ray} = 0.2354.P_{diel} \quad III.18$$

D'après (III.14) et (III.18) :

$$\Rightarrow P_{circuit} = (1 - 0.864)P_{incidente} = P_{ray} + \frac{P_{ray}}{0.2354}$$

$$\Rightarrow P_{ray} = 0.0259.P_{incidente} \quad III.19$$

Les pertes par rayonnement direct du circuit sont égales à 2.6% de la puissance incidente.

D'après (III.18) et (III.19) :

$$\Rightarrow P_{diel} = 0.11.P_{incidente} \quad III.20$$

Les pertes diélectriques sont égales à 11% de la puissance incidente. Lors de la simulation électromagnétique du circuit d'alimentation, nous n'avons pas tenu en compte les pertes métalliques.

### **III.5. Mise en réseau de l'alignement des douze monopôles**

Le réseau linéaire de douze monopôles (alignés suivant [oy]) a fourni un gain de 14.8dB. Le diagramme de rayonnement (*figure III.24*) rayonne très peu de signal dans les directions transverses à l'alignement [ox]. Ainsi pour focaliser davantage le faisceau et augmenter le gain de l'antenne, nous envisageons de réaliser la juxtaposition de plusieurs réseaux linéaires de douze monopôles suivant [ox]. Etant donné les faibles niveaux des lobes dans la direction [ox] nous nous autorisons à écarter les différents alignements d'une distance plus grande à  $\lambda_0$  sans prendre le risque de voir apparaître des lobes de réseau contenant de l'énergie. De plus, cet écartement conséquent aura pour impact d'affaiblir les couplages entre les différents alignements. Ainsi ; nous conserverons la conception précédente et nous nous contenterons de réaliser une alimentation parallèle des différents alignements. Des coupleurs 3dB ont été conçus pour relier les circuits de distribution. Une distance de  $1.25\lambda_0$  (67mm) est

suffisante pour avoir des couplages faibles entre les réseaux et pour laisser de la place entre les circuits d'alimentation et empêcher les couplages entre les lignes des circuits.

La *figure III.27* montre un réseau des monopôles constitué de deux rangées de douze monopôles chacune. La distance entre les rangées est de 67mm. Le circuit de distribution nécessaire pour l'alimentation de réseau est donné par la *figure III.28*. Un coupleur 3dB permet de connecter les deux circuits. Les circuits conçus séparément sont bien adaptés (*figure III.20*). Il suffit de concevoir un coupleur 3dB avec des lignes 50Ω. A l'entrée du coupleur, un transformateur de 25Ω vers 50Ω est nécessaire pour adapter le circuit total sur 50Ω.

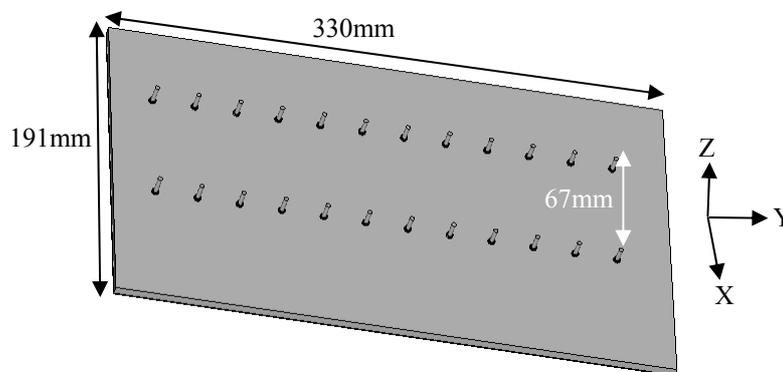


Figure III.27 : Schéma de la structure composée de 2 rangées de distance 67mm.

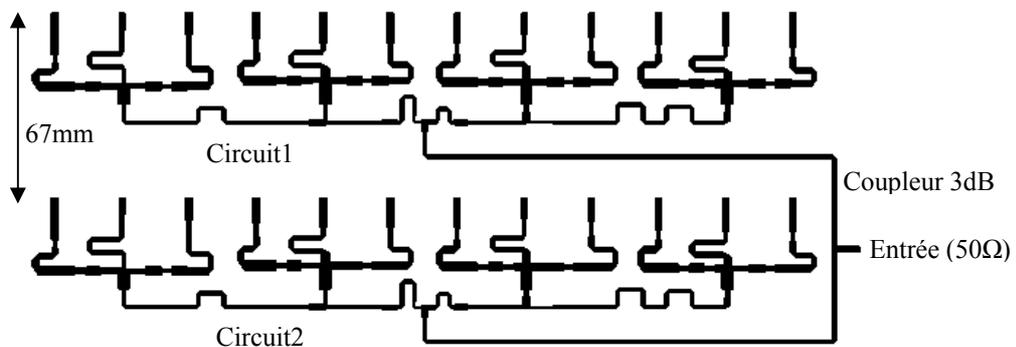


Figure III.28 : Deux circuits 1 vers 12 avec un coupleur 3dB.

La *figure III.29* permet de déterminer la bande d'adaptation du réseau de monopôles. L'antenne est bien adaptée sur la bande de fonctionnement fixée dans le cahier des charges. Une comparaison entre le gain et la directivité est montrée dans la *figure III.30*. La valeur du gain est de l'ordre de 17.5dB. Nous avons gagné 2.7dB en doublant le nombre des éléments dans le réseau. La *figure III.31* montre une représentation du diagramme en trois dimensions.

On peut voir que les lobes du réseau ont un niveau relativement faible (15dB du lobe principal).

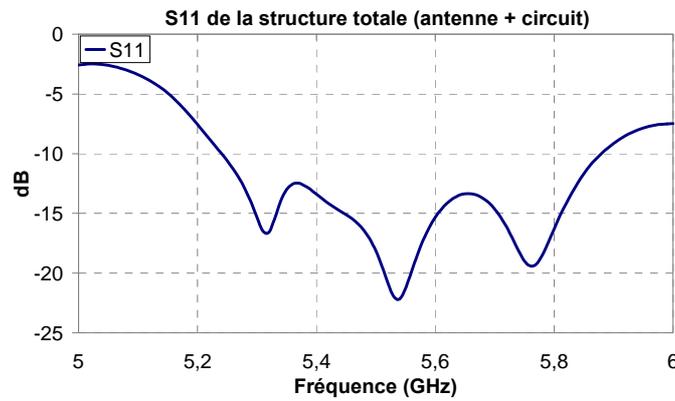


Figure III.29 :  $S_{11}$  de la structure totale composée de 24 monopôles.

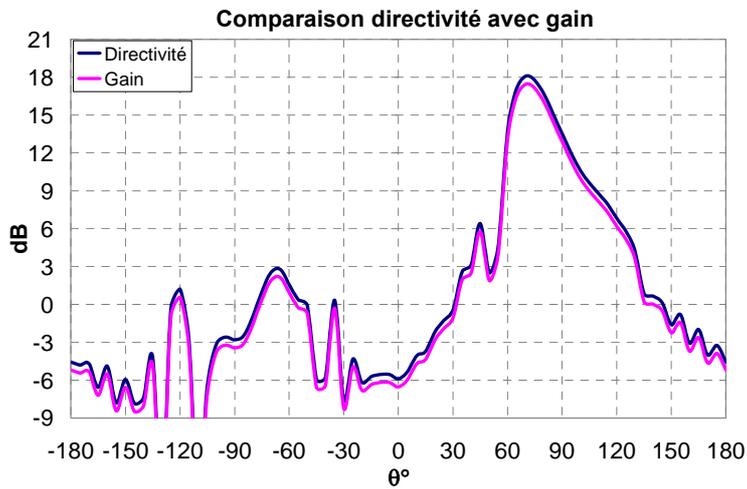


Figure III.30 : Comparaison de la directivité avec le gain.

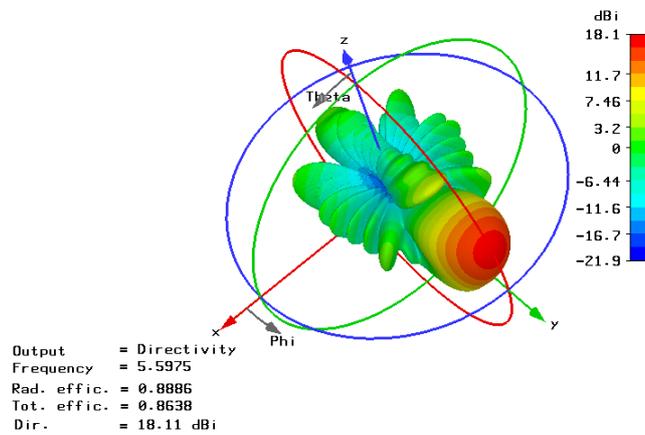


Figure III.31 : Représentation en trois dimensions du diagramme de rayonnement de l'antenne.

La *figure III.32* présente le diagramme de gain réalisé dans le plan principal pour trois fréquences. Sur la bande 5.47-5.725GHz, le lobe principal est très directif et les lobes secondaires sont de l'ordre de 12dB. Ces diagrammes de rayonnement sont assez similaires sur toute la bande.

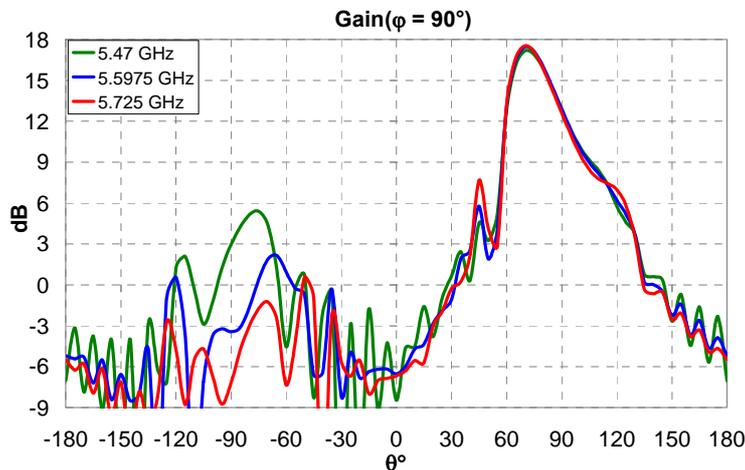


Figure III.32 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ .

Avec un réseau de vingt quatre monopôles, nous avons obtenu un gain de l'ordre de 17.5dB. Ce niveau de gain reste inférieur à celui défini dans le cahier des charges. Nous avons donc augmenté le nombre de rangées dans le réseau. La *figure III.33* présente le réseau constitué de quatre rangées de douze monopôles. Le circuit d'alimentation de ce réseau est montré par la *figure III.34*. Puisqu'on a quatre rangées, alors deux niveaux des coupleurs 3dB sont nécessaires. Le premier niveau sert à relier deux rangées entre elles, le deuxième niveau sert à relier les deux coupleurs du premier niveau. L'adaptation de la structure totale (antenne et circuit d'alimentation) est donnée par la *figure III.35*. L'antenne est adaptée sur toute la bande.

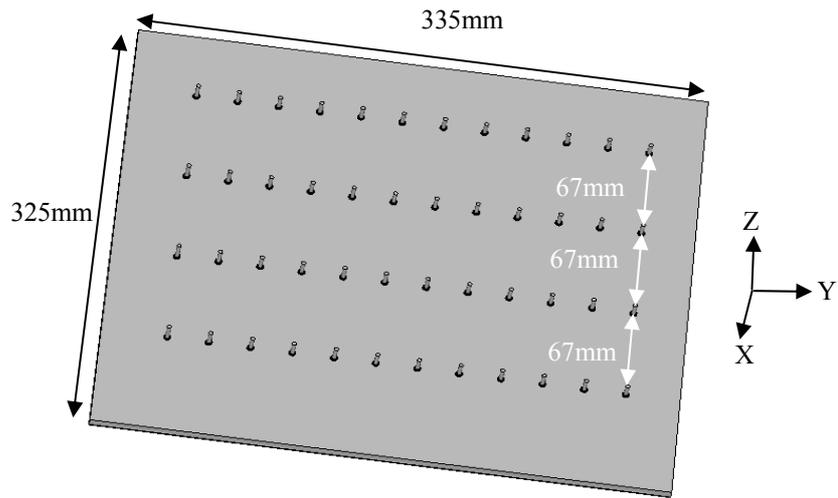


Figure III.33 : Schéma de la structure composée de 4 rangées de distance 67mm.

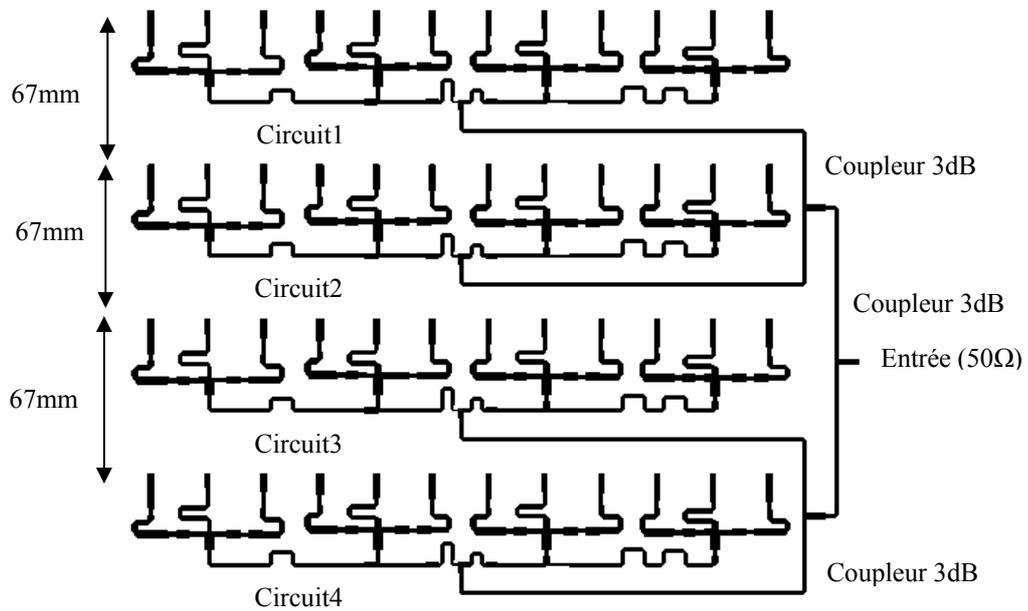


Figure III.34 : Quatre circuits 1 vers 12 avec des coupleurs 3dB.

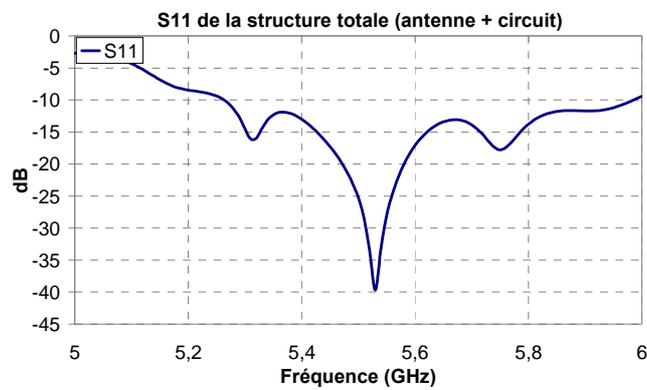


Figure III.35:  $S_{11}$  de la structure totale composée de 4 rangées.

Une comparaison entre le gain et la directivité est montrée dans la *figure III.36*. La valeur du gain est de l'ordre de 20.1dB. Nous avons gagné 2.6dB en doublant le nombre des éléments dans le réseau. La *figure III.37* montre une représentation de diagramme en trois dimensions. La mise en réseau de quatre rangées est suffisante pour avoir le gain demandé dans le cahier de charge.

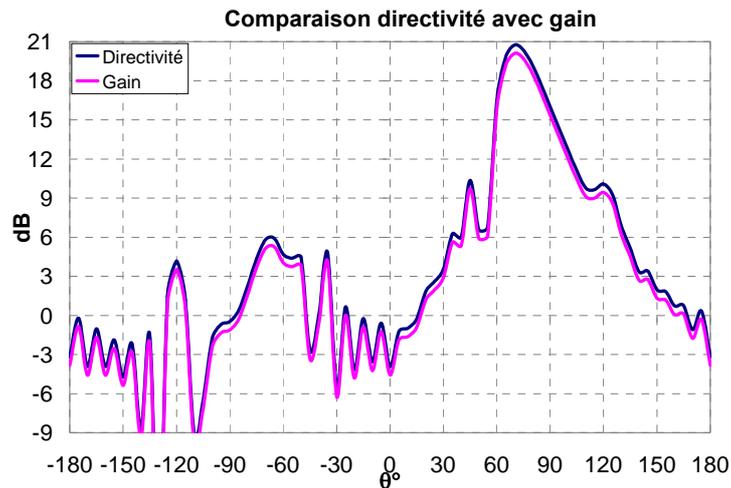


Figure III.36 : Comparaison de la directivité avec le gain.

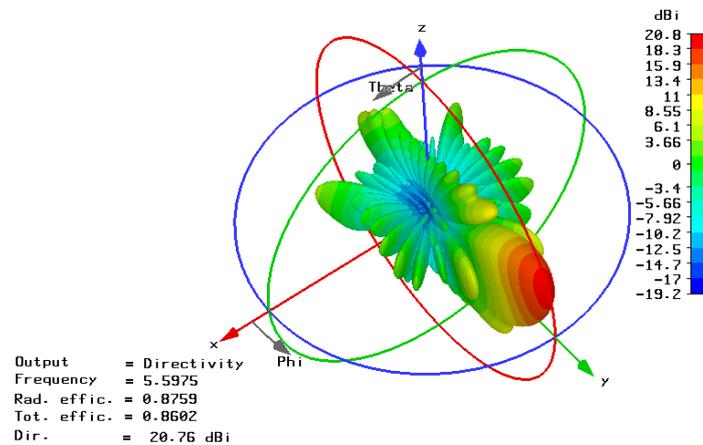


Figure III.37 : Représentation en trois dimensions du diagramme de rayonnement de l'antenne.

L'évolution fréquentielle de rayonnement de l'antenne alimentée par le circuit de distribution est montrée par la *figure III.38*. Sur la bande 5.47-5.725GHz, les lobes principaux sont très similaires et les lobes secondaires sont de l'ordre de 12dB.

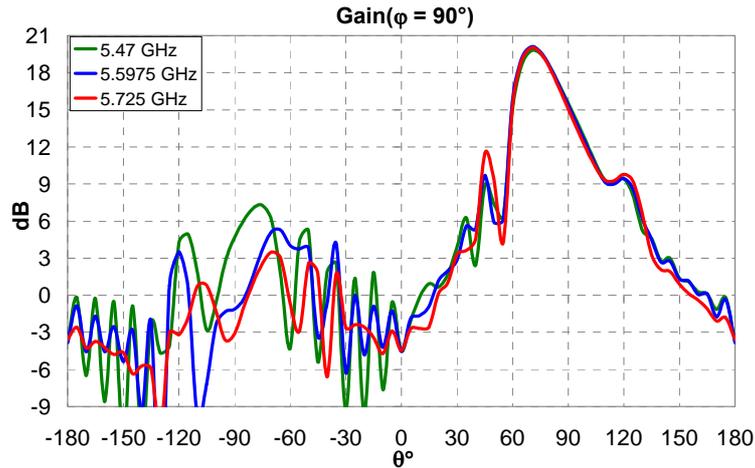


Figure III.38 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ .

En augmentant le nombre des rangées dans le réseau pour aboutir à un gain plus élevé, les pertes dans le circuit de distribution vont augmenter au fur et à mesure. Une étude a été faite en tenant compte des pertes dans les circuits et dans les coupleurs. Ces études nous donnent la réponse du réseau des monopôles (directivité, gain) en fonction des niveaux de coupleur cascades qui relient les circuits de chaque rangée dans le réseau. Pour deux rangées, nous avons besoin d'un seul niveau de coupleur. Pour quatre rangées, nous avons besoin de cascader deux niveaux. Pour huit rangées, trois niveaux des coupleurs sont nécessaires pour relier les circuits entre eux et ainsi de suite.

Soit un élément de courant  $\delta I$  qui alimente une antenne (réseau de douze monopôles), cet élément de courant va "voyager" par les niveaux de coupleur successifs (cascadés) (figures III.39 et III.40). Ainsi, on détermine la longueur de ligne empruntée par  $\delta I$  dans chaque coupleur (tableau III.7).

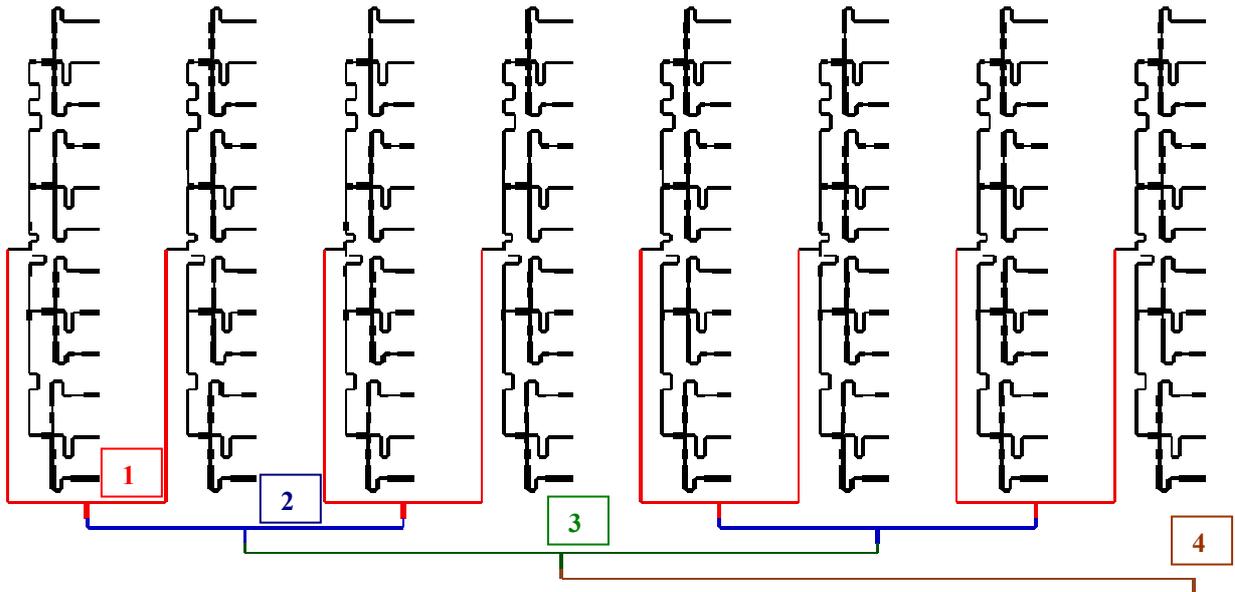


Figure III.39 : Les antennes réseaux (douze monopôles) avec les coupleurs qui les relient.

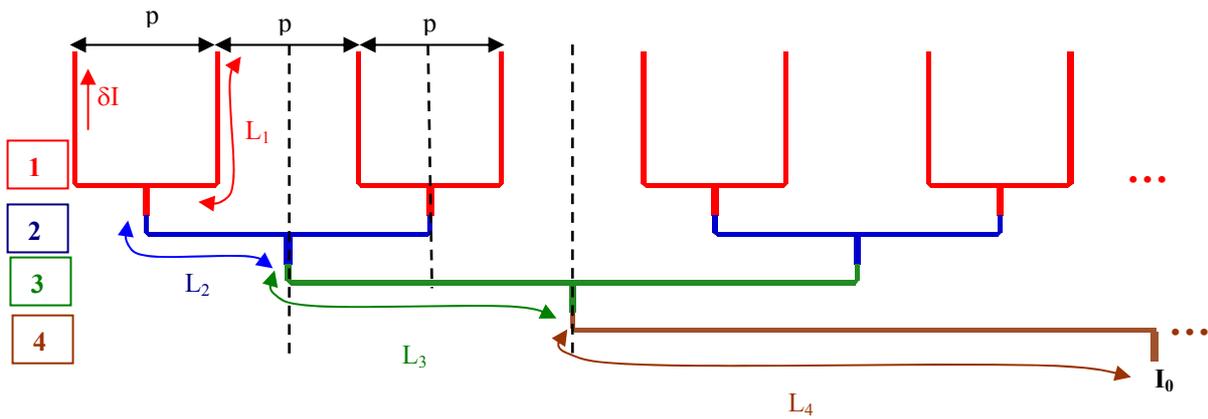


Figure III.40 : Les niveaux de coupleur.

Nombre d'antennes	Niveau de coupleur	longueur de ligne empruntée
1	0	/
2	1	$L_1$
4	2	$L_2$
8	3	$L_3 = L_2 + p$
16	4	$L_4 = L_2 + 3.p$
⋮	⋮	⋮
$n$	⋮	$L_n = L_2 + (2^{n-2}-1).p$

Tableau III.7 : Longueur de ligne empruntée en fonction de nombre d'antennes et des niveaux de coupleur.

Nous supposons que les pertes dans les coupleurs sont proportionnelles aux longueurs de lignes de transmission. Nous exprimons ces quantités.

La puissance transmise le long d'un tronçon de longueur  $L$  s'exprime :

$$P_{(L)} = P_0 \cdot \exp^{-\alpha \cdot L}$$

$\alpha$  étant l'affaiblissement linéique lié d'une part aux pertes diélectriques et ohmiques du guide et d'autre part au rayonnement de ce tronçon.

Au niveau des coupleurs, nous supposons la possibilité d'un rayonnement additionnel dû aux coudes et aux discontinuités d'impédances. Ces pertes par rayonnement sont supposées identiques quel que soit le niveau du coupleur puisque chaque coupleur contient le même nombre de coudes et les mêmes discontinuités. On identifie ce facteur de rendement par  $\eta_{ray}$ .

On exprime le rendement de transmission d'un coupleur de niveau  $n$  de longueur  $L_n$  :

$$\eta_{C_n} = \exp^{-\alpha \cdot L_n} \cdot \eta_{ray}$$

Ainsi on montre qu'il est aisé de définir le rendement de transmission de n'importe quel niveau de coupleur connaissant les rendements des coupleurs 2 et 3 :

$$\eta_{C_2} = \exp^{-\alpha \cdot L_2} \cdot \eta_{ray} \tag{III.21}$$

$$\eta_{C_3} = \exp^{-\alpha \cdot L_3} \cdot \eta_{ray}$$

$$\eta_{C_3} = \exp^{-\alpha \cdot L_2} \cdot \eta_{ray} \cdot \exp^{-\alpha \cdot p}$$

$$\eta_{C_3} = \eta_{C_2} \cdot \exp^{-\alpha \cdot p} \tag{III.22}$$

$$\eta_{C_4} = \exp^{-\alpha \cdot (L_2 + 3 \cdot p)} \cdot \eta_{ray}$$

$$\eta_{C_4} = \eta_{C_2} \cdot (\exp^{-\alpha \cdot p})^3 \tag{III.23}$$

$$\frac{(III.22)}{(III.21)} \Rightarrow \frac{\eta_{C_3}}{\eta_{C_2}} = (\exp^{-\alpha \cdot p})$$

$$\eta_{C_4} = \eta_{C_2} \cdot \left( \frac{\eta_{C_3}}{\eta_{C_2}} \right)^3$$

On montre

$$\eta_{C_n} = \eta_{C_2} \cdot \left( \frac{\eta_{C_3}}{\eta_{C_2}} \right)^{(2^{n-2}-1)} \quad \text{vrai } \forall n \geq 2$$

$\eta_{C0}$  : rendement (efficacité) de l'antenne réseau à douze monopôles.

$\eta_{C1}$  : rendement du premier coupleur qui relie deux antennes réseaux.

Donc le rendement global d'un réseau de  $2^n$  antennes réseau à douze monopôles (nécessite  $n$  niveaux de coupleurs) est donné par :

$$\eta_{Tot(2^n)} = \eta_{C0} \cdot \eta_{C1} \cdot \eta_{C2} \cdots \eta_{Cn}$$

La *figure III.41* présente la directivité et le gain en fonction des niveaux de coupleur. La courbe verte présente la directivité, celle du rouge présente le gain en tenant compte des pertes seulement dans le circuit de distribution derrière chaque rangée. La courbe bleue montre le gain de l'antenne en tenant compte des pertes dans le circuit total (circuit + coupleur).

D'après la *figure III.42*, le facteur de gain augmente en augmentant les niveaux de coupleur. Il arrive un moment où le facteur de gain se stabilise, ensuite il chute en augmentant de plus en plus les niveaux de coupleur (les pertes augmentent en augmentant les niveaux de coupleur). La plus grande valeur de gain théorique est 27dB avec 5 niveaux de coupleur, ensuite ce gain diminue lorsqu'on dépasse le cinquième niveau (l'énergie qu'on gagne en multipliant le nombre des éléments par deux est compensée par les pertes dans le circuit de distribution).

Les coupleurs qui ont été utilisés sont en architecture parallèle. Pour augmenter le rendement de coupleur, nous pouvons utiliser des architectures séries. Cependant, l'architecture en série a comme inconvénient : une conception plus difficile et une faible bande passante.

Avec ce type de réseau, même si nous avons résolu les problèmes des pertes par couplages, les pertes diélectriques restent importantes et empêchent ces réseaux d'atteindre les grands gains. Une solution qui peut être envisagée, est de remplacer le circuit de distribution de type ligne microruban par des guides d'ondes. La conception de ce type des circuits reste très difficile et onéreuse.

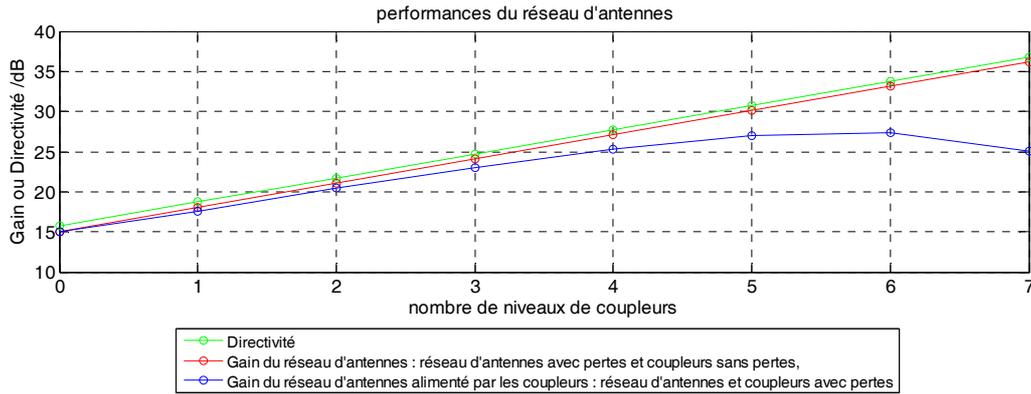


Figure III.41 : Comparaison entre la directivité et le gain dans le réseau en fonction des niveaux de coupleur.

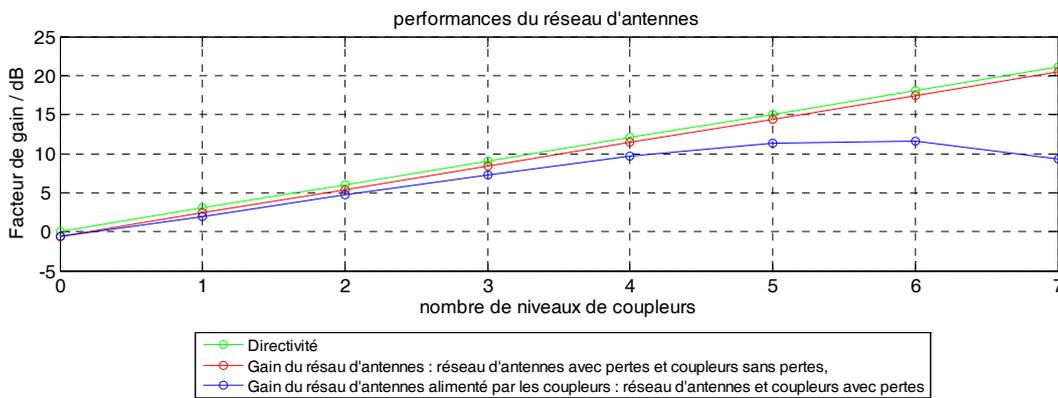


Figure III.42 : Comparaison entre le facteur de la directivité et du gain dans le réseau en fonction des niveaux de coupleur.

#### IV. ANALYSE CRITIQUE DE LA MÉTHODE

Comme nous l'avons expliqué dans le paragraphe III, nous avons réalisé une conception combinée du réseau d'antennes et de son circuit de distribution pour optimiser le gain. Afin de prouver l'intérêt de cette conception conjointe, une conception simplifiée a été faite pour être comparée. La matrice  $S$  qui a été utilisée pour calculer les pondérations objectifs  $a_i$  et les impédances à réaliser est maintenant simplifiée dans la relation III.24 pour obtenir la matrice  $S''$ .

$$S''_{ij} = S_{ij} \quad \text{pour } i = j,$$

$$S''_{ij} = 0 \quad \text{pour } i \neq j$$

III.24

Les valeurs des  $Z_{Li}$  et  $a_i$  sont calculées en utilisant les équations II.19 et II.20. Les valeurs de  $\beta$  restent inchangées. Un nouveau circuit de distribution est conçu afin de répondre aux nouveaux objectifs ( $Z_{Li}$  et  $a_i$ ) calculés sans tenir compte des couplages entre les

monopôles ( $S_{ij}'' = 0$ ). Les valeurs dans le tableau III.8, sont déterminées pour 5.6GHz et pour le rayonnement objectif défini précédemment.

<b>Grandeur à réaliser</b>	<b>Charges <math>Z_{Li}</math></b>	<b><math>a_i</math> (objective)</b>	<b><math>a_i</math> (réalisée par le circuit)</b>
Monopôle 1	56-j.8	$0.307.exp^{(-j.70^\circ)}$	$0.308.exp^{(-j.69^\circ)}$
Monopôle 2	69-j.21	$0.306.exp^{(j.139^\circ)}$	$0.309.exp^{(j.139^\circ)}$
Monopôle 3	77-j.32	$0.285.exp^{(-j.15^\circ)}$	$0.284.exp^{(-j.15^\circ)}$
Monopôle 4	75- j.31	$0.291.exp^{(-j.168^\circ)}$	$0.29.exp^{(-j.168^\circ)}$
Monopôle 5	73- j.30	$0.291.exp^{(j.34^\circ)}$	$0.28.exp^{(j.34^\circ)}$
Monopôle 6	83-j.43.5	$0.277.exp^{(-j.128^\circ)}$	$0.27.exp^{(-j.128^\circ)}$
Monopôle 7	82- j.44	$0.264.exp^{(j.75^\circ)}$	$0.253.exp^{(j.74^\circ)}$
Monopôle 8	81- j.44	$0.262.exp^{(-j.82^\circ)}$	$0.25.exp^{(-j.82^\circ)}$
Monopôle 9	82- j.45	$0.251.exp^{(j.123^\circ)}$	$0.247.exp^{(j.123^\circ)}$
Monopôle 10	83- j.46	$0.271.exp^{(-j.32^\circ)}$	$0.266.exp^{(-j.32^\circ)}$
Monopôle 11	83- j.48	$0.313.exp^{(-j.186^\circ)}$	$0.317.exp^{(-j.186^\circ)}$
Monopôle 12	98- j.73	$0.33.exp^{(j.0^\circ)}$	$0.334.exp^{(j.0^\circ)}$

*Tableau III.8 : Tableau des pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase associé à l'impédance sur laquelle chaque source doit être chargée ( $S_{ij} = 0$ ).*

L'effet des couplages sur le rayonnement de l'antenne est montré par la *figure III.43*. Cette figure présente une comparaison entre la directivité obtenue en tenant compte des couplages et la directivité obtenue en négligeant les paramètres  $S_{ij}$  entre les éléments. Une différence de 2dB est apparue entre les deux résultats. Sans tenir compte des couplages entre les éléments dans le réseau, nous avons fait chuter la directivité de 2dB. Une puissance réfléchiée qui n'est pas négligeable vient perturber le circuit d'alimentation. Cette puissance couplée perturbe le fonctionnement du circuit. Une partie de cette énergie va perturber l'excitation du circuit et par suite l'adaptation, la deuxième partie va être rayonnée par les éléments du réseau. D'où l'intérêt d'utiliser une résolution rigoureuse complète pour garantir un rayonnement objectif et un gain élevé, surtout lorsqu'il s'agit d'un réseau d'antennes fortement couplées.

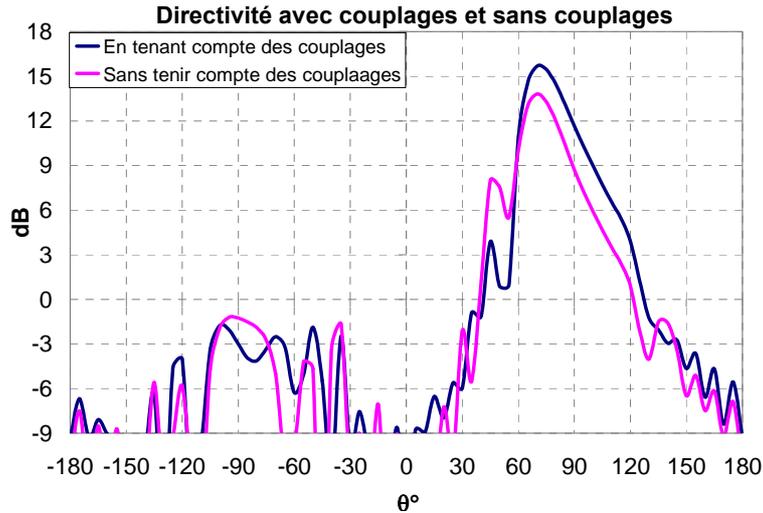


Figure III.43 : Comparaison de la directivité ( $f = 5.5975\text{GHz}$ ) obtenue en appliquant la méthode et celle obtenue en négligeant les  $S_{ij}$ .

La figure III.44 montre une représentation du diagramme en trois dimensions. La valeur max de la directivité est de 13.8dB. Si nous comparons la figure III.44 avec la figure III.24, on trouvera une différence de l'ordre de 2dB. En ne tenant pas compte des couplages entre les éléments, des lobes secondaires apparaissent ce qui diminue la valeur de la directivité dans la direction principale. La figure III.45 montre l'évolution fréquentielle du rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ . La figure présente le gain sur toute la bande pour les deux cas : en tenant compte des couplages et sans tenir compte des couplages. Une différence de 2dB apparaît sur toute la bande entre les deux cas. Les lobes secondaires augmentent, le rayonnement dans la direction principale diminue.

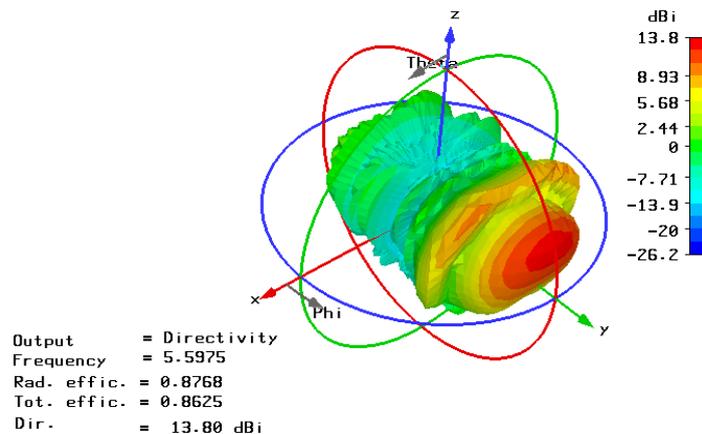


Figure III.44 : Représentation en trois dimensions du diagramme de rayonnement de l'antenne.

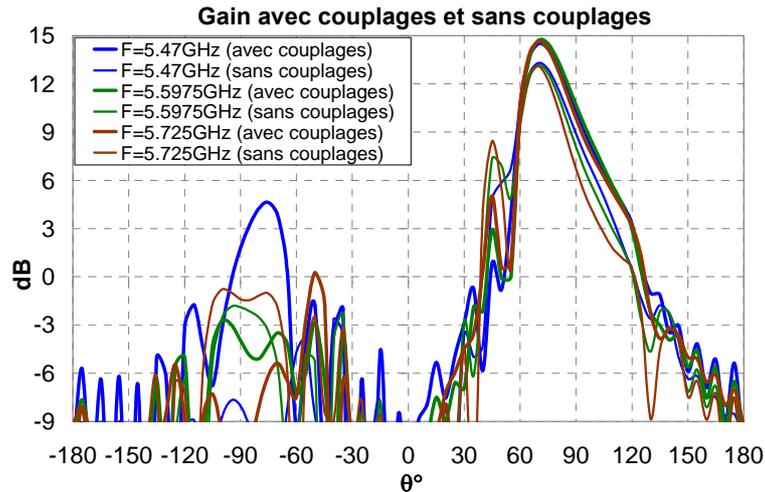


Figure III.45 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ .

## V. VALIDATION EXPÉRIMENTALE

Ce paragraphe concerne les résultats de mesure d'un prototype (douze monopôles sur un plan de masse  $100 \times 330 \times 5$ mm). Une comparaison avec la simulation est effectuée. Toutes ces mesures ont pu être effectuées au sein de notre laboratoire Xlim.

### V.1. Description de l'antenne

Nous avons réalisé une antenne constituée de douze monopôles sur un plan de masse de  $100 \times 330 \times 5$ mm (figure III.46). Comme cela a été dit auparavant, les monopôles sont alimentés par un circuit de distribution à travers des transitions  $50\Omega$  dans le plan de masse. Étant donné que la sensibilité mécanique est inférieure à  $0.1\text{mm}$  ( $100\mu\text{m}$ ).

L'antenne prototype a été, ensuite, réalisée par la société PROTOTIG (La Foresterie 87220 Boisseuil). Le circuit de distribution (figure III.47) a été réalisé par l'entreprise LITHOS (La Guerche De Bretagne (35)). Ce réseau a été réalisé sur un substrat de Rogers RT6002. Ce dernier a une constante diélectrique de 2.94 et une tangente de pertes de  $1.10^{-3}$ . L'épaisseur de métallisation est de  $18\mu\text{m}$ . Le circuit d'alimentation a été fixé sur le plan de masse par une colle conductrice associée avec des vis pour garantir l'équipotentialité du plan de masse du circuit et de la semelle métallique (figure III.47). L'assemblage de l'antenne et du circuit de distribution a été réalisé par la société PROTOTIG. L'excitation de circuit se fait par un connecteur de type SMA.

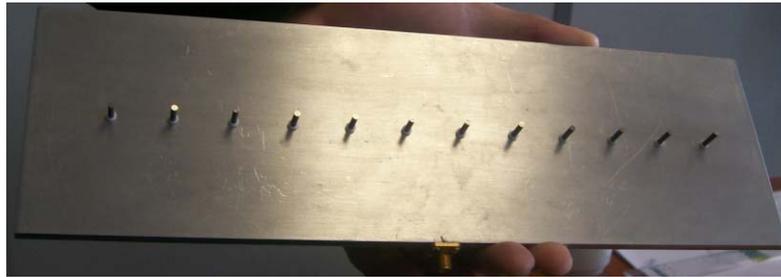


Figure III.46 : Antenne monopôles réalisée (5.6GHz).

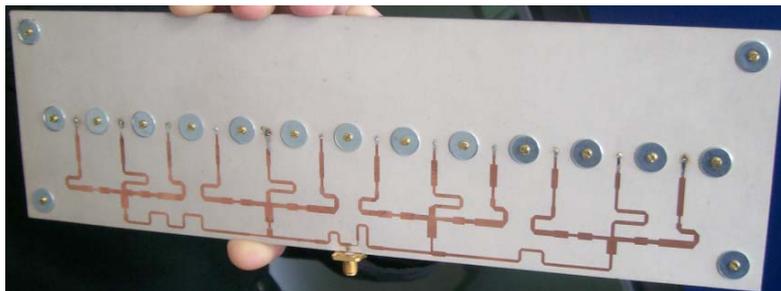


Figure III.47 : Circuit de distribution réalisé et fixé derrière le plan de masse par des vis.

Le coût de réalisation est :

- 1000 euros pour l'antenne.
- 600 euros pour le circuit de distribution

Le prototype a été mesuré dans la base compacte de mesure d'antenne du département OSA (Xlim).

## **V.2. Description du banc de mesures**

La mesure de l'adaptation et de rayonnement a été faite sur l'analyseur vectoriel ANRITSU 37277C. Un câble de la société GORE (P6S01S01196-8) terminé par un connecteur SMA permet de relier l'analyseur à l'antenne.

L'antenne est placée horizontalement et entourée par des panneaux d'absorbants pyramidaux APM12 de la société HYFRAL. Ce type d'absorbant a un bon coefficient d'absorption à ces fréquences.

### V.3. Mesures du coefficient de réflexion S11

Après calibrage "Full 12 Term", l'adaptation mesurée de l'antenne est indiquée sur la *figure III.48*. Elle est comparée à celle de la simulation.

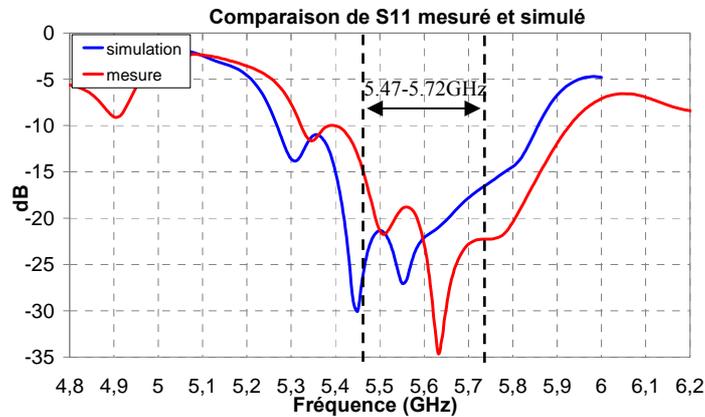


Figure III.48 : Comparaison de  $S_{11}$  simulé et mesuré.

La *figure III.48* établit la comparaison entre les coefficients de réflexion mesurés et simulés de l'antenne monopôles. Le  $S_{11}$  mesuré est bon ( $< -15\text{dB}$ ), l'antenne réalisée est bien adaptée sur toute la bande de fonctionnement. On peut constater que l'allure générale de l'adaptation est décalée en fréquence de 50MHz (0.9%). Nous attribuons une partie de ce décalage à la piètre soudure des monopôles avec les sorties de circuit d'alimentation.

### V.4. Gain de l'antenne

Les *figures III.49 et III.50* présentent le gain de l'antenne obtenu en mesure. A  $f = 5.6\text{GHz}$ , nous pouvons voir qu'il est inférieur à 14.8dB (gain simulé). A cette fréquence, nous avons un gain maximal de 14dB. On peut quand même remarquer que l'allure du gain mesuré est très proche de l'allure théorique. Les très faibles écarts peuvent être dus à plusieurs critères : précision de la simulation, précision de la mesure, précision mécanique et précisions des caractéristiques du substrat et en particulier à la valeur de la constante diélectrique qui était donnée à  $\pm 2\%$  et à la valeur de la tangente de perte.

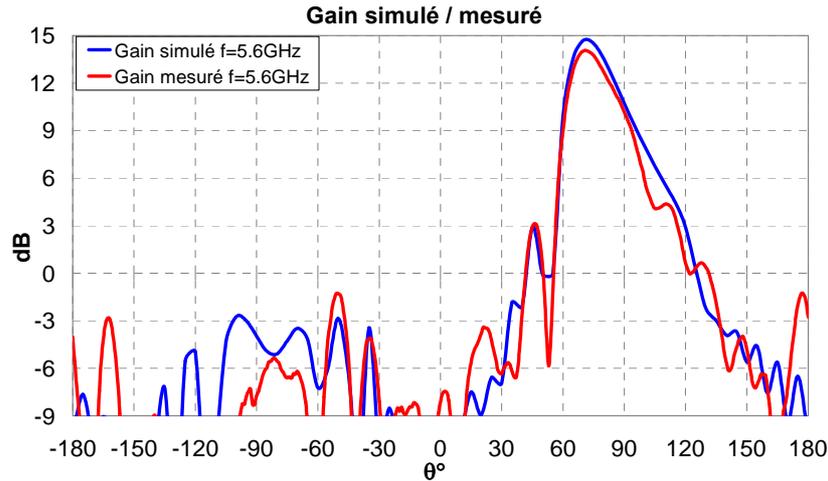


Figure III.49 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à  $f = 5.6\text{GHz}$ .

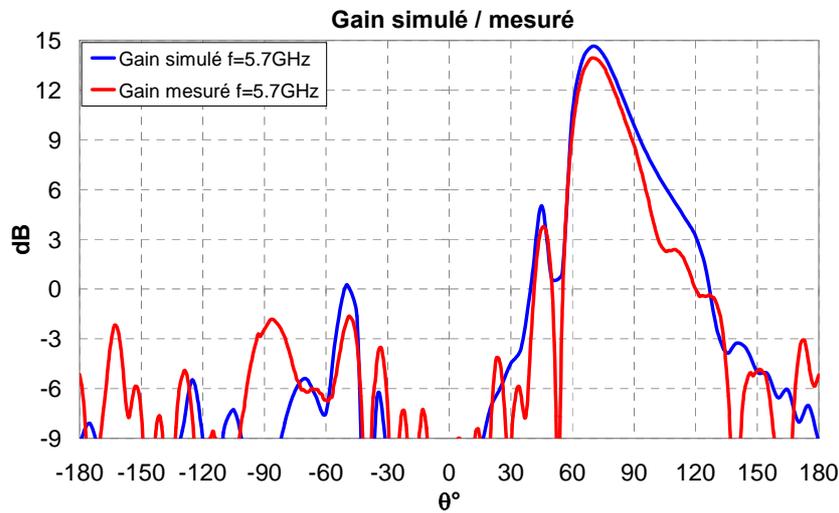


Figure III.50 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à  $f = 5.7\text{GHz}$ .

Des retro simulations sont faites pour connaître la différence entre les résultats de mesure et celles de la simulation. Dans un premier temps, nous avons fait varier la permittivité diélectrique de  $\pm 2\%$ . Les résultats sont montrés par les figures III.51 et III.52, nous constatons que la variation de la permittivité n'a pas changé les résultats initiaux. La valeur de gain reste à 14.8dB, nous avons obtenu les mêmes niveaux des lobes secondaires et les mêmes allures. Donc la variation de la permittivité ne doit pas modifier les performances de l'antenne. Pour vérifier cela, nous avons fait varier la valeur des pertes diélectriques dans le substrat.

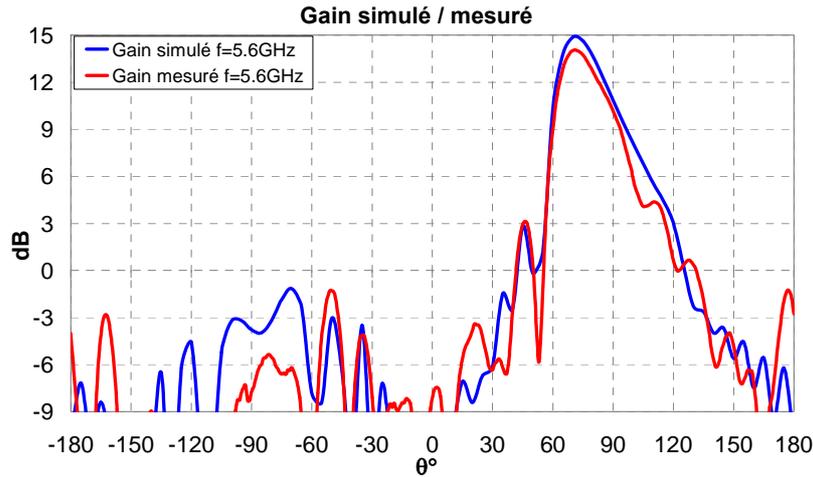


Figure III.51 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé (permittivité = 2.9) et mesuré à  $f = 5.6\text{GHz}$ .

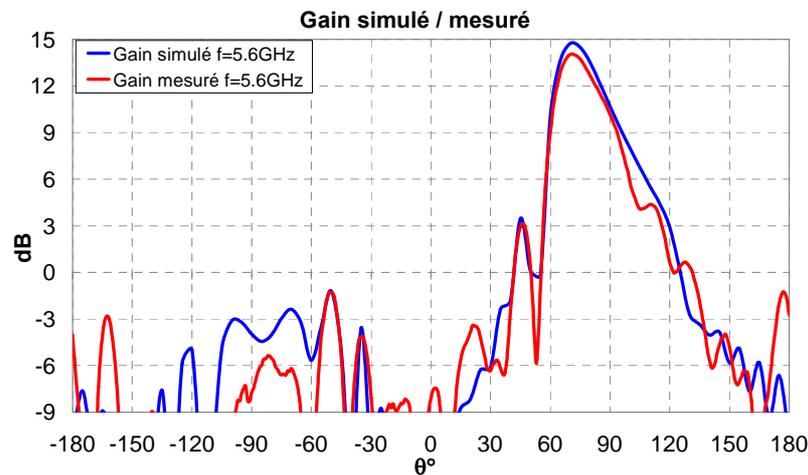


Figure III.52 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé (permittivité = 3) et mesuré à  $f = 5.6\text{GHz}$ .

Dans un deuxième temps, nous avons fait varier les pertes dans le substrat diélectrique. La nouvelle simulation a été faite en utilisant une tangente de perte de l'ordre de  $5.10^{-3}$ . Les résultats sont montrés par la *figure III.53*. Même en augmentant les pertes dans le substrat, la valeur de gain simulée reste toujours supérieure à celle de mesure. D'après ces études et la comparaison des résultats des retro simulations avec les résultats de la mesure, nous pouvons conclure que les pertes qui apparaissent dans la mesure sont comprises dans la tolérance de la chambre an échoïque ( $\pm 0.5\text{dB}$ ).

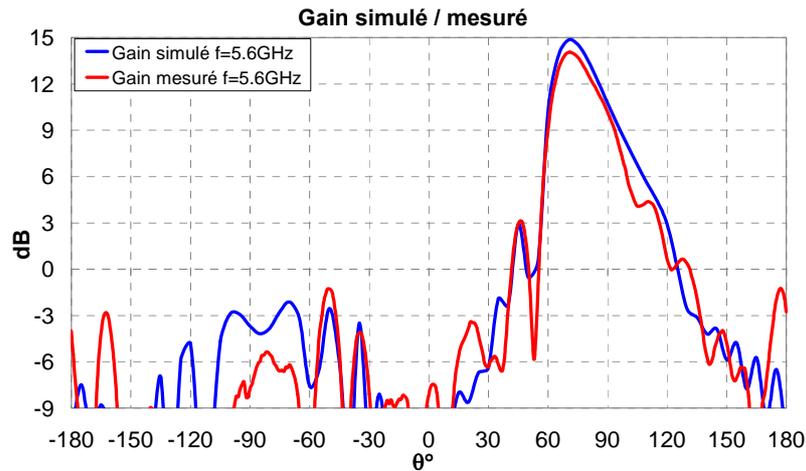


Figure III.53 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulé ( $\text{pertes} = 5.10^{-3}$ ) et mesuré à  $f = 5.6\text{GHz}$ .

## VI. CONCLUSION

Les travaux présentés dans ce chapitre ont été consacrés à la mise au point de l'antenne réseau fonctionnant autour de 5.6GHz. Cette antenne, si elle est retenue, pourrait être utilisée sur le toit du train pour communiquer avec la station de base. La conception de cette antenne a été fractionnée en un certain nombre de sous étapes :

- une prospection analytique sur un prototype de douze monopôles (une seule rangée) permet de réaliser un rayonnement objectif prédéfini et garantir un gain élevé en empêchant l'énergie couplée de venir perturber le circuit d'alimentation et par conséquent changer les pondérations objectifs et l'adaptation du port d'entrée d'antenne,
- la conception du réseau de distribution ; celui-ci devait assurer une pondération d'amplitude et de phase à chacun des monopôles sur une bande la plus large possible. Les accès du réseau de distribution ont été optimisés avec un lot de 12 impédances différentes calculées en fonction de la position de chaque monopôle au sein du réseau,
- la mise en réseau de quatre rangées a été envisagée de manière théorique pour répondre au cahier des charges fixé au début. Ainsi une étude des pertes a été faite pour fournir le gain du réseau en fonction des niveaux des coupleurs reliant les rangées entre elles.

Une analyse critique de la méthode de conception combinée a été présentée pour montrer l'intérêt de la méthode de synthèse. Ainsi, un circuit de distribution a été conçu sans tenir compte des couplages entre les monopôles. Une comparaison entre les deux cas a été

présentée, nous avons trouvé une chute de gain de 2dB dans le cas où on ne tient pas compte des couplages, d'où l'intérêt de rester rigoureux lors de la conception de ce type d'antenne.

Cette étude a été concrétisée par la réalisation d'un prototype de douze monopôles. L'antenne a été mesurée dans la base de mesure du département OSA (XLIM). Les résultats expérimentaux ont montré que l'antenne réalisée répond aux prévisions annoncées par les simulations électromagnétiques. La réalisation d'un réseau de quatre rangées n'a pas été finalisée.

Pour conclure, la puissance, l'ergonomie et la compatibilité des simulateurs électromagnétiques CST-MWS et MOMENTUM permettent de résoudre de manière rigoureuse et complète des architectures d'antennes couplées connectées sur leur circuit de formation de faisceau. La réalisation de ce chapitre prouve qu'il est très simple de concevoir de manière combinée par des analyses "FullWave" l'antenne réseau et son circuit.

**CHAPITRE IV**  
**CONCEPTION D'UN SYSTÈME**  
**ANTENNAIRE MULTIFONCTIONS**



## **I. INTRODUCTION**

Ce chapitre présente la démarche de conception et les résultats de mesure obtenus pour la réalisation d'un prototype hybride composé de deux antennes : la première antenne est un réseau de six patches (polarisation circulaire) communiquant avec le satellite, et la deuxième est une fil-plaque (polarisation linéaire) communiquant avec la station de base.

Le CNES (centre national d'études spatiales) analyse actuellement la faisabilité détaillée aux plans technique, réglementaire et économique, de l'hybridation optimale d'une composante spatiale avec les solutions terrestres en cours de définition. Le but est de former un système intégré de communications mobiles bidirectionnelles haut débit couvrant simultanément les zones urbaines et rurales à l'échelle continentale. L'objectif de cette étude est de définir les spécifications de réalisation et les performances d'une antenne Tx/Rx hybride (satellite et terrestre) du terminal utilisateur cible (Ultra Mobile PC) pour des transmissions bidirectionnelles en bande C en vue de réaliser un prototype :

- étudier la réalisation de l'antenne Tx/Rx hybride externe du terminal utilisateur,
- étudier la réalisation de l'antenne Tx/Rx hybride intégrée au terminal utilisateur,
- définir leurs performances et leur cohabitation avec les autres antennes intégrées dans le terminal,
- et réaliser un prototype de l'antenne Tx/Rx hybride externe.

Deux configurations d'antennes de terminaux seront étudiées au laboratoire :

- un terminal avec une antenne extérieure que l'utilisateur viendra connecter sur une prise USB de la même façon que les antennes WiFi,
- un terminal avec une antenne intégrée au châssis du terminal.

Au cours de cette thèse, nous avons contribué à une conception de l'antenne hybride externe du terminal utilisateur (SWIMAX).

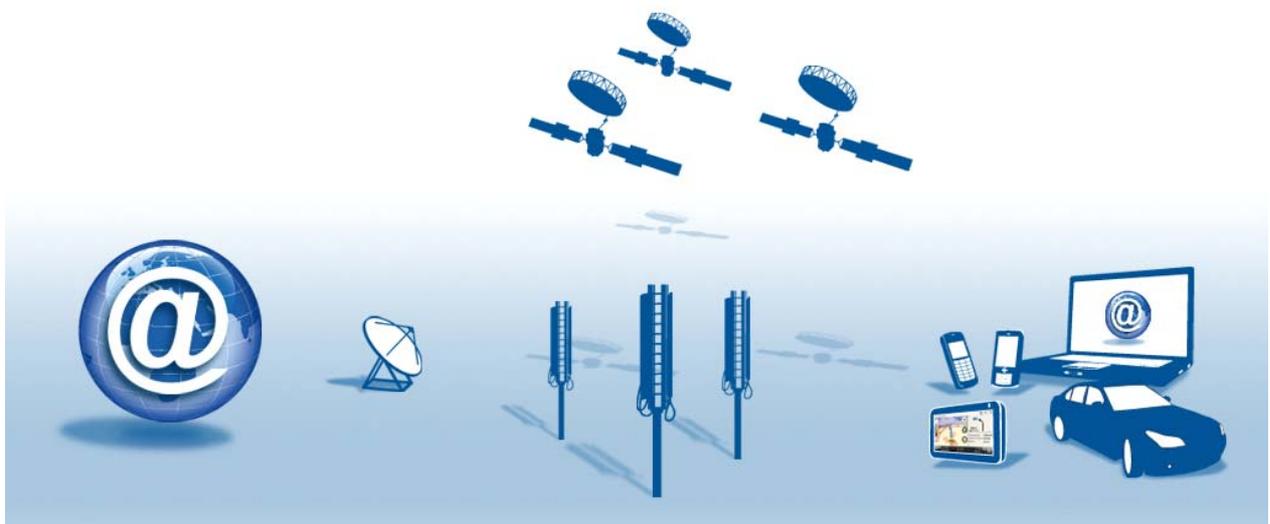
Nous allons brièvement rappeler le cahier des charges qui a été fourni au laboratoire pour les spécifications de l'antenne. Puis nous détaillerons la solution étudiée pour répondre au cahier des charges. Ensuite, la conception de l'antenne sera entièrement détaillée. Enfin, l'antenne et le circuit de distribution de puissance ont été également réalisés et les résultats de mesure et de simulation seront montrés et discutés.

## II. CAHIER DES CHARGES

### II.1. Présentation du système SWIMAX

Le système SWIMAX (*figure IV.1*) est composé de :

- un segment spatial constitué d'un minimum de 3 satellites utilisant la bande C pour les communications bidirectionnelles avec les terminaux utilisateurs et placés sur l'orbite HEO TUNDRA permettant aux terminaux utilisateurs de voir les satellites à un angle d'élévation minimum de 60° sur l'ensemble de la couverture du service,
- un segment terrestre constitué de plusieurs stations de base,
- des terminaux utilisateurs qui prennent la forme de :
  - terminaux Ultra Portable PC de format A5 équipés d'un réseau d'antennes externe qui sera connecté par l'utilisateur (sur une prise USB du terminal par exemple comme pour les antennes Wifi),
  - terminaux Ultra Portable PC de format A5 équipés d'antennes intégrées dans le terminal.



*Figure IV.1 : Présentation du système hybride SWIMAX.*

## II.2. Bande de fréquence

Le plan de fréquence côté utilisateur en bande C (Bande actuellement non allouée MSS) se situe soit entre 3.4 et 3.55GHz, soit entre 3.6 et 3.75GHz : avec une bande continue de 50MHz voie montante et 50MHz voie descendante (*figure IV.2*). Le mode de la transmission bidirectionnelle sera le Frequency Dual Duplexing.

Les composants satellite et terrestre partagent les mêmes bandes de fréquence :

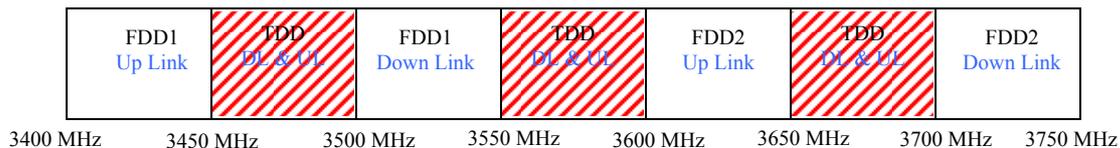


Figure IV.2 : Plan de fréquence.

## II.3. Polarisation

Le prototype hybride est composé :

- d'une antenne Tx/Rx, en polarisation circulaire, dédiée aux transmissions avec le satellite,
- d'une antenne Tx/Rx, en polarisation linéaire, dédiée aux transmissions avec les stations de base terrestre.

De façon à optimiser les performances en polarisation de ces antennes, elles peuvent être réalisées à partir de la technologie de patches.

## II.4. Ouverture

L'antenne hybride est prévue à l'extérieur du terminal Ultra Portable PC et sera connectée par l'utilisateur. L'ouverture de  $\pm 30^\circ$  de l'antenne dédiée aux transmissions avec le satellite (*figure IV.3*) permettra à l'utilisateur de ne pas se préoccuper de son pointage. L'antenne dédiée aux transmissions avec les stations de base terrestre doit avoir un rayonnement à l'horizon.

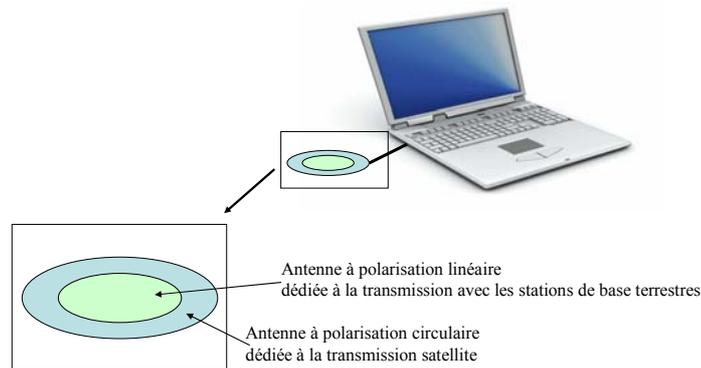


Figure IV.3 : Antenne extérieure au terminal.

## II.5. Gain et taux d'ellipticité

Des résultats d'une précédente étude d'une antenne dédiée au satellite ont montré qu'une valeur de gain de 10dB dans  $\pm 10^\circ$  et de 7dB pour un angle d'ouverture de  $\pm 30^\circ$  est atteignable moyennant l'intégration de plusieurs antennes de type patch. Un objectif de -17dB d'isolation en polarisation est demandé sur toute la bande (correspondant à un taux d'ellipticité de 2.5dB). Par contre, un gain de 0dB dans l'horizon est suffisant pour l'antenne terrestre pour la communication avec la station de base.

## II.6. Récapitulatif du cahier des charges

A la vue de ce qui précède, notre objectif est donc de concevoir une antenne ayant le cahier des charges suivant :

	Antenne satellite	Antenne terrestre
Bande de fréquence	WiMAX Mobile : 3.4–3.55GHz	
Polarisation	circulaire	linéaire
Rayonnement	Dans l'axe	A l'horizon
Gain	>7dB sur un cône $< \pm 30^\circ$	0dB
TE (taux d'ellipticité)	< 2.5dB	-
Encombrement	Planaire	Planaire
Dimensions maximales	Disque de diamètre 100mm	

Tableau IV.1 : Tableau de cahier des charges de l'antenne.

### III. SOLUTIONS TECHNIQUES RETENUES POUR SATISFAIRE LE CAHIER DES CHARGES

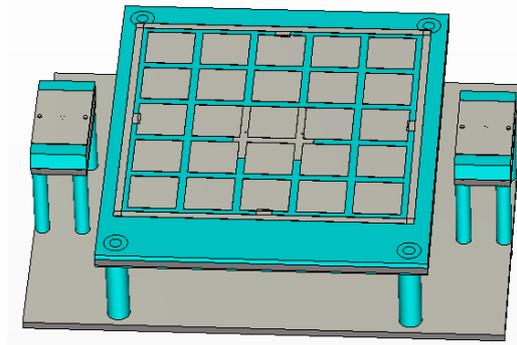
#### III.1. Principales difficultés à surmonter

Le cahier des charges impose la cohabitation de deux antennes fonctionnant à 3.5GHz logées dans l'empreinte d'un disque de 100mm de diamètre, pour assurer la liaison vers le satellite et la liaison avec les stations de base terrestres.

La contrainte la plus tendue est la réalisation de la polarisation circulaire dans le cône d'angle solide de  $60^\circ$  d'ouverture ( $\pm 30^\circ$ ) avec un gain supérieur à 7dB. La liaison terrestre, en polarisation verticale et avec un gain de 0dB apparaît nettement plus accessible.

Au sein de laboratoire, deux solutions ont été étudiées.

Dans le cadre de son travail de thèse, M.Toubet a conçu un système associant un matériau BIE avec une antenne patch à polarisation circulaire pour réaliser la liaison avec le satellite. Deux antennes fil-plaque en marge de la première structure permettent d'établir le faisceau terrestre (*figure IV.4*).



*Figure IV.4 : Antenne hybride composée d'un BIE (polarisation circulaire) et de deux fil-plaque (polarisation linéaire).*

La deuxième solution, étudiée dans ma thèse, consiste à concevoir une antenne réseau à polarisation circulaire, cohabitant avec une antenne fil-plaque à rayonnement monopolaire. Nous avons essayé d'utiliser toute la place disponible pour loger l'ensemble des éléments rayonnants, ce qui limite néanmoins le nombre d'aériens et aboutit nécessairement à une antenne réseau avec peu d'éléments rayonnants.

La géométrie de l'antenne que nous avons imaginée est présentée dans le paragraphe suivant.

### III.2. Architecture de l'antenne

Nous utilisons toute la surface de l'empreinte pour loger l'antenne à rayonnement monopolaire (liaison terrestre) et l'antenne réseau à polarisation circulaire. Etant donné l'objectif de rayonnement souhaité pour l'antenne réseau, nous avons introduit un maximum de symétrie dans sa géométrie. La contrainte d'épaisseur nous a fait converger vers des éléments rayonnants imprimés.

L'architecture sur laquelle nous allons travailler est montrée sur la *figure IV.5* :

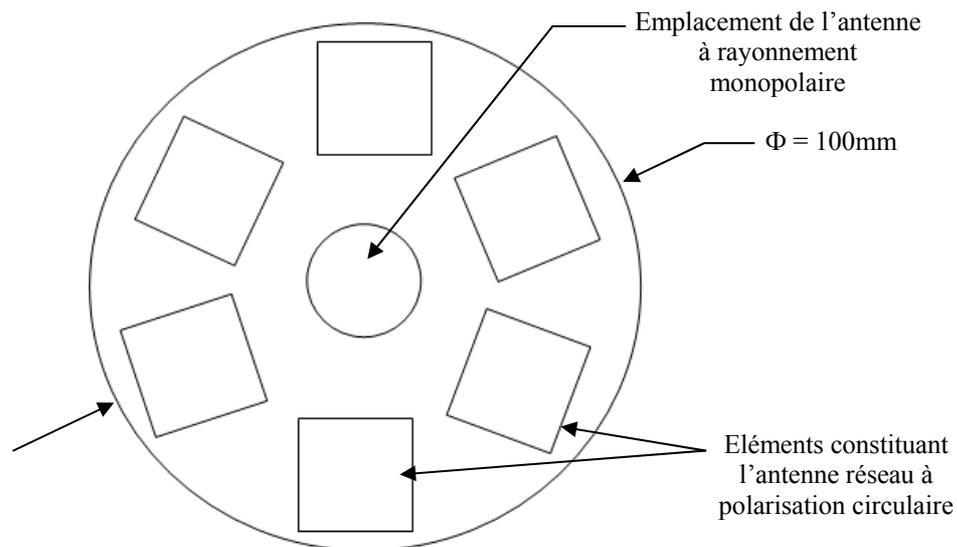


Figure IV.5 : Schéma de la structure composée de l'antenne réseau et d'un fil-plaque.

Les éléments rayonnants étant proches les uns des autres, il est nécessaire de tenir compte de toutes les interactions pour accéder aux objectifs de rayonnement. Nous réaliserons donc une conception globale de l'antenne réseau.

### III.3. Procédure de conception

L'antenne réseau est composée de  $n$  éléments rayonnants disposant au total de  $m$  sondes d'excitation ( $m = x.n$ ).

Le système multiport se caractérise par une matrice de couplage  $S_{m \times m}$  et par  $m$  diagrammes de rayonnements correspondant au rayonnement de chaque sonde lorsque les  $(m-1)$  sondes sont chargées sur leur impédance caractéristique.

La connaissance de ces caractéristiques va permettre de réaliser une optimisation globale de l'antenne réseau en se fixant des objectifs de polarisation pour un certain nombre

de directions. Chaque port  $i$  excité génère un diagramme de rayonnement composé de deux composantes  $\vec{E}_{\theta_i}(\theta, \varphi)$  et  $\vec{E}_{\varphi_i}(\theta, \varphi)$ .

Ainsi avec deux port  $i$  et  $k$ , il est facile de maîtriser la polarisation dans une direction de l'espace :

$$V_{\theta}(\theta, \varphi) = \beta_i \cdot E_{\theta_i}(\theta, \varphi) + \beta_k \cdot E_{\theta_k}(\theta, \varphi) \tag{IV.1}$$

$$V_{\varphi}(\theta, \varphi) = \beta_i \cdot E_{\varphi_i}(\theta, \varphi) + \beta_k \cdot E_{\varphi_k}(\theta, \varphi) \tag{IV.2}$$

Pour une direction  $(\theta_0, \varphi_0)$ , on peut imposer :

$$V_{\theta}(\theta_0, \varphi_0) = e^{\pm j\frac{\pi}{2}} \cdot V_{\varphi}(\theta_0, \varphi_0) \tag{IV.3}$$

Ce qui aboutit à :

$$\beta_i [E_{\theta_i}(\theta_0, \varphi_0) - j \cdot E_{\varphi_i}(\theta_0, \varphi_0)] = \beta_k [-E_{\theta_k}(\theta_0, \varphi_0) + j \cdot E_{\varphi_k}(\theta_0, \varphi_0)] \tag{IV.4}$$

Ainsi une antenne alimentée par deux ports permettra de satisfaire une polarisation dans une direction de l'espace.

En généralisant, il est facile d'étendre le concept à une antenne avec  $m$  ports d'alimentation pour satisfaire des objectifs de polarisation dans  $m/2$  direction.

L'antenne que nous proposons sera composée de  $n$  éléments rayonnants imprimés disposant chacun de deux ports d'alimentation ( $m=2.n$ ). Cette architecture déviant permettre d'optimiser le fonctionnement de l'antenne pour  $n$  directions de l'espace. Ainsi nous serons amenés à résoudre le système suivant :

$$\underbrace{\begin{pmatrix} (E_{\theta}(\text{direction\_1, port\_1})) \\ (E_{\varphi}(\text{direction\_1, port\_1})) \\ (E_{\theta}(\text{direction\_1, port\_2})) \\ (E_{\varphi}(\text{direction\_1, port\_2})) \\ \dots \\ (E_{\theta}(\text{direction\_1, port\_2n})) \\ (E_{\varphi}(\text{direction\_1, port\_2n})) \\ \dots \\ (E_{\theta}(\text{direction\_2, port\_1})) \\ (E_{\varphi}(\text{direction\_2, port\_1})) \\ \dots \\ (E_{\theta}(\text{direction\_n, port\_1})) \\ (E_{\varphi}(\text{direction\_n, port\_1})) \end{pmatrix}}_{\text{Diagrammes de rayonnements associés à chaque port.}} \cdot \underbrace{\begin{pmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \dots \\ \beta_{2n} \end{pmatrix}}_{\text{Coefficients recherchés.}} = \underbrace{\begin{pmatrix} (\overline{V_{\theta}}(\text{direction\_1})) \\ (\overline{V_{\varphi}}(\text{direction\_1})) \\ (\overline{V_{\theta}}(\text{direction\_2})) \\ (\overline{V_{\varphi}}(\text{direction\_2})) \\ \dots \\ (\overline{V_{\theta}}(\text{direction\_n})) \\ (\overline{V_{\varphi}}(\text{direction\_n})) \end{pmatrix}}_{\text{Vecteur des polarisations et amplitudes objectifs.}} \tag{IV.5}$$

Une fois connues les pondérations rayonnées  $\beta_{1...n}$ , il suffit d'appliquer le mode de résolution des antennes couplées au chapitre II.

### **III.4. Choix des éléments rayonnants**

#### **III.4.1. Liaison terrestre**

L'antenne que nous avons retenue pour le faisceau vers les stations de base est l'antenne fil-plaque développée au laboratoire depuis une vingtaine d'années. Cette antenne offre l'avantage d'un rayonnement monopolaire avec une géométrie d'antenne imprimée.

L'antenne fil-plaque monopolaire présente la particularité d'apparaître comme un cas limite d'aérien susceptible d'appartenir à deux grandes familles de systèmes rayonnants : les antennes imprimées et les antennes monopolaires filaires. En effet, sa structure est globalement identique à celle des antennes plaquées sur substrat diélectrique alors que ses caractéristiques de rayonnement sont semblables à celles d'un monopôle. Le faible encombrement et le type de rayonnement offerts par cette structure permettent d'envisager son utilisation dans différents systèmes de communications. Pour ces raisons, les propriétés de cette antenne ont déjà été largement étudiées et exploitées pour les télécommunications mobiles [1][2][3].

Sous sa forme la plus classique, la structure de cette antenne est identique à celle d'une antenne imprimée, comme le montre la *figure IV.6*. Elle est constituée d'une pastille métallique de forme arbitraire placée sur la face supérieure d'une lame diélectrique. La face inférieure de cette lame est entièrement métallisée et constitue le plan de masse de l'antenne.

L'alimentation est réalisée par une sonde coaxiale qui traverse le plan de masse et le substrat diélectrique afin d'être connectée à l'élément métallique supérieur (appelé toit capacitif).

La particularité de cette antenne est de posséder un ou plusieurs fils connectant le toit de l'antenne au plan de masse. Ces fils sont souvent appelés fils de retour à la masse ou fils de court-circuit. La présence de ces fils à proximité de la sonde est à l'origine du fonctionnement original de l'antenne.

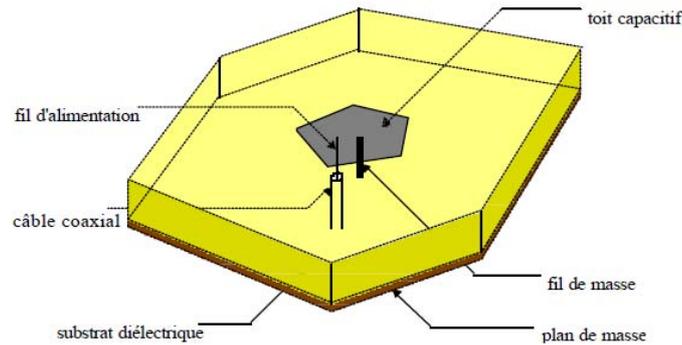


Figure IV.6 : Antenne fil-plaque monopolaire.

### III.4.1.1. Principe de fonctionnement

#### A. Analyse de l'effet d'un fil de masse

L'introduction d'un fil de masse sur une antenne imprimée classique a été largement étudiée. Il sert en général à éliminer certains modes de cavité non désirés de l'antenne, à contrôler l'impédance d'entrée [4], déplacer la fréquence de fonctionnement ou modifier la polarisation du champ rayonné [5]. Il est également à l'origine du fonctionnement des antennes P.I.F.A. où il sert à court-circuiter le mode fondamental (en  $\lambda_0/2$ ) de l'antenne imprimée dans un plan de court-circuit métallique [6].

Cependant, ces études ont été réalisées à des fréquences proches de celle des modes de résonance de cavité de l'antenne, négligeant un phénomène de résonance situé beaucoup plus bas en fréquence. Ce phénomène dû à l'introduction du fil de masse sous le toit de l'antenne fut découvert lors de l'étude de la susceptibilité des antennes plaquées face aux parasites électromagnétiques dans le domaine spatial [7][8].

#### B. Diagramme de rayonnement

Globalement, l'onde plane rayonnée à l'infini par l'antenne est constituée par la composante de champ  $E_\theta$ , 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.7 présente alors le gain intrinsèque de l'antenne calculé respectivement dans les plans de coupe verticaux et dans le plan azimutal. Seule la composante verticale  $E_\theta$  du champ électrique est représentée, la composante  $E_\phi$  restant négligeable quel que 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 un plan de masse infini et atteint 5dB. La représentation du

gain dans le plan azimutal fait apparaître le caractère omnidirectionnel de l'antenne à l'horizon renforçant ainsi son intérêt pour les communications mobiles.

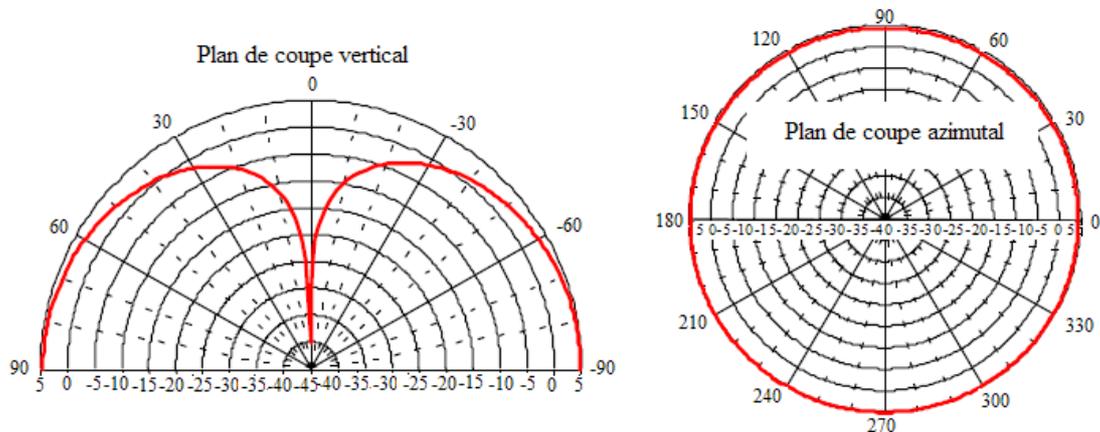


Figure IV.7 : Gain intrinsèque pour la polarisation principale ( $E_\theta$ ) dans les plans de coupe vertical et azimutal.

### III.4.2. Liaison satellite

L'antenne sera composée de  $n$  éléments imprimés disposant chacun de deux sondes d'excitation susceptibles d'exciter des modes orthogonaux.

Nous avons retenu des patchs carrés avec les deux sondes sur les deux axes de symétrie orthogonaux (figure IV.8).

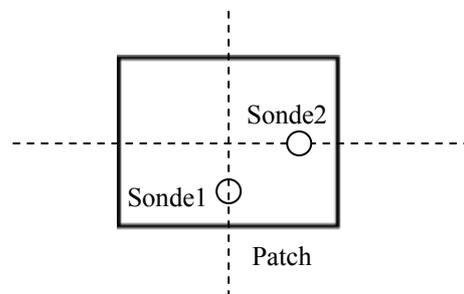


Figure IV.8 : Antenne patch avec deux sondes d'excitation.

Chaque excitation rayonnera avec un maximum de champ à la verticale de l'élément rayonnant. Du fait de la dissymétrie de la disposition des sondes, il existera un couplage entre les deux ports.

## **IV. MISE EN ŒUVRE DE LA CONCEPTION**

Le prototype à réaliser pour répondre au cahier des charges cité précédemment, est composé de deux antennes : la première est un réseau de six patches communicant avec le satellite et la deuxième est une fil-plaque monopolaire qui communique avec la station de base. Les deux antennes ne fonctionnent pas en même temps, si la liaison satellite-antenne (réseau des patches) se coupe, la fil-plaque interviendra et communiquera avec la station de base et celle-ci communiquera avec le satellite.

Le prototype hybride doit être réalisé sur un plan de masse circulaire de diamètre 100mm (fixé dans le cahier des charges). L'épaisseur totale de l'antenne ne doit pas dépasser le 10mm. La fréquence de fonctionnement est 3.5GHz ( $\lambda_0 = 85.7\text{mm}$ ). L'antenne satellite est composée de six patches pour avoir un gain supérieur à 10dB. Le réseau des patches est positionné d'une manière circulaire (angle =  $60^\circ$ ) à l'extrémité du plan de masse. Les éléments sont reliés entre eux par un circuit de distribution. La fil-plaque est fixée au milieu de plan de masse (*figure IV.9*). Le substrat utilisé pour la conception de deux antennes est le Rogers TMM3 d'épaisseur 6.35mm ( $\epsilon_r = 3.27$ ,  $\text{tg}\delta = 0.002$ ). Les connexions entre les patches et les ports du réseau d'alimentation sont réalisées avec des vias qui permettent de traverser le plan de masse (*figure IV.10*) en maintenant une impédance de  $50\Omega$ . Le réseau d'alimentation est imprimé derrière le plan de masse, sur un substrat de Rogers 4003C d'épaisseur 0.508mm ( $\epsilon_r = 3.38$ ,  $\text{tg}\delta = 0.0027$ ). La référence des impédances et des paramètres  $S$  est calculée au bout de la ligne  $50\Omega$  (plan d'accès) comme le montre la *figure IV.10*. La fil-plaque est alimentée par un connecteur de type SMA. Ainsi la structure se compose d'un circuit à deux couches de diélectriques séparées par un plan de masse. Les antennes sont imprimées sur la face avant et le circuit de distribution sur la face arrière. Des vias métallisés connectent les antennes au circuit.

Tout d'abord, nous montrons la conception du réseau de patches (antenne satellite) et dans une seconde étape nous présentons l'antenne fil-plaque monopolaire.

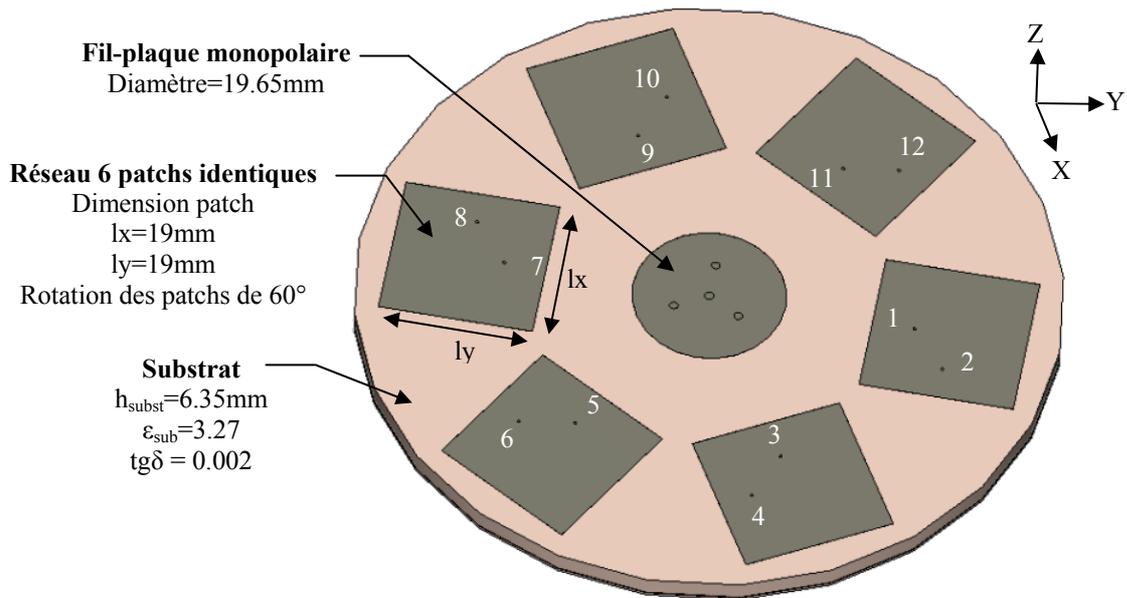


Figure IV.9 : Schéma de la structure composée de six patches et d'une fil-plaque monopolaire (vue de dessus).

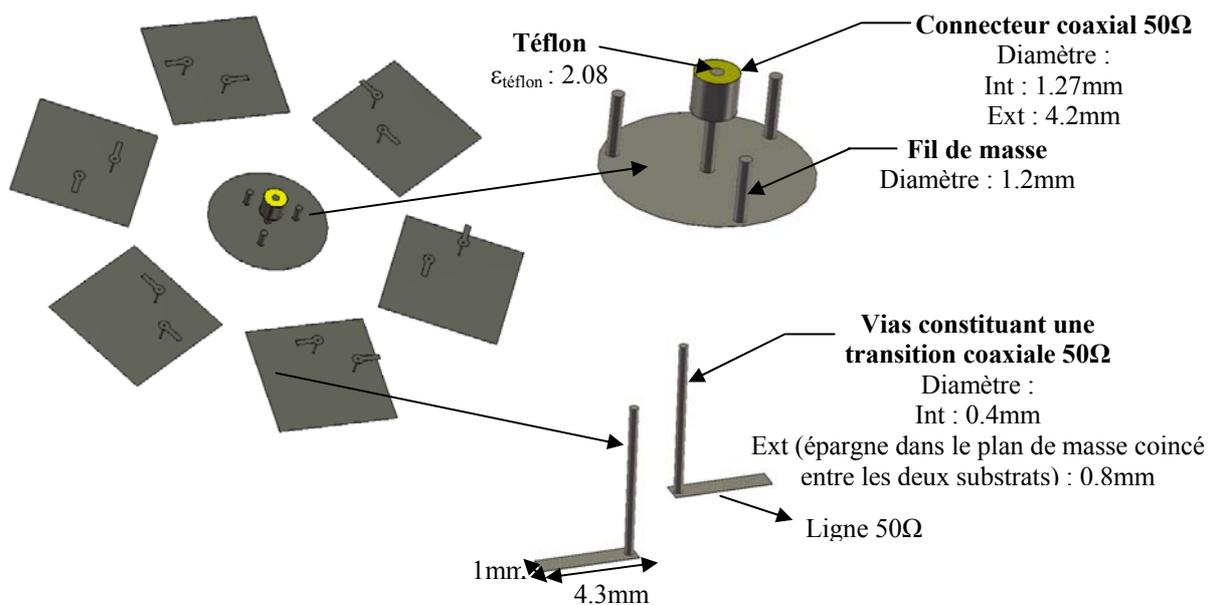


Figure IV.10 : Vue de dessous du prototype hybride.

## IV.1. Antenne satellite (réseau de patches)

### IV.1.1. Synthèse du rayonnement

Comme nous l'avons dit dans le paragraphe précédent, l'antenne satellite est composée de six éléments qui sont distribués circulairement autour de l'antenne fil-plaque. Ces éléments sont très proches les uns des autres ce qui rend les niveaux des couplages forts. Nous allons à présent réaliser la synthèse des pondérations et des impédances à présenter sur chaque accès pour réaliser un objectif de polarisation circulaire.

#### IV.1.1.1. Définition du vecteur polarisation rayonné

Notre but est d'avoir un taux d'ellipticité inférieur à 2.5dB quel que soit  $\varphi$  quand  $\theta$  varie entre  $-30^\circ$  et  $+30^\circ$ . Les douze ports qui constituent l'antenne nous autorisent à fixer six objectifs de polarisation, pour six directions rayonnées (cf. § III.3). Afin d'accéder à une symétrie du diagramme de rayonnement, les directions choisies pour imposer l'objectif sont fournies dans le tableau IV.2. Pour chacune de ces directions, nous imposons :

$$V_{\theta_{direction\_i}} = -j \cdot V_{\varphi_{direction\_i}} \quad IV.6$$

Il reste un degré de liberté qui est la phase relative de  $V_\theta$  suivant la direction objectif. Ceci constitue un paramètre d'ajustement pour aboutir à des solutions réalisables et des diagrammes convenables en dehors des directions objectifs, par exemple :

$$V_{\theta_{direction\_i}} = \exp^{j \cdot \alpha \cdot \varphi_{direction\_i}} \quad \text{avec } \alpha \in \mathbb{Z} \quad IV.7$$

Tetha ( $\theta$ )	Phi ( $\varphi$ )
$30^\circ$	$0^\circ$
$30^\circ$	$180^\circ$
$30^\circ$	$60^\circ$
$30^\circ$	$240^\circ$
$30^\circ$	$120^\circ$
$30^\circ$	$300^\circ$

Tableau IV.2 : Tableau contenant les directions du vecteur de polarisation.

#### IV.1.1.2. Caractérisation des diagrammes de rayonnement perturbés

Les diagrammes de rayonnement élémentaires associés à chacun de douze ports du réseau sont calculés par la simulation électromagnétique. Sur la *figure IV.11*, nous avons représenté trois diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ . Les diagrammes élémentaires étant à présent connus et le vecteur polarisation fixé, il faut calculer les pondérations optimales ( $\beta$ ) qui nous donneront la combinaison des diagrammes de rayonnement la plus proche de l'objectif.

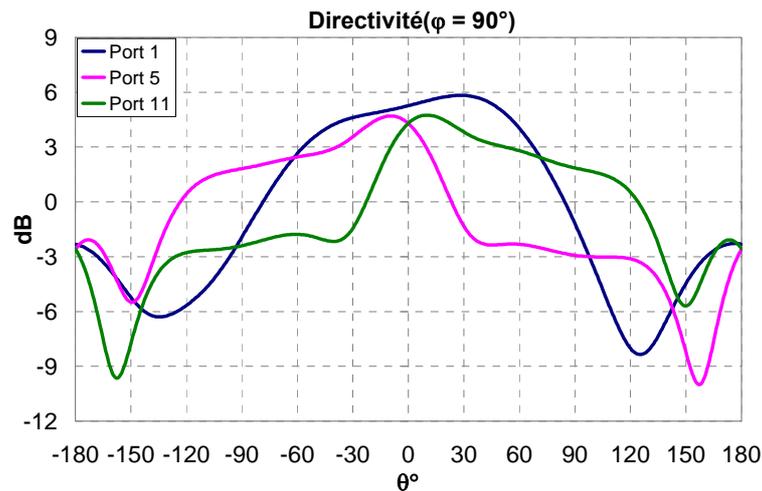


Figure IV.11 : Diagrammes de rayonnement perturbés ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

#### IV.1.1.3. Calcul des pondérations à affecter au rayonnement de chaque port

La résolution du système (IV.5) permet de déterminer quelle est la meilleure combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement perturbés pour assurer un taux d'ellipticité de 0dB dans les directions définies précédemment (tableau IV.2). Ces pondérations sont fournies dans le tableau IV.3. La *figure IV.12* présente alors le rayonnement résultant de la combinaison linéaire des douze diagrammes à la fréquence  $f = 3.5\text{GHz}$ . Une présentation du rayonnement en trois dimensions est montrée par la *figure IV.13*. La valeur maximale de rayonnement est dans l'axe, elle vaut 11.46dB, le rayonnement arrière est faible ainsi que le niveau des lobes secondaires (26.5dB). Le taux d'ellipticité ainsi calculé est montré par la *figure IV.14*. La courbe rouge ( $f = 3.5\text{GHz}$ ) montre que le taux d'ellipticité est 0dB dans les six directions choisies lors de l'optimisation. L'objectif souhaité est réalisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés.

Poids à affecter $\beta$	Amplitude	Phase
Port 1	0.422	-127.1°
Port 2	0.437	-2.7°
Port 3	0.408	-44.5°
Port 4	0.425	62.3°
Port 5	0.391	14.2°
Port 6	0.418	121°

Port 7	0.434	51.6°
Port 8	0.431	176.7°
Port 9	0.414	135.4°
Port 10	0.419	-119.6°
Port 11	0.384	-167.7°
Port 12	0.424	-57°

Tableau IV.3 : Tableau des poids en rayonnement à affecter à chaque diagramme perturbé.

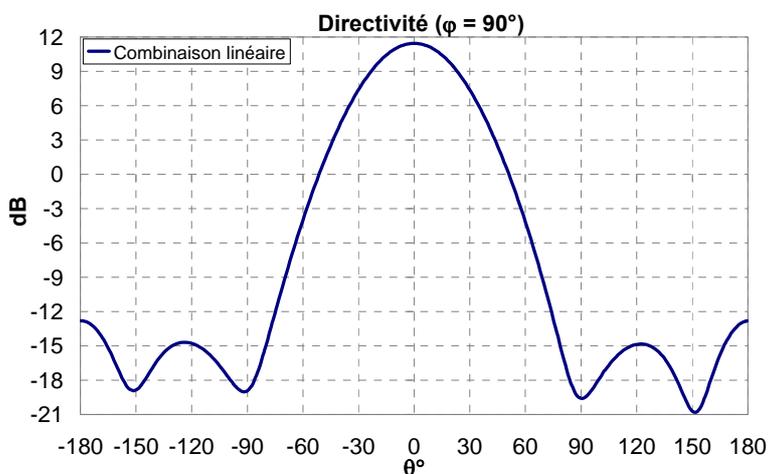


Figure IV.12 : Diagramme (objectif) synthétisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

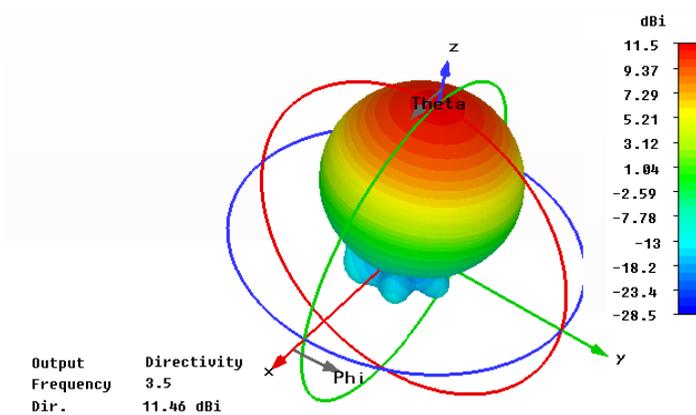


Figure IV.13 : Représentation du diagramme de rayonnement (objectif) en trois dimensions (3.5GHz).

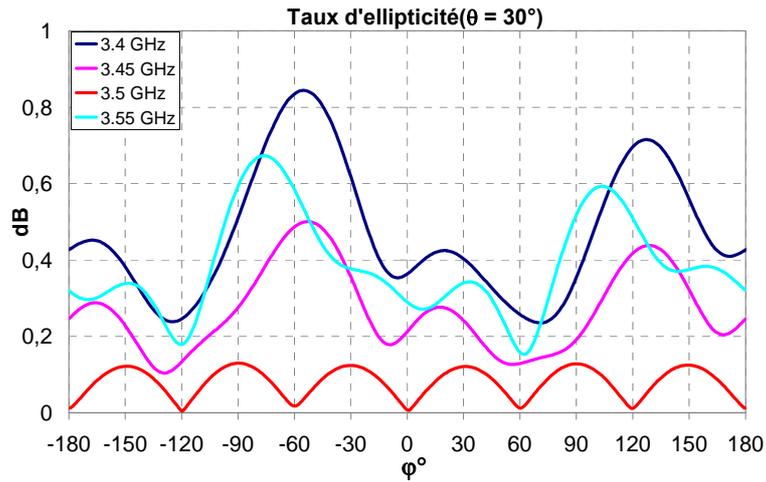


Figure IV.14 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

**IV.1.1.4. Grandeurs électriques nécessaires sur chaque port (amplitude et impédance)**

La figure IV.15 présente les paramètres  $S_{ij}$  qui relient les patches. Le niveau de couplage maximum est de l'ordre de -12dB. Les paramètres  $S_{ii}$  des patches sont montrés par la figure IV.16. Comme nous avons expliqué dans le chapitre2, on a toutes les informations nécessaires pour calculer les impédances à présenter aux antennes et les ondes tensions/courants  $a_i$  à générer (tableau IV.4). Les valeurs dans le tableau IV.4, sont valables autour de 3.5GHz.

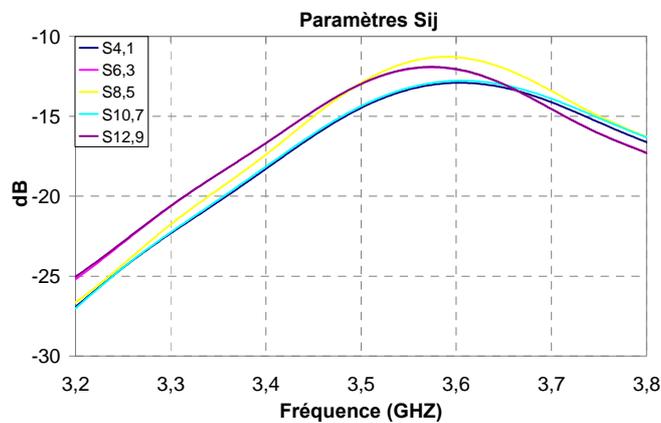


Figure IV.15 : Paramètres  $S_{ij}$  de l'antenne.

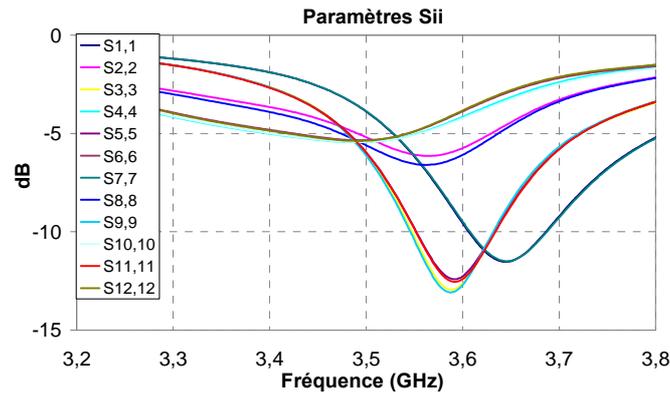


Figure IV.16 : Paramètres  $S_{ii}$  de l'antenne.

Grandeur à réaliser	Tension (amplitude)	Tension (phase)	Charges $Z_L$	$a_i$ (amplitude)	$a_i$ (phase)
Port 1	0.716	58.3°	32.4+40.77i	0.332	48.6°
Port 2	0.988	177.9°	16+72.04i	0.227	194.2°
Port 3	0.696	146.3°	41.8+38.23i	0.337	127.6°
Port 4	0.98	-113.1°	23.5+80.57i	0.24	259.4°
Port 5	0.652	-153.6°	42.9+34.79i	0.327	184.2°
Port 6	0.962	-54°	24.28+80.6i	0.238	317.9°
Port 7	0.733	-123.7°	30.8+40.59i	0.338	227.8°
Port 8	1	0°	19.5+79.35i	0.229	15°
Port 9	0.704	-34.9°	39.7+38.86i	0.338	308.3°
Port 10	0.961	64.7°	23.55+79.5i	0.238	77°
Port 11	0.619	25.5°	42.6+30.63i	0.326	0°
Port 12	0.99	128.4°	24.64+84i	0.238	140.8°

Tableau IV.4: Tableau des pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase associé à l'impédance sur laquelle chaque source doit être chargée.

On remarque que les valeurs de  $Z_L$  sont complexes et éloignées de  $50\Omega$ . De même, les valeurs de  $a_i$  sont différentes des tensions rayonnées. Les grandeurs couplées reçues par chaque accès en sont responsables. Dans le paragraphe suivant, une validation CST est présentée en utilisant des éléments localisés pour simuler les impédances d'entrée objectifs.

#### IV.1.1.5. Validation avec des charges localisées

Avant de passer à la conception du circuit d'alimentation, une validation sur CST a été réalisée en utilisant des éléments localisés. Nous excitions les antennes avec les ondes tensions/courant  $a_i$  calculées et nous les chargeons avec les impédances  $Z_L$  (figure IV.17).

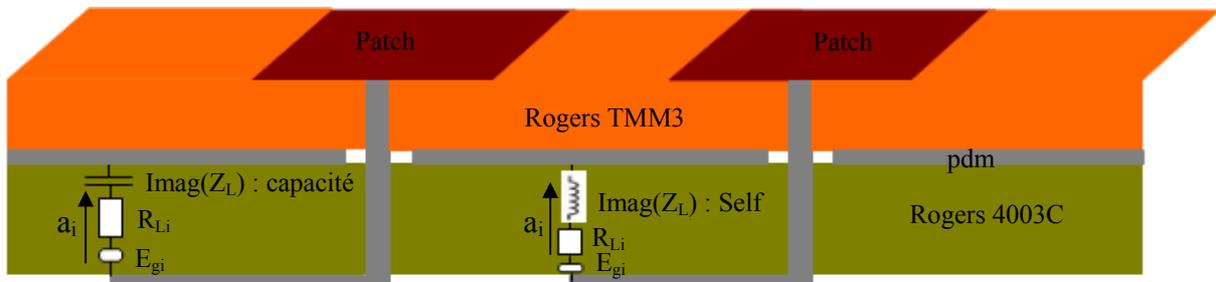


Figure IV.17 : Excitations des patches.

Les adaptations sont montrées par la figure IV.18, tous les accès apparaissent adaptés sur toute la bande de fonctionnement. La figure IV.19 montre que les diagrammes synthétisés à partir des pondérations et des ports calculés avec la méthode de synthèse sont concordés avec l'objectif (combinaison linéaire). Le taux d'ellipticité sur toute la bande, est présenté par la figure IV.20. La figure IV.21 montre une représentation à trois dimensions du taux d'ellipticité. Celui-ci est très proche de 0dB dans le plan compris entre  $-30^\circ > \theta < 30^\circ$  et quel que soit  $\phi$ .

La conception du circuit de distribution est détaillée dans le paragraphe suivant.

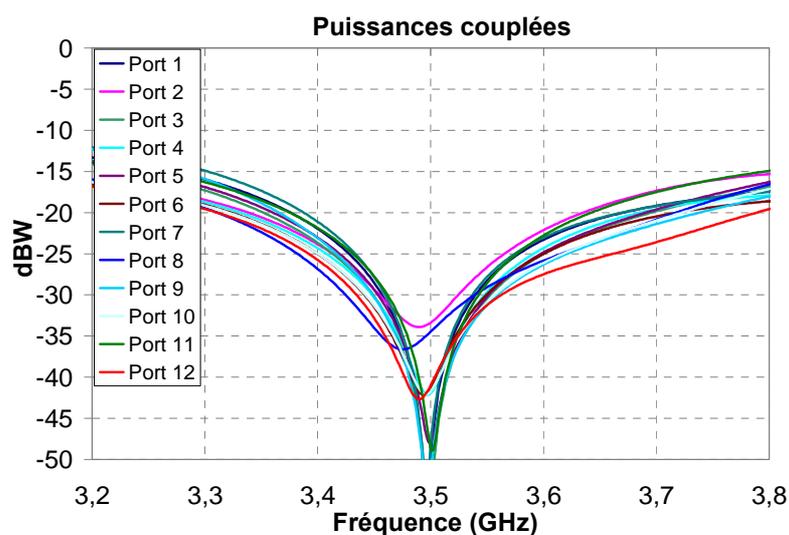


Figure IV.18 : Puissance couplées dans les accès pour 1 watt injecté dans l'ensemble du réseau.

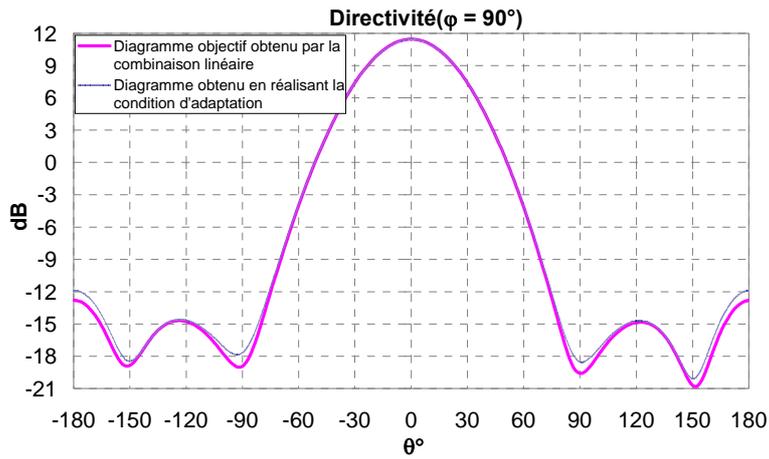


Figure IV.19 : Comparaison de diagramme objectif (synthésisé par la combinaison linéaire) et du diagramme obtenu en réalisant la condition d'adaptation ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

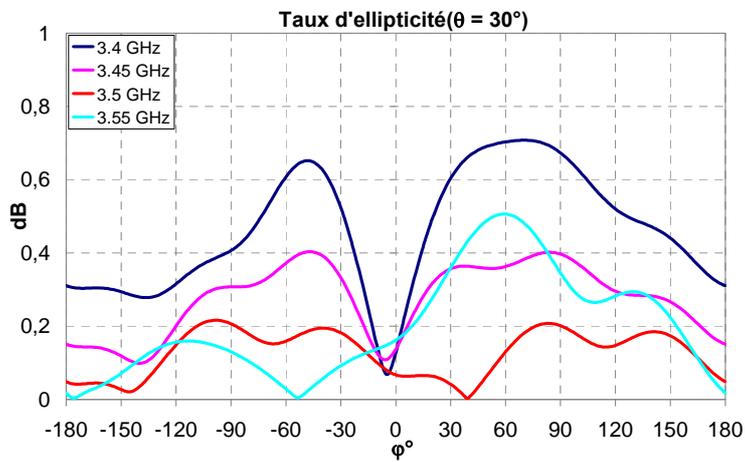


Figure IV.20 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

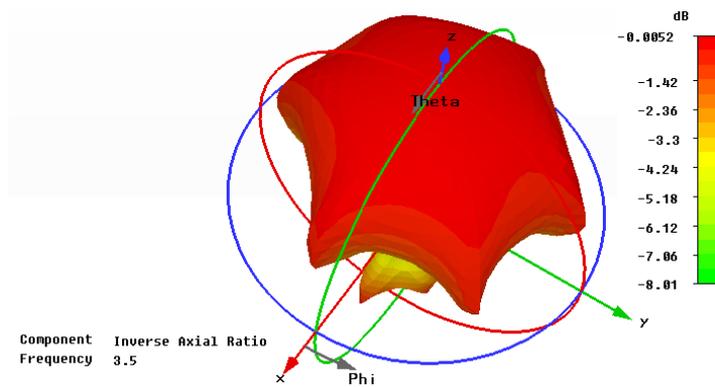


Figure IV.21 : Représentation à trois dimensions du taux d'ellipticité ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

### IV.1.2. Conception du circuit de distribution

Afin de concevoir le réseau d'alimentation, nous avons procédé par étape. Tout d'abord, nous avons réalisé une alimentation parallèle des deux sondes de chaque patch (*figure IV.22*). Ensuite, nous avons relié les patches en deux regroupement de trois par un réseau série (*figure IV.23*). Puis, nous avons relevé les impédances d'entrée des deux sous-réseaux de trois patches et nous avons réalisé la partie centrale toute seule servant à diriger l'énergie vers les deux sous-réseaux afin d'obtenir le bon déphasage entre ces deux sous-réseaux (*figure IV.24*). Finalement, nous avons adapté en entrée le réseau de six patches.

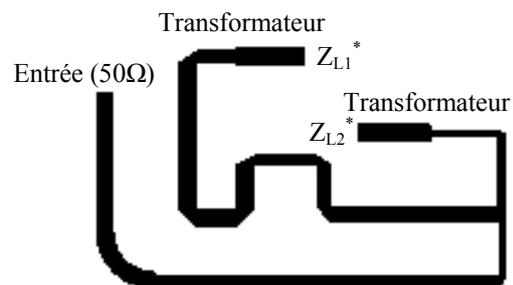


Figure IV.22 : Circuit reliant les deux ports du patch.

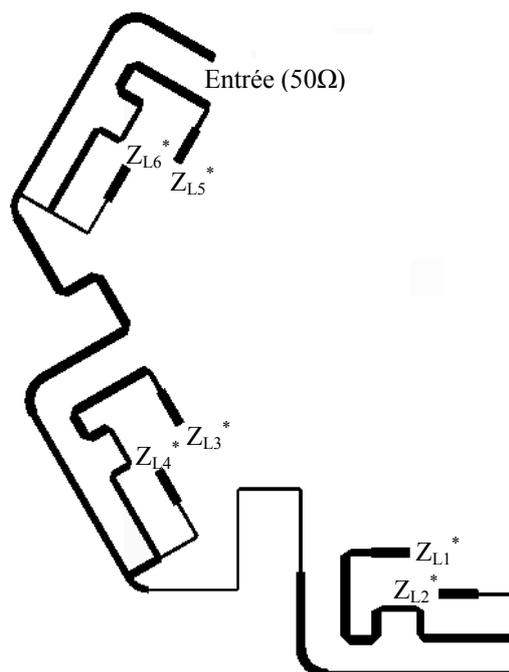


Figure IV.23 : Circuit reliant les trois patches (1 vers 6).

Pour obtenir les pondérations de phases souhaitées, des optimisations sont faites sur les longueurs des lignes, les amplitudes sont obtenues en optimisant les largeurs des lignes. Notons que le fonctionnement des circuits conçus séparément n'est pas le même lorsque les

circuits sont connectés à cause des couplages entre les lignes. Ainsi, une ré-optimisation du circuit est nécessaire afin de retrouver les bonnes pondérations.

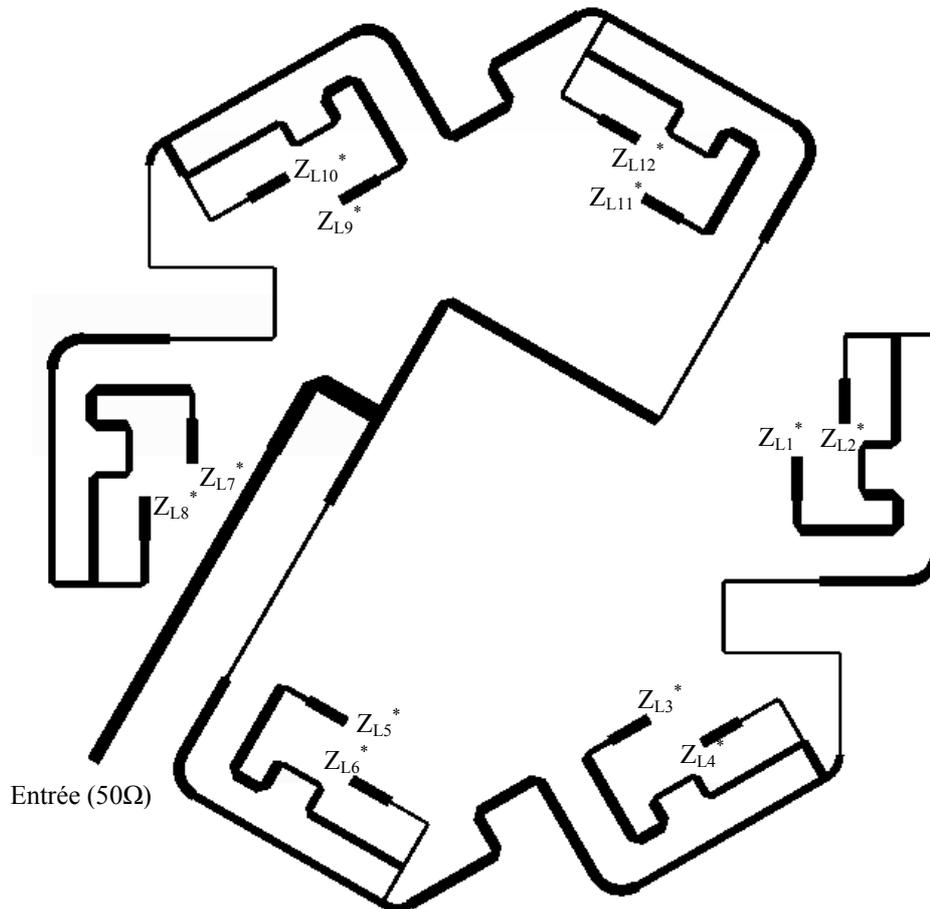


Figure IV.24 : Circuit reliant les six patches (1 vers 12).

Commençons par les résultats de simulation en termes d'adaptation. Le coefficient de réflexion est illustré sur la *figure IV.25*. Le  $S_{11}$  est au dessous de -10dB sur tout la bande. Donc, il est manifeste que les pertes par désadaptation sont négligeables.

Passons maintenant aux coefficients de transmission. Les pondérations réalisées par le circuit de distribution en amplitude et phase sont montrées par les *figures IV.26 et IV.27*. Le circuit de distribution a été conçu pour fonctionner à 3.5GHz. A cette fréquence, la réponse du circuit d'alimentation est en accord avec l'objectif (tableau IV.4). Cependant, en s'éloignant de la fréquence de fonctionnement la réponse en transmission du circuit varie et s'écarte de l'objectif. Dans le paragraphe suivant, l'antenne sera raccordée au circuit d'alimentation.

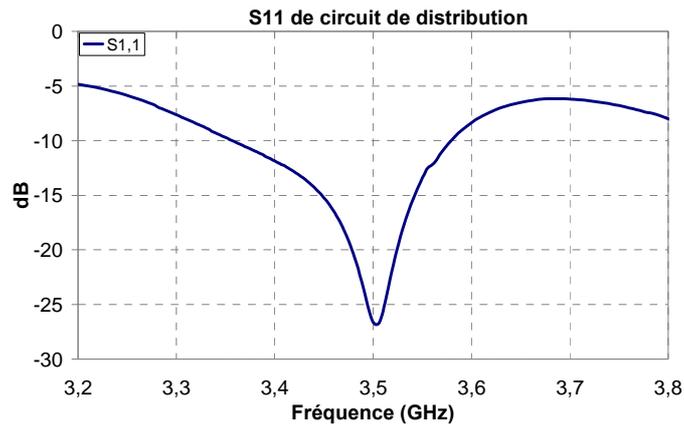


Figure IV.25 :  $S_{11}$  de circuit de distribution.

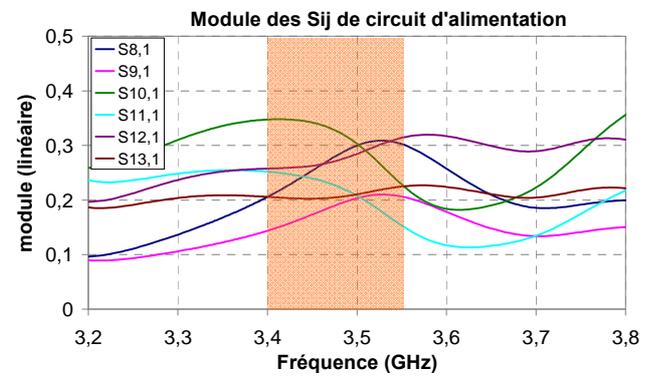
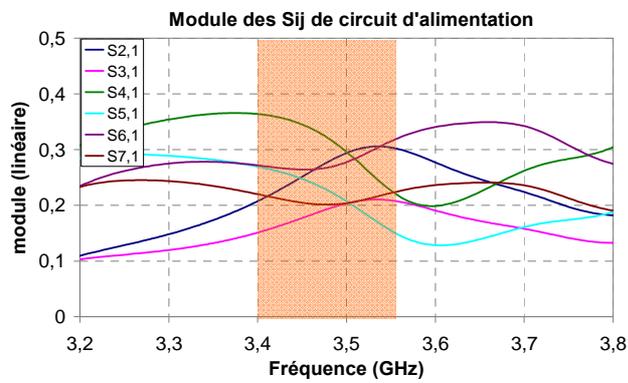


Figure IV.26 : Module des paramètres  $S_{ij}$  de circuit de distribution.

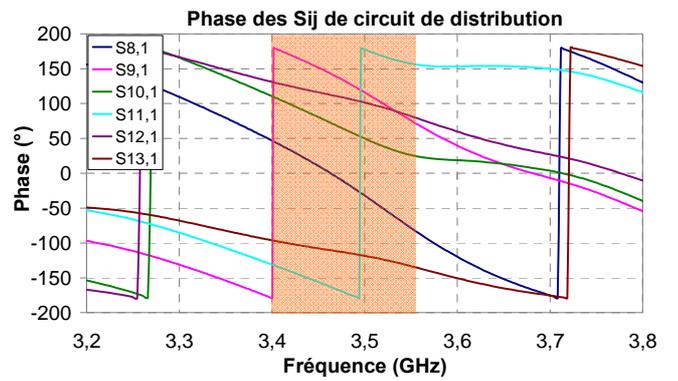
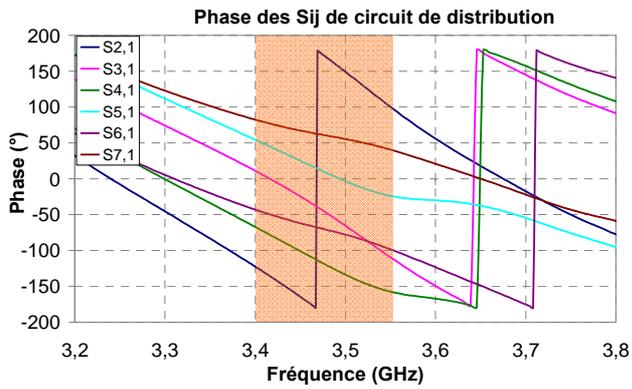


Figure IV.27 : Phase des paramètres  $S_{ij}$  de circuit de distribution.

### IV.1.3. Connexion du circuit avec l'antenne

Dans les deux paragraphes précédents, nous avons calculé et conçu le circuit d'alimentation pour qu'il s'accommode des phénomènes de couplage entre les douze sondes d'alimentation des six patches. Dans ce paragraphe, nous allons connecter le réseau de patches au circuit d'alimentation.

La *figure IV.28* illustre le coefficient de réflexion de la structure totale (antenne et circuit d'alimentation). Une bonne adaptation sur toute la bande est obtenue en connectant l'antenne au circuit d'alimentation.

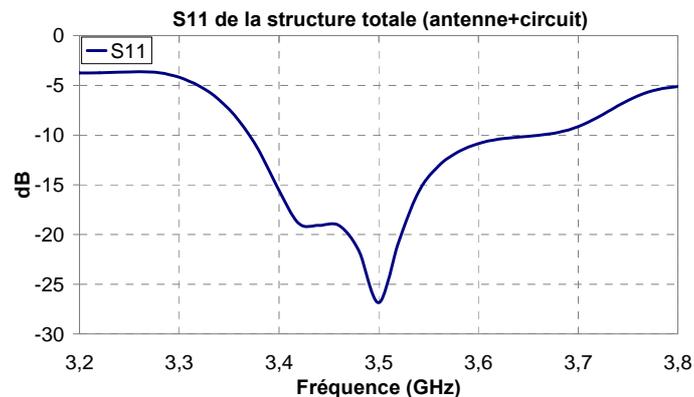


Figure IV.28 :  $S_{11}$  de la structure totale (antenne connectée au circuit d'alimentation).

La *figure IV.29* montre la directivité de la structure totale dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ . On observe une bonne concordance entre le rayonnement de la structure totale (antenne+circuit) et le rayonnement objectif. Une représentation du rayonnement en trois dimensions est montrée par la *figure IV.30*. Le gain maximal est égal à 10,2dB. Une comparaison entre la directivité et le gain est montrée sur la *figure IV.31*. On constate qu'il y a 1,2dB des pertes dans le circuit d'alimentation. Les pertes dans le circuit d'alimentation sont présentées dans la *figure IV.32*. Les pertes sont autour de 25% par rapport à l'onde incidente (-1,25dB) dans le circuit de distribution. L'évolution fréquentielle du rayonnement de l'antenne alimentée par le circuit de distribution est montrée par la *figure IV.33*.

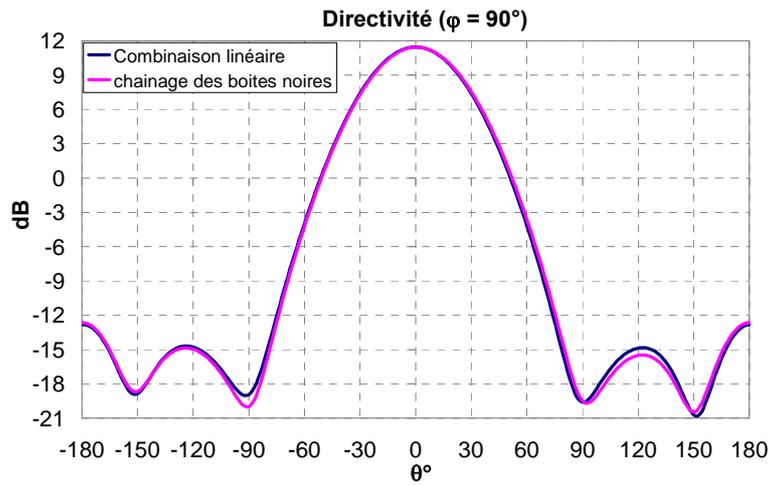


Figure IV.29 : Comparaison du diagramme objectif et du diagramme de la structure totale ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

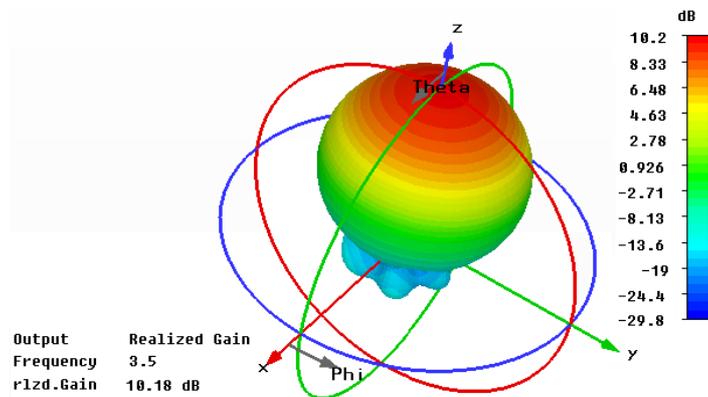


Figure IV.30 : Représentation du rayonnement en trois dimensions de l'antenne ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

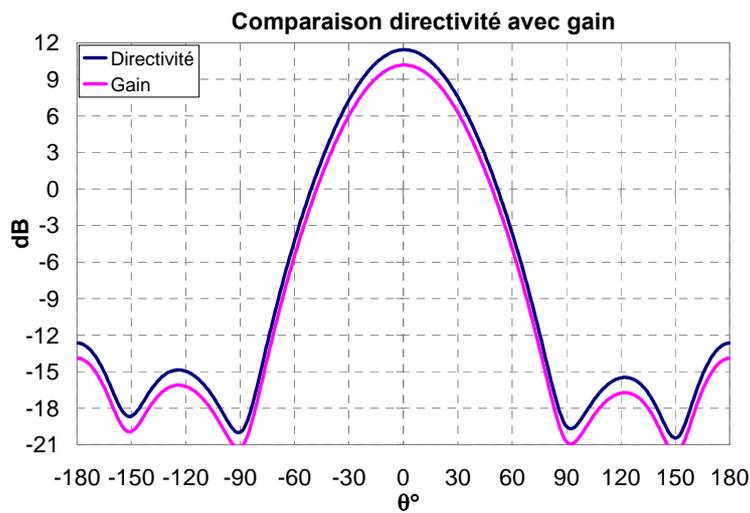


Figure IV.31 : Comparaison de la directivité avec le gain ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

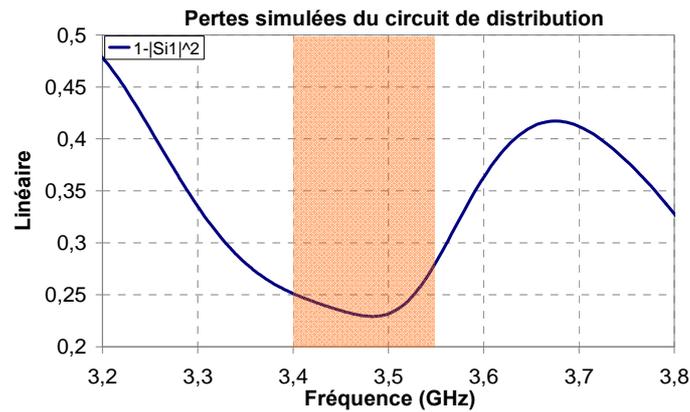


Figure IV.32 : Evolution fréquentielle des pertes dans le circuit d'alimentation.

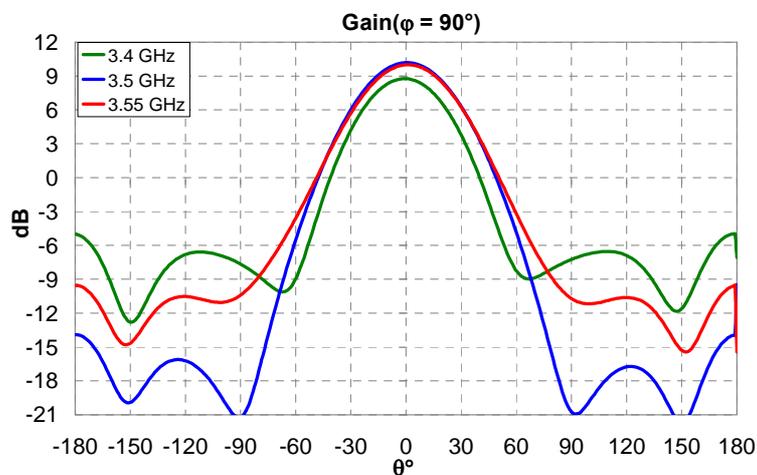


Figure IV.33: Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ .

A  $f = 3.5\text{GHz}$  (courbe bleue), le rayonnement de l'antenne présente une bonne concordance avec l'objectif. A  $f = 3.4\text{GHz}$  (courbe verte), le niveau des lobes secondaires augmente de 10dB et le rayonnement arrière augmente de 9dB. Pour cela, le rayonnement dans l'axe diminue pour devenir 8.8dB. A  $f = 3.55\text{GHz}$  (courbe rouge), le niveau des lobes secondaires augmente de 6dB, le rayonnement arrière augmente de 4.5dB, le niveau du gain dans l'axe est de 10dB. Les résultats de rayonnement restent plutôt satisfaisants.

Il faut à présent s'intéresser au taux d'ellipticité sur la bande de fonctionnement de l'antenne. Comme le montre la *figure IV.34*, le taux d'ellipticité est de 0dB quel que soit  $\varphi$  à la fréquence d'optimisation  $f = 3.5\text{GHz}$  (courbe rouge). Le taux d'ellipticité reste plutôt satisfaisant de 3.45GHz à 3.55GHz. A  $f = 3.4\text{GHz}$  (courbe bleue), le taux d'ellipticité est dégradé, son niveau est entre 3 et 6dB. La *figure IV.35* illustre la représentation du taux d'ellipticité en trois dimensions à  $f = 3.5\text{GHz}$ . Le taux d'ellipticité est inférieur à 1dB dans toutes les directions.

En ce qui concerne la polarisation, la polarisation gauche est la principale et la polarisation droite est la croisée. Dans le plan  $\theta = 30^\circ$ , la *figure IV.36* montre la polarisation (gauche et droite) sur toute la bande. La meilleure polarisation obtenue est à la fréquence d'optimisation ( $f = 3.5\text{GHz}$ ). Cependant, en s'éloignant de la fréquence d'optimisation le niveau de la polarisation croisée augmente ce qui dégrade le taux d'ellipticité comme nous avons vu précédemment. Les polarisations gauche et droite sont présentées en trois dimensions par la *figure IV.37* à  $f = 3.5\text{GHz}$ .

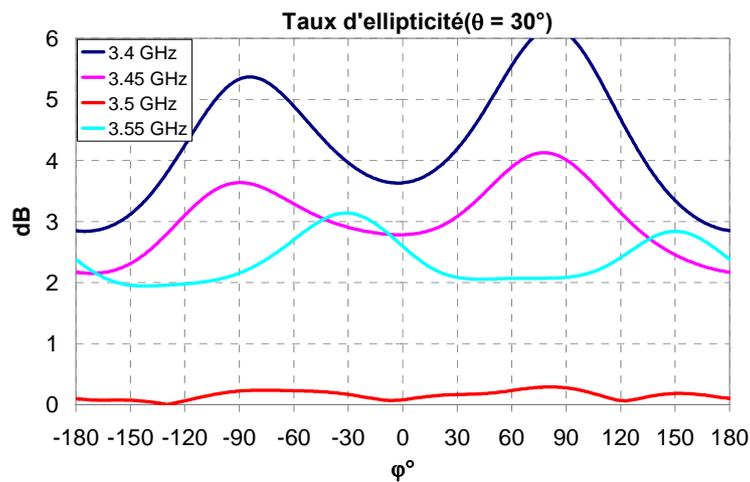


Figure IV.34 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

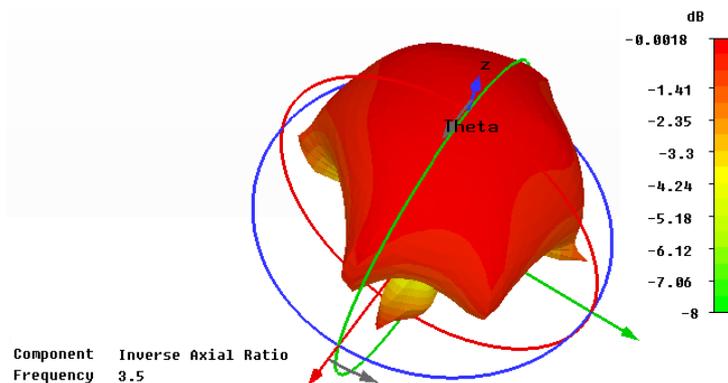


Figure IV.35 : Représentation du taux d'ellipticité en trois dimensions ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

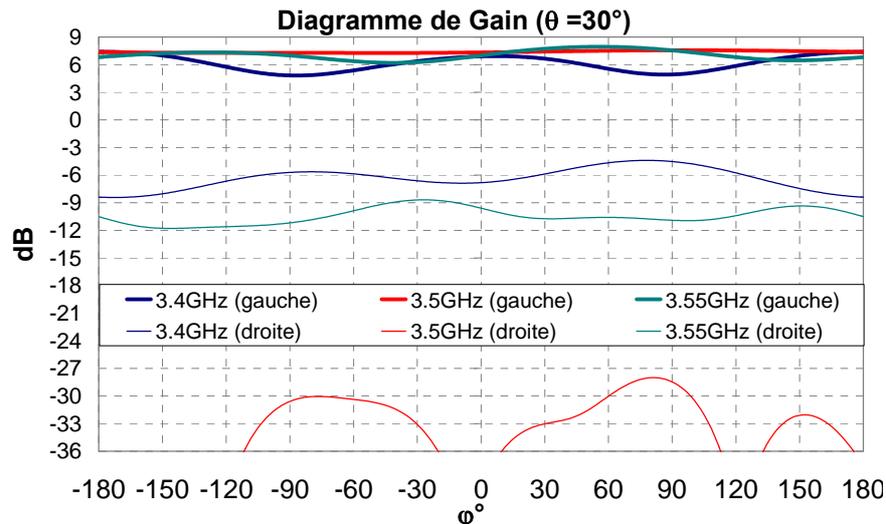


Figure IV.36 : Evolution fréquentielle de la polarisation dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

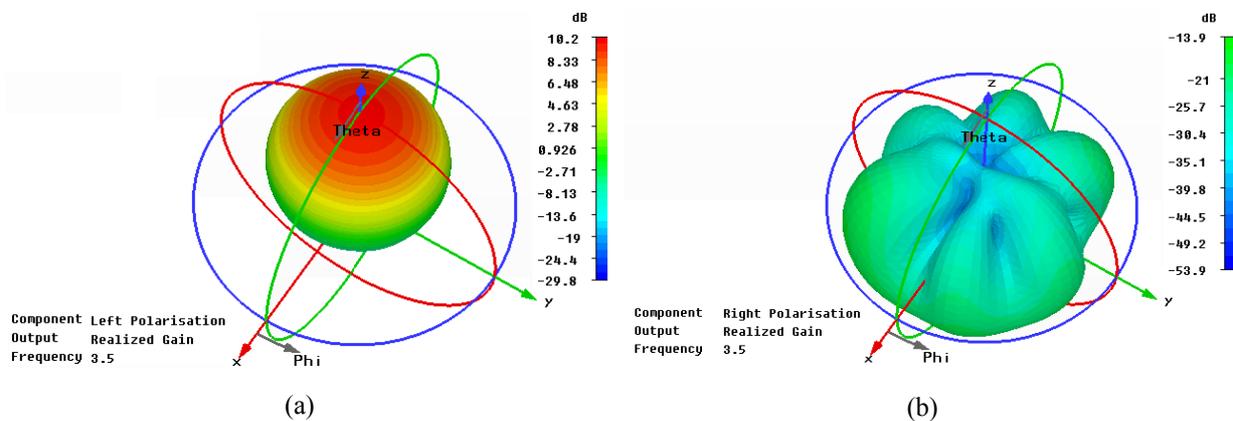


Figure IV.37 : a) Polarisation principale (gauche), b) Polarisation croisée (droite) en trois dimensions ( $f=3.5\text{GHz}$ ).

Pour conclure cette partie, nous avons cherché à savoir quel problème nous a empêché d'obtenir un bon taux d'ellipticité sur toute la bande de fonctionnement.

Tout d'abord, nous avons pensé à un problème de dispersion dans le circuit d'alimentation (la variation de la phase en fonction de la fréquence est proportionnelle à la longueur des lignes dans le circuit d'alimentation). Pour cela, nous avons conçu un autre circuit d'alimentation qui a des longueurs des lignes plus petites que celles du premier circuit. Le nouveau circuit de distribution est montré par la *figure IV.38*. Nous avons gagné pas mal des longueurs des lignes par rapport au premier circuit. Le taux d'ellipticité est montré sur la *figure IV.39*.

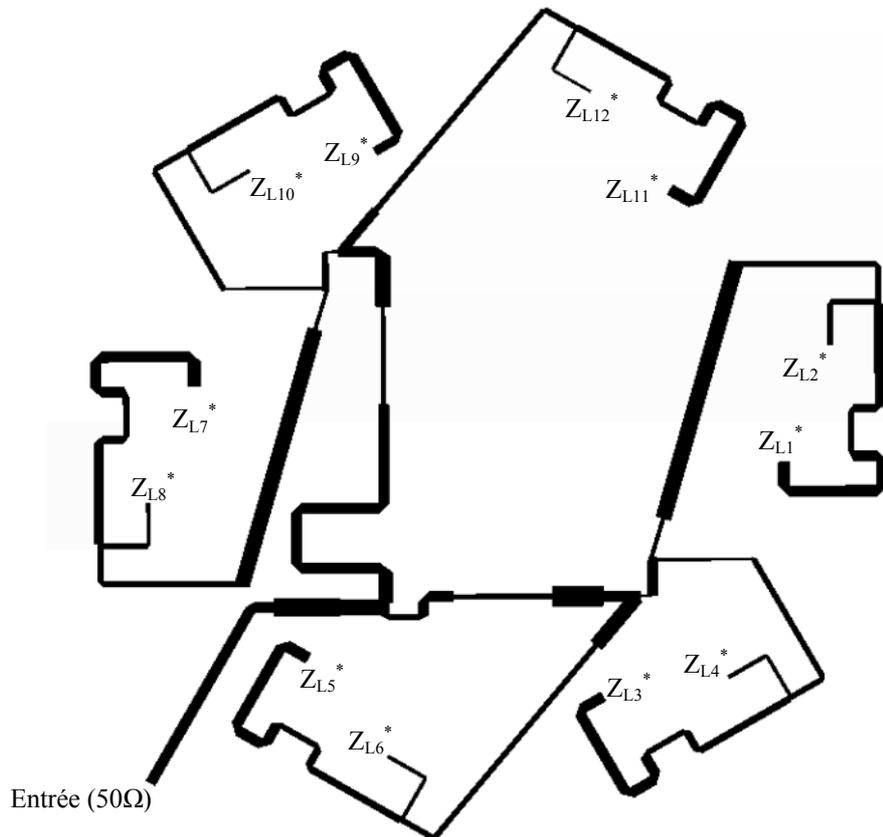


Figure IV.38 : Circuit reliant les six patches (1 vers 12).

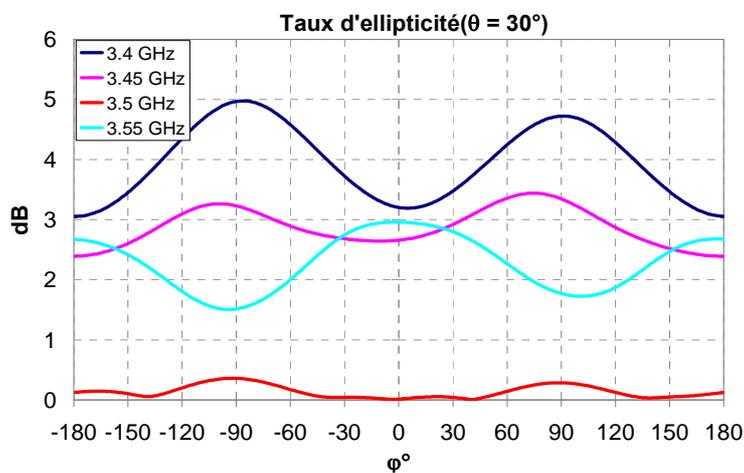


Figure IV.39 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

A la fréquence d'optimisation (rouge) le taux d'ellipticité est de 0dB dans toutes les directions. Si on compare la *figure IV.39* avec la *figure IV.34*, on trouvera que le taux d'ellipticité n'a pas énormément changé. Cependant, une légère amélioration est observée à  $f = 3.4\text{GHz}$ . A cette fréquence le taux d'ellipticité varie entre 3 et 5dB au lieu de 3 à 6dB dans le cas précédent. Donc la dispersion dans le circuit de distribution n'apparaît pas comme un facteur qui dégrade le taux d'ellipticité sur la bande de fonctionnement de l'antenne.

Deuxièmement, l'optimisation que nous avons faite, a été sur une fréquence fixe ( $f = 3.5\text{GHz}$ ). A cette fréquence là, nous avons un bon taux d'ellipticité et le rayonnement objectif est satisfait. Comme nous avons dit, le circuit d'alimentation a été conçu à  $f = 3.5\text{GHz}$ , pour garantir le transfert des puissances  $a_i$  calculées avec les impédances à réaliser sur chaque patch.

Pour connaître les ondes des puissances  $a_i$  avec les impédances à réaliser sur toute la bande, nous avons décidé d'appliquer la méthode de synthèse sur toute la bande de fonctionnement. Les résultats que nous avons obtenus sont montrés par la *figure IV.40*. La partie réelle de la plupart des impédances calculées varient énormément de  $3.4\text{GHz}$  à  $3.55\text{GHz}$  ainsi que la partie imaginaire. L'amplitude de pondérations à réaliser ne varie pas beaucoup sur toute la bande, par contre la phase varie. Cette variation des impédances et des pondérations calculées est due à la variation des paramètres  $S_{ij}$  de l'antenne (*figure IV.15*). Puisque le circuit d'alimentation ne peut garantir les ondes des puissances et les impédances à réaliser que sur une seule fréquence, il est donc normal que les caractéristiques de l'antenne alimentée par son circuit de distribution soient perturbées à causes de la variation des impédances à réaliser ainsi que les ondes des puissances (*figure IV.40*). Si nous regardons la *figure IV.40.a*, nous trouverons que la partie réelle et la partie imaginaire des impédances varient beaucoup de  $3.4\text{GHz}$  à  $3.5\text{GHz}$ , par contre elles varient légèrement de  $3.5\text{GHz}$  à  $3.55\text{GHz}$ . Cette variation explique ce qu'on a vu précédemment dans les *figures IV.33 et IV.34*. A  $f = 3.4\text{GHz}$ , le rayonnement et le taux d'ellipticité sont dégradés à cause de la variation énorme des impédances (*figure IV.40.a*). A  $f = 3.55\text{GHz}$ , le rayonnement et le taux d'ellipticité restent satisfaisants même s'ils sont un peu dégradés à cause de la légère variation des impédances (*figures IV.40.a*). La solution convenable qui nous permettrait de faire fonctionner le circuit d'alimentation sur toute la bande, serait d'obtenir des valeurs des impédances constantes sur la bande de fonctionnement. Pour cette raison, nous avons besoin d'avoir des paramètres  $S_{ij}$  qui relient les patches, les moins sensibles à la fréquence.

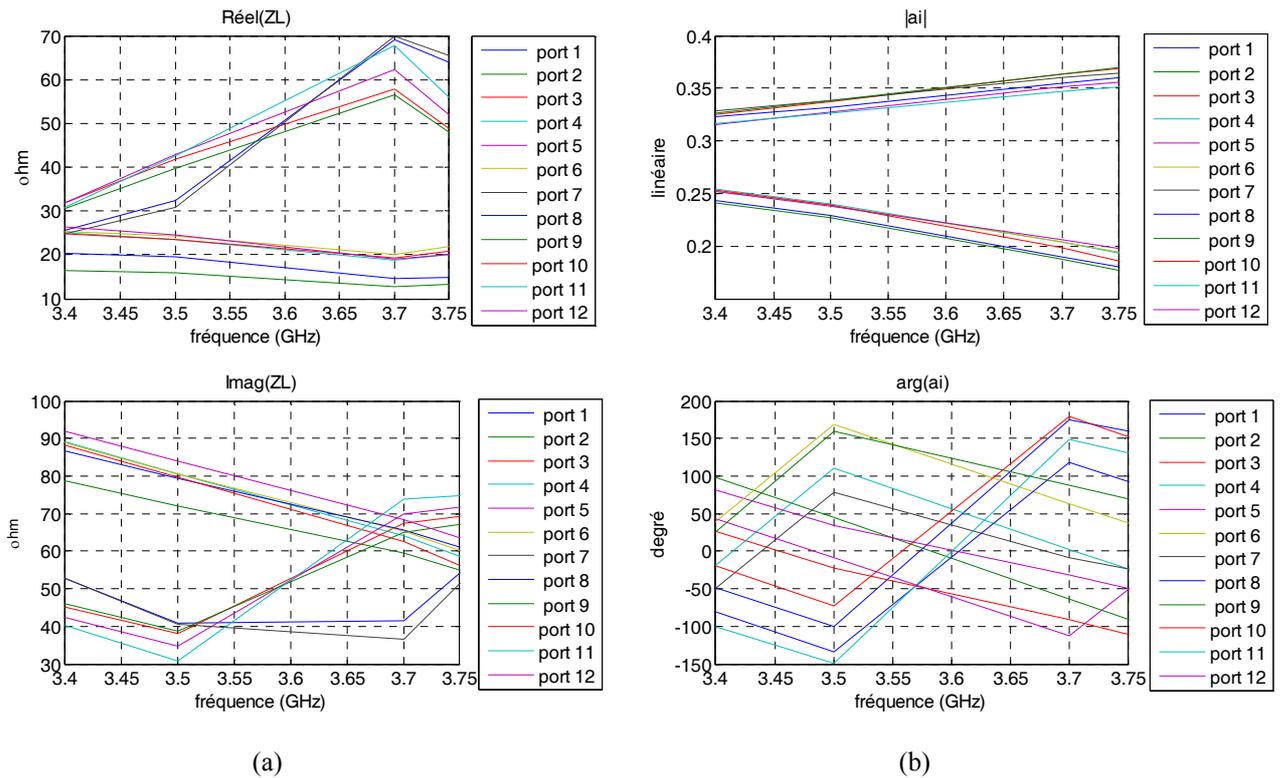


Figure IV.40 : a) Impédance sur laquelle chaque source doit être chargée, b) Pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase.

Finalement, un autre facteur qui peut altérer les caractéristiques de rayonnement de l'antenne : c'est le coefficient d'isolation entre les sorties du circuit d'alimentation. Une mauvaise isolation entre les sorties peut dégrader les caractéristiques de l'antenne en couplant de l'énergie entre les accès. La *figure IV.41* montre les coefficients d'isolation dans le circuit d'alimentation. A 3.4GHz, certains ports du circuit sont fortement couplés ( $S_{23}$  et  $S_{89}$ ). Un mauvais paramètre d'isolation suffit pour dégrader les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Cependant l'optimisation de l'isolation reste difficile à réaliser.

Les caractéristiques de l'antenne fil-plaque placée au centre du réseau à polarisation circulaire sont montrées dans le paragraphe suivant.

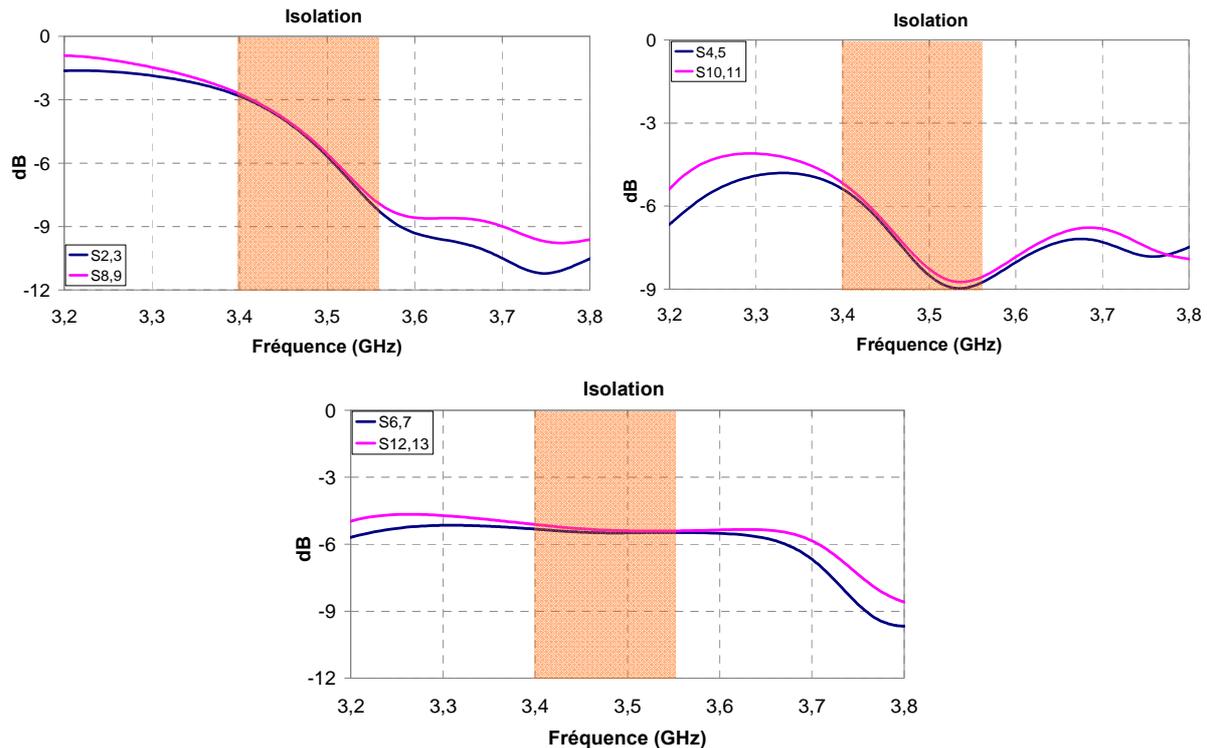


Figure IV.41 : Coefficients d'isolation de circuit de distribution.

## IV.2. Antenne terrestre (fil-plaque monopolaire)

L'antenne fil-plaque monopolaire est fixée au milieu du plan de masse, les dimensions de l'antenne sont citées dans le paragraphe précédent (*figure IV.9*). L'antenne est alimentée par un connecteur de type SMA au milieu. Cette antenne est dédiée à la transmission vers les stations de base terrestres. Pour réaliser la liaison entre terminal Ultra Portable PC et la station de base, elle doit rayonner à l'horizon avec une polarisation linéaire. Pour cela, trois fils de retour à la masse sont utilisés pour garantir le rayonnement omnidirectionnel avec une polarisation linéaire. L'adaptation de l'antenne et le rayonnement sont présentés ci-après.

### IV.2.1. Adaptation

La simulation de la fil-plaque monopolaire avec CST en présence du réseau de patches, permet de récupérer le coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Le coefficient de réflexion est présenté par la *figure IV.42*. L'antenne est adaptée de 3.4GHz à 3.5GHz. La bande passante de ce type d'antenne est étroite. Les paramètres de couplage entre l'antenne fil-plaque et le réseau des patches (en présence de circuit d'alimentation) sont montrés par la *figure IV.43*. Le niveau des couplages entre les deux antennes est très faible ( $< -35\text{dB}$ ). Cela ne signifie pas que les antennes ne se perturbent pas.

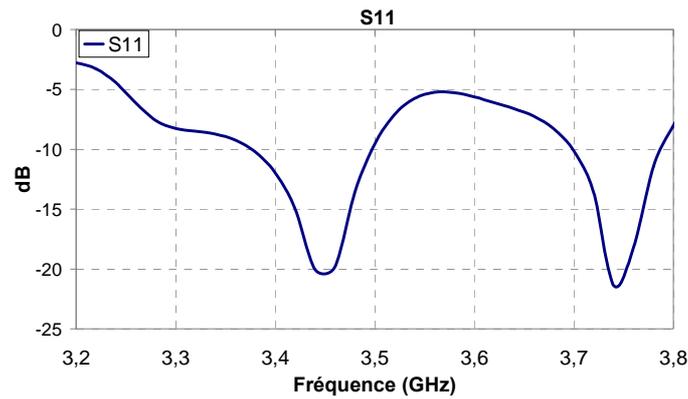


Figure IV.42 : Coefficient de réflexion simulé de la fil-plaque monopolaire.

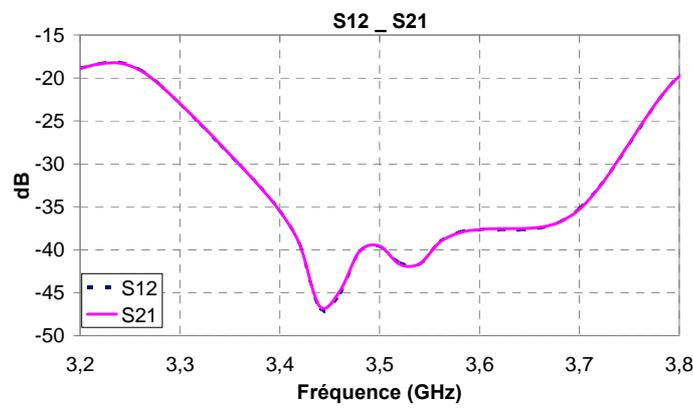


Figure IV.43 : Paramètres des couplages entre la fil-plaque et le réseau des patches alimenté par le circuit de distribution.

### IV.2.2. Rayonnement

Les diagrammes de rayonnement (gain) dans le plan E, sont présentés par la *figure IV.44* sur toute la bande. Il n'y a pas de rayonnement dans l'axe. Le rayonnement maximal n'est pas à l'horizon parce que nous avons un plan de masse fini (*figure IV.45*). Le rayonnement est satisfaisant de 3.4GHz à 3.5GHz. Au-delà de 3.5GHz, le gain de l'antenne chute rapidement à cause des pertes par désadaptation. L'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant.

Pour des raisons de réalisation, nous n'avons pas pu réaliser cette antenne. Le substrat retenu pour l'étude est une céramique (Rogers TMM3). Le collage avec le Rogers 4003 n'est pas possible et l'épaisseur de l'assemblage interdit la réalisation de vias traversant la totalité des deux circuits. Une nouvelle conception est présentée dans le paragraphe suivant.

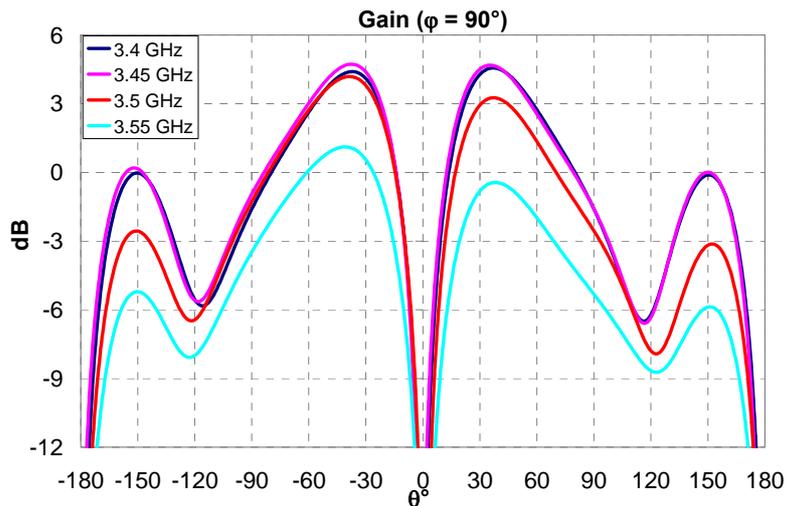


Figure IV.44 : Evolution fréquentielle du gain de la fil-plaque dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ .

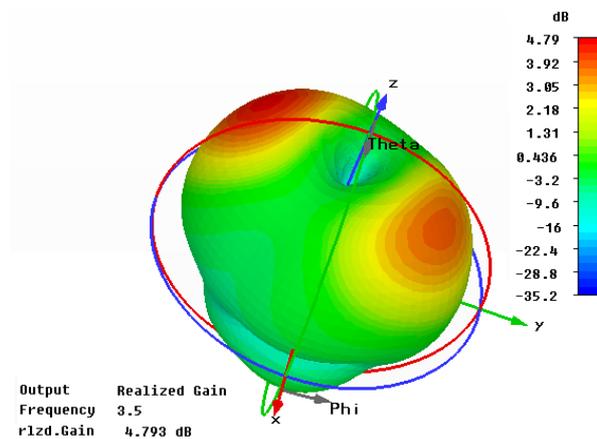


Figure IV.45 : Rayonnement de la fil-plaque en trois dimensions ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

## V. RÉALISATION ET MESURE

Nous avons été confrontés à des contraintes supplémentaires par le fabricant. Notamment, la possibilité de collage des substrats de nature et d'épaisseur différents. Les contraintes sont :

- l'impossibilité d'associer un substrat céramique avec un substrat PTFE,
- la limitation de la longueur des vias ( $< 5\text{ mm}$ ),
- le diamètre des vias doit être plus grand ou égal à  $0.6\text{mm}$ .

La prise en compte de ces limitations nous a amenés tardivement à reconsidérer notre conception avec un nouveau substrat.

### **V.1. Modification de la conception**

Le substrat utilisé pour la conception de deux antennes est le Rogers RT6002 de type PTFE (*figure IV.46*) d'épaisseur 3.048mm ( $\epsilon_r = 2.94$ ,  $\text{tg}\delta = 0.0012$ ). Les connexions entre les patches et les ports du réseau d'alimentation sont réalisées avec des vias qui permettent de traverser le plan de masse (*figure IV.47*) en maintenant une impédance de  $50\Omega$ . Le réseau d'alimentation est imprimé derrière le plan de masse, sur un substrat de Rogers 4003C d'épaisseur 0.508mm ( $\epsilon_r = 3.38$ ,  $\text{tg}\delta = 0.0027$ ). La référence des impédances et des paramètres  $S$  est calculée au bout de la ligne  $50\Omega$  (plan d'accès) comme le montre la *figure IV.47*. La fil-plaque est alimentée par un connecteur de type SMA. Le substrat du circuit est fixé au plan de masse par une colle de type PREG 4450F d'épaisseur 0.101mm ( $\epsilon_r = 3.52$ ,  $\text{tg}\delta = 0.004$ ) qui est prise en compte dans les simulations électromagnétiques. Ainsi la structure se compose d'un circuit à deux couches de diélectriques séparées par un plan de masse. Les antennes sont imprimées sur la face avant et le circuit de distribution sur la face arrière. Des vias métallisés connectent les antennes au circuit.

Afin de concevoir le réseau d'alimentation, nous avons procédé par étape. Tout d'abord, nous avons réalisé une alimentation parallèle des deux sondes de chaque patch. Ensuite, nous avons relié les patches en deux regroupements de trois par un réseau parallèle. Puis, nous avons relevé les impédances d'entrée des deux sous-réseaux de trois patches et nous avons réalisé la partie centrale toute seule servant à diriger l'énergie vers les deux sous-réseaux afin d'obtenir le bon déphasage entre ces deux sous-réseaux (*figure IV.48*). Finalement, nous avons adapté en entrée le réseau de six patches. La conception de l'antenne satellite et du circuit de distribution est montrée dans l'annexe B.

Tout d'abord, nous montrons les résultats de simulation du réseau de patches (antenne satellite) et dans une seconde étape nous présentons l'antenne fil-plaque monopolaire.

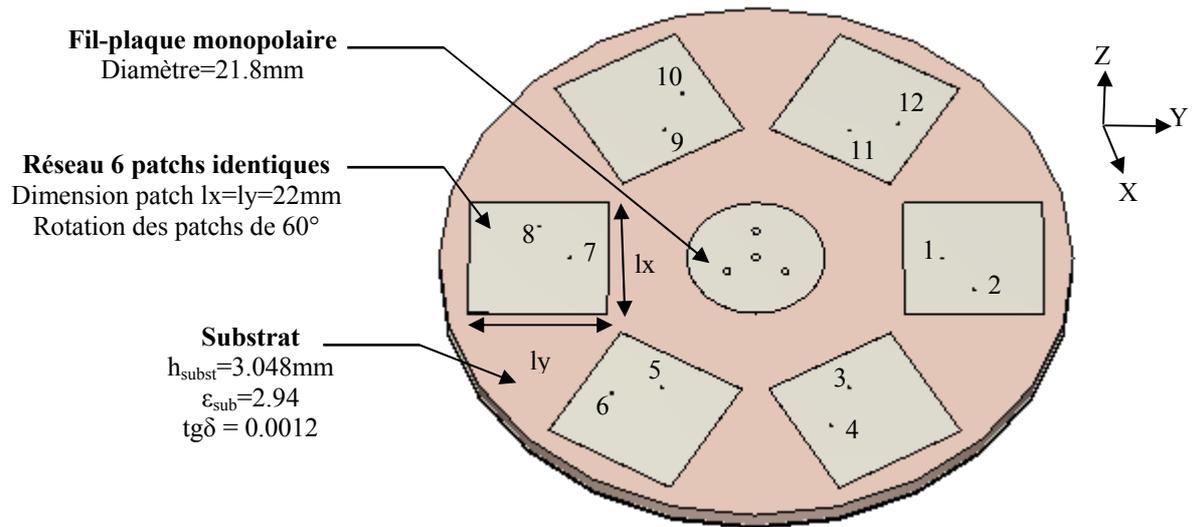


Figure IV.46 : Schéma de la structure composée de six patches et d'une fil-plaque monopolaire (vue de dessus).

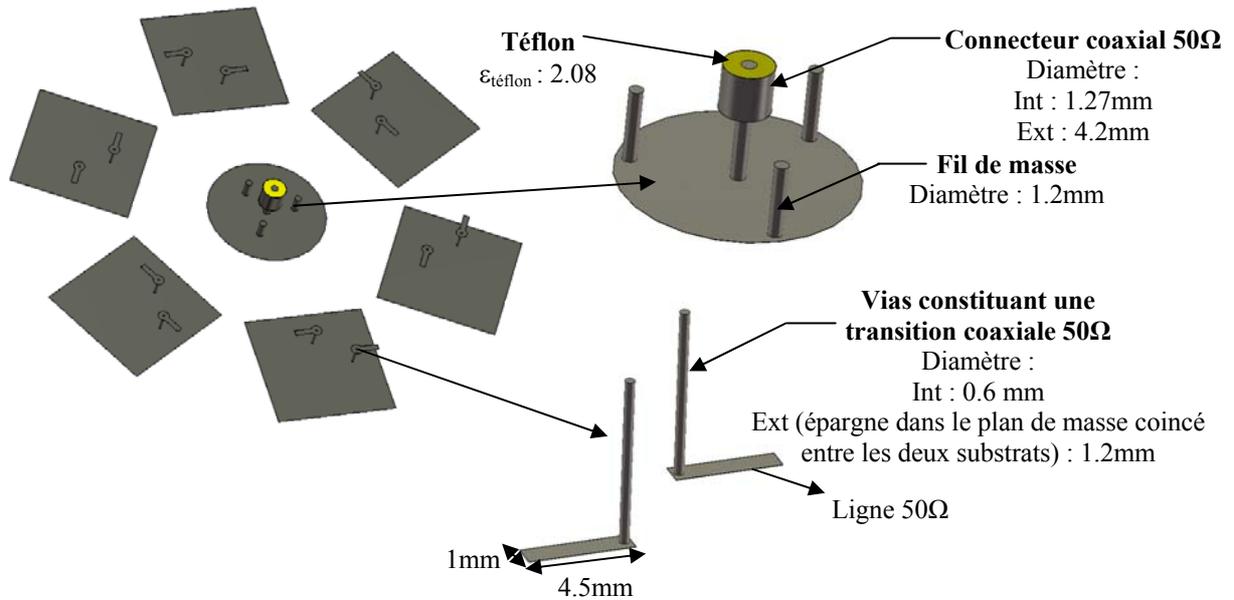


Figure IV.47 : Vue de dessous du prototype hybride.

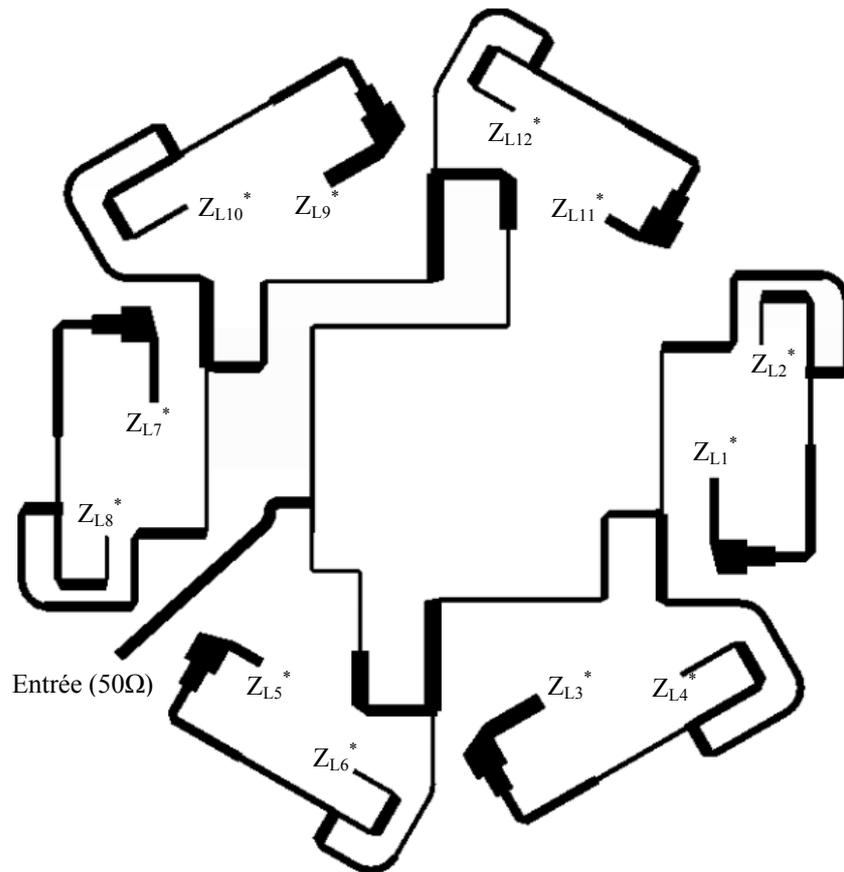


Figure IV.48 : Circuit reliant les six patches (1 vers 12).

### Y.1.1.1. Antenne satellite

La figure IV.49 illustre le coefficient de réflexion de la structure totale (antenne et circuit d'alimentation). Une bonne adaptation sur toute la bande est obtenue en connectant l'antenne au circuit d'alimentation.

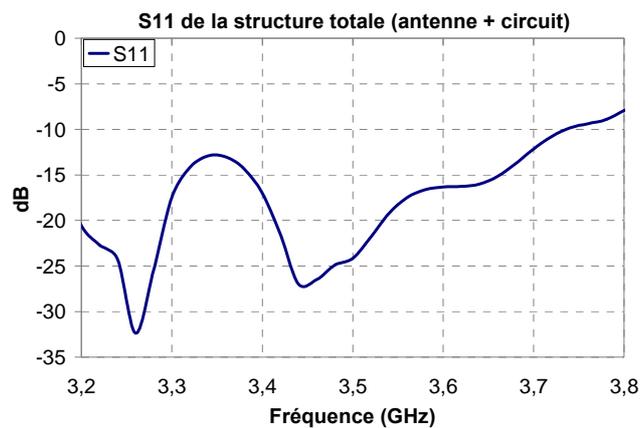


Figure IV.49 :  $S_{11}$  de la structure totale (antenne connectée au circuit d'alimentation).

La *figure IV.50* montre la directivité de la structure totale dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ . Le rayonnement arrière augmente de 3dB, mais il reste suffisamment faible. Cette augmentation est due au circuit d'alimentation. Le rayonnement dans l'axe est concordé avec l'objectif (bleu). Une représentation du rayonnement en trois dimensions est montrée par la *figure IV.51*. Le gain maximal est égal à 11.2dB. Une comparaison entre la directivité et le gain est montrée sur la *figure IV.52*. On constate qu'il ya 0.7dB des pertes dans le circuit d'alimentation. Les pertes dans le circuit d'alimentation sont présentées dans la *figure IV.53*. Les pertes sont autour de 15% par rapport à l'onde incidente (-0.7dB) dans le circuit de distribution. L'évolution fréquentielle de rayonnement de l'antenne alimentée par le circuit de distribution est montrée par la *figure IV.54*.

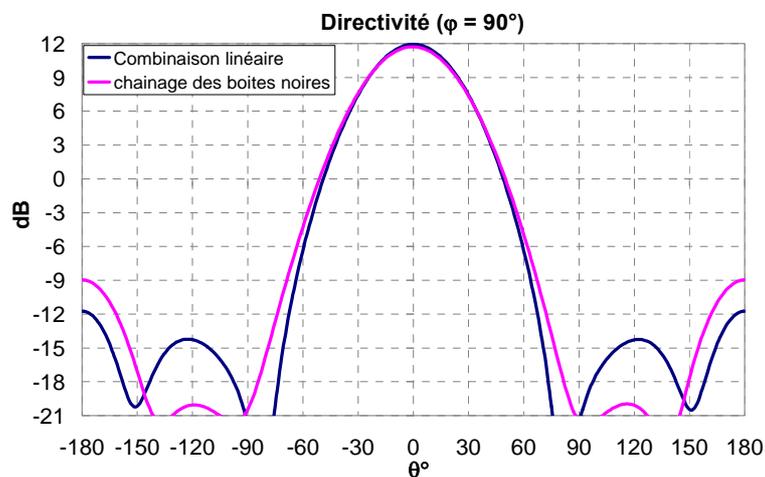


Figure IV.50 : Comparaison de diagramme objectif et de diagramme de la structure totale ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

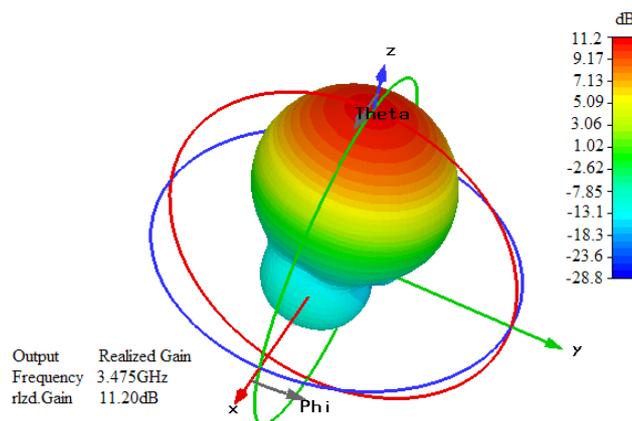


Figure IV.51 : Représentation du rayonnement en trois dimensions ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

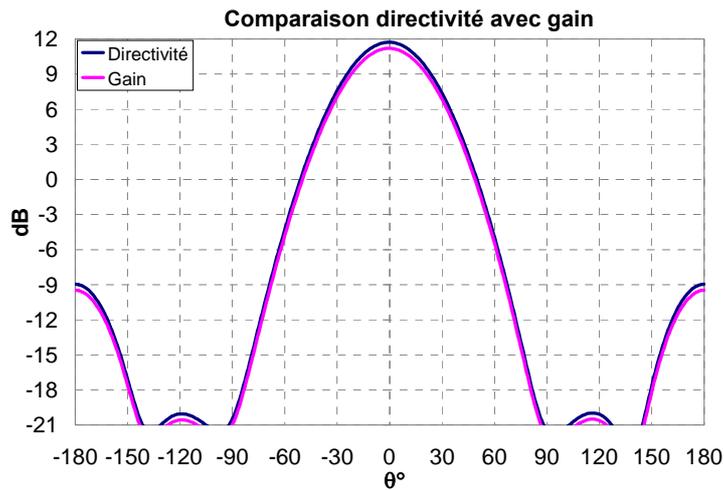


Figure IV.52 : Comparaison de la directivité avec le gain ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

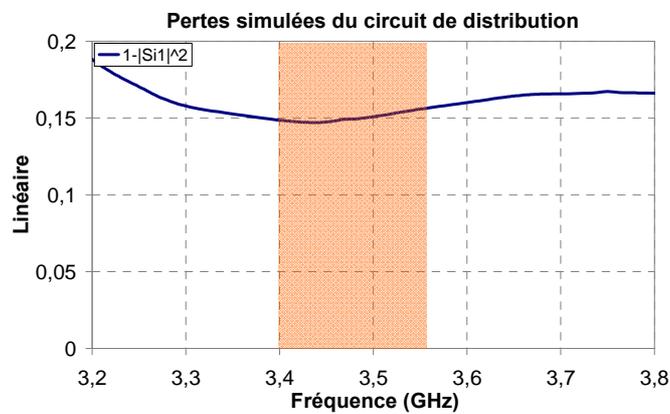


Figure IV.53 : Evolution fréquentielle des pertes dans le circuit d'alimentation.

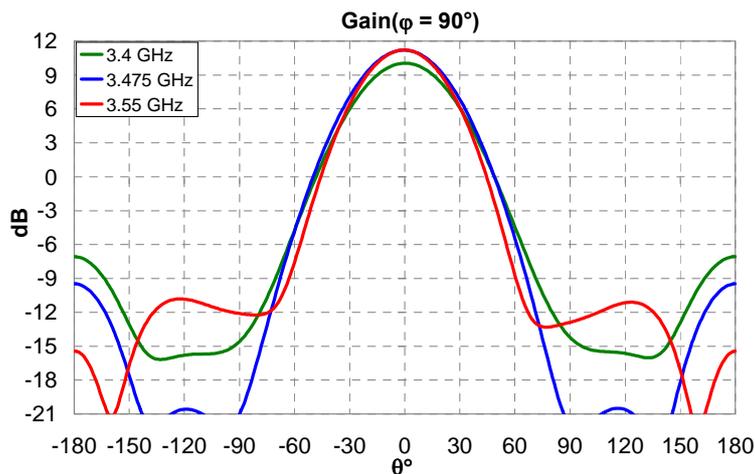


Figure IV.54 : Evolution fréquentielle des diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ .

A  $f = 3.475\text{GHz}$  (courbe bleue), le rayonnement de l'antenne présente une bonne concordance avec l'objectif. A  $f = 3.4\text{GHz}$  (courbe verte), le niveau des lobes secondaires

augmente ainsi que le rayonnement arrière. Pour cela, le rayonnement dans l'axe diminue pour devenir 10dB. A  $f = 3.55\text{GHz}$  (courbe rouge), le niveau des lobes secondaires augmente, le rayonnement arrière diminue, le niveau du gain dans l'axe est de 11.2dB. La valeur du gain reste supérieure à 10dB sur toute la bande. A  $\theta = \pm 30^\circ$ , la valeur du gain est égale à 7dB sur toute la bande. Les résultats de rayonnement conviennent avec le cahier des charges.

Il faut à présent s'intéresser au taux d'ellipticité sur la bande de fonctionnement de l'antenne. Comme le montre la *figure IV.55*, le taux d'ellipticité dans le plan  $\theta = \pm 30^\circ$ , reste inférieur à 3dB de 3.45GHz à 3.55GHz. A  $f = 3.4\text{GHz}$  (courbe bleue), le taux d'ellipticité est dégradé, son niveau est entre 3 et 6dB. La *figure IV.56* illustre la représentation du taux d'ellipticité en trois dimensions à  $f = 3.475\text{GHz}$ . Le taux d'ellipticité est inférieur à 2dB dans le plan  $-30^\circ < \theta < 30^\circ$  et quel que soit phi.

En ce qui concerne la polarisation, la polarisation gauche est la principale et la polarisation droite est la croisée. Dans le plan  $\theta = 30^\circ$ , la *figure IV.57* montre la polarisation (gauche et droite) sur toute la bande. La meilleure polarisation obtenue est à la fréquence d'optimisation ( $f = 3.475\text{GHz}$ ). La polarisation croisée reste inférieure à -12dB quel que soit phi. Cependant, en s'éloignant de la fréquence d'optimisation le niveau de la polarisation croisée augmente ce qui dégrade le taux d'ellipticité comme nous avons vu précédemment. Les polarisations gauche et droite sont présentées en trois dimensions par la *figure IV.58* à  $f = 3.475\text{GHz}$ .

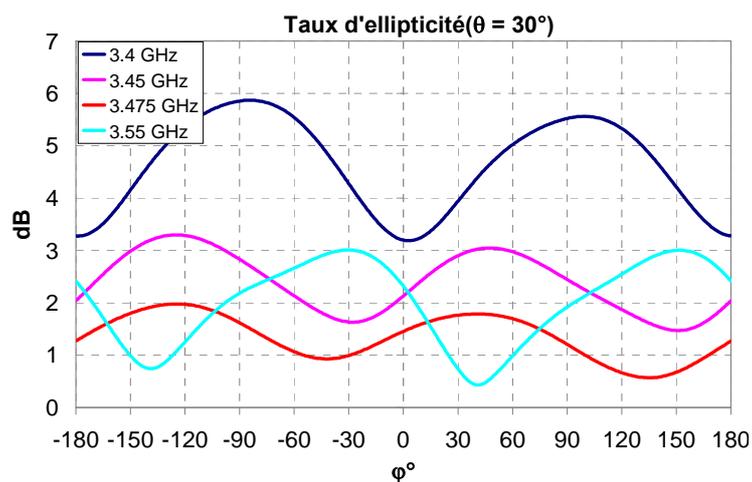


Figure IV.55 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

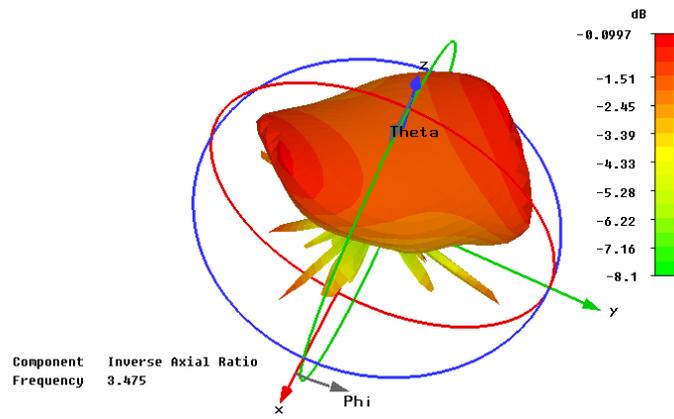


Figure IV.56 : Représentation à trois dimensions du taux d'ellipticité ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

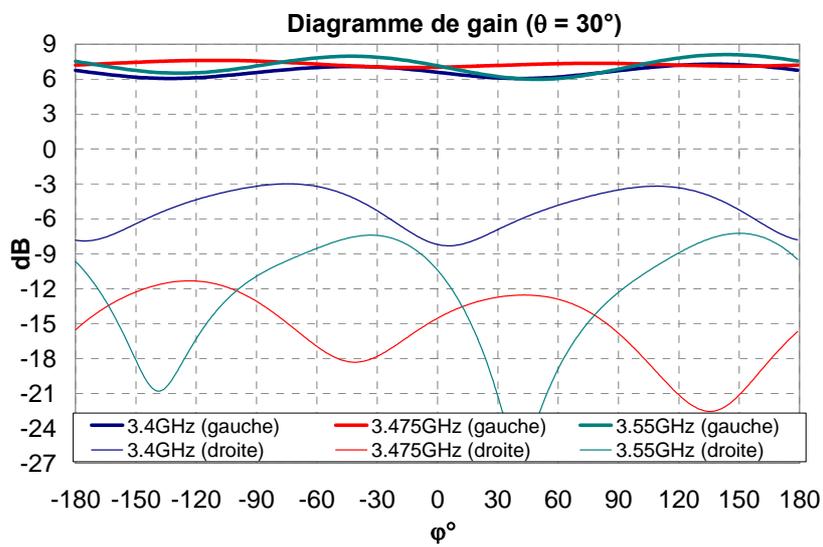


Figure IV.57 : Evolution fréquentielle de la polarisation dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

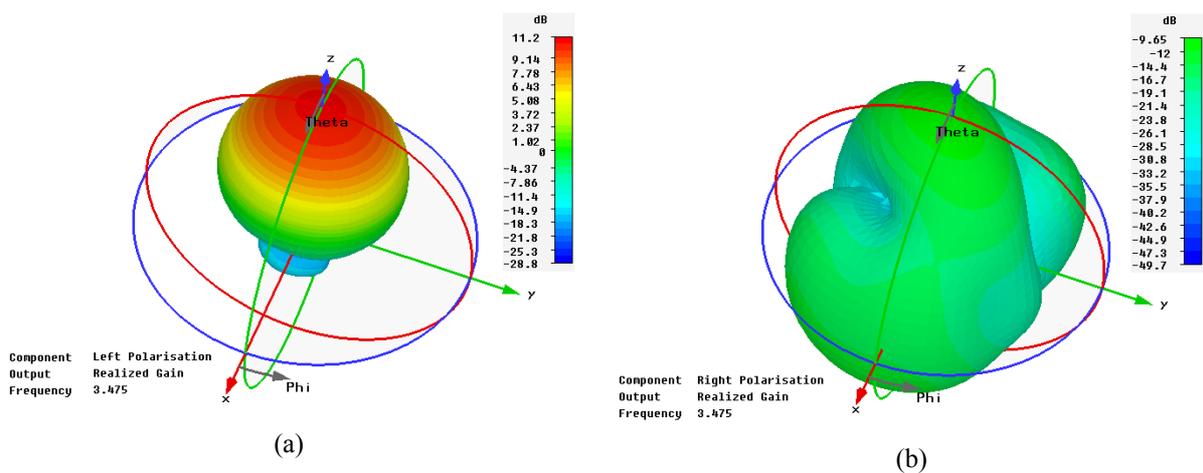


Figure IV.58 : a) Polarisation principale (gauche), b) Polarisation croisée (droite) en trois dimensions ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

Pour conclure cette partie, nous avons cherché à savoir quel problème nous a empêché d'obtenir un bon taux d'ellipticité sur toute la bande de fonctionnement.

Pour connaître les ondes des puissances  $a_i$  avec les impédances à réaliser sur toute la bande, nous avons décidé d'appliquer la méthode de synthèse sur toute la bande de fonctionnement. Les résultats que nous avons obtenus sont montrés par la *figure IV.59*. La partie réelle de la plupart des impédances calculées varient énormément de 3.4GHz à 3.55GHz ainsi que la partie imaginaire. L'amplitude de pondérations à réaliser ne varie pas beaucoup sur toute la bande, par contre la phase varie. Cette variation des impédances et des pondérations calculées est due à la variation des paramètres  $S_{ij}$  (*figure B.5 (annexe B)*). Puisque le circuit d'alimentation ne peut garantir les ondes des puissances et les impédances à réaliser que sur une seule fréquence, donc c'est évident que les caractéristiques de l'antenne alimentée par son circuit de distribution seront perturbées par les variations des impédances à réaliser ainsi que les ondes des puissances (*figure IV.59*). Si nous regardons la *figure IV.59.a*, nous trouverons que la partie réelle et la partie imaginaire des impédances varient beaucoup sur la première moitié de la bande (3.4GHz - 3.475GHz), par contre elles varient légèrement sur la deuxième moitié de la bande (3.475GHz - 3.55GHz). Cette variation explique ce qu'on a vu précédemment dans les *figures IV.54 et IV.55*. A  $f = 3.4\text{GHz}$ , le rayonnement et le taux d'ellipticité sont dégradés à cause de la variation énorme des impédances (*figures IV.59.a*). A  $f = 3.55\text{GHz}$ , le rayonnement et le taux d'ellipticité restent satisfaisants même s'ils sont un peu dégradés à cause de la légère variation des impédances (*figures IV.59.a*). La solution convenable qui nous permettrait de faire fonctionner le circuit d'alimentation sur toute la bande, serait d'obtenir des valeurs des impédances constantes sur la bande de fonctionnement. Pour cette raison, nous avons besoin d'avoir des paramètres  $S_{ij}$  qui relient les patches, indépendant de la fréquence.

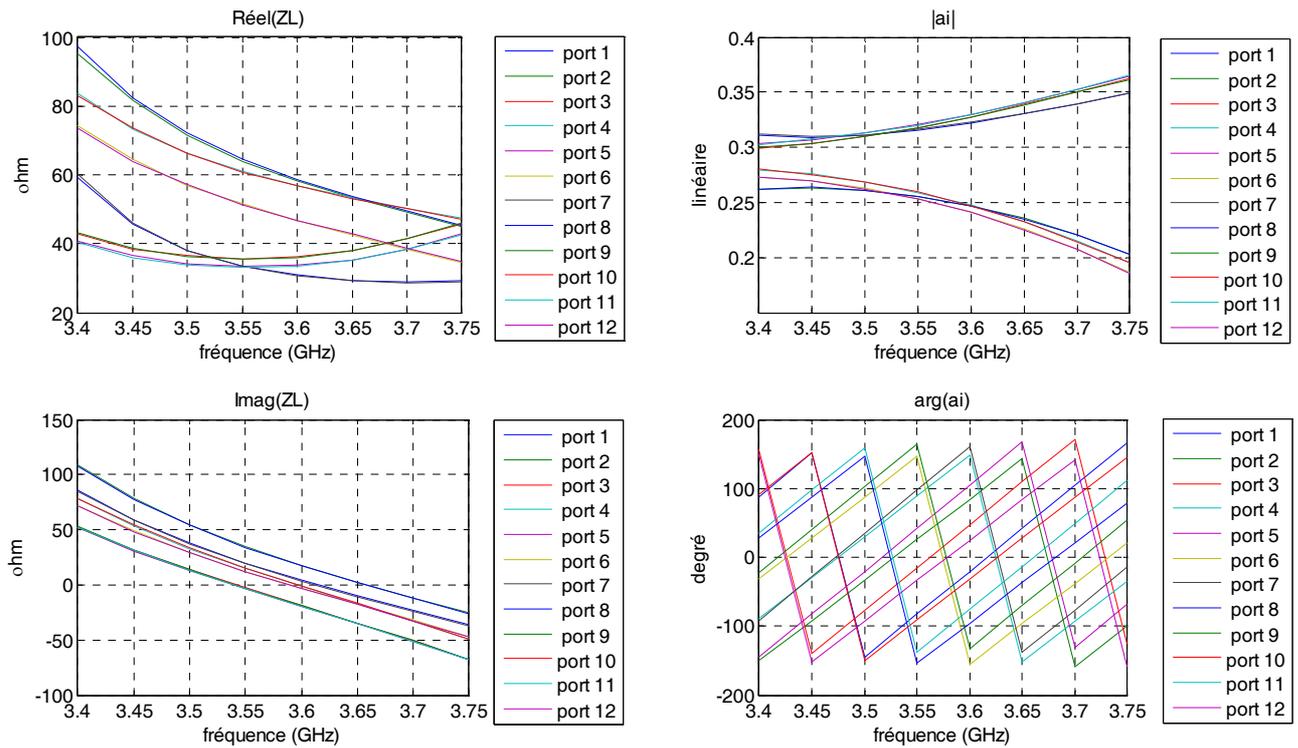
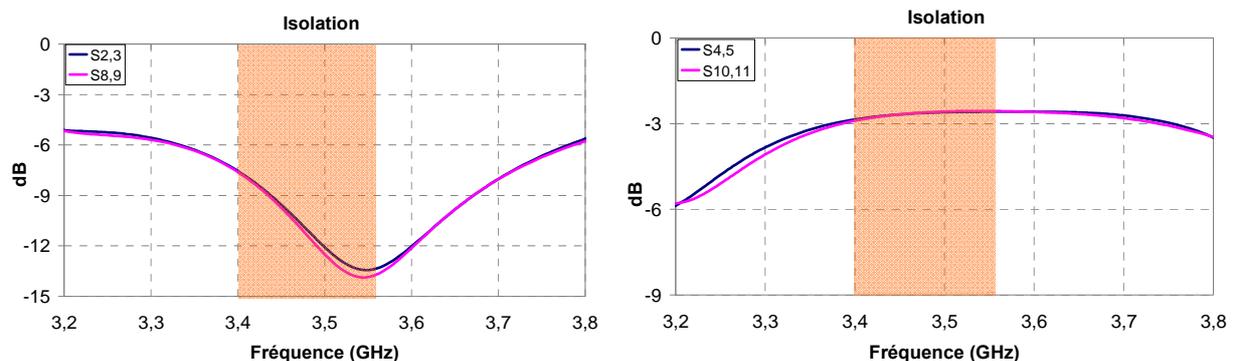


Figure IV.59 : a) Impédance sur laquelle chaque source doit être chargée, b) Pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase.

Un deuxième facteur qui peut altérer les caractéristiques de rayonnement de l'antenne : c'est le coefficient d'isolation entre les sorties du circuit d'alimentation. Une mauvaise isolation entre les sorties, peut dégrader les caractéristiques de l'antenne en couplant de l'énergie entre les accès. La figure IV.60 montre les coefficients d'isolation dans le circuit d'alimentation. Les paramètres  $S_{4,5}$  et  $S_{10,11}$  ont une valeur de -3dB sur toute la bande et les autres paramètres varient entre -7dB et -16dB. Un mauvais paramètre d'isolation suffit pour dégrader les caractéristiques de rayonnement de l'antenne. Cependant l'optimisation de l'isolation reste difficile à réaliser. Les caractéristiques de l'antenne fil-plaque placée au centre du réseau à polarisation circulaire sont montrées dans le paragraphe suivant.



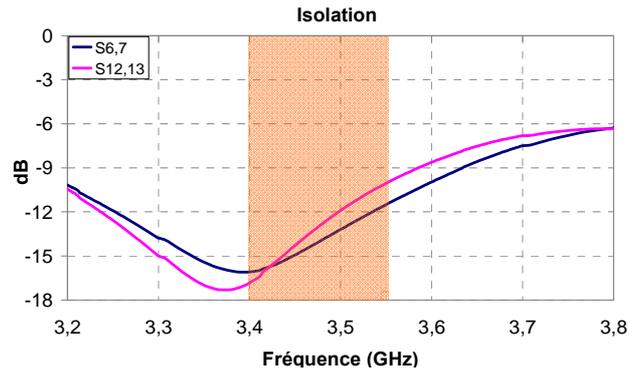


Figure IV.60 : Coefficients d'isolation de circuit de distribution.

## V.1.2. Antenne terrestre (fil-plaque monopolaire)

### V.1.2.1. Adaptation

La simulation de la fil-plaque monopolaire avec CST en présence du réseau de patches, permet de calculer coefficient de réflexion en fonction de la fréquence. Le coefficient de réflexion est présenté par la *figure IV.61*. L'antenne est adaptée de 3.4GHz à 3.5GHz. La bande passante de ce type d'antenne est étroite. Les paramètres de couplage entre l'antenne fil-plaque et le réseau des patches (en présence de circuit d'alimentation) sont montrés par la *figure IV.62*. Le niveau des couplages entre les deux antennes est très faible ( $< -40\text{dB}$ ). Cela ne signifie pas que les antennes ne se perturbent pas.

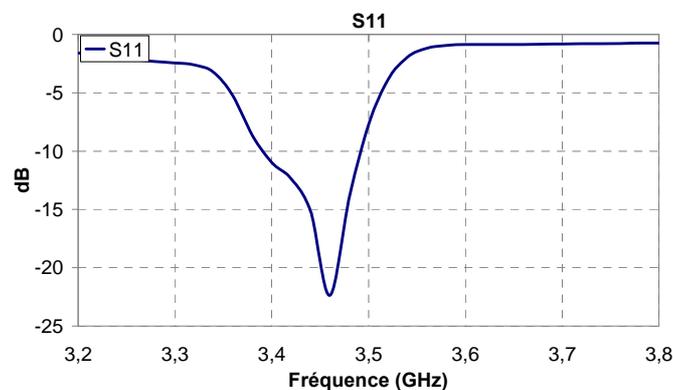


Figure IV.61 : Coefficient de réflexion simulé de la fil-plaque monopolaire.

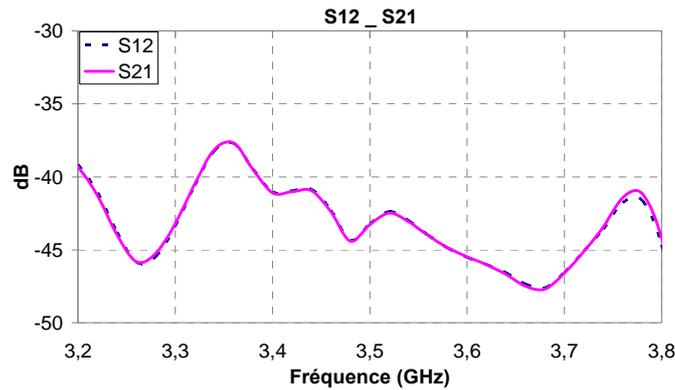


Figure IV.62 : Paramètres des couplages entre la fil-plaque et le réseau des patches alimenté par le circuit de distribution.

### V.1.2.2. Rayonnement

Les diagrammes de rayonnement (gain) dans le plan E, sont présentés par la *figure IV.63* sur toute la bande. Il n'y a pas de rayonnement dans l'axe. Le rayonnement maximal n'est pas à l'horizon parce que nous avons un plan de masse fini (*figure IV.64*). Le rayonnement est satisfaisant de 3.4GHz à 3.5GHz. Au-delà de 3.5GHz, le gain de l'antenne chute rapidement à cause des pertes par désadaptation. L'ensemble des résultats est plutôt satisfaisant.

Les mesures de l'antenne hybride (réseau des patches et fil-plaque) font l'objet du paragraphe suivant.

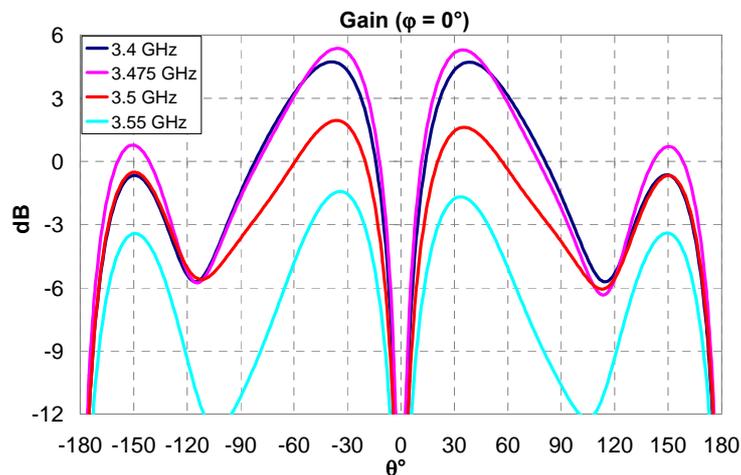


Figure IV.63 : Evolution fréquentielle du gain de la fil-plaque dans le plan  $\varphi = 0^\circ$ .

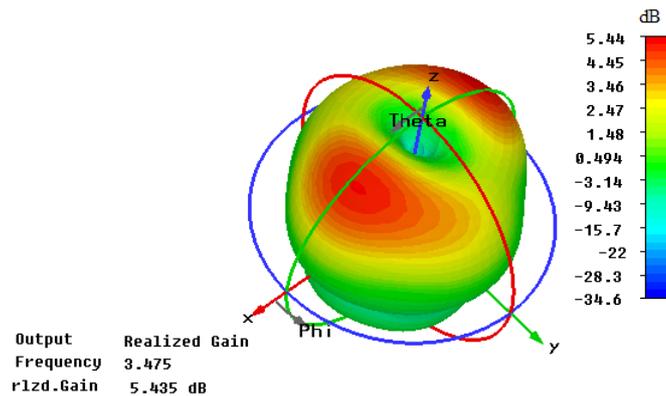


Figure IV.64 : Rayonnement de la fil-plaque en trois dimensions ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

## V.2. Réalisation et mesure

Afin de vérifier expérimentalement le comportement de l'antenne, un prototype a été réalisé, et les mesures obtenues à l'aide des outils d'analyse sont comparées aux résultats théoriques. L'antenne a été réalisée par l'entreprise LITHOS (La Guerche De Bretagne (35)). Le prototype hybride est composé de deux antennes : la première est un réseau de six patches communicant avec le satellite et la deuxième est une fil-plaque monopolaire qui communique avec la station de base. Les antennes sont réalisées sur un substrat de Rogers RT6002 (figure IV.65). Ce dernier a un constant diélectrique de 2.94 et une tangente de pertes de  $1.10^{-3}$ . L'épaisseur de métallisation est de  $35\text{nm}$ . Le réseau d'alimentation est imprimé derrière le plan de masse (figure IV.66), sur un substrat de Rogers 4003C d'épaisseur 0.508mm ( $\epsilon_r = 3.38$ ,  $\text{tg}\delta = 0.0027$ ). Ce circuit de distribution est fixé derrière le plan de masse par une colle de type PREG 4450F d'épaisseur 0.101mm ( $\epsilon_r = 3.52$ ,  $\text{tg}\delta = 4.10^{-3}$ ). Des vias permettent de connecter les ports du circuit aux ports des antennes. Ces vias traversent les deux substrats en passant par des épargnes circulaires aménagées dans le plan de masse. L'excitation du circuit et de la fil-plaque se fait par un connecteur de type SMA. Le diamètre de plan de masse est de 100mm.

Le coût de réalisation est :

- 600 euro outillage.
- 2000 euro réalisation (plus coût des substrats).

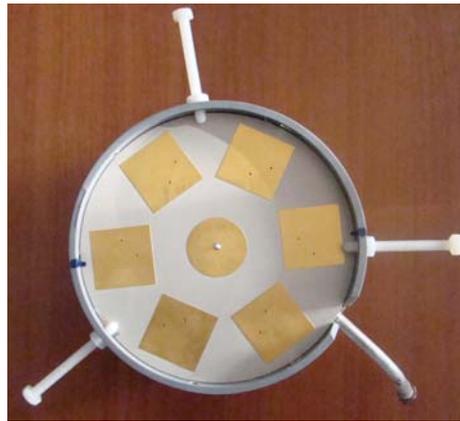


Figure IV.65 : Prototype réalisé ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

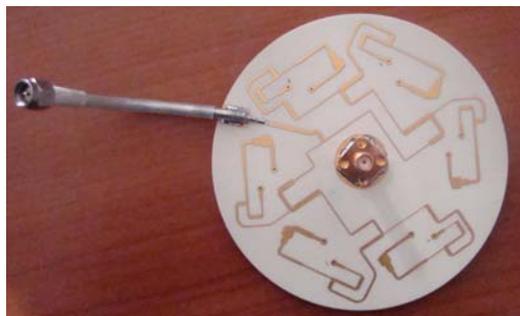


Figure IV.66 : Circuit de distribution réalisé et fixé derrière le plan de masse ( $f = 3.5\text{GHz}$ ).

### V.2.1. Mesures du coefficient de réflexion S11

La comparaison des résultats théoriques avec les résultats expérimentaux concernant le coefficient de réflexion est effectuée sur les *figure IV.67* et *IV.68*.

La *figure IV.67* établit la comparaison entre les coefficients de réflexion mesurés et simulés de l'antenne satellite (réseau de patches). L'antenne réseau reste adaptée sur toute la bande ( $S_{11} < -10\text{dB}$ ).

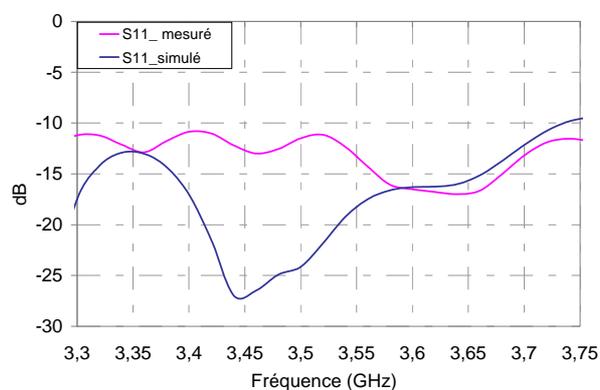
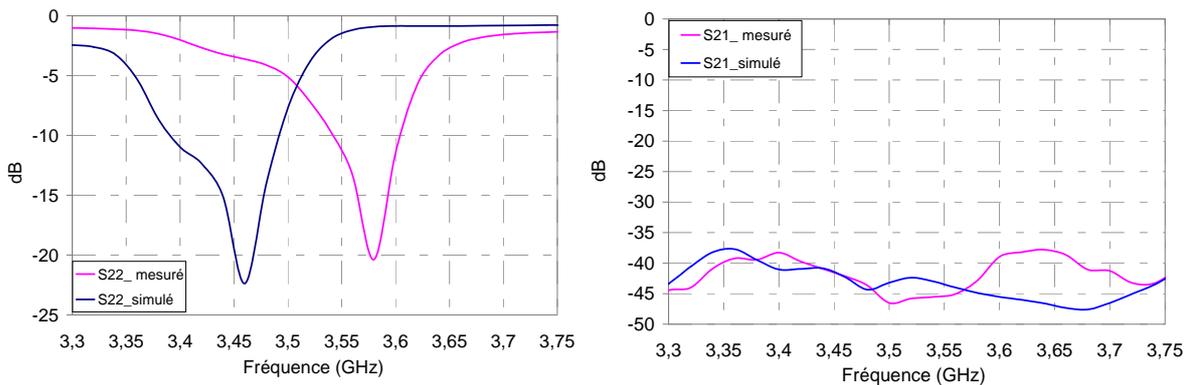


Figure IV.67 : Comparaison des adaptations simulées et mesurées pour l'antenne réseau à polarisation circulaire.

Le coefficient de réflexion mesuré et simulé pour l'antenne fil-plaque monopolaire est montré sur la *figure IV.68.a*. L'adaptation mesurée se situe donc à une fréquence de 3.58GHz, mais reste cependant très correcte (-20 dB), avec une bande passante plus sélective que celle espérée théoriquement.

Le coefficient d'isolation entre les deux antennes est illustré sur la *figure IV.68.b*. Les résultats de la mesure sont très proches de celles de la simulation. L'isolation entre les deux antennes reste au dessous de -40dB sur toute la bande.



IV.68 : (a) Comparaison des adaptations simulées et mesurées pour l'antenne fil-plaque, (b) Comparaison des  $S_{21}$  simulés et mesurés (isolation).

### Y.2.2. Gain intrinsèque de l'antenne

La *figure IV.69* présente le gain intrinsèque de l'antenne (réseau de patches) obtenu en mesure. Les diagrammes sont présentés dans les deux plans  $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$  et à trois fréquences de la bande. Le gain mesuré de l'antenne augmente en augmentant la fréquence. La différence entre le gain simulé et celui obtenu par mesure est de l'ordre de 1.3dB. Cela est dû à la tolérance dans la chambre anéchoïque ( $\pm 1$ dB). La valeur du gain dans l'axe reste supérieure à 7dB sur toute la bande. A  $\theta = 30^\circ$ , la valeur du gain est de l'ordre de 5dB sur toute la bande. Les résultats restent plutôt satisfaisants sur toute la bande.

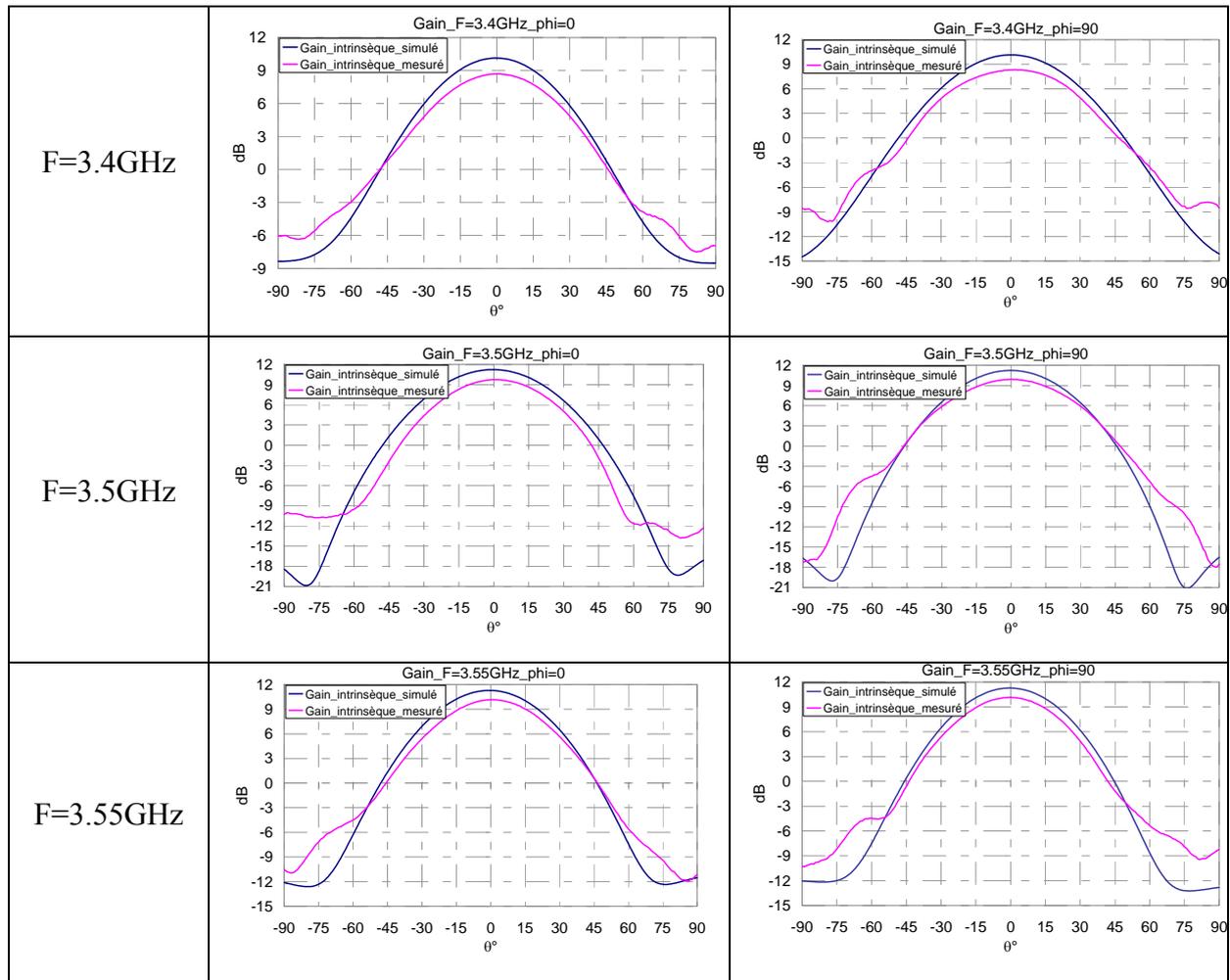


Figure IV.69 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés ( $\phi = 0$  et  $\phi = 90$ ).

Le gain fréquentiel dans l'axe est présenté sur la figure IV.70. Au début de la bande, nous avons des pertes de l'ordre de 1.3dB. Au delà de 3.6GHz , le gain intrinsèque mesuré se colle avec la simulation (annexe B § B.3).

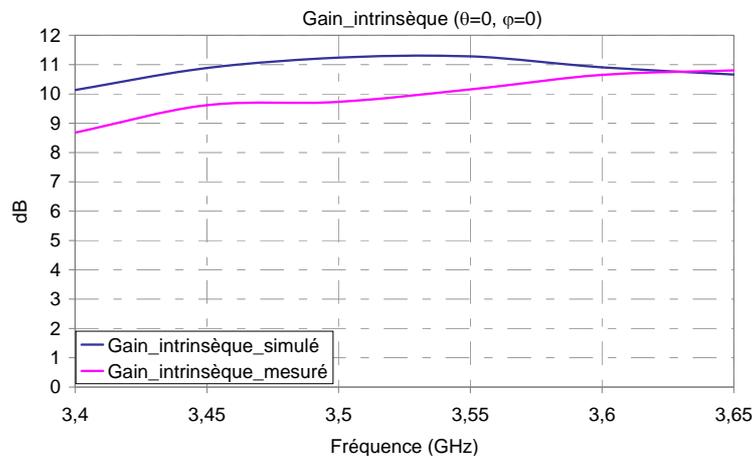


Figure IV.70 : Comparaison des diagrammes de rayonnement fréquentiels simulés et mesurés ( $\theta = 0$  et  $\phi = 0$ ).

La figure IV.71 présente le gain intrinsèque de l'antenne fil-plaque monopolaire obtenu en mesure. Les diagrammes sont présentés dans les deux plans  $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$  et à trois fréquences de la bande.

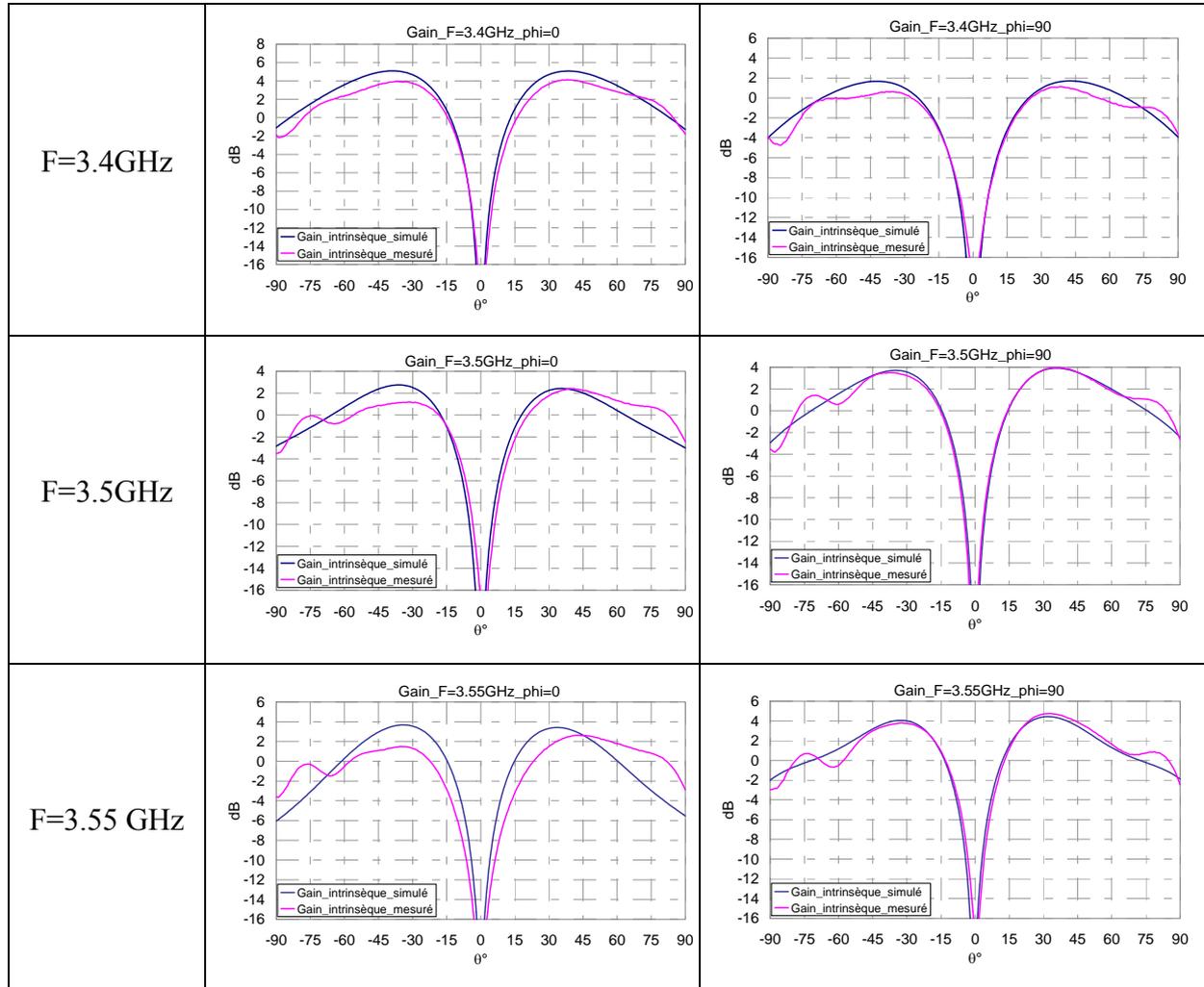


Figure IV.71 : Comparaison des diagrammes de rayonnement simulés et mesurés ( $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$ ).

Dans le plan  $\varphi = 0$ , le gain mesuré est inférieur au gain simulé de l'ordre de 1dB, cela est dû à la tolérance dans la chambre anéchoïque ( $\pm 1$ dB). Dans le plan  $\varphi = 90$ , le gain mesuré se colle avec la simulation (annexe B § B.3).

Le paragraphe suivant montre le taux d'ellipticité du réseau de patches.

### Y.2.3. Taux d'ellipticité

Le taux d'ellipticité mesuré est montré sur toute la bande dans les plans  $\varphi = 0$ ,  $\varphi = 45$ ,  $\varphi = 90$  et  $\varphi = 135$  (figures IV.72 et IV.73).

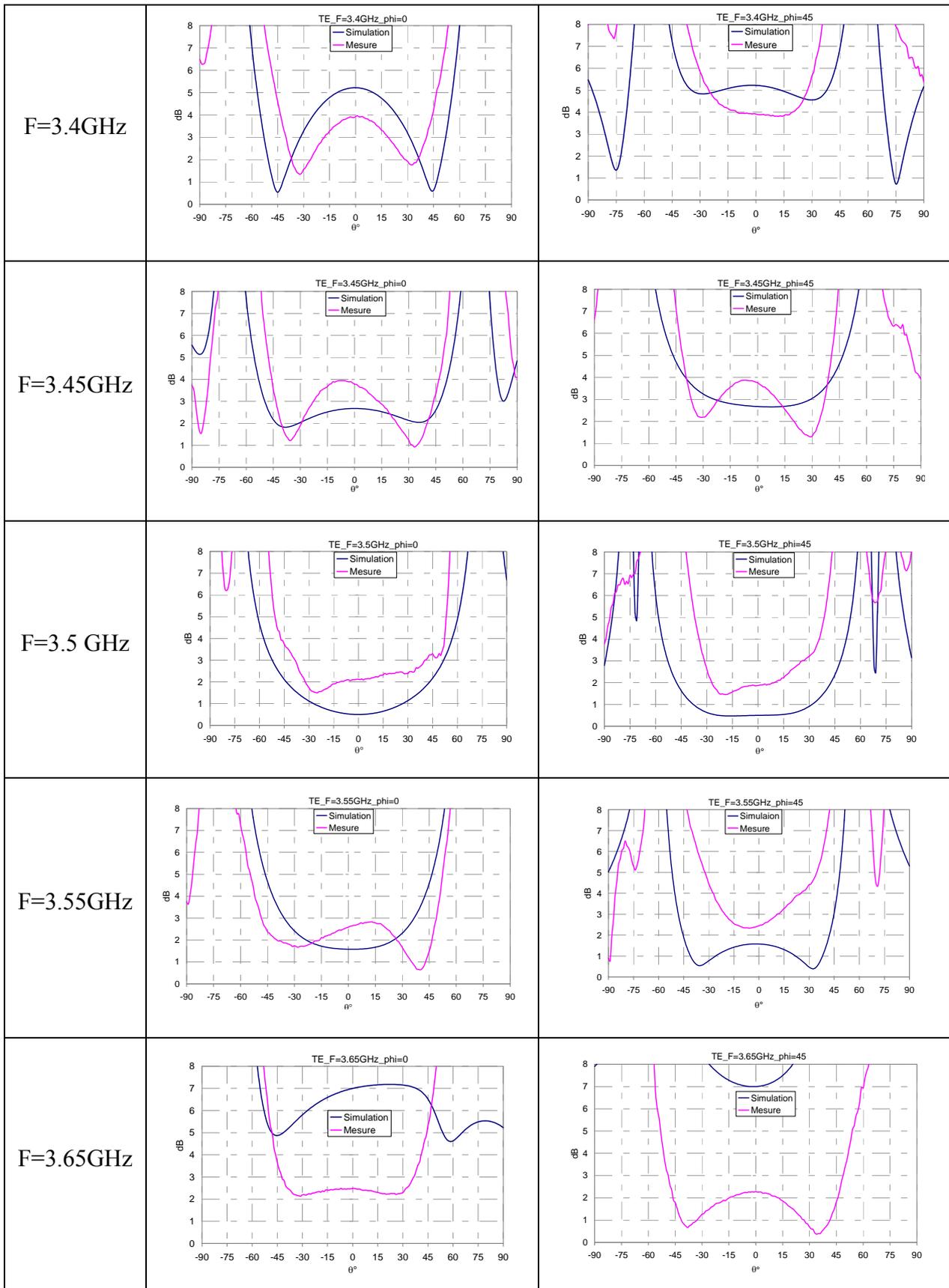


Figure IV.72 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés et mesurés ( $\varphi = 0$  et  $\varphi = 45$ ).

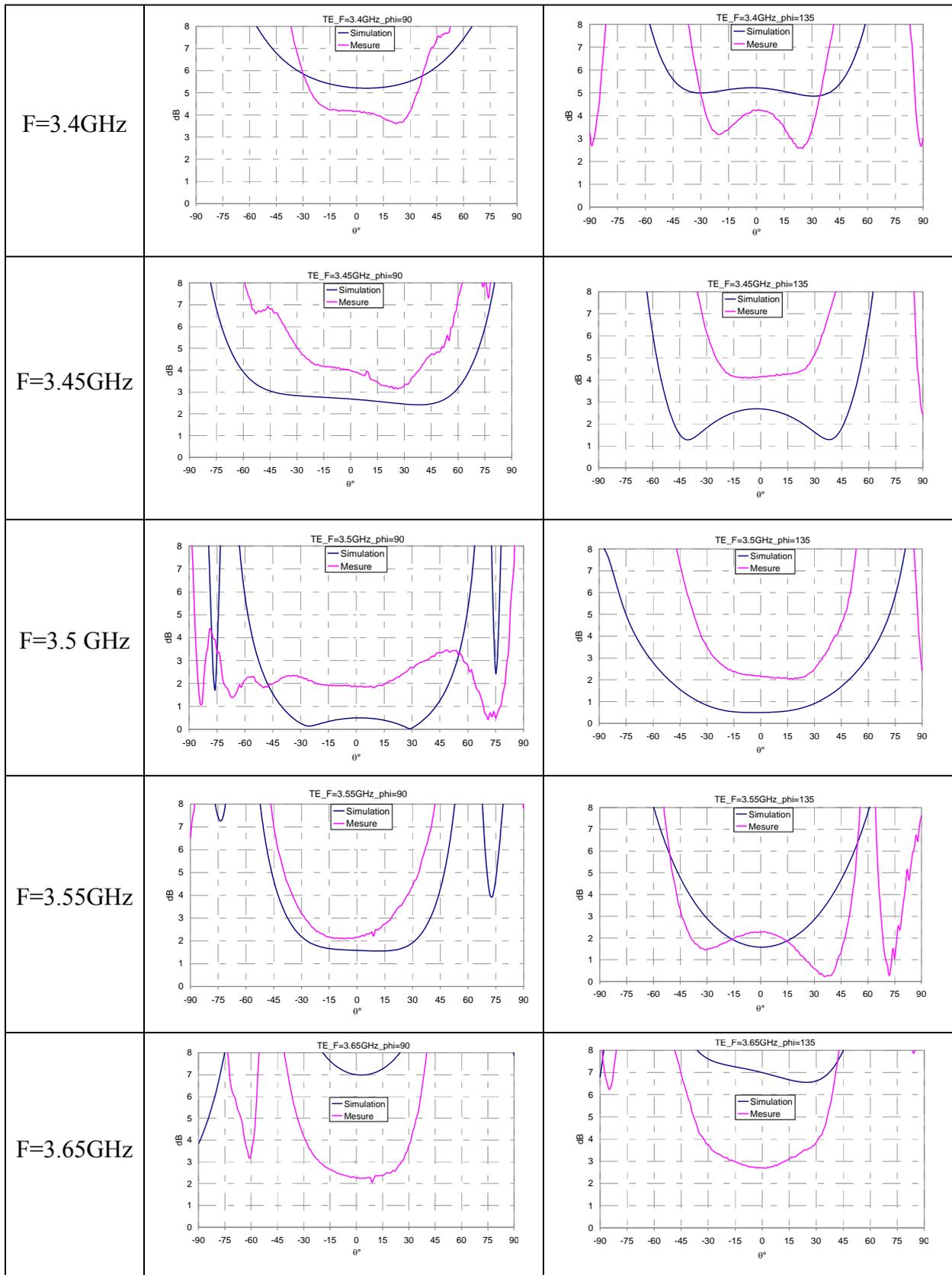


Figure IV.73 : Comparaison des taux d'ellipticité simulés et mesurés ( $\varphi = 90$  et  $\varphi = 135$ ).

Le taux d'ellipticité mesuré reste  $< 4\text{dB}$  de  $3.5\text{GHz}$  à  $3.65\text{GHz}$  sur une ouverture de  $60^\circ$  dans tous les plans. La *figure IV.74* montre le taux d'ellipticité fréquentiel dans l'axe sur toute la bande. Cependant les résultats de mesure sont mieux que la simulation.

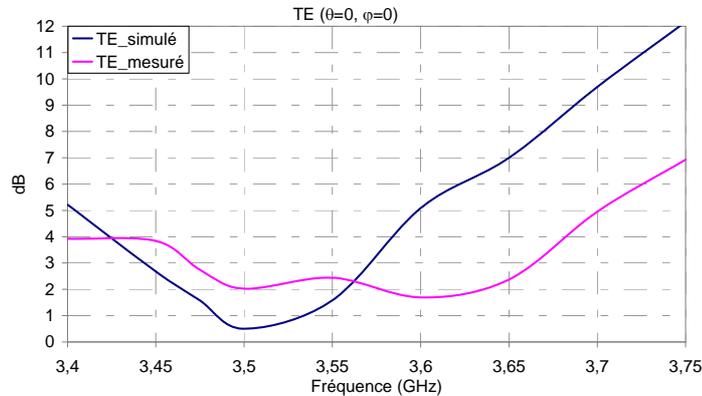


Figure IV.74 : Comparaison de taux d'ellipticité fréquentiel simulé et mesuré (dans l'axe).

Des rétros simulations sont faites pour connaître la différence entre les résultats de mesure et de simulation. Dans un premier temps, nous avons fait varier la permittivité du substrat de patch ( $\pm 0.04$ ), ensuite nous avons modifié la permittivité du substrat du circuit ( $\pm 0.05$ ). La *figure IV.75* montre le taux d'ellipticité pour différentes valeurs de permittivité de substrat de patch ( $\epsilon_{\text{circuit}} = 3.38$ ). La courbe bleue est le taux d'ellipticité obtenu par mesure, celle du rose est la plus proche de mesure, elle correspond à un substrat pour le patch ayant une permittivité  $\epsilon_r = 2.9$ .

La *figure IV.76* montre le taux d'ellipticité pour différentes valeurs de permittivité de substrat du circuit ( $\epsilon_{\text{antenne}} = 2.94$ ). La courbe bleue est le taux d'ellipticité obtenu par mesure, celle du rouge est la plus proche de mesure, elle correspond à un substrat pour le circuit de distribution ayant une permittivité  $\epsilon_r = 3.43$ . La variation de la permittivité de l'antenne n'entraîne pas beaucoup de chose sur le taux d'ellipticité. On constate que le substrat du circuit a une valeur de permittivité proche de 3.43.

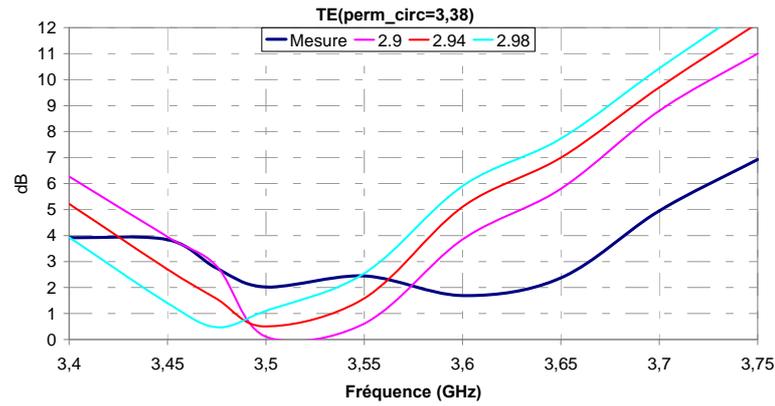


Figure IV.75 : Comparaison de taux d'ellipticité fréquentiel simulé (plusieurs permittivités) et mesuré (dans l'axe).

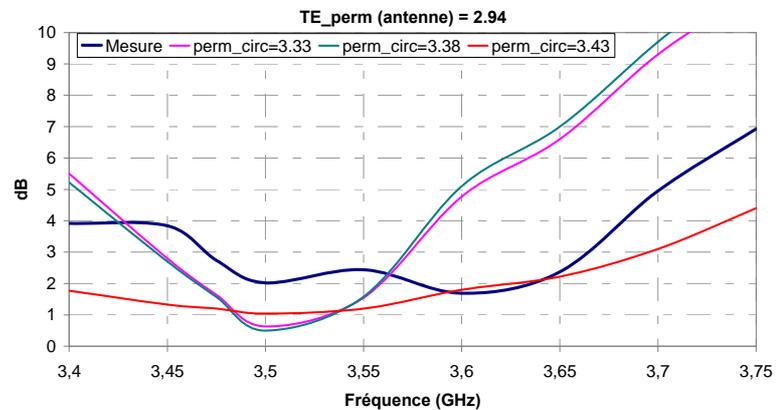


Figure IV.76 : Comparaison de taux d'ellipticité fréquentiel simulé (plusieurs permittivités) et mesuré (dans l'axe).

Les résultats sont légèrement en dessous de nos attentes. Ceci trouve une explication dans le décalage fréquentiel. La mise au point de cette antenne est pointue et cette dispersion (dérive fréquence) ne pourrait pas être sans conséquence sur le taux d'ellipticité. Néanmoins ces résultats nous paraissent très encourageants en vue de réaliser un second dispositif qui prendrait en considération les dispersions observées.

## **VI. CONCLUSION**

Ce chapitre a présenté les travaux réalisés sur un prototype hybride composé de deux antennes :

- la première antenne est un réseau de six patches à polarisation circulaire, dédiée à la transmission satellite,
- la deuxième antenne est une fil-plaque monopolaire à polarisation linéaire, dédiée à la transmission avec les stations de base terrestres.

Pour concevoir l'antenne réseau à polarisation circulaire (réseau des patches), nous avons suivi plusieurs étapes :

- application de la méthode expliquée dans le deuxième chapitre avec des changements dans la définition des objectifs. L'objectif porte ici sur la réalisation d'une synthèse de polarisation : un taux d'ellipticité ( $\sim 0\text{dB}$ ) dans plusieurs directions. Le réseau d'antennes est utilisé pour réaliser un diagramme de polarisation,
- la conception du réseau de distribution. Celui-ci devait assurer une pondération d'amplitude et de phase (calculés par la méthode analytique) à chacun des patches sur une bande la plus large possible. Les accès du réseau de distribution ont été optimisés avec un lot de 12 impédances différentes calculées en fonction de la position de chaque patch au sein du réseau.

Les résultats sont très satisfaisants sur la fréquence d'optimisation. Les problèmes nous ont empêchés de faire fonctionner l'antenne sur toute la bande : la variation des impédances et des pondérations (amplitude et phase) sur la bande de fonctionnement dégrade les caractéristiques de rayonnement de l'antenne sur les extrémités de la bande. Les mauvais coefficients d'isolation entre les sorties de circuit de distribution, peuvent être un facteur qui dégrade en plus les caractéristiques de l'antenne.

Cette étude a été concrétisée par la réalisation d'un prototype. Les résultats expérimentaux ont montré que l'antenne réalisée répond aux prévisions annoncées par les simulations électromagnétiques.

Jusqu'à maintenant, nous n'avons pas trouvé la solution pour faire fonctionner l'antenne sur toute la bande. Des travaux approfondis sont encore nécessaires pour avoir des bons coefficients d'isolation entre les accès du circuit et ainsi avoir des impédances les plus constantes possible sur la bande.

## VII. RÉFÉRENCES

- [1]. DELAVEAUD, "Etude d'une nouvelle classe d'antenne imprimée à rayonnement monopolaire. Application aux téléphones mobiles", Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, Octobre 1996.
- [2]. P. ROY, "Etude et réalisations d'antennes imprimées multifonctions. Application au regroupement des dispositifs de radiocommunications sur les mobiles", Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, Novembre 1998.
- [3]. F. PASQUET, "Contribution à l'étude d'antennes fil-plaques multibandes. Application à la conception d'aériens multifonctions pour l'automobile", Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, Septembre 2001.
- [4]. ALI-KHAN, W.F. RICHARDS and S.A. LONG, "Impedance control of microstrip using reactive loading", I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 37, n°2, February 1989, pp. 247-251.
- [5]. D.H. SCHAUBERT, F.G. FARRAR, A. SINDORIS and S.T. HAYES, "Microstrip antennas with frequency agility and polarization diversity", I.E.E.E. Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 29, n°1, January 1981, pp. 118-123.
- [6]. M. SANAD, "Effect of the shorting posts on short circuit microstrip antennas", Proc. of I.E.E.E. Antennas and Propagation Symposium, Seattle, Washington, USA, 1994, Vol. 2, pp. 794-797.
- [7]. J.P. SEAUX, A. REINEIX and B. JECKO, "Susceptibilité aux impulsions électromagnétiques parasites des antennes plaquées sur substrat diélectrique", Annales des Télécommunications, 45, n°3-4, 1990, pp. 215-223.
- [8]. J.P. SEAUX, "Etude de la susceptibilité aux parasites électromagnétiques transitoires des antennes plaquées utilisées dans le domaine spatial", Thèse de Doctorat de l'université de Limoges, Novembre 1990.



# CONCLUSION GÉNÉRALE



Ce mémoire qui s'articule autour de quatre chapitres, offre un résumé du travail de thèse accompli pendant ces trois dernières années et qui ont permis l'étude d'antennes réseaux destinées à des applications de réseaux sans fil terrestres et satellites en bande S et C.

Le véritable essor des réseaux de diffusion sans fil proposant des débits et des services améliorés, entraîne une course aux antennes les plus performantes en termes d'efficacité et d'esthétisme.

Le contexte du travail a été présenté lors du chapitre I. Ce chapitre a notamment insisté sur les développements récents menés par la communauté scientifique. Nous avons établi un historique rapide sur la conception des réseaux d'antennes. Nous avons identifié deux voies de recherche regroupant la majorité des conceptions des réseaux d'antennes agiles :

- la première voie est technologique (reconfigurabilité des antennes réseaux). Une partie des travaux menés actuellement cherche à améliorer les performances des systèmes d'alimentation et à trouver des nouveaux matériaux susceptibles de créer la fonction d'agilité. L'agilité qu'ils apportent peut être obtenue par l'ajout de microcomposant (diodes, MEMS, ferrites...),
- la seconde voie est la voie conceptuelle. L'optimisation conjointe du réseau d'antenne avec son circuit de distribution peut permettre de maîtriser parfaitement les lobes secondaires et d'augmenter le gain. Les réseaux apériodiques peuvent servir à réduire le nombre d'éléments rayonnants. Des fentes, des directeurs ou des métamatériaux sont parfois utilisés pour affaiblir le couplage entre les antennes élémentaire d'un même réseau etc...

Nous nous sommes positionnés sur la seconde voie de recherche. Le sujet de ce mémoire de thèse s'inscrit dans ce contexte.

Le deuxième chapitre a présenté une méthode spécifique à la prise en compte du couplage pour des antennes réseaux fortement couplées. Cette analyse permet de réaliser de manière conjointe l'adaptation de chaque accès et la fonction de rayonnement objectif, malgré la présence du couplage. Par une configuration préalable adéquate des pondérations et des impédances de charge associées à chaque accès, il devient possible de concevoir tout type de réseau avec son circuit de distribution. Ainsi, il sera possible d'améliorer le rendement des antennes multi sources et de générer des rayonnements qui satisferont nos attentes, notamment en termes de lobes secondaires.

La puissance et l'ergonomie de logiciels numériques puissants (Matlab, CST, Momentum) nous permet de résoudre le problème d'une manière rigoureuse et complète. L'autre intérêt majeur de cette méthode est qu'elle permet de découpler les étapes de conception. Cette décomposition autorise un gain de temps important au niveau de la conception.

Le troisième chapitre a présenté les étapes de la conception et la réalisation d'un réseau d'antennes monopôles pour couvrir le cahier des charges du projet THDT (très haut débit dans le train) sur lequel travaille le département OSA d'XLIM. Cette antenne, si elle est retenue, pourrait être utilisée sur le toit du train pour communiquer avec la station de base. La conception de cette antenne a été fractionnée en un certain nombre de sous étapes :

- une prospection analytique sur un prototype de douze monopôles permet de réaliser un rayonnement objectif prédéfini et garantir un gain élevé,
- la conception du réseau de distribution ; celui-ci devait assurer une pondération d'amplitude et de phase à chacun des monopôles sur une bande la plus large possible,
- la mise en réseau de quatre rangées a été envisagée de manière théorique pour répondre au cahier des charges fixé au début. Ainsi une étude des pertes dans le circuit de distribution a été faite pour fournir le gain du réseau en fonction du nombre de rangées retenues.

Cette étude a été concrétisée par la réalisation d'un prototype de douze monopôles. Les résultats expérimentaux ont montré que l'antenne réalisée répond aux prévisions annoncées par les simulations électromagnétiques. La réalisation d'un réseau de quatre rangées n'a pas été finalisée.

Le quatrième et dernier chapitre a montré la démarche de conception et les résultats de mesure obtenus pour la réalisation d'un prototype hybride composé de deux antennes : la première antenne dédiée à communiquer avec le satellite est un réseau de six patchs conçu pour synthétiser un diagramme de polarisation (circulaire), et la deuxième est une fil-plaque (polarisation linéaire) communicant avec la station de base.

Pour concevoir l'antenne satellite (réseau des patchs), nous avons suivi plusieurs étapes :

- application de la méthode développée dans le deuxième chapitre avec des changements dans la manière de définition de l'objectif. L'objectif fixé est le taux d'ellipticité dans une enveloppe de directions,

- la conception du réseau de distribution : celui-ci devait assurer une pondération d'amplitude et de phase à chacun des patchs sur une bande la plus large possible. Les accès du réseau de distribution ont été optimisés avec un lot de 12 impédances différentes calculées en fonction de la position de chaque patch au sein du réseau.

Nous avons été confrontés à des contraintes supplémentaires par le fabricant. Notamment, la possibilité de collage des substrats de nature et d'épaisseur différents. Les contraintes sont :

- l'impossibilité d'associer un substrat céramique avec un substrat PTFE,
- la limitation de la longueur des vias ( $< 5$  mm),
- le diamètre des vias doit être plus grand ou égal à 0.6mm.

La prise en compte de ces limitations nous a amené tardivement à reconsidérer notre conception avec un nouveau substrat.

Cette étude a été concrétisée par la réalisation d'un prototype. Les résultats expérimentaux ont montré que l'antenne réalisée répond aux prévisions annoncées par les simulations électromagnétiques.

Nous avons voulu conduire avec la plus grande rigueur l'ensemble des travaux décrits dans ce manuscrit. Ceci nous a permis de confronter l'estimation des performances des antennes fournies par les simulateurs avec l'expérience. Nous estimons que ce bilan est plutôt positif car les écarts sont restés modestes, notamment lors du délicat problème de la synthèse du diagramme de polarisation par le réseau de patch. Les méthodologies appliquées recourent aux performances récentes des simulateurs électromagnétiques (ergonomies) et aux formidables ressources proposées par les ordinateurs grand public.

Les perspectives à nos travaux que nous entrevoyons, sont la transposition des méthodes de conception rigoureuses décrites dans le manuscrit pour s'intéresser à des antennes yagi à plusieurs ordres de périodicité (2D) mais aussi la conception de réseaux réflecteurs agiles aux performances optimisées.



**LISTES DES COMMUNICATIONS ET DES  
PUBLICATIONS**



## LISTE DES TRAVAUX

**Ahmad ELSAYED AHMAD, Marc THEVENOT, CYRILLE MENUDIER, Majed Koubessi, Eric ARNAUD, Thierry MONEDIERE**

*Design of a Coupled Antenna Array for Mobile HyperLAN2 Applications*

International Journal of Microwave and Wireless Technologies

**Ahmad ELSAYED AHMAD, Marc THEVENOT, Majed Koubessi, Eric ARNAUD, Thierry MONEDIERE**

*Synthesis of An Array of Coupled Antennas*

EuCAP'2009 – European Conference on Antennas and Propagation

Berlin – Allemagne

**Georges ZAKKA ELNASHEF, François TORRES, Ahmad ELSAYED AHMAD, Marc THEVENOT, Thierry MONEDIERE, Sébastien MONS, Edouard N'GOYA, Raymond QUERE**

*Development of an Electromagnetic Macro-model for reconfigurable Array Application*

EuCAP'2010 – European Conference on Antennas and Propagation

Barcelona – Spain

**Moustapha SALAH TOUBET, Mohamad HAJJ, Ahmad ELSAYED AHMAD, Hongjiang ZHANG, Régis CHANTALAT, Thierry MONEDIERE**

*Generation of Circular Polarization with Low-Profile EBG Antenna*

EuCAP'2011 – European Conference on Antennas and Propagation

Rome – Italy

**Ahmad ELSAYED AHMAD, Marc THEVENOT, Majed Koubessi, Eric ARNAUD, Thierry MONEDIERE**

*Synthèse d'un réseau d'antennes couplées*

16<sup>ème</sup> Journées Nationales Micro-ondes, JNM 2009

Grenoble – France



**ANNEXE A**  
**RAPPELS SUR LES PARAMÈTRES *S***



Cette annexe présente un rappel sur les paramètres  $S$  et les ondes tension/courant.

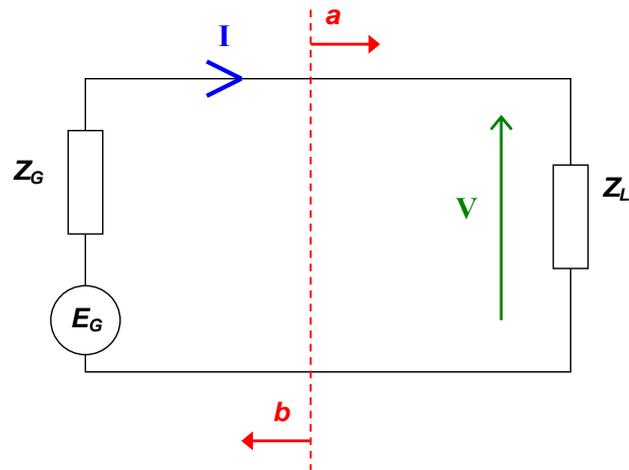


Figure A.1 : Schéma équivalent de l'antenne.

$$V = \frac{Z_L \cdot E_G}{Z_L + Z_G}$$

$$I = \frac{E_G}{Z_L + Z_G}$$

$$V = V^+ + V^-$$

$$I = I^+ - I^-$$

$I^+$  est le courant à l'adaptation, c'est-à-dire lorsque  $Z_L = Z_G^*$ .

$$I^+ = \frac{E_G}{Z_G^* + Z_G}$$

$$I^+ = \frac{E_G}{2 \cdot R_G}$$

$$V^+ = Z_G^* \cdot I^+$$

$$V^+ = \frac{Z_G^* \cdot E_G}{2 \cdot R_G}$$

$$I^- = I^+ - I$$

$$I^- = \frac{E_G}{2 \cdot R_G} - \frac{E_G}{Z_L + Z_G}$$

$$I^- = \frac{Z_L + Z_G - (Z_G + Z_G^*)}{Z_L + Z_G} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

$$I^- = \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G} \cdot \underbrace{\frac{E_G}{2.R_G}}_{I^+}$$

$$V^- = V - V^+$$

$$V^- = \frac{Z_L \cdot E_G}{Z_L + Z_G} - \frac{Z_G^* \cdot E_G}{Z_G^* + Z_G}$$

$$V^- = \frac{Z_L \cdot (Z_G^* + Z_G) - Z_G^* \cdot (Z_L + Z_G)}{(Z_L + Z_G)} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

$$V^- = \frac{Z_G \cdot (Z_L - Z_G^*)}{(Z_L + Z_G)} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

$$V^- = \frac{Z_G}{Z_G^*} \cdot \frac{(Z_L - Z_G^*)}{(Z_L + Z_G)} \cdot \underbrace{\frac{Z_G^* \cdot E_G}{2.R_G}}_{V^+}$$

$$(V^- = Z_G \cdot I^-)$$

$$a = \sqrt{\frac{Z_G + Z_G^*}{2}} \cdot I^+$$

$$b = \sqrt{\frac{Z_G + Z_G^*}{2}} \cdot I^-$$

$$a = \sqrt{R_G} \cdot \frac{E_G}{2.R_G}$$

$$a = \frac{E_G}{2 \cdot \sqrt{R_G}}$$

$$a = \frac{V + Z_G \cdot I}{2 \cdot \sqrt{R_G}}$$

$$b = \sqrt{R_G} \cdot I^-$$

$$b = \sqrt{R_G} \cdot \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G} \cdot \frac{E_G}{2 \cdot R_G}$$

$$b = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{R_G}} \cdot \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G} \cdot E_G$$

$$\text{Or : } E_G = (Z_L + Z_G) \cdot I$$

Il vient :

$$b = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{R_G}} \cdot \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G} \cdot (Z_L + Z_G) \cdot I$$

$$b = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{R_G}} \cdot \left( \frac{Z_L \cdot I}{V} - Z_G^* \cdot I \right)$$

$$b = \frac{V - Z_G^* \cdot I}{2 \cdot \sqrt{R_G}}$$

On déduit :

$$I = \frac{a - b}{\sqrt{R_G}}$$

$$V = \frac{Z_G^* \cdot a + Z_G \cdot b}{\sqrt{R_G}}$$

On déduit les coefficients de réflexion en courant et tension :

$$\Gamma_I = \frac{I^-}{I^+}$$

$$\Gamma_V = \frac{V^-}{V^+}$$

$$\Gamma_I = \frac{Z_L - Z_G^*}{Z_L + Z_G}$$

$$\Gamma_V = \frac{Z_G}{Z_G^*} \cdot \frac{(Z_L - Z_G^*)}{(Z_L + Z_G)}$$



**ANNEXE B**

**ANTENNE SATELLITE (RÉSEAU DE  
PATCHS)**



Cette annexe détaille les caractéristiques simulées et mesurées de l'antenne qui a été réalisée et mesurée au chapitre IV.

## **B.1.Synthèse du rayonnement**

L'antenne satellite est composée de six éléments qui sont distribués circulairement autour de l'antenne fil-plaque. Ces éléments sont très proches les uns des autres ce qui rend les niveaux des couplages forts. Nous allons à présent réaliser la synthèse des pondérations et des impédances à présenter sur chaque accès pour réaliser un objectif de polarisation circulaire.

### **B.1.1.Définition du vecteur polarisation rayonné**

Notre but est d'avoir un taux d'ellipticité inférieur à 2.5dB quel que soit  $\varphi$  quand  $\theta$  varie entre  $-30^\circ$  et  $+30^\circ$ . Les douze ports qui constituent l'antenne nous autorisent à fixer six objectifs de polarisation, pour six directions rayonnées (cf. § III.3). Afin d'accéder à une symétrie du diagramme de rayonnement, les directions choisies pour imposer l'objectif sont fournies dans le tableau IV.2. Pour chacune de ces directions, nous imposons :

$$V_{\theta_{direction\_i}} = -j \cdot V_{\varphi_{direction\_i}} \quad B.1$$

Il reste un degré de liberté qui est la phase relative de  $V_\theta$  suivant la direction objectif. Ceci constitue un paramètre d'ajustement pour aboutir à des solutions réalisables et des diagrammes convenables en dehors des directions objectifs, par exemple :

$$V_{\theta_{direction\_i}} = \exp^{j \cdot \alpha \cdot \varphi_{direction\_i}} \quad \text{avec } \alpha \in \mathbb{Z} \quad B.2$$

### **B.1.2.Caractérisation des diagrammes de rayonnement perturbés**

Les diagrammes de rayonnement élémentaires associés à chacun de douze ports du réseau sont calculés par la simulation électromagnétique. Sur la *figure B.1*, nous avons représenté trois diagrammes de rayonnement dans le plan  $\varphi = 90^\circ$ . Les diagrammes élémentaires étant à présent connus et le vecteur polarisation fixé, il faut calculer les pondérations optimales ( $\beta$ ) qui nous donneront la combinaison des diagrammes de rayonnement la plus proche de l'objectif.

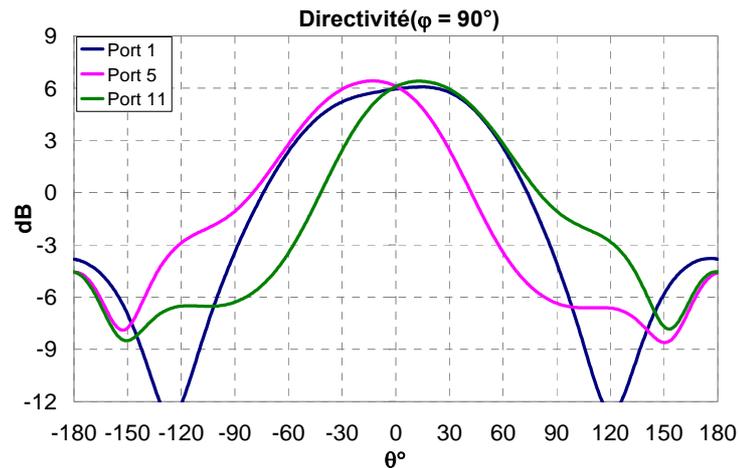


Figure B.1 : Diagrammes de rayonnement perturbés ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

### B.1.3. Calcul des pondérations à affecter au rayonnement de chaque port

La résolution du système (IV.5) permet de déterminer quelle est la meilleure combinaison linéaire des diagrammes de rayonnement perturbés pour assurer un taux d'ellipticité de 0dB dans les directions définies précédemment (tableau IV.2). Ces pondérations sont fournies dans le tableau B.1. La *figure B.2* présente alors le rayonnement résultant de la combinaison linéaire des douze diagrammes à la fréquence  $f = 3.475\text{GHz}$ . Une présentation du rayonnement en trois dimensions est montrée par la *figure B.3*. La valeur maximale de rayonnement est dans l'axe, elle vaut 11.9dB, le rayonnement arrière est faible ainsi que le niveau des lobes secondaires (27dB). Le taux d'ellipticité ainsi calculé est montré par la *figure B.4*. La courbe rouge ( $f = 3.475\text{GHz}$ ) montre que le taux d'ellipticité est 0dB dans les six directions choisies lors de l'optimisation. L'objectif souhaité est réalisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés.

Poids à affecter $\beta$	Amplitude	Phase
Port 1	0.388	155.3°
Port 2	0.335	-89.8°
Port 3	0.354	-123.5°
Port 4	0.325	-18.9°
Port 5	0.359	-65.7°
Port 6	0.315	38.7°

Port 7	0.388	-24.1°
Port 8	0.335	90.2°
Port 9	0.355	56.3°
Port 10	0.325	160.9°
Port 11	0.36	114°
Port 12	0.314	-141°

Tableau B.1 : Tableau des poids en rayonnement à affecter à chaque diagramme perturbé.

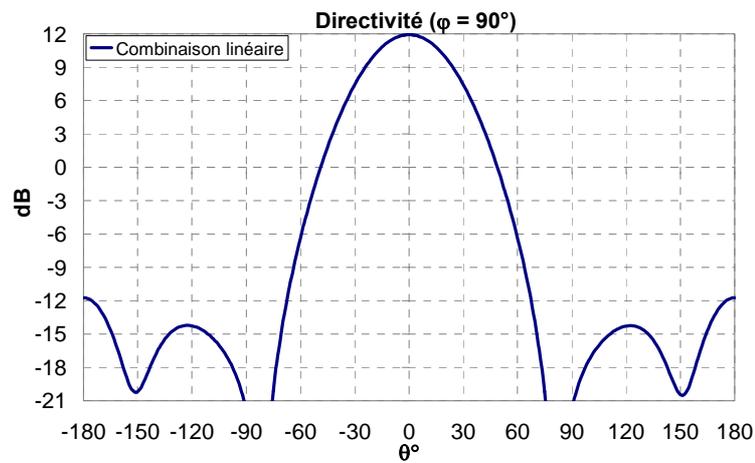


Figure B.2 : Diagramme (objectif) synthétisé par la combinaison linéaire des diagrammes perturbés ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

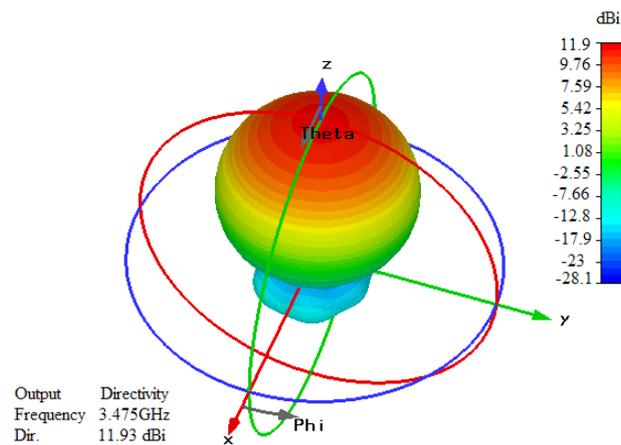


Figure B.3 : Représentation du diagramme de rayonnement (objectif) en trois dimensions ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

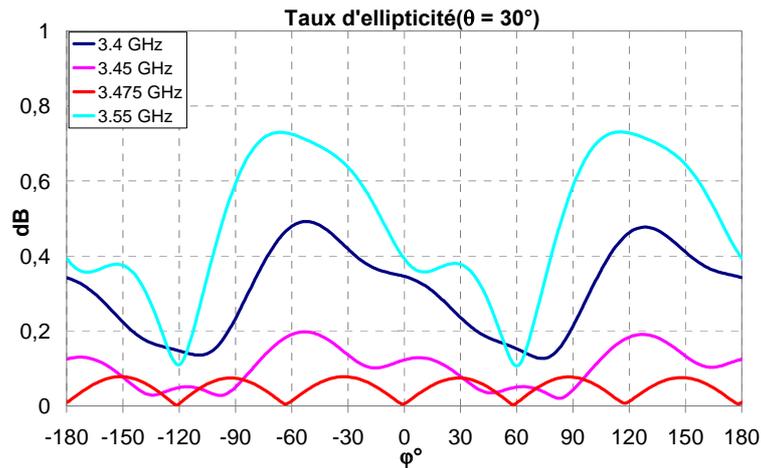


Figure B.4 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

#### B.1.4. Grandeurs électriques à amener sur chaque port (amplitude et impédance)

La figure B.5 présente les paramètres  $S_{ij}$  qui relient les patches. Le niveau de couplage maximum est de l'ordre de -15dB. Les paramètres  $S_{ii}$  des patches sont montrés par la figure B.6. Comme nous avons expliqué dans le chapitre 2, on a toutes les informations nécessaires pour calculer les impédances à présenter aux antennes et les ondes tensions/courants  $a_i$  à générer (tableau B.2). Les valeurs dans le tableau B.2, sont valables autour de 3.475GHz.

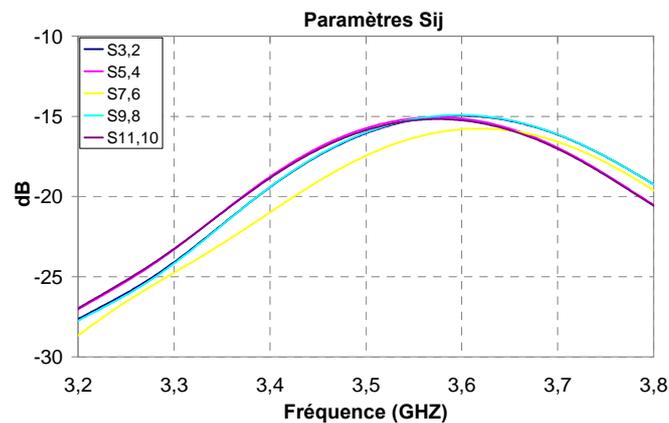
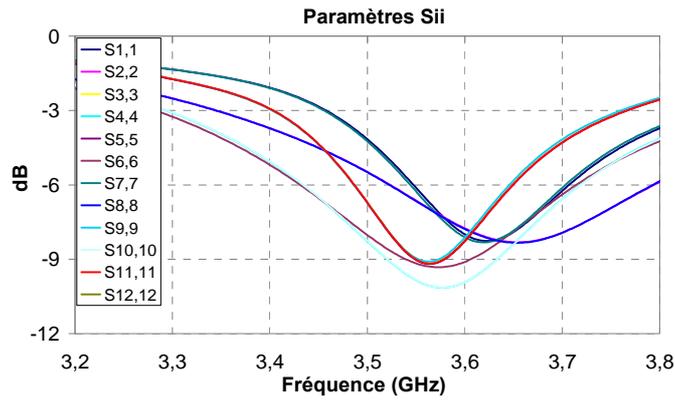


Figure B.5 : Paramètres  $S_{ij}$  de l'antenne.

Figure B.6 : Paramètres  $S_{ii}$  de l'antenne.

Grandeur à réaliser	Tension (amplitude)	Tension (phase)	Charges $Z_L$	$a_i$ (amplitude)	$a_i$ (phase)
Port 1	1	$0^\circ$	$41.1+47.28i$	0.309	$1.9^\circ$
Port 2	0.996	$123^\circ$	$75.68+65.1i$	0.262	$116.7^\circ$
Port 3	0.718	$86.3^\circ$	$37.26+22.1i$	0.306	$69.9^\circ$
Port 4	0.881	$-164.5^\circ$	$69.48+42.7i$	0.272	$179.9^\circ$
Port 5	0.707	$143.3^\circ$	$35+21.17i$	0.309	$127.4^\circ$
Port 6	0.811	$-108.3^\circ$	$60.33+38.2i$	0.267	$237^\circ$
Port 7	0.995	$-179.3^\circ$	$41.38+46.7i$	0.31	$182^\circ$
Port 8	0.996	$-56.6^\circ$	$76.74+65i$	0.262	$296.6^\circ$
Port 9	0.72	$-94^\circ$	$37+22.32i$	0.306	$249.9^\circ$
Port 10	0.883	$15^\circ$	$69.3+43.18i$	0.272	$0^\circ$
Port 11	0.708	$-37.2^\circ$	$34.63+21.3i$	0.309	$307.3^\circ$
Port 12	0.808	$72^\circ$	$60.22+38i$	0.266	$57.2^\circ$

Tableau B.2 : Tableau des pondérations à réaliser aux éléments en amplitude et en phase associé à l'impédance sur laquelle chaque source doit être chargée.

On remarque que les valeurs de  $Z_L$  sont complexes et éloignées de  $50\Omega$ . De même, les valeurs de  $a_i$  sont différentes des tensions rayonnées. Les grandeurs couplées reçues par chaque accès en sont responsables. Dans le paragraphe suivant, une validation CST est présentée en utilisant des éléments localisés pour simuler les impédances d'entrée objectifs.

### B.1.5. Validation avec des charges localisées

Avant de passer à la conception du circuit d'alimentation, une validation sur CST a été réalisée en utilisant des éléments localisés. Nous excitons les antennes avec les ondes tensions/courant  $a_i$  calculées et nous les chargeons avec les impédances  $Z_L$ .

Les adaptations sont montrées par la *figure B.7*, tous les accès apparaissent adaptés sur toute la bande de fonctionnement. La *figure B.8* montre que les diagrammes synthétisés à partir des pondérations et des ports calculés avec la méthode de synthèse sont concordés avec l'objectif (combinaison linéaire). Le taux d'ellipticité sur toute la bande, est présenté par la *figure B.9*. La *figure B.10* montre une représentation à trois dimensions du taux d'ellipticité. Celui-ci est très proche de 0dB dans le plan compris entre  $-30^\circ > \theta < 30^\circ$  et quel que soit phi.

La conception du circuit de distribution est détaillée dans le paragraphe suivant.

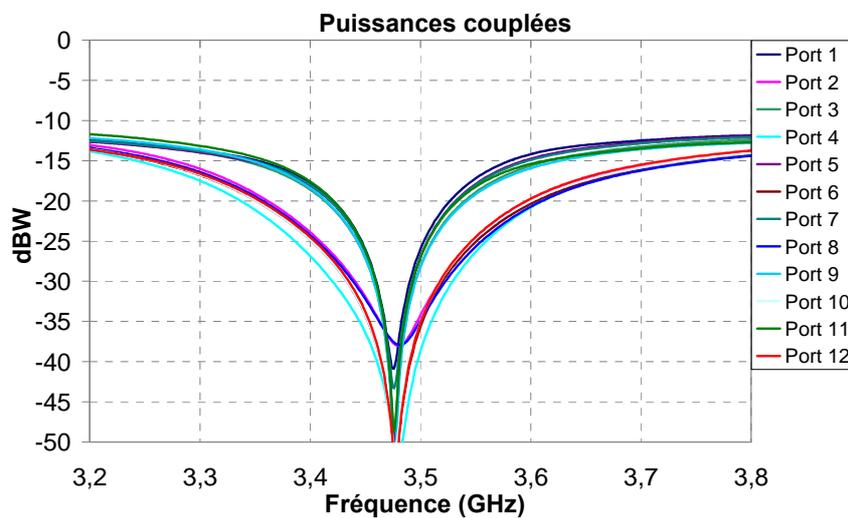


Figure B.7 : Puissance couplées dans les accès pour 1 watt injecté dans l'ensemble du réseau.

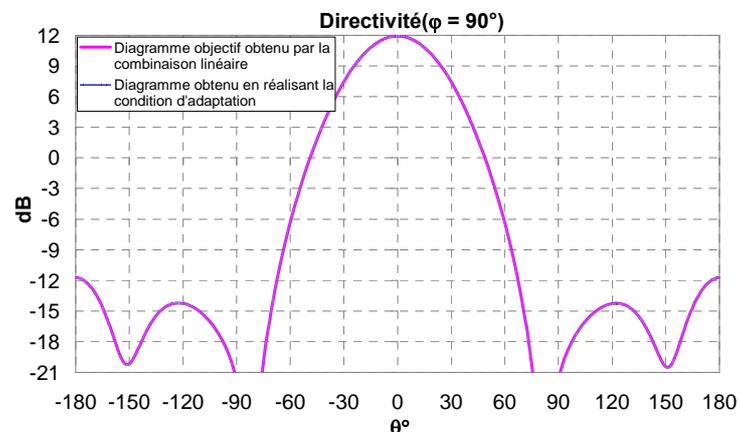


Figure B.8 : Comparaison de diagramme objectif (synthétisé par la combinaison linéaire) et du diagramme obtenu en réalisant la condition d'adaptation ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

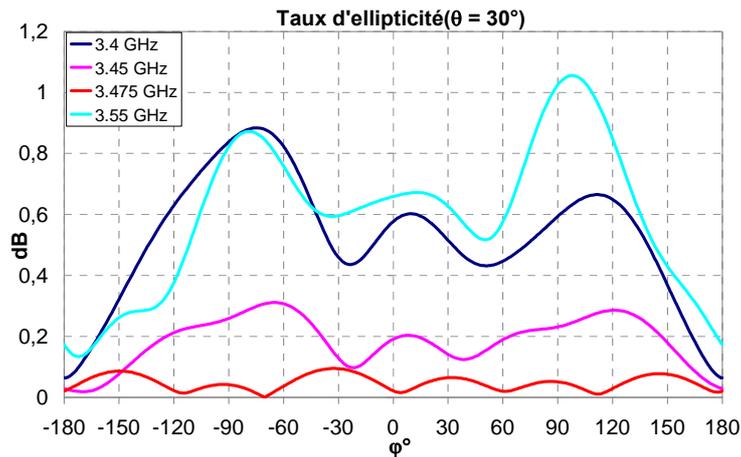


Figure B.9 : Evolution fréquentielle de taux d'ellipticité dans le plan  $\theta = 30^\circ$ .

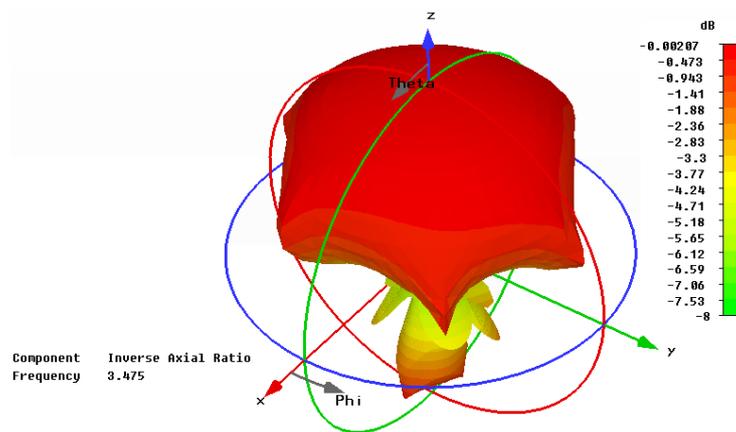


Figure B.10 : Représentation à trois dimensions du taux d'ellipticité ( $f = 3.475\text{GHz}$ ).

## B.2. Conception du circuit de distribution

Pour obtenir les pondérations de phases souhaitées, des optimisations sont faites sur les longueurs des lignes, les amplitudes sont obtenues en optimisant les largeurs des lignes. Notons que le fonctionnement des circuits conçus séparément n'est pas le même lorsque les circuits sont connectés à cause des couplages entre les lignes. Ainsi, une ré-optimisation du circuit est nécessaire afin de retrouver les bonnes pondérations (figure IV.48).

Commençons par les résultats de simulation en termes d'adaptation. Le coefficient de réflexion est illustré sur la figure B.11. Le  $S_{11}$  est au dessous de  $-10\text{dB}$  sur tout la bande. Donc, il est manifeste que les pertes par désadaptation sont négligeables.

Passons maintenant aux coefficients de transmission. Les pondérations réalisées par le circuit de distribution en amplitude et phase sont montrées par les figures B.12 et B.13. Le circuit de distribution a été conçu pour fonctionner à  $3.475\text{GHz}$ . A cette fréquence, la réponse

de circuit d'alimentation est en accord avec l'objectif (tableau B.2). Cependant, en s'éloignant de la fréquence de fonctionnement la réponse en transmission du circuit varie et s'écarte de l'objectif.

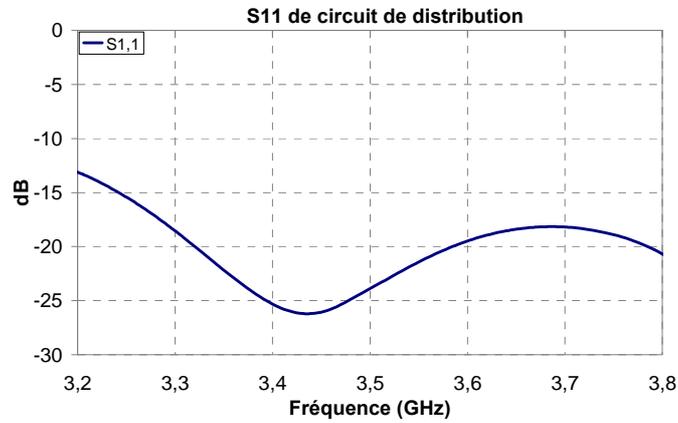


Figure B.11 :  $S_{11}$  de circuit de distribution.

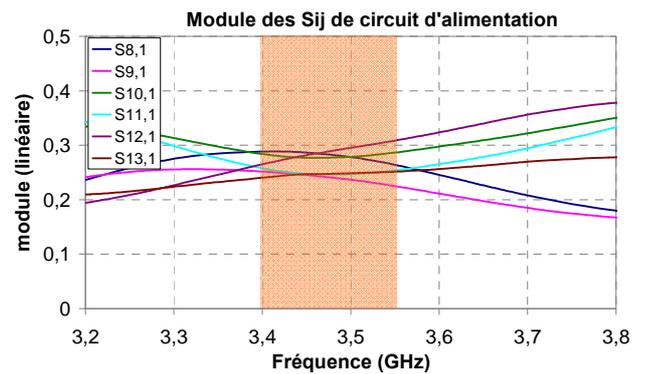
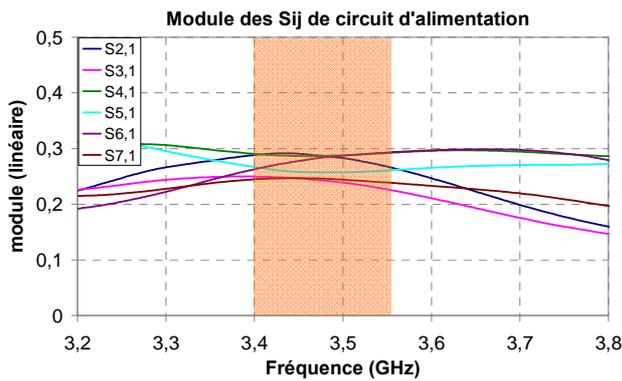


Figure B.12 : Module des paramètres  $S_{ij}$  de circuit de distribution.

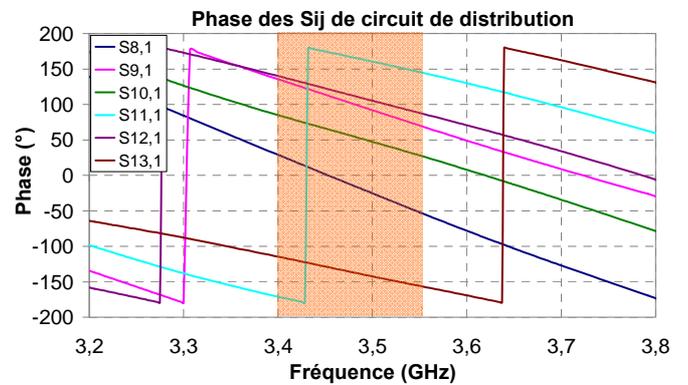
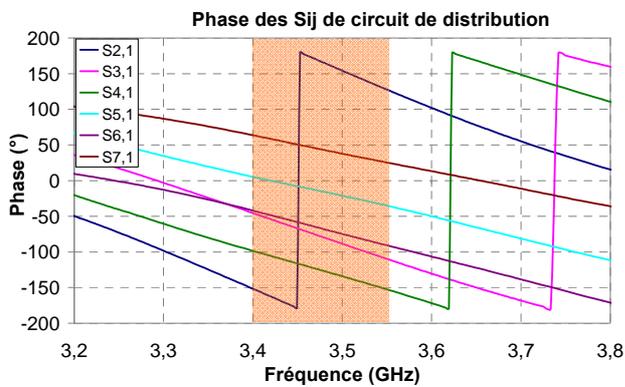


Figure B.13 : Phase des paramètres  $S_{ij}$  de circuit de distribution.

### B.3. Gain réalisé de l'antenne

La figure B.14 présente le gain réalisé de l'antenne (réseau de patches) obtenu en mesure. Les diagrammes sont présentés dans les deux plans  $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$  et à trois fréquences de la bande. Le gain réalisé mesuré de l'antenne augmente en augmentant la fréquence. La différence entre le gain simulé et celui obtenu par mesure est de l'ordre de 1.7dB. Cela est dû à la dégradation du coefficient de réflexion obtenu par mesure (figure IV.67) et à la tolérance dans la chambre anéchoïque ( $\pm 1$  dB). La valeur du gain dans l'axe reste supérieure à 7dB sur toute la bande. A  $\theta = 30^\circ$ , la valeur du gain est de l'ordre de 5dB sur toute la bande. Les résultats restent plutôt satisfaisants sur toute la bande.

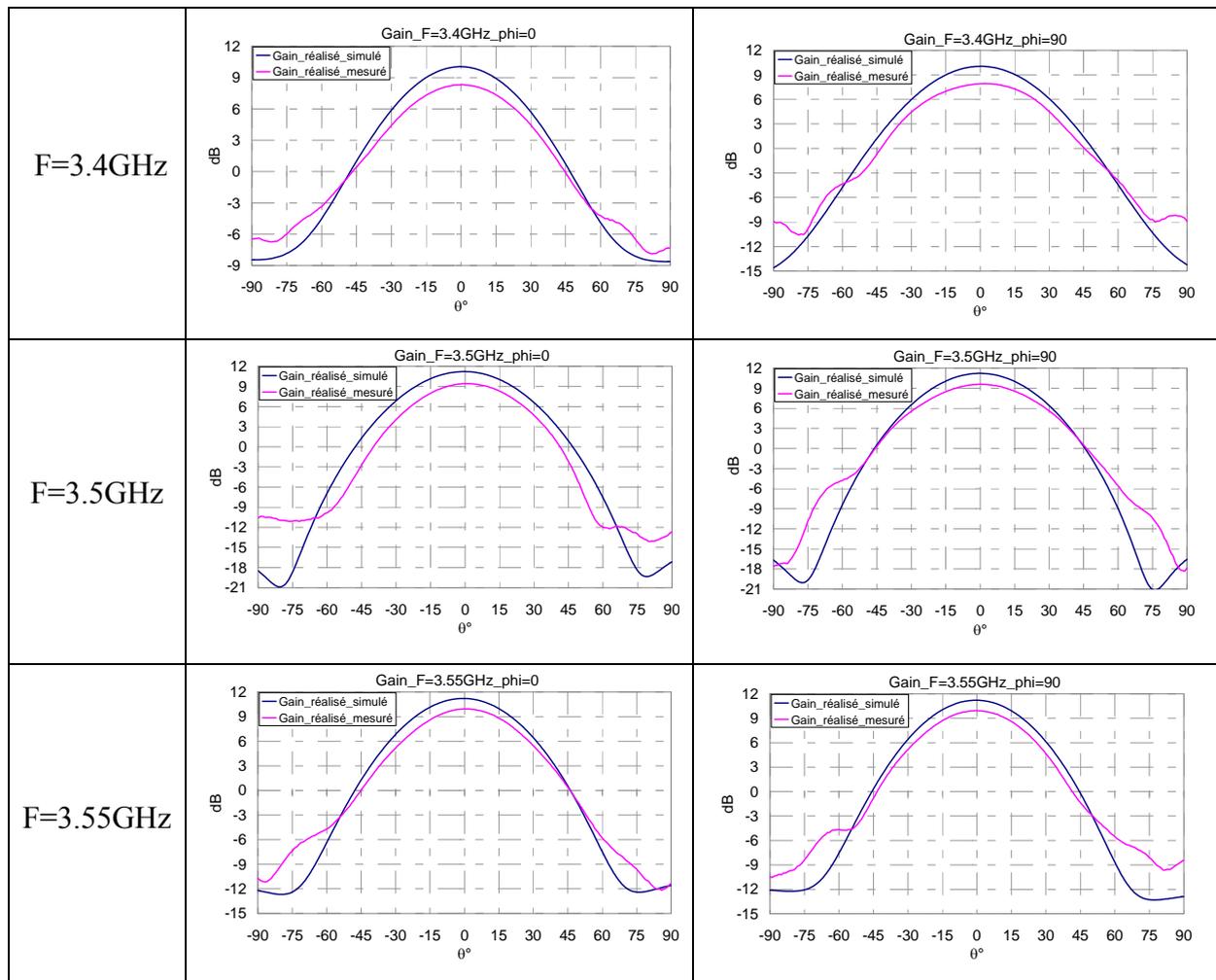


Figure B.14 : Comparaison des diagrammes de rayonnement (Gain réalisé) simulés et mesurés ( $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$ ).

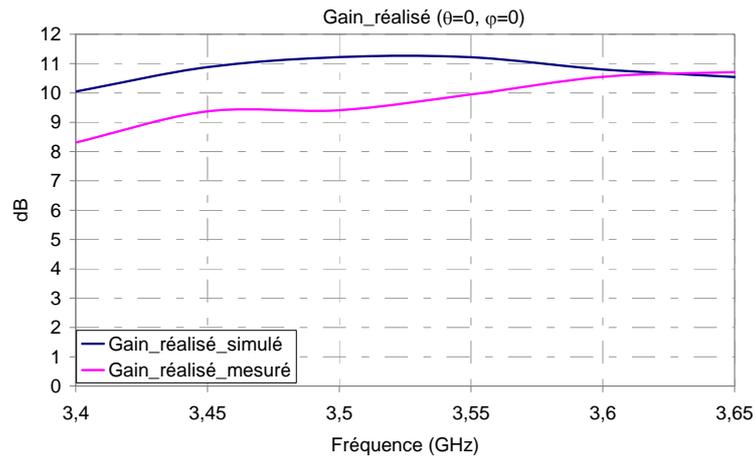


Figure B.15 : Comparaison des diagrammes de rayonnement fréquentiels simulés et mesurés ( $\theta = 0$  et  $\varphi = 0$ ).

La figure B.16 présente le gain réalisé de l'antenne fil-plaque monopolaire obtenu en mesure. Les diagrammes sont présentés dans les deux plans  $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$  et à trois fréquences de la bande.

Puisque la fil-plaque est adaptée à  $f = 3.55$  GHz en mesure, le gain réalisé obtenu par mesure est maximum à  $f = 3.55$  GHz. À  $f = 3.4$  GHz, le gain diminue de 3 dB à cause de la désadaptation de l'antenne à cette fréquence.

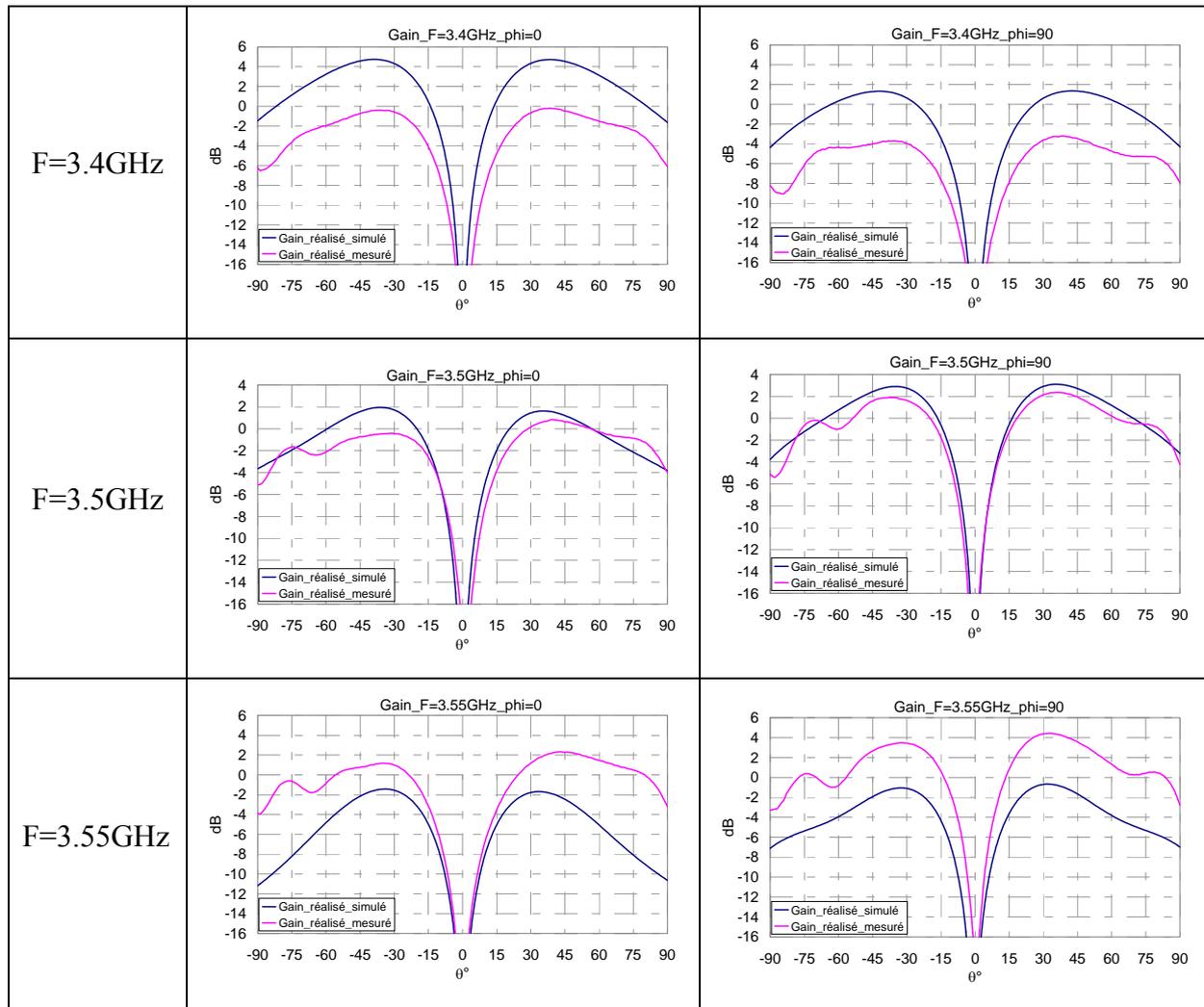


Figure B.16 : Comparaison des diagrammes de rayonnement (Gain réalisé) simulés et mesurés ( $\varphi = 0$  et  $\varphi = 90$ ).





**CONCEPTION D'ANTENNES RESEAUX AUX PERFORMANCES OPTIMISEES  
PAR LA PRISE EN COMPTE DES COUPLAGES INTER-ELEMENTS.  
APPLICATION A LA FORMATION DE FAISCEAU ET A LA POLARISATION  
CIRCULAIRE.**

***Résumé :***

Les travaux contenus dans ce manuscrit s'intéressent à la synthèse de fonctions de rayonnement par l'association de plusieurs éléments rayonnants. Cette demande de synthèse tient compte des couplages entre les éléments rayonnants et du diagramme de chacun d'entre eux pour aboutir à une conception conjointe des antennes et de leur circuit de distribution. Le but est de maintenir simultanément un gain optimum, des objectifs de polarisation, ainsi que de satisfaire aux gabarits de diagramme visés.

Deux applications sont développées. Une première antenne, destinée à être embarquée sur le toit d'un train est contrainte par son intégration. Une seconde antenne qui servira à établir une liaison depuis un satellite, doit réaliser un diagramme de polarisation circulaire.

---

**PERFORMANCES OPTIMIZATION OF AN ANTENNA ARRAYS DESIGN BY  
CONSIDERING THE COUPLING BETWEEN ELEMENTS.  
APPLICATION FOR BEAMFORMING AND CIRCULAR POLARIZATION.**

***Abstract:***

The works in this manuscript are dedicated to the synthesis of radiation functions by associating several radiating elements. The synthesis considers the coupling between elements and their elementary radiation patterns, in order to get a joint design of antennas and their feeding network. The aim is to simultaneously maintain an optimal gain, polarization objectives but also to satisfy the template of desired radiation pattern.

Antennas for two applications are developed. The first one, intended to be embedded on the top of train, is constrained by its integration. The second one which aims to establish a satellite link must provide a circularly polarized pattern.

---

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

---

***Mots clés :***

Réseau de monopoles  
Réseau de patches  
Outils de synthèse  
Couplages

Impédance d'entrée  
Admittance de couplage  
Circuit d'alimentation  
Polarisation circulaire

***Adresse du laboratoire :*** XLIM, Département O.S.A., Faculté des Sciences et Techniques – Université de Limoges, 123 avenue Albert Thomas – 87060 Limoges Cedex