UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ÉCOLE DOCTORALE n°521
Sciences et Ingénierie pour l'Information, Mathématiques

FACULTÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES
INSTITUT DE RECHERCHE XLIM

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Électronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes

présentée et soutenue par

Benoît LESUR

le 18 décembre 2017

Validations de modèles numériques de grands réseaux pour l'optimisation d'antennes à pointage électronique en bande Ka

Thèse dirigée par Thierry MONÉDIÈRE et encadrée par Marc THÉVENOT

JURY :

Bernard JARRY	Professeur, Institut XLIM - Université de Limoges	Président
Xavier BEGAUD	Professeur, Télécom ParisTech - Université de Paris-Saclay	Rapporteur
Mauro ETTORRE	Chargé de Recherche CNRS - HDR, IETR, Rennes	Rapporteur
Christophe MELLÉ	Ingénieur antennes, Zodiac Data Systems, La Teste-de-Buch	Examinateur
Thierry MONÉDIÈRE	Professeur, Institut XLIM - Université de Limoges	Examinateur
Edouard NGOYA	Directeur de Recherche CNRS, Institut XLIM, Limoges	Examinateur
Baptiste PALACIN	Ingénieur antennes, CNES, Toulouse	Examinateur
Marc THÉVENOT	Chargé de Recherche CNRS, Institut XLIM, Limoges	Examinateur
Alain KARAS	Resp. Antennes, Zodiac Data Systems, La Teste-de-Buch	Invité
Patrick POTIER	Docteur, DGA	Invité

À mes amis, ma famille

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Dominique Baillargeat, directeur du laboratoire XLIM et Monsieur Cyril Decroze, responsable de l'équipe Antennes & Signaux, de m'avoir accueilli au sein du laboratoire pour ces trois années de doctorat.

Cette thèse s'étant effectuée dans le cadre d'une convention CIFRE entre le laboratoire XLIM et la société Zodiac Data Systems, je remercie l'ANRT d'avoir cofinancé ces travaux. Je remercie également Monsieur Jean-Marie Bétermier, PDG de la société Zodiac Data Systems, de m'avoir accueilli au sein de son entreprise et de me donner aujourd'hui l'opportunité de poursuivre les travaux initiés par cette thèse.

Je tiens à remercier Monsieur Bernard Jarry, Professeur à l'Université de Limoges, d'avoir accepté de présider mon jury de thèse. Je remercie sincèrement Messieurs Xavier Begaud, Professeur à Télécom ParisTech et Mauro Ettorre, Chargé de Recherche CNRS à l'IETR, d'avoir accepté d'assurer le rôle de rapporteur de ce manuscrit et pour leurs remarques constructives. Merci également à Messieurs Edouard Ngoya, Directeur de Recherche CNRS à l'institut XLIM, Baptiste Palacin, Ingénieur antennes au CNES et Patrick Potier, Ingénieur à la DGA, d'avoir accepté de participer à ce jury de thèse. Merci de l'intérêt que vous avez porté à mes travaux.

J'adresse mes sincères remerciements à Messieurs Alain Karas, responsable du service antennes de la société Zodiac Data Systems et Christophe Mellé, Ingénieur antennes chez Zodiac Data Systems, de m'avoir accueilli en stage, puis en thèse au sein du service. Merci également d'avoir suivi l'avancée de ces travaux tout en m'accordant une certaine autonomie et d'avoir accepté de faire partie du jury. Christophe, je te remercie particulièrement pour ta lecture appliquée et attentive de ce manuscrit et pour tes remarques pertinentes qui m'ont permis d'aborder au mieux la soutenance.

Naturellement, je remercie mes directeurs de thèse, Monsieur Thierry Monédière, Professeur à l'Université de Limoges et Monsieur Marc Thévenot, Chargé de Recherche CNRS à l'institut XLIM, pour l'encadrement de qualité dont ils m'ont fait bénéficier tout au long de la thèse. C'est avec passion, bienveillance et pédagogie qu'ils ont su me transmettre la rigueur et les compétences techniques nécessaires pour mener à bien ces travaux. La confiance qu'ils m'ont accordée ainsi que leurs conseils avisés m'ont permis

de tirer pleinement profit de cette aventure. Je les remercie également pour leurs qualités humaines et leur constante bonne humeur. C'est aussi grâce à vous que je ressors grandi de cette expérience de thèse.

Je remercie aussi Madame Patricia Leroy, secrétaire de l'équipe Antennes & Signaux, pour l'accueil qu'elle m'a réservé, sa gentillesse et sa réactivité.

Je remercie également les membres de CISTEME et de l'équipe Antennes & Signaux que j'ai pu côtoyer sur le site d'ESTER : Nicolas Chevalier, Sébastien Reynaud, Régis Chantalat , Sylvain Piveteau, Bernard Jecko, Thomas Fromenteze et Areski Ghalem. Merci aussi à Cyrille Menudier pour sa sympathie et sa disponibilité. Enfin, je remercie Laure Huitema et Éric Arnaud qui forment un magnifique (vieux) couple. Éric, je te remercie évidemment pour les mesures effectuées en base compacte, dont la précision n'a d'égal que ton sens de l'humour.

Je remercie Amel Maati pour les différentes extractions de matrices à partir des cellules développées. Je souhaite une bonne continuation aux doctorants et anciens doctorants de l'équipe que j'ai pu croiser : Jamil, Jorick, Mohamad, Hamza, Ettien, Sana et Hala.

Je tiens aussi à remercier Christophe « Poodie » Louot, doctorant en photonique, pour le soutien qu'il m'a apporté tout au long de cette aventure qu'est la thèse. En excellent représentant des doctorants, tu as su répondre à toutes mes interrogations. Les repas partagés lors de mes séjours Limougeauds m'ont aussi permis de décompresser et de relativiser pendant les périodes de doute. Bonne chance pour ta soutenance !

J'adresse également mes remerciements aux équipes de Zodiac Data Systems et plus particulièrement aux personnes que j'ai côtoyées : Arnault Remezy, Hervé Gence, Jérôme Girardin (merci pour l'initiation au Kite Surf) et Paul Klein, hackeur à ses heures. Une attention particulière pour les collègues du service Antennes : Alain Magné, Pascal Cousin, Fabien Péleau et David Chaimbault, merci pour votre accueil. Je remercie en particulier les personnes ayant partagé mon bureau : Benjamin Dulucq, les stagiaires de passage : Paul Teillet et Romain Bodec ; Dr Paul Leshauris, jeune cadre dynamique, Rémy Gildas Marie Bouché, dit « Sidi ». Rémy, ta sagesse te perdra. Enfin, je remercie Anaël Lohou, collègue doctorant et acolyte de conférences à l'optimisme débordant. Ta bonne humeur générale et les « coups » préparés aux collègues ont contribué à rendre cette expérience agréable au quotidien. Je te souhaite bon courage pour cette dernière année de thèse. J'en profite également pour remercier ici Julie.

Je souhaite ensuite remercier mes amis qui m'ont soutenu pendant ces années de thèse et qui, pour certains, ont fait le déplacement, souvent de loin, pour venir assister à ma soutenance. Merci donc à mes camarades ENSILiens : Maxime, Antoine, Nico, François,

Alex Pradeau, Marion, Alex Papaya. Merci aussi au gang des Sarladais : Guido, Martin, Nico, Morgane, Antoine, Mathilde, Pauline (c'est bientôt ton tour !), Julie et Garance. Merci aussi à Jean-Henri et Agnès qui m'ont fait la surprise de venir à la soutenance.

Enfin, je remercie chaleureusement mes parents pour l'inconditionnel soutien qu'ils m'ont témoigné. Je vous dois en grande partie l'aboutissement de ces années d'études. Mes derniers mots sont destinés à Nathalène, que je remercie pour son soutien quotidien, notamment durant cette interminable période de rédaction. Merci d'avoir été là, de m'avoir conforté dans mes choix et d'avoir eu la patience de lire ce manuscrit.

Table des matières

Table des figures **15**

Liste des tableaux **27**

Liste des abréviations **31**

Introduction générale **35**

Chapitre 1 : Contexte de l'étude **41**
1.1 Introduction . . . 43
1.2 Les satellites de télécommunications . . . 43
1.2.1 Rôles . . . 43
1.2.2 Histoire . . . 44
1.2.3 Description . . . 47
1.2.4 Les satellites géostationnaires . . . 47
1.2.5 Les satellites défilants . . . 48
1.2.6 Les satellites à haute capacité . . . 50
1.2.6.1 Principes . . . 50
1.2.6.2 Exemples de systèmes HTS . . . 52
1.3 Cadre du projet . . . 55
1.3.1 Les télécommunications avec des mobiles . . . 55
1.3.1.1 Présentation . . . 55
1.3.1.2 Le marché . . . 56
1.3.1.3 Le terminal . . . 58
1.3.1.4 Réglementations . . . 58
1.3.2 État de l'art des systèmes existants . . . 60
1.3.2.1 Solutions mécaniques . . . 61
1.3.2.2 Solutions hybrides . . . 65
1.3.2.3 Solutions électroniques . . . 71
1.4 Objectifs . . . 78
1.4.1 Le projet . . . 78
1.4.2 Cahier des charges . . . 78
1.4.3 Positionnement de l'étude . . . 80
Bibliographie . . . 82

Chapitre 2 : Mise en œuvre et validation des méthodologies de conception **87**
2.1 Introduction . . . 89
2.2 Méthodes de simulation des réseaux d'antennes . . . 89
2.2.1 Les solveurs électromagnétiques . . . 89
2.2.2 Méthodes adaptées aux structures périodiques . . . 91
2.2.3 Problématique . . . 94
2.2.4 Modélisation de grands réseaux . . . 97
2.3 Conception d'une cellule passive . . . 99
2.3.1 Choix technologiques . . . 99
2.3.2 Modélisation de la structure . . . 101
2.3.3 Résultats . . . 104

2.4 Conception d'un réseau passif . . . 110
2.4.1 Panneau rayonnant . . . 110
2.4.2 Circuit de distribution . . . 114
2.4.2.1 Conception d'un diviseur de puissance . . . 114
2.4.2.2 Circuit complet . . . 117
2.4.3 Connectique associée . . . 119
2.4.4 Simulation globale . . . 121
2.4.4.1 Méthode . . . 121
2.4.4.2 Puissances injectées et réfléchies . . . 122
2.4.4.3 Coefficient de réflexion . . . 123
2.4.4.4 Rayonnement . . . 124
2.4.5 Fabrication du réseau . . . 126
2.5 Caractérisation expérimentale . . . 127
2.5.1 Les moyens de mesure . . . 127
2.5.1.1 La base compacte d'XLIM . . . 128
2.5.1.2 La base de mesure en champ proche de Zodiac Data Systems . 129
2.5.2 Mesures du réseau 4x4 . . . 130
2.6 Validation de la méthode de simulation des grands réseaux . . . 133
2.6.1 Réseau 4x4 . . . 133
2.6.2 Réseau 8x4 . . . 136
2.6.2.1 Pointage axial . . . 136
2.6.2.2 Dépointage de 20° . . . 136
2.7 Conclusion . . . 139
Bibliographie . . . 140

Chapitre 3 : Modélisation et caractérisation d'une antenne réseau grand gain 143
3.1 Introduction . . . 145
3.2 Modélisation du panneau rayonnant . . . 146
3.2.1 Cellule élémentaire . . . 146
3.2.2 Extraction de la matrice de couplage du panneau . . . 148
3.2.3 Extraction des diagrammes de rayonnement élémentaires . . . 152
3.3 Modélisation du circuit de distribution . . . 154
3.3.1 Méthode . . . 154
3.3.2 Résultats . . . 155
3.4 Modélisation globale . . . 156
3.4.1 Puissances injectées et réfléchies . . . 157
3.4.2 Diagramme de rayonnement . . . 159
3.4.3 Coefficient de réflexion . . . 162
3.5 Caractérisation expérimentale . . . 162
3.5.1 Fabrication du réseau . . . 162
3.5.2 Mesures . . . 163
3.5.2.1 Coefficient de réflexion . . . 163
3.5.2.2 Gain réalisé . . . 164
3.5.2.3 Diagramme de rayonnement . . . 164
3.6 Conclusion . . . 167

Chapitre 4 : Analyse des performances d'un grand panneau rayonnant à bi-polarisation **169**
4.1 Introduction . . . 171
4.2 Recherche d'une cellule large bande à bi-polarisation . . . 172
4.2.1 État de l'art . . . 172
4.2.2 Adaptation d'un modèle de cellule aux contraintes de l'application . . . 175
4.2.2.1 Description de la cellule . . . 175
4.2.2.2 Résultats . . . 179
4.3 Extraction de la matrice [S] d'un panneau rayonnant . . . 181
4.3.1 Rappels sur la méthode et application au cas d'une cellule bi-polarisation 181
4.3.2 Résultats . . . 182
4.4 Calcul des diagrammes unitaires . . . 184
4.5 Analyse du fonctionnement d'un grand panneau . . . 186
4.5.1 Démarche adoptée . . . 186
4.5.2 Principe de génération de la polarisation circulaire . . . 187
4.5.3 Pondérations équi-amplitude et en quadrature appliquées à tous les éléments du réseau . . . 189
4.5.3.1 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (0°;45°)$ . . . 190
4.5.3.2 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (30°;45°)$ . . . 191
4.5.3.3 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (60°;45°)$ . . . 192
4.5.3.4 Synthèse des résultats . . . 193
4.5.4 Implémentation d'une optimisation du taux d'ellipticité . . . 195
4.5.4.1 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (0°;45°)$ . . . 195
4.5.4.2 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (30°;45°)$ . . . 196
4.5.4.3 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (60°;45°)$ . . . 198
4.5.4.4 Synthèse des résultats . . . 199
4.5.5 Application d'une pondération d'amplitude de type Dolph-Chebyshev 200
4.5.5.1 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (0°;45°)$ . . . 201
4.5.5.2 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (30°;45°)$ . . . 202
4.5.5.3 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (60°;45°)$ . . . 204
4.5.5.4 Synthèse des résultats . . . 205
4.5.6 Étude de l'influence d'une quantification des pondérations . . . 206
4.5.6.1 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (0°;45°)$ . . . 207
4.5.6.2 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (30°;45°)$ . . . 208
4.5.6.3 Pointage $(\theta_0;\phi_0) = (60°;45°)$ . . . 210
4.5.6.4 Synthèse des résultats . . . 211
4.6 Conclusion . . . 213
Bibliographie . . . 215

Conclusion générale et perspectives **217**

Annexes **223**
Annexe A : Les antennes imprimées . . . 225
Annexe B : Les réseaux d'antennes : Notions fondamentales . . . 231
Annexe C : Compléments de résultats du Chapitre 4 . . . 243

Liste des travaux **257**

Table des figures

1.1 Schéma classique d'une transmission par satellite . . . 44
1.2 Orbite géostationnaire telle qu'imaginée par A.C. Clarke [3] . . . 45
1.3 Satellites passifs . . . 46
1.4 Satellites de télécommunications . . . 46
1.5 Charge utile d'un satellite de télécommunications [6] . . . 47
1.6 Occupation de l'orbite géostationnaire . . . 48
1.7 Constellation de satellites défilants . . . 49
1.8 Comparaison entre une couverture régionale et une couverture multi-faisceaux . . . 50
1.9 Schéma de réutilisation de fréquence et de polarisation [13] . . . 51
1.10 Satellite KA-SAT . . . 53
1.11 Couverture associée au satellite KA-SAT . . . 53
1.12 Satellite ViaSat-1 . . . 54
1.13 Couverture associée au satellite ViaSat-1 . . . 54
1.14 Marché de l'*In-Flight Connectivity* [15] . . . 57
1.15 Communications aéronautiques . . . 57
1.16 Représentation du gabarit de densité de PIRE sur la composante co-polaire 60
1.17 Antennes à réflecteur avec positionneur mécanique . . . 61
1.18 Exemple d'utilisation d'antenne à reflecteur sur un avion d'affaires . . . 62
1.19 Réseaux Ku/Ka passifs combinés à un postionneur mécanique . . . 63
1.20 Réseaux Ka passifs combinés à un postionneur mécanique . . . 63
1.21 Cornet développé par la société QEST [26] . . . 64
1.22 Réseau d'antennes développé par QEST [26] . . . 64
1.23 Evolution du *skew angle* en fonction de la position de l'avion [27] . . . 65
1.24 Principe du balayage hybride [28] . . . 66
1.25 Réseau d'antennes à balayage hybride présenté dans [29] . . . 66
1.26 Principe de fonctionnement de l'antenne développée par INEO Défense [33] 67
1.27 Antenne d'INEO Défense [33] . . . 68
1.28 Antenne CTS développée par l'Université de Rennes [34] . . . 68
1.29 Vue en coupe de l'antenne CTS [34] . . . 69
1.30 Principe de fonctionnement des CTS en série [35] . . . 69
1.31 Principes de l'antenne VICTS développée par ThinKom [35],[36] . . . 70
1.32 Terminal Ka (émission et réception) développé par ThinKom [37] . . . 70
1.33 Réseau d'antennes développé par Phasor . . . 71
1.34 Eléments constituants l'antenne de Phasor . . . 72
1.35 Architectures de réseaux à balayage électronique [40] . . . 73
1.36 Architecture de la chaîne d'émission proposée dans le projet SANTANA [42] 73
1.37 Maquette d'un réseau 8x8 avec la logique de commande associée [40] . . . 74
1.38 Vue d'artiste du terminal Gilat [48] . . . 75
1.39 Réseau 8x8 à cristaux liquides proposé par Alcan Systems [50] . . . 76
1.40 Zone dans laquelle une antenne à dépointage maximal de 70° peut être vue par des satellites géostationnaires . . . 80
2.1 Les différents maillages proposés par CST Microwave Studio . . . 91
2.2 Représentation d'une cellule au sein d'un réseau périodique infini . . . 92
2.3 Illustration d'une cellule à laquelle sont appliquées des conditions de périodicité . . . 92

2.4 Représentation du mode de Floquet fondamental dans l'espace des (k_x, k_y) pour une cellule d'une demi-longueur d'onde ($\Delta_x = \Delta_y = \lambda_0/2$) 93
2.5 Mise en évidence du couplage inter-élément entre deux antennes imprimées séparées d'une distance de $0.5\lambda_0$ - Une seule antenne est alimentée 95
2.6 Effet du couplage sur l'adaptation 95
2.7 Comparaison entre l'approche « réseau idéal » (haut) et l'approche « réseau réel » (bas) 96
2.8 Réseau infini uni-dimensionnel 98
2.9 Côtes principales de la cellule périodique : Δ_x est le pas du réseau, *Lp* l'arête de l'élément imprimé, *Lf* et *ef* sont la longueur et la largeur de la fente de couplage et *el* la largeur de la ligne *stripline* 100
2.10 Empilement de couches constituant la cellule élémentaire du réseau 101
2.11 Conditions aux limites et artifices de calcul appliqués à la cellule élémentaire 102
2.12 Convergence du maillage adaptatif du solveur fréquentiel - Vue 3D 103
2.13 Convergence du maillage adaptatif du solveur fréquentiel 103
2.14 Cartographie du champ électrique à 20 GHz dans le plan de la ligne d'excitation - Influence de l'effet des vias 104
2.15 Effet des vias sur le coefficient de réflexion actif 104
2.16 Évolution de l'impédance active de la cellule élémentaire en fonction de la longueur de la fente 105
2.17 Évolution du coefficient de réflexion actif de la cellule élémentaire en fonction de la longueur de la fente 105
2.18 Évolution de l'impédance active de la cellule élémentaire en fonction de la largeur de la fente 106
2.19 Évolution du coefficient de réflexion actif de la cellule élémentaire en fonction de la largeur de la fente 106
2.20 Évolution de l'impédance active de la cellule élémentaire en fonction de la longueur de l'élément rayonnant 107
2.21 Évolution du coefficient de réflexion actif de la cellule élémentaire en fonction de la longueur de l'élément rayonnant 107
2.22 Évolution de l'impédance active de la cellule élémentaire en fonction de la longueur du *stub* 108
2.23 Évolution du coefficient de réflexion actif de la cellule élémentaire en fonction de la longueur du *stub* 108
2.24 Impédance active de la cellule optimisée 108
2.25 Coefficient de réflexion actif de la cellule optimisée 109
2.26 Maillage hexaédrique obtenu après convergence - Le maillage tétraédrique est donné sur la Figure 2.13 111
2.27 Coefficient de réflexion actif de la cellule - Comparaison des résultats obtenus par le solveur fréquentiel et transitoire 112
2.28 Panneau de 16 éléments (a) et maillage associé (b) 112
2.29 Coefficients de réflexion actifs des éléments du panneau rayonnant pour une excitation uniforme idéale - Voir Figure 2.28a pour la numérotation des ports 113
2.30 Paramètres [S] du panneau rayonnant - Voir Figure 2.28a pour la numérotation des ports 113
2.31 Impédances associées à un tronçon de ligne de longueur l 115

2.32 Topologies possibles pour une jonction T avec transformateurs d'impédance de type « quart d'onde » . . . 115
2.33 Vues 3D du diviseur de puissance conçu . . . 116
2.34 Paramètres [S] du diviseur de puissance simulé avec un plan de symétrie . 116
2.35 Vue 3D du diviseur de puissance intégrant un transformateur « quart d'onde » coudé . . . 117
2.36 Vue 3D du circuit de distribution et maillage associé . . . 117
2.37 Adaptation et couplages du circuit de distribution seul . . . 118
2.38 Coefficients de transmission entre le port commun et les autres ports du circuit lorsque le circuit est chargé sur 50 Ω . . . 118
2.39 Schéma de principe de la connectique associée au réseau, vue en coupe Dimensions en mm . . . 119
2.40 Modélisation de la transition pour la connectique du réseau . . . 119
2.41 Paramètres [S] de la transition pour la connectique du réseau . . . 120
2.42 Chaînage de blocs *Touchstone* permettant de simuler le comportement du réseau complet avec CST DESIGN STUDIO . . . 121
2.43 Puissances injectées dans les ports du panneau pour 1 W incident . . . 122
2.44 Puissances réfléchies des ports du panneau pour 1 W incident . . . 123
2.45 Coefficients de réflexion des différentes configurations de blocs *Touchstone* 123
2.46 Représentation 3D du rayonnement de la composante co-polaire du réseau à 20 GHz . . . 124
2.47 Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 19.7 GHz . . . 125
2.48 Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 20 GHz . . . 125
2.49 Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 20.2 GHz . . . 125
2.50 Réseaux d'antennes fabriqués - Finitions : Nickel/Or, Étain chimique et Cuivre . . . 126
2.51 Effet des recharges de métal sur le coefficient de réflexion actif de la cellule périodique . . . 127
2.52 Modèle de la face avant du réseau incluant les ajouts de matière et les têtes de vis . . . 127
2.53 Zones de rayonnement d'une antenne . . . 128
2.54 La base compacte d'XLIM [23] . . . 129
2.55 La base de mesure en champ proche de Zodiac Data Systems . . . 130
2.56 Comparaison du coefficient de réflexion du réseau mesuré et simulé . . . 130
2.57 Comparaison des diagrammes mesurés et simulés à 19.7 GHz . . . 131
2.58 Comparaison des diagrammes mesurés et simulés à 20 GHz . . . 131
2.59 Comparaison des diagrammes mesurés et simulés à 20.2 GHz . . . 132
2.60 Comparaison des gains mesurés et simulés . . . 132
2.61 Comparaison des paramètres [S] du panneau 4x4 Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit Voir Figure 2.28a pour la numérotation des ports . . . 133
2.62 Comparaison des puissances injectées dans les ports du panneau 4x4 pour 1 W incident Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit . . 134

2.63 Comparaison des puissances réfléchies des ports du panneau 4x4 pour 1 W incident Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit 134
2.64 Comparaison des coefficients de réflexion à l'entrée du réseau 4x4 135
2.65 Comparaison des diagrammes mesurés et simulés (modèles *full-wave* et reconstruit) à 20 GHz 135
2.66 Comparaison des puissances injectées dans les ports du panneau 8x4 pour 1 W incident - Pointage : $\theta_0 = 0°$ Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit 136
2.67 Comparaison des puissances réfléchies des ports du panneau 8x4 pour 1 W incident - Pointage : $\theta_0 = 0°$ Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit 137
2.68 Comparaison des puissances injectées dans les ports du panneau 8x4 pour 1 W incident et un dépointage théorique de 20° Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit 137
2.69 Comparaison des puissances réfléchies des ports du panneau 8x4 pour 1 W incident et un dépointage théorique de 20° Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit 138
2.70 Comparaison des coefficients de réflexion à l'entrée du réseau 8x4 138
3.1 Convergence du maillage adaptatif de la cellule réduite 147
3.2 Coefficient de réflexion actif de la cellule modifiée pour une incidence normale 147
3.3 Diagrammes de cercles de la cellule infiniment périodique en fonction de la fréquence - Les graduations représentent les angles d'élévation 148
3.4 Couplages au sein du panneau et numérotation des ports associée 149
3.5 Coefficients de réflexion actifs des 1024 éléments du panneau 150
3.6 Cartographie des coefficients de réflexion actifs sur le panneau à 20 GHz . 150
3.7 Comparaison des diagrammes de cercles de la cellule périodique et d'éléments du panneau à 20 GHz - Les graduations représentent les angles d'élévation 151
3.8 Coefficients de réflexion actifs de la cellule périodique et d'éléments particuliers du panneau de 1024 éléments 151
3.9 Répartition des neufs diagrammes unitaires calculés sur un panneau 11x11 152
3.10 Évolution du diagramme de rayonnement environné pris au centre d'un panneau en fonction du nombre d'éléments à 20 GHz 153
3.11 Exemples de briques de base du circuit de distribution simulées en *full-wave* 154
3.12 Coefficient de réflexion du port commun du circuit de distribution 155
3.13 Coefficients de transmission entre le port commun et les autres ports du circuit lorsque le circuit est chargé sur 50 Ω 156
3.14 Illustration du raccordement des matrices [S] du circuit et du panneau . . 157
3.15 Puissances injectées dans les ports du panneau 64x16 pour 1 W incident . 158
3.16 Cartographie des puissances injectées dans les ports du panneau à 20 GHz 159
3.17 Puissances réfléchies des ports du panneau 64x16 pour 1 W incident 159
3.18 Diagramme de rayonnement en 3-D du réseau de 1024 éléments à 20 GHz - Les graduations représentent les angles d'élévation 160
3.19 Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 19.7 GHz 161
3.20 Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 20 GHz 161

3.21 Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 20.2 GHz . . . 161
3.22 Coefficient de réflexion simulé du réseau de 1024 éléments . . . 162
3.23 Réseau de 1024 éléments fabriqué - Finition étain chimique . . . 163
3.24 Coefficient de réflexion du réseau de 1024 éléments . . . 163
3.25 Gain réalisé par le réseau de 1024 éléments en fonction de la fréquence . . . 164
3.26 Diagramme de rayonnement du réseau à 20 GHz - Plan E ($\phi = 0$ °) . . . 165
3.27 Diagramme de rayonnement du réseau à 20 GHz - Plan H ($\phi = 90$ °) . . . 165
3.28 Comparaison des diagrammes de rayonnement en fonction des hypothèses de simulation à 20 GHz - Plan E ($\phi = 0$ °) . . . 166
3.29 Expansion de l'axe des abscisses de la Figure 3.28 . . . 166
3.30 Comparaison des diagrammes de rayonnement en fonction des hypothèses de simulation à 20 GHz - Plan H ($\phi = 90$ °) . . . 166
4.1 Elément rayonnant à coins tronqués présenté dans [3] . . . 172
4.2 Élément rayonnant bi-bande et mono-polarisation présenté dans [5] . . . 173
4.3 Architecture de la cellule élémentaire présentée dans [8] . . . 174
4.4 Élément rayonnant bi-polarisation présenté dans [9] . . . 175
4.5 Vue éclatée de la cellule développée . . . 176
4.6 Côtes de la cellule développée Δ_x est le pas du réseau ; *el* est la largeur des lignes ; *Ls11*, *Ls12* et *Ls2* sont les dimensions des *stubs* d'adaptation ; *ef*, *Wf1*, *Wf2*, *Lf1* et *Lf2* sont les longueurs et largeurs associées aux fentes de couplage ; *dv* et *ev* sont le diamètre et l'entraxe des vias ; *o1* et *o2* sont les *offsets* respectifs des excitations 1 et 2 ; *Lpi* et *Lps* sont les largeurs des éléments inférieur et supérieur ; *em* est l'épaisseur des murs de blindage de l'excitation et *Lc* est la taille de la cavité . . . 176
4.7 Convergence du maillage adaptatif du solveur fréquentiel . . . 177
4.8 Paramètres [S] actifs de la cellule périodique - Dépointage dans le plan $\phi_0 = 0°$ . . . 180
4.9 Paramètres [S] actifs de la cellule périodique - Dépointage dans le plan $\phi_0 = 45°$ . . . 180
4.10 Paramètres [S] actifs de la cellule périodique - Dépointage dans le plan $\phi_0 = 90°$ . . . 181
4.11 Diagrammes de cercles de la cellule périodique à 18.3 GHz . . . 182
4.12 Diagrammes de cercles de la cellule périodique à 19.25 GHz . . . 183
4.13 Diagrammes de cercles de la cellule périodique à 20.2 GHz . . . 183
4.14 Paramètres [S] issus de l'extraction de la matrice du réseau 45x45 . . . 184
4.15 Diagramme unitaire **central** du port polarisé suivant *Ex* à 19.25 GHz . . . 185
4.16 Diagramme unitaire de **bord plan E** du port polarisé suivant *Ex* à 19.25 GHz . . . 185
4.17 Diagramme unitaire de **bord plan H** du port polarisé suivant *Ex* à 19.25 GHz . . . 185
4.18 Diagramme unitaire de **coin** du port polarisé suivant *Ex* à 19.25 GHz . . . 186
4.19 Architectures permettant la génération d'une polarisation circulaire . . . 188
4.20 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 190
4.21 Cartographie des coefficients de réflexion actifs à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 191

4.22 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 191
4.23 Cartographie des coefficients de réflexion actifs à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 192
4.24 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 192
4.25 Cartographie des coefficients de réflexion actifs à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 193
4.26 Coupes du diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ à 19.25 GHz en polarisation RHCP pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ . . . 193
4.27 Évolution du rapport $G/T_{antenne}$ et du TE en fonction de l'incidence à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 194
4.28 Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 194
4.29 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 195
4.30 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 195
4.31 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 196
4.32 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 196
4.33 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 197
4.34 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 197
4.35 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 198
4.36 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 198
4.37 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 199
4.38 Évolution du diagramme de rayonnement et du rapport $G/T_{antenne}$ à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 199
4.39 Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 200
4.40 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 201

4.41 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 201
4.42 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 202
4.43 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 202
4.44 Cartographie des puissances et injectées des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 203
4.45 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 203
4.46 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 204
4.47 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 204
4.48 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 205
4.49 Évolution du diagramme de rayonnement et du rapport $G/T_{antenne}$ à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 205
4.50 Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 206
4.51 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 207
4.52 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 207
4.53 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 208
4.54 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 208
4.55 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 209
4.56 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 209
4.57 Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 210

4.58 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 210
4.59 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 211
4.60 Coupes du diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ à 19.25 GHz en polarisation RHCP pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ . . . 211
4.61 Évolution du rapport $G/T_{antenne}$ et du TE en fonction de l'incidence à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 212
4.62 Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 212
A.1 Modèle de la cavité à fuite servant à étudier l'antenne imprimée . . . 225
A.2 Allure des lignes de champ dans la cavité . . . 227
A.3 Types d'alimentations par contact direct . . . 228
A.4 Types d'alimentations par couplage . . . 228
B.1 Ensemble de sources isotropes placées en des points M_i formant un réseau 231
B.2 Réseau linéaire de deux sources dont l'une est déphasée par rapport à l'autre 234
B.3 Vecteur d'onde et ses composantes dans un repère cartésien . . . 236
B.4 Répartition quelconque des éléments d'un réseau périodique . . . 238
B.5 Modes de Floquet pour une distribution d'élément sur une grille carrée ($\gamma = 90°$) . . . 239
B.6 Modes de Floquet pour une distribution d'élément sur une grille de type triangle équilatéral ($\gamma = 60°$; $\Delta_y = \frac{\sqrt{3}}{2}\Delta_x$) . . . 239
B.7 Couplages et ondes couplées au sein d'un réseau de 3 éléments . . . 240
C.1 Distribution de température de bruit du ciel utilisée pour les calculs de la température de bruit de l'antenne . . . 243
C.2 Caractéristiques de rayonnement à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 244
C.3 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 244
C.4 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 245
C.5 Caractéristiques de rayonnement à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 245
C.6 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 246
C.7 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 246
C.8 Caractéristiques de rayonnement à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 247

C.9 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 247
C.10 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 18.3 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 248
C.11 Coupes du diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ à 18.3 GHz en polarisation RHCP pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ . . . 248
C.12 Évolution du rapport $G/T_{antenne}$ et du TE en fonction de l'incidence à 18.3 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 249
C.13 Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 18.3 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 249
C.14 Caractéristiques de rayonnement à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 250
C.15 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 250
C.16 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 251
C.17 Caractéristiques de rayonnement à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 251
C.18 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 252
C.19 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 252
C.20 Caractéristiques de rayonnement à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 253
C.21 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 253
C.22 Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 20.2 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP . . . 254
C.23 Coupes du diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ à 20.2 GHz en polarisation RHCP pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ . . . 254
C.24 Évolution du rapport $G/T_{antenne}$ et du TE en fonction de l'incidence à 20.2 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 255
C.25 Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 20.2 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP . . . 255

Liste des tableaux

1.1 Evolution de la capacité des satellites entre 1985 et 2009 [6] 46
1.2 Gabarit de densité de PIRE à respecter pour la composante co-polaire . . . 59
1.3 Gabarit de densité de PIRE à respecter pour la composante contra-polaire . 59
1.4 Performances des différents systèmes fonctionnant en bande Ka 77
1.5 Spécifications préliminaires du terminal 81
2.1 Récapitulatif des dimensions de la cellule optimisée 109
2.2 Temps de calculs et nombres de cellules associés aux différents solveurs pour la simulation de la cellule infiniment périodique 111
3.1 Nouvelles dimensions de la cellule réduite 146
3.2 Évolution du gain à 20 GHz en fonction du nombre d'éléments 156
4.1 Récapitulatif des dimensions de la cellule 178
4.2 Caractéristiques des architectures proposées 188

Liste des abréviations

ANR *Agence Nationale de la Recherche*

ASIC *Application-Specific Integrated Circuit*

ATG *Air To Ground*

CEPT *Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications*

CNES *Centre National d'Études Spatiales*

CTS *Continuous Transverse Stub*

DBF *Digital Beam Forming*

ESKaLAD *Electronically Steerable Ka-band Low-profile Antenna Design*

ETSI *European Telecommunications Standards Institute*

FCC *Federal Communications Commission*

FDTD *Finite-Difference Time-Domain*

FEM *Finite Element Method*

FIT *Finite Integration Technique*

HTS *High Throughput Satellite*

IFC *In-Flight Connectivity*

ITU *International Telecommunication Union*

LEO *Low Earth Orbit*

LHCP *Left-Hand Circular Polarization*

LTCC *Low Temperature Co-fired Ceramics*

MEO *Medium Earth Orbit*

MMIC *Monolithic Microwave Integrated Circuit*

MoM *Method of Moments*

PIRE *Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente*

PML *Perfectly Matched Layer*

RHCP *Right-Hand Circular Polarization*

SCERNE *Simulation de Chaînes d'Emission/Réception Nouvelle gEnération*

SOTM *Satcom-On-The-Move*

TE *Taux d'Ellipticité*

TMTC *Télémétrie/Télécommande*

VICTS *Variable Inclination Continuous Transverse Stub*

XPD *Cross-polarization discrimination*

Introduction générale

L'aube du XXI^{è} siècle a marqué le début de la révolution numérique. La transmission de l'information est facilitée et accélérée, entraînant une mutation profonde de nos sociétés contemporaines : bouleversement de nos comportements sociétaux, de nos modes de consommation, de notre façon de travailler et de nos moyens de communication. Au service de ces exigences nouvelles, les télécommunications, permettant la transmission de l'information immatérielle à distance, se sont développées. Grâce à ce phénomène mondial, les techniques de communication, profondément transformées au fil du temps, sont désormais synonymes d'efficacité, d'immédiateté et de rapidité.

Les services à la demande (vidéo, musique, etc.) qui fleurissent dans notre quotidien sont tous liés par le même besoin de connectivité à haut débit pour pouvoir fonctionner. C'est ainsi que les réseaux de télécommunications terrestres ont évolué pour faire face à une telle demande en divertissement et en mobilité connectée. Par conséquent, les connexions par fibre optique et les réseaux cellulaires 3G et 4G ont vu le jour. Cette demande en constante évolution, couplée aux progrès technologiques, donnera bientôt naissance à la 5G.

Les enjeux des prochaines années touchent aussi bien les liaisons terrestres que les liaisons par satellite, ainsi, le ciel et l'espace s'inscrivent plus que jamais dans cette révolution numérique. En effet, les géants du domaine se lancent à leur tour dans cette conquête. Partant du constat que plus de la moitié de la population mondiale n'a pas accès à internet, Google, à travers le projet *Loon*, sur lequel le CNES (Centre National d'Études Spatiales) apporte son expertise, a pour ambition de faire voler des ballons stratosphériques gonflés à l'hélium pour fournir un accès à internet dans les zones les plus reculées de la planète. Dans la même optique, Facebook, via le projet *Aquila*, expérimente la possibilité de connecter à internet les zones reculées par le biais de drones solaires autonomes.

Quant au spatial, SpaceX et OneWeb annoncent des constellations de plusieurs centaines voire plusieurs milliers de satellites en orbite basse offrant des services de connectivité à haut débit là où les réseaux terrestres sont inexistants ou défaillants. On observe d'autre part, le déploiement croissant de satellites géostationnaires à haute capacité fonctionnant dans la bande Ka permettant la fourniture de services à haut débit pour les aéronefs, navires ou toute autre plateforme mobile.

Tandis que les règlementations concernant l'utilisation de périphériques connectés à bord d'avions s'assouplissent, les compagnies aériennes tendent de plus en plus à proposer des services de connectivité en vol qui permettraient d'offrir aux passagers une qualité de service similaire à celle dont ils bénéficient au sol par le biais des réseaux cellulaires. Ce sujet est alors devenu un enjeu majeur pour les compagnies aériennes et les opérateurs de

satellite. Aujourd'hui, le développement de ces services bute sur la difficulté à mettre en œuvre des terminaux aéronautiques haut débit capable de poursuivre les satellites. L'enjeu réside en effet dans la complexité à développer des antennes à des coûts commerciaux compatibles avec l'exploitation de tels services.

L'objectif de ce projet est, à terme, de développer un terminal aéronautique pour les applications de connectivité en vol. Ce terminal, composé d'une antenne de réception et d'une antenne d'émission fonctionnant à 20 GHz et 30 GHz, respectivement, devra posséder un encombrement vertical le plus faible possible afin d'être intégré facilement sur les carlingues d'aéronefs sans engendrer de trainée aérodynamique importante. De ce fait, les antennes à balayage électronique, permettant de pointer en temps réel vers le satellite malgré le déplacement de l'avion et présentant un faible encombrement semblent être des solutions à privilégier. De plus, le terminal devra posséder un gain suffisamment important pour pouvoir assurer une liaison à haut débit avec le satellite visé. Ceci implique que les antennes devront occuper une surface relativement importante. La conception d'un terminal réunissant toutes ces contraintes ne pourra se faire qu'en mettant en œuvre une modélisation très fine du comportement électromagnétique des antennes.

Au regard des défis que ce projet se propose de relever, l'étude et la conception des parties rayonnantes et des chaînes actives sont menées séparément. Ce mémoire se concentre sur l'étude de panneaux rayonnants destinés à couvrir la bande de réception. Ce travail passe par la maîtrise des phénomènes électromagnétiques intervenant au sein de ces grandes structures. Les outils numériques et les ressources informatiques disponibles aujourd'hui ne permettent pas de représenter de manière réaliste le comportement de telles structures. Dans ce contexte la mise en œuvre et la validation de moyens de modélisation permettant d'accéder à de grandes précisions de calcul à partir de ressources matérielles conventionnelles deviennent alors une nécessité.

Forte de ses compétences dans la conception et la modélisation d'antennes et de systèmes multi-antennaires, l'équipe Antennes & Signaux du laboratoire XLIM a acquis, au fil des années, une expertise concernant les réseaux d'antennes. Ces connaissances ont été consolidées par l'accompagnement de thèses portant sur les antennes à éléments parasites ou encore sur les réseaux hybrides soutenues ces dernières années. C'est dans ce contexte et à travers une thèse à soutenir en 2018, qu'une méthode de modélisation de grands réseaux est en cours de développement au laboratoire XLIM.

La société Zodiac Data Systems, spécialisée dans la conception de stations terriennes de télémesure/télécommande, souhaitant s'appuyer sur les compétences et les acquis du laboratoire XLIM dans la modélisation de grands réseaux d'antennes, a désiré s'associer au laboratoire pour mener ce projet.

Ce travail de thèse est présenté tout au long de ce mémoire, réparti en quatre chapitres.

Le premier chapitre est dédié à la présentation du contexte global de l'étude. Une présentation des services offerts par les satellites de télécommunication et en particulier les nouveaux satellites à haute capacité est proposée. Le marché de la connectivité en vol est alors décrit, puis un état de l'art des terminaux embarqués est dressé. Enfin, les objectifs du projet ainsi que le cahier des charges sont énoncés.

Le second chapitre s'attache quant à lui à présenter la validation de méthodes de simulation de grands réseaux d'antennes, en cours de développement au laboratoire XLIM. Après un rappel des principales problématiques inhérentes aux réseaux d'antennes, la méthode de modélisation est présentée. La conception et la réalisation de divers véhicules de test numériques et expérimentaux sont ensuite abordées. Enfin, les résultats obtenus par la méthode de modélisation à valider sont évalués.

Le troisième chapitre propose une application des modèles validés précédemment. La modélisation et la conception d'une antenne réseau passive grand gain sont présentées. La caractérisation expérimentale de ce grand réseau est enfin confrontée aux résultats prédits par les simulations mises en œuvre.

Enfin, à travers le quatrième chapitre, nous tentons de répondre à la problématique posée par l'application visée. Dans un premier temps, la conception d'une cellule large bande, à bi-polarisation et fonctionnant sur un large spectre angulaire est présentée. Ensuite, les méthodes mises en œuvre et validées au cours des précédents chapitres nous permettent d'extraire les caractéristiques de couplage et de rayonnement d'un grand panneau rayonnant. Enfin, l'analyse du fonctionnement du panneau est menée en considérant différents modes d'excitation et différents cas de pointage. Les effets des contraintes des chaînes actives telles que la quantification des états de pondération ou des dispersions sont également considérés.

Chapitre 1

Contexte de l'étude

Sommaire

1.1 Introduction **43**
1.2 Les satellites de télécommunications **43**
1.3 Cadre du projet **55**
1.4 Objectifs **78**
Bibliographie **82**

1.1 Introduction

Le but de ce chapitre est de présenter le contexte et les objectifs de l'étude. Dans un premier temps, une description générale des communications par satellite sera effectuée. Le rôle des satellites ainsi qu'un bref historique des télécommunications par satellite seront détaillés. Ensuite, différents types de satellites seront évoqués : les satellites géostationnaires, les satellites défilants et enfin, les dernières générations de satellites à haute capacité. Ces derniers, offrant des performances accrues pour les liaisons de données, seront présentés plus en détail.

Il conviendra ensuite d'aborder le contexte des télécommunications avec des mobiles. Dans ce cadre, le marché des télécommunications aéronautiques ainsi que les réglementations qui s'y appliquent seront présentés. Un état de l'art des systèmes existants ou en cours de développement pour des applications mobiles sera également effectué.

Par la suite, il sera question des objectifs du projet dans sa globalité. Le cahier des charges préliminaire ainsi que ses spécifications seront commentés. Enfin, le travail de thèse sera positionné dans ce contexte et relativement aux objectifs globaux du projet.

1.2 Les satellites de télécommunications

1.2.1 Rôles

La démocratisation des échanges d'information à travers le monde a fait des satellites de télécommunications des éléments incontournables des chaînes de communication actuelles. Les principaux réseaux d'échanges d'information d'aujourd'hui (télévision, téléphonie et internet) utilisent des satellites afin de relayer les informations entre émetteurs et récepteurs distants (Figure 1.1). Ainsi, ils complètent les infrastructures terrestres et sous-marines. Ils permettent en effet de s'affranchir des distances et des reliefs pouvant compromettre une liaison terrestre classique. Au-delà des reliefs, les satellites permettent également de desservir des zones géographiques situées à l'écart des relais terrestres du fait de leur topographie peu adéquate ou de leur faible densité de population.

En outre, les satellites permettent d'assurer une couverture universelle des territoires et de relayer l'actualité en simultané dans le monde entier. Ils jouent un rôle clé dans la diffusion et la pluralité de l'information et participent au rapprochement et au dépassement des frontières afin de maintenir un lien entre les populations.

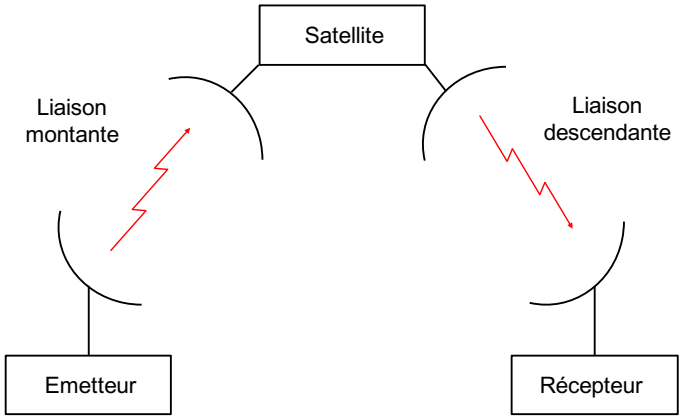


Figure 1.1 – Schéma classique d'une transmission par satellite

1.2.2 Histoire

C'est dans son livre « Rêves de la Terre et du Ciel » publié en 1895 que le scientifique russe Constantin Edouardovitch Tsiolkovski évoque pour la première fois le sujet de la recherche spatiale [1]. C'est en effet le premier ouvrage écrit par un scientifique sur le sujet. Depuis lors, les recherches dans le domaine ont continué à se développer et Tsiolkovski est aujourd'hui considéré comme le père de l'astronautique moderne [1]. C'est ensuite en 1923 qu'Herman Julius Oberth propose d'utiliser des satellites artificiels afin d'établir des communications avec la Terre [1]. Le scientifique Herman Potocnik sous le pseudonyme d'Hermann Noordung publie ensuite le livre « The Problems of Space Travel : The Rocket Motor » en 1929 dans lequel il propose le concept d'orbite géostationnaire [2]. Il y détaille ses principes ainsi que ses éventuelles applications. Cependant, malgré les travaux de Noordung, le concept d'orbite géostationnaire est souvent attribué au scientifique et écrivain de science-fiction Arthur Charles Clarke. Dans son désormais célèbre article « Extra-terrestrial relays » publié en 1945 [3], Clarke propose un système de diffusion mondiale utilisant des satellites placés sur une orbite circulaire à 42 000 km du centre de la terre et dans le plan équatorial sur laquelle les satellites auraient une période de révolution de 24h. Les satellites seraient alors fixes du point de vue d'un observateur terrestre. Grâce à ce système, il prédit que seulement trois satellites sont nécessaires à la couverture de toute la planète, à l'exception des pôles (Figure 1.2). Tous ces travaux visionnaires resteront cependant au stade de l'étude théorique car les moyens technologiques de l'époque ne permettent pas d'exploiter ces idées. C'est en 1955, après l'avènement du transistor et la miniaturisation de l'électronique que John Robinson Pierce propose enfin des systèmes de communications par satellite tels que nous les connaissons aujourd'hui [4]. Toutes ces recherches et prédictions ont largement ouvert le champ des possibles quant aux systèmes de télécommunications modernes.

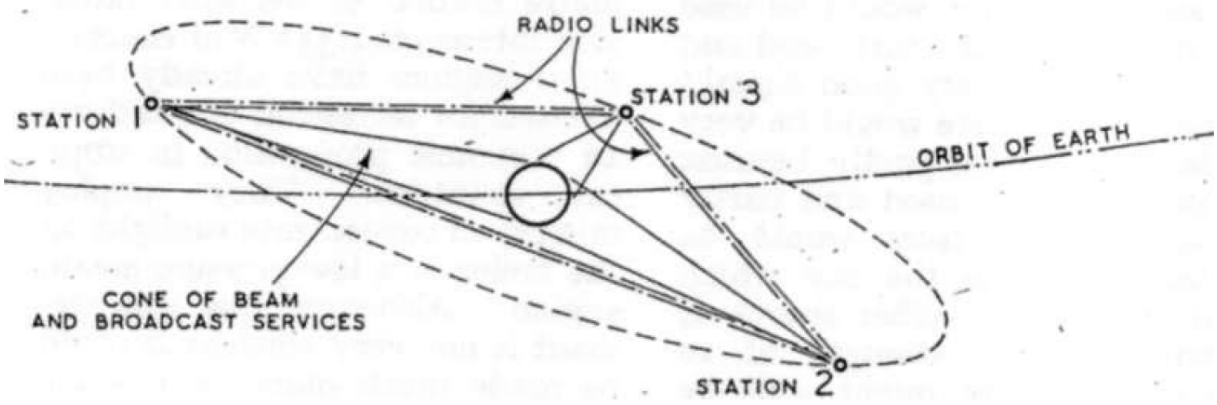


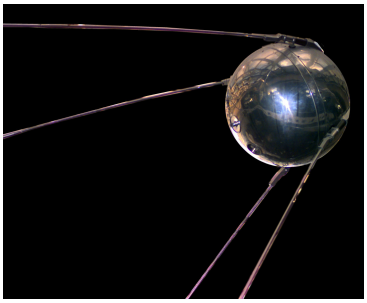
Figure 1.2 – Orbite géostationnaire telle qu'imaginée par A.C. Clarke [3]

En 1957, l'URSS lance Spoutnik 1, son premier satellite artificiel, suivi de Spoutnik 2 qui embarquait la célèbre chienne Laïka. Ces deux lancements font de l'URSS la première puissance spatiale. C'est ensuite au tour des États-Unis de se lancer à la conquête de l'espace avec le lancement d'Explorer I, le premier satellite artificiel américain. Le programme Explorer aura notamment permis la découverte de la ceinture de Van Allen. Dans la même année, un message du président Eisenhower est transmis par satellite grâce à SCORE. Le satellite Echo 1, une sphère métallique de 30 mètres de diamètre, est ensuite lancé en 1960. Ce satellite est complètement passif : il effectue son rôle de relais par réflexion des ondes sur sa structure. Enfin, Telstar I (1962) est le premier satellite possédant une capacité d'amplification (satellite actif). Il est également le premier à établir une communication transatlantique. Il permet en effet d'acheminer des signaux de télévision et de téléphonie de l'état du Maine (USA) vers le Centre de Télécommunication par Satellite de Pleumeur-Bodou en France ainsi que vers le site de Poldhu au Royaume-Uni [5]. Deux ans plus tard, en 1964, les jeux olympiques de Tokyo bénéficient des technologies satellites et deviennent les premiers jeux olympiques diffusés en direct [6]. Le premier satellite géostationnaire à usage commercial, Early Bird (Intelsat I), est lancé en 1965. Sa capacité lui permet d'assurer 240 liaisons téléphoniques simultanément [7]. La France, quant à elle, lance en 1965 Astérix, son premier satellite artificiel. Quelques-uns de ces satellites sont représentés sur la Figure 1.3 et la Figure 1.4.

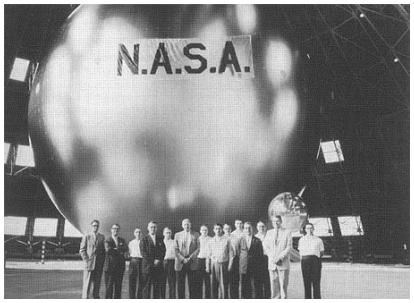
Depuis ces premiers lancements, les technologies mises en œuvre ont largement évolué et contribué au développement de satellites plus grands et embarquant plus de capacité. En effet, Early Bird pesait 39 kg et possédait uniquement deux répéteurs de 6 watts. Il était à l'origine prévu qu'il fonctionne pour une durée de 18 mois. Les satellites d'aujourd'hui ont des durées de vies bien supérieures, généralement de l'ordre de 15 ans. Les progrès sur les lanceurs permettent également d'envoyer en orbite des satellites de

plusieurs tonnes, capables de fournir des puissances électriques largement supérieures à celle d'Early Bird. Le Tableau 1.1 illustre ces évolutions entre 1985 et 2009.

Toutes ces évolutions ont permis au marché des communications par satellite, via une diminution drastique des coûts, de se démocratiser à l'échelle mondiale. Il existe en effet une vingtaine de pas de tirs répartis à travers les monde et une centaine de satellites sont envoyés en orbite chaque année.

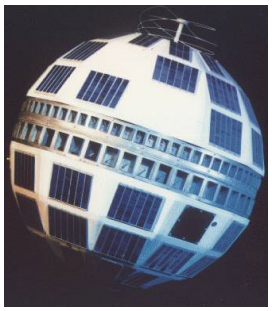


(a) Spoutnik

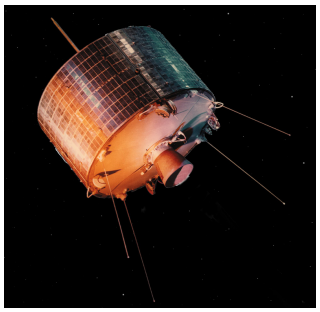


(b) Echo 1

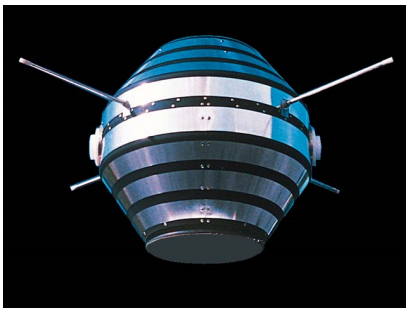
Figure 1.3 – Satellites passifs



(a) Telstar



(b) Early Bird



(c) Astérix

Figure 1.4 – Satellites de télécommunications

Année	Satellite	Nombre de répéteurs	Puissance électrique	Masse au lancement	Durée de vie
1985	EUTELSAT I	9	$\sim$ 1 kW	1.2 tonnes	7 ans
1996	HOT BIRD 2	20	5.6 kW	2.9 tonnes	12 ans
2001	ATLANTIC BIRD 2	26	6.5 kW	2.9 tonnes	15 ans
2006	HOT BIRD 8	64	13 kW	4.9 tonnes	15 ans
2009	W7	70	16 kW	5.6 tonnes	$>$ 15 ans

Tableau 1.1 – Evolution de la capacité des satellites entre 1985 et 2009 [6]

1.2.3 Description

Les satellites modernes adoptent tous une architecture similaire : ils sont constitués d'une charge utile et d'une plateforme. La charge utile est la partie dans laquelle se trouvent tous les équipements nécessaires à la réalisation de la mission du satellite. La plateforme comporte les équipements qui permettent à la charge utile de fonctionner (structure, alimentation électrique, propulsion, etc.).

La charge utile, décrite sur la Figure 1.5, comporte plusieurs canaux opérant dans des sous-bandes de la bande totale du satellite. Le signal reçu par l'antenne du satellite est démultiplexé dans les différents canaux, il est ensuite amplifié, puis multiplexé avant d'être renvoyé au sol par l'antenne d'émission. Le gain en puissance entre l'entrée et la sortie du satellite est de l'ordre de 100-130 dB afin d'amplifier le signal reçu de quelques picowatts jusqu'à quelques watts [8]. Le signal est généralement transposé en fréquence dans la charge utile. Les liaisons montantes et descendantes opèrent donc à des fréquences différentes afin d'éviter toute interférence entre les antennes d'émission et de réception.

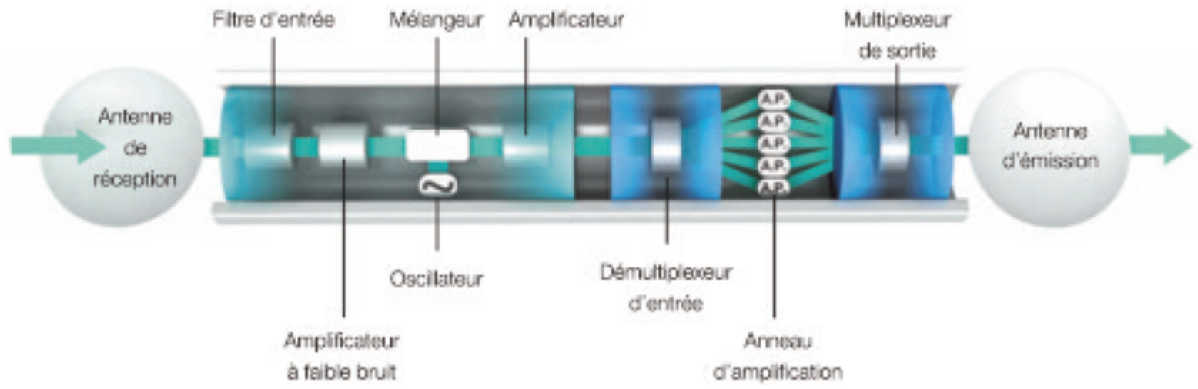


Figure 1.5 – Charge utile d'un satellite de télécommunications [6]

1.2.4 Les satellites géostationnaires

Prédits par les scientifiques du début du XX^{è} siècle, les satellites géostationnaires opèrent à une altitude de 35 785 km de la surface de la terre. À cette altitude, si l'orbite est circulaire et se situe dans le plan de l'équateur, ils effectuent une rotation complète de la terre en 24h. Ils sont donc immobiles du point de vue d'un observateur sur terre. Dans la réalité, le satellite se déplace dans ce que l'on appelle la fenêtre orbitale. Son maintien à l'intérieur de la fenêtre qui lui a été attribuée est contrôlé depuis la terre par les stations de télémesure/télécommande (TMTC). Leur position quasi-fixe par rapport au sol et leur capacité à couvrir une très grande partie du globe en fait d'excellents relais,

leur permettant d'établir des communications entre des antennes très éloignées. De plus les antennes terrestres ne nécessitent pas de suivi du satellite.

Ses caractéristiques en font l'orbite la plus utilisée (plus de 350 satellites). La Figure 1.6 illustre l'occupation de cette orbite. En effet, tous les systèmes de télévision par satellite domestiques utilisent cette orbite car les terminaux utilisateurs sont fixes et peu chers. Les satellites météorologiques peuvent aussi utiliser cette orbite.

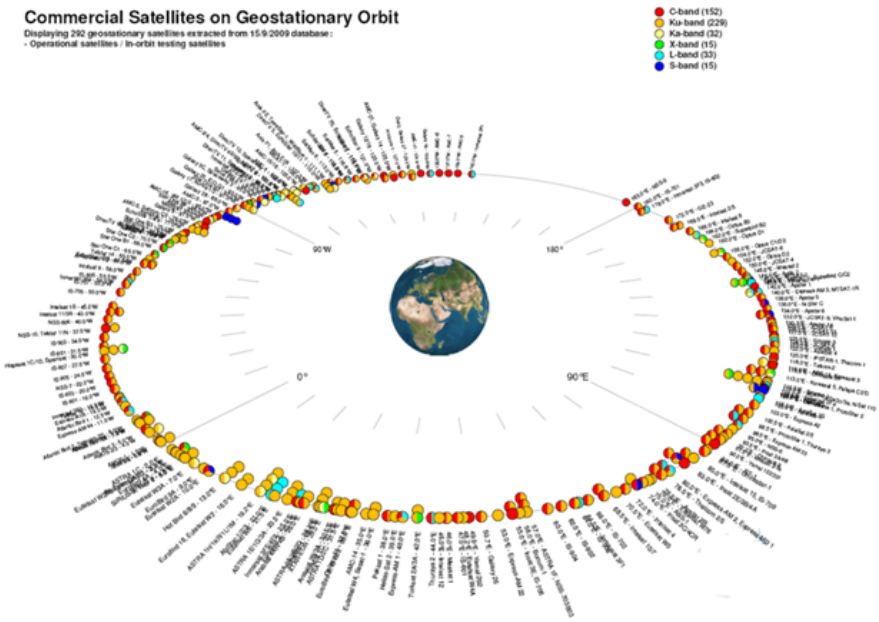


Figure 1.6 – Occupation de l'orbite géostationnaire

1.2.5 Les satellites défilants

Bien que les satellites géostationnaires soient largement utilisés pour les télécommunications, il existe également des satellites dits « défilants » qui sont placés sur des orbites plus basses et qui, par conséquent, possèdent une période de révolution plus courte que les satellites géostationnaires. Parmi ces orbites basses, on distingue les orbites à basse altitude (LEO : *Low Earth Orbit*) et les orbites à moyenne altitude (MEO : *Medium Earth Orbit*) sur lesquelles sont placés les satellites défilants.

Leur faible altitude engendre un bilan de liaison plus favorable, ainsi, les puissances requises pour satisfaire la liaison sont plus faibles. De plus, les satellites géostationnaires souffrent d'une latence élevée souvent caractéristique des reportages télévisés en duplex. Les conversations téléphoniques souffrent également de cette latence. Les satellites défilants permettent de répondre à ces différentes problématiques. En revanche, la fenêtre de visibilité d'un satellite défilant est limitée, elle peut varier de quelques minutes à une

heure, en fonction de l'orbite. Plusieurs satellites sont donc nécessaires pour couvrir une zone géographique particulière de façon continue, ils sont alors regroupés en constellations (Figure 1.7). Cette configuration complique cependant la gestion du trafic de données, les problèmes de *handover* (passage d'un satellite à un autre en cours de communication) ou encore de localisation de l'usager se posent alors.

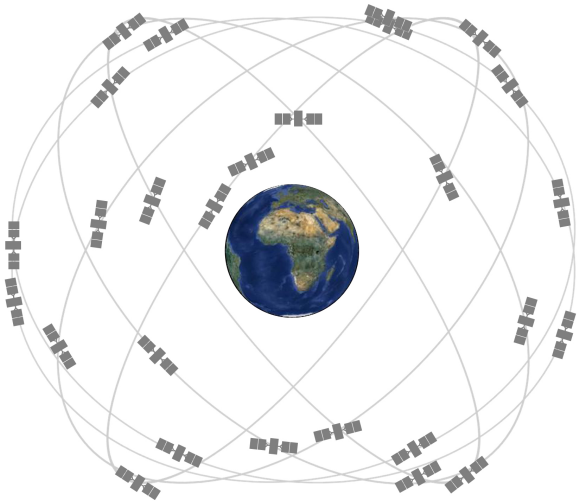


Figure 1.7 – Constellation de satellites défilants

Parmi les applications connues des constellations de satellites défilants, on trouve la géolocalisation avec les systèmes GPS (USA) ou Galileo (Europe). Comme expliqué précédemment, les satellites défilants sont plus appropriés pour la téléphonie, ainsi le système Iridium, composé de 66 petits satellites, propose un service de téléphonie avec une couverture mondiale [9]. Le système Globalstar propose lui aussi des services de téléphonie avec une constellation de 48 satellites défilants en orbite basse [10].

Il existe aussi des satellites dédiés à l'observation de la Terre. Des constellations telles que SPOT permettent alors d'observer l'évolution de certains phénomènes dans le temps (déforestation, fonte des glaces, etc.) ou de recueillir des données pour l'agriculture ou encore la cartographie de terrains. Le système Jason permet d'étudier l'évolution du climat et de faire de la surveillance océanique. Certaines constellations comme HELIOS sont quant à elles destinées au renseignement ou à la défense.

Dans un futur proche, d'autres constellations de satellites sont prévues pour fournir des services à haut débit dans les zones non desservies. Parmi les plus notables, on distingue SpaceX et OneWeb [11]. OneWeb a pour objectif de fournir aux particuliers un accès internet à haut débit avec une constellation de 648 petits satellites. Le fait d'avoir recours à beaucoup de satellites de petite taille permet d'abaisser les coûts de production et d'obtenir des services abordables pour le grand public. Dans la même optique, la société

SpaceX annonce une constellation de 4000 satellites avec des coûts réduits grâce à la production de masse.

1.2.6 Les satellites à haute capacité

Cette partie traite des satellites à haute capacité (HTS : *High Throughput Satellites*) et de leurs applications. Le principe du fonctionnement par faisceaux à réutilisation de fréquences et de polarisations sera abordé. À ce titre, des exemples de satellites à haute capacité déployés ces dernières années seront cités.

1.2.6.1 Principes

Un satellite à haute capacité peut être défini comme un système satellite utilisant un grand nombre de faisceaux distribués sur une couverture spécifiée afin d'offrir des services à haut débit. L'utilisation de faisceaux contigus permet d'assurer une couverture continue du service proposé et de fournir une capacité et un débit utilisateur élevés à un coût réduit. Les satellites traditionnels proposent généralement des couvertures régionales en bandes C ou Ku. Les besoins d'augmentation de la bande passante pour la diffusion de contenus en haute définition ou de services internet à haut débit poussent alors les opérateurs à explorer de nouvelles solutions combinant la réutilisation de fréquence haute-densité et l'utilisation de bandes de fréquences moins saturées telles que la bande Ka.

Tandis que la plupart des satellites en orbite fonctionnant dans la bande Ku fournissent des couvertures élargies, on observe une évolution du marché vers les satellites fournissant des services de données employant des couvertures multi-faisceaux (voir Figure 1.8) et tirant profit des avantages de la bande Ka.

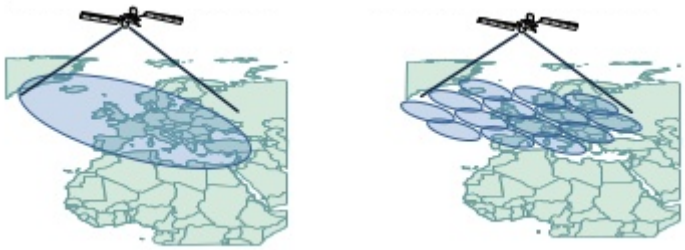


Figure 1.8 – Comparaison entre une couverture régionale et une couverture multi-faisceaux

Ces avancées sont poussées par la demande croissante de connectivité haut débit en mobilité d'une part, et par la disponibilité spectrale offerte par la bande Ka d'autre part. Dans un même élan, l'utilisation de petites cellules adjacentes a permis à l'industrie

cellulaire terrestre d'augmenter sa capacité système et d'appréhender les nouveaux défis portés par la 3G et la 4G.

Lorsqu'un satellite fournit une couverture de la région visible de la terre avec un seul faisceau, l'ouverture du faisceau limite le gain de l'antenne satellitaire à environ 20 dBi pour un satellite géostationnaire [12]. Ceci implique que l'utilisateur terrien doit être muni d'une antenne suffisamment grande pour pouvoir accéder à une transmission à haut débit. Ceci au dépend du coût et de la complexité de déploiement. En revanche, les satellites multi-faisceaux fournissent des couvertures de certaines régions de la terre en utilisant plusieurs faisceaux étroits. Cette approche permet une réutilisation de la ressource disponible (bande passante) sur chaque faisceau. Ceci combiné au phénomène de montée en fréquence permet à l'utilisateur d'avoir une antenne avec un gain moins important et en conséquence, de plus petite taille, plus facile à déployer et moins coûteuse.

De plus, l'approche multi-faisceaux tire parti de la réutilisation de fréquence pour les différents faisceaux, ce qui permet d'augmenter la capacité totale du système. Les faisceaux adjacents peuvent être représentés par différentes « couleurs », représentant leur bande de fréquence et leur polarisation. Un exemple de schéma de réutilisation de fréquence/polarisation est donné sur la Figure 1.9. Sur cet exemple, le spectre est divisé en deux sous-bandes, chaque sous-bande étant elle-même divisée en deux polarisations circulaires. On parle alors de schéma à 4 couleurs, schéma le plus couramment utilisé. Les faisceaux de même couleur sont spatialement isolés les uns des autres, évitant ainsi les interférences inter-faisceaux. Les différents faisceaux peuvent alors assurer la transmission d'informations différentes sans créer d'interférences mutuelles.

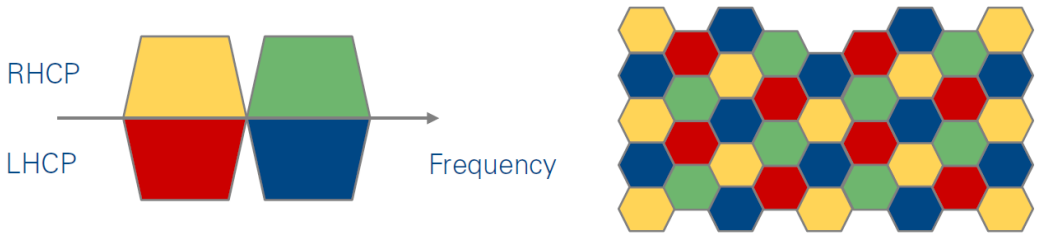


Figure 1.9 – Schéma de réutilisation de fréquence et de polarisation [13]

Bien que les satellites à haute capacité permettent de fournir des services de connectivité large bande passante, ils peuvent aussi fournir des services traditionnels tels que ceux fournis par les satellites de générations antérieures. Cependant, à titre d'exemple, il serait peu pertinent d'utiliser un satellite à haute capacité pour diffuser de la télévision sur une large zone de couverture car cela impliquerait l'utilisation de différents faisceaux pour transmettre la même information sur tout un territoire. Un satellite plus simple pourrait fournir le même service à moindre coût.

L'application principalement envisagée pour les satellites à haute capacité est la connectivité internet à haut débit pour les marchés de masse. La consommation de données augmentant d'année en année, le déploiement de ces satellites devient un impératif pour les opérateurs satellite souhaitant rester compétitifs. Ces nouveaux satellites peuvent alors jouer un rôle important. Depuis 2004 et l'émergence des satellites à haute capacité, plusieurs opérateurs ont lancé ou prévoient de lancer des satellites de ce type en bande Ka. Ces futurs systèmes HTS augmenteront encore leur capacité, permettant de répondre à la demande toujours croissante de services de données par satellite. Avec de petits terminaux adaptés, il devient donc possible de se connecter au haut débit dans toutes les régions du monde, mais également à bord d'un navire en mer ou d'un avion en vol [6].

1.2.6.2 Exemples de systèmes HTS

Le premier satellite à haute capacité commercial, IPSTAR, opérant en bande Ku a été lancé en 2005. Une seconde vague a été lancée dans le milieu des années 2010 avec ViaSat-1 et -2, KA-SAT et bien d'autres. Ces derniers satellites utilisent plutôt la bande Ka. Chaque génération successive de satellites voit son nombre de faisceaux augmenter, permettant d'accroitre leur capacité. La génération des satellites cités précédemment propose des débits descendants pour chaque utilisateur supérieurs à 10 Mb/s.

Le satellite KA-SAT (voir Figure 1.10) opéré par Eutelsat, lancé en 2010, est le premier satellite à haute capacité à couvrir l'Europe. KA-SAT fournit une couverture à l'aide de 82 faisceaux avec un schéma à 4 couleurs. La couverture de KA-SAT est représentée sur la Figure 1.11. La capacité du satellite atteint 90 Mb/s. *Tooway* est un service d'internet à haut débit par satellite utilisant la couverture de KA-SAT sur l'Europe, le Bassin Méditerranéen et le Moyen-Orient. Le service propose un débit descendant jusqu'à 18 Mb/s pour ses utilisateurs. KA-SAT permet alors le déploiement de services pour les particuliers autant que pour les professionnels avec la possibilité d'avoir des connexions sécurisées à des débits bien supérieurs à ceux proposés pour les particuliers.

À son lancement en 2011, avec une capacité de 134 Gb/s, ViaSat-1 est le satellite emportant la plus grande capacité (Figure 1.12). Avec 72 faisceaux couvrant les États-Unis et le Canada (Figure 1.13), le satellite emporte plus de capacité que tous les autres satellites couvrant l'Amérique du Nord réunis. Cette technologie a permis à ViaSat de lancer son service *Exede* en 2013, offrant un débit descendant de 12 Mb/s pour 50$/mois. Ce tarif est comparable à celui des réseaux terrestres urbains. Ces débits élevés permettent aux usagers d'accéder à des contenus de web standard ainsi qu'à des vidéos en haute définition, de la téléphonie sur IP, etc. ViaSat-1 a en outre reçu un record du monde Guinness du satellite de communications à plus haute capacité [14].

Un rapport de la FCC (*Federal Communications Commission*) datant de 2013 révéla que 90% des utilisateurs d'*Exede* recevaient 140% ou plus que les 12 Mb/s annoncés aux heures de pointe [14]. Ces performances contrastent avec les générations précédentes de services d'internet par satellite qui étaient considérées comme des solutions de derniers recours pour les personnes non desservies par les réseaux terrestres.

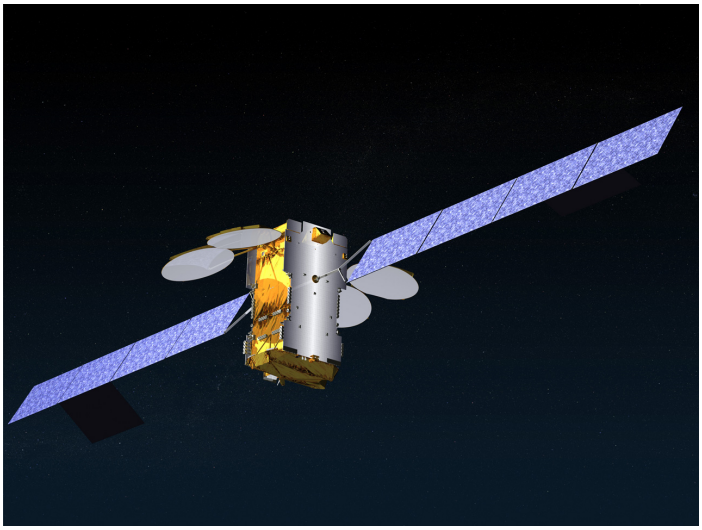


Figure 1.10 – Satellite KA-SAT

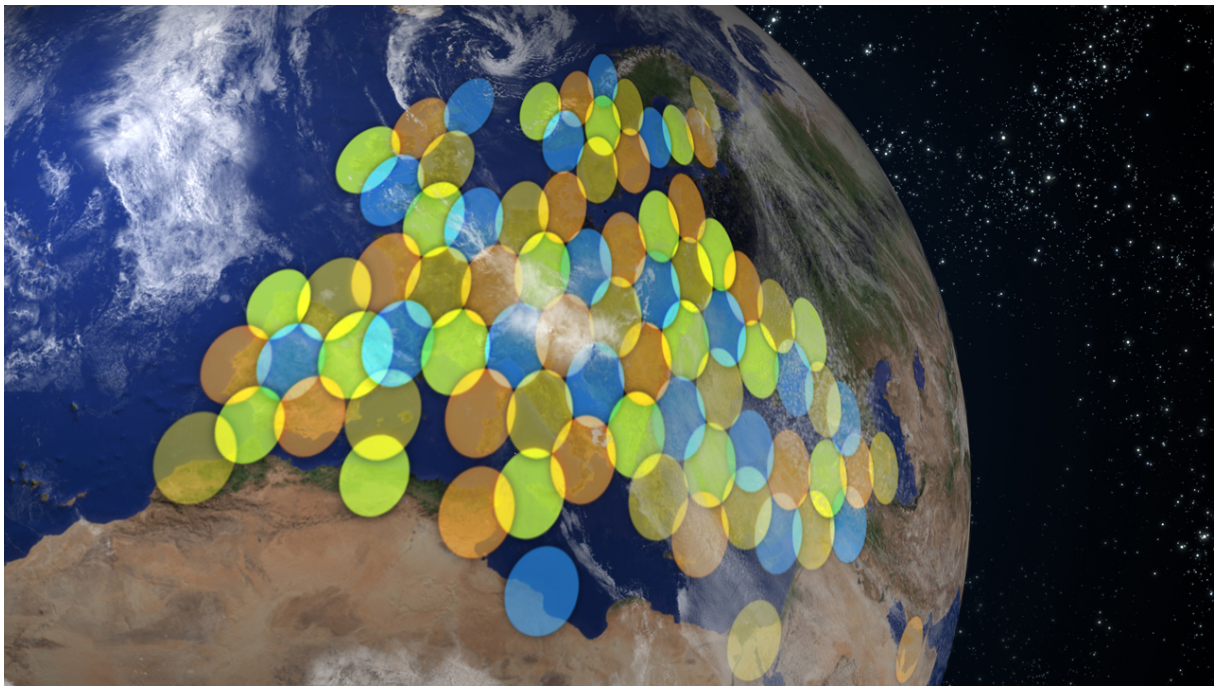


Figure 1.11 – Couverture associée au satellite KA-SAT

Figure 1.12 – Satellite ViaSat-1

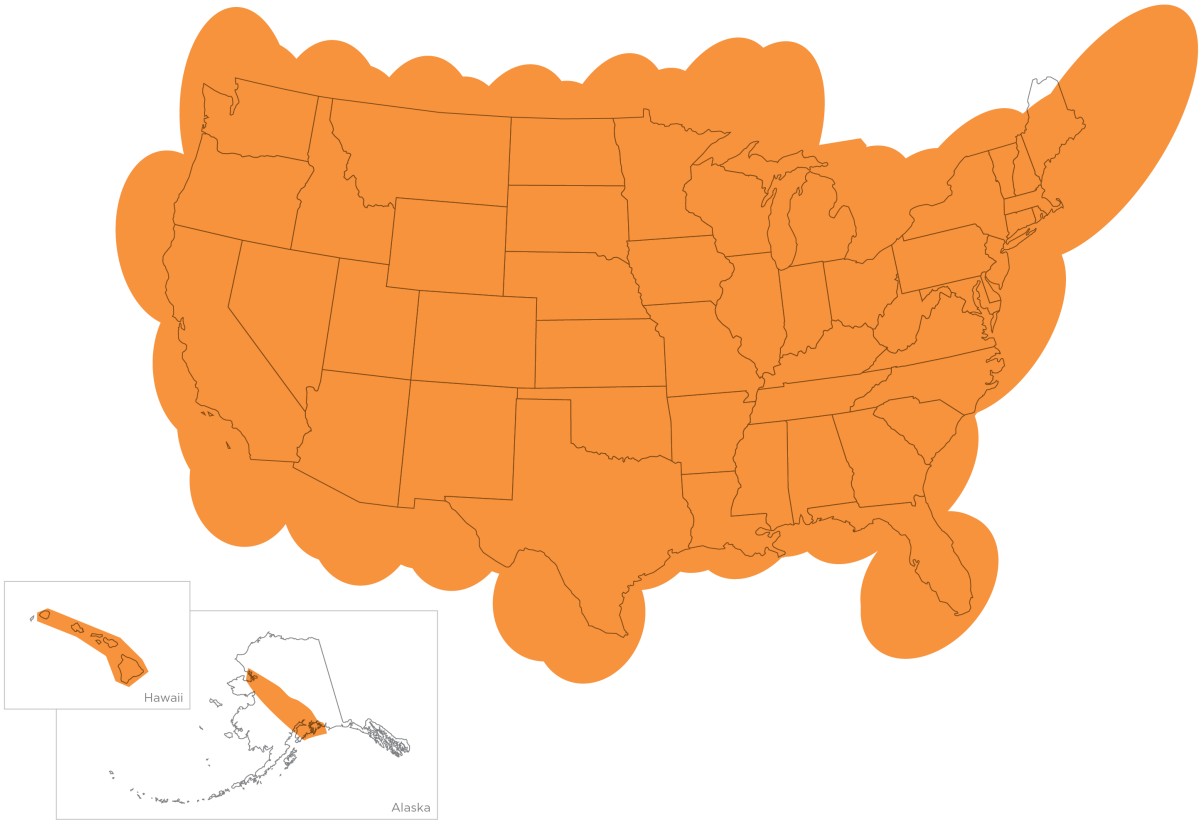


Figure 1.13 – Couverture associée au satellite ViaSat-1

1.3 Cadre du projet

1.3.1 Les télécommunications avec des mobiles

1.3.1.1 Présentation

La demande croissante en débit et mobilité pour les communications de données a fait naître de nouvelles problématiques à résoudre. Les utilisateurs souhaitent en effet pouvoir bénéficier d'un accès internet ou de services multimédia où qu'ils se trouvent et particulièrement à bord d'avions lors de vols long-courrier. L'*In-Flight Connectivity* (IFC) est un service offrant aux passagers la possibilité de rester connectés avec le monde extérieur à bord d'avions commerciaux ou privés. Cette utilisation naissante de communications à haut débit dans la cabine permet aux passagers des compagnies aériennes de rester connectés pendant le temps du vol. Ils bénéficient ainsi d'un accès internet à haut débit, de la possibilité de téléphoner ou encore de regarder la télévision en direct. Ces passagers accèdent alors à des services en ligne analogues à ceux qu'ils utilisent au sol : messagerie électronique, téléphonie sur IP, environnement professionnel en VLAN, informatique en nuage avec espaces de travail collaboratifs, actualités, e-commerce, finances et banques, réseaux sociaux, vidéos, photos, etc. Un point essentiel est qu'ils peuvent utiliser leurs propres appareils : smartphones, tablettes ou ordinateurs portables. Le marché actuel de la connectivité en cabine présente les caractéristiques d'un marché de télécommunications grand public. Pour se développer il faut que le service fonctionne avec une vaste couverture, un débit disponible satisfaisant et à prix modique. Aujourd'hui, les systèmes disponibles sur le marché ne répondent pas complètement à ces critères. Ils sont souvent trop chers et ne proposent pas une capacité de communication comparable aux usages du service terrestre ni une couverture géographique répondant aux besoins des compagnies.

L'avenir des communications aéronautiques passe par le satellite et en particulier dans l'utilisation de la bande Ka, la seule technologie permettant la fourniture d'une grande capacité globale de communication à un coût proche des abonnements terrestres pour les mobiles. La Conférence Européenne des administrations des Postes et Télécommunications (CEPT), qui coordonne les politiques Européennes de télécommunications, a assimilé le service aéronautique mobile au service fixe dans la bande Ka. Cette avancée réglementaire confère un net avantage à cette bande sur les autres en matière de certification des terminaux aéronautiques. Néanmoins, ceci nécessite toujours un travail important avec les opérateurs pour les convaincre de la fiabilité des performances et de la sécurité du fonctionnement afin d'éviter tout risque d'interférence.

Le choix de la technologie de radiocommunications se porte naturellement vers les systèmes HTS en bande Ka décrits dans la partie précédente. Ces systèmes fonctionnent autour de 20 GHz dans le sens descendant et 30 GHz dans le sens montant. Cette technologie permettra à moyen terme de fournir la capacité globale de communication attendue par les compagnies aériennes. Si peu de satellites de ce type illuminent à présent l'Amérique du nord, l'Europe et le Moyen-Orient, de nombreux programmes sont prévus par les opérateurs pour étendre la couverture offrant de fait le réseau satellitaire idoine pour développer une offre de connectivité internet à haut débit dans les cabines d'avions. La technologie Ka à faisceaux mettra alors à disposition des capacités inégalées lorsque les satellites en bande Ku seront saturés et ne permettront pas d'offrir un coût de communication compatible à la connectivité grand public.

1.3.1.2 Le marché

Selon une étude de marché réalisée par la société Euroconsult [15], les bénéfices engendrés par la connectivité en cabine devraient passer de 700 millions de dollars en 2015 à 5.4 milliards de dollars en 2025, soit une hausse annuelle de 23% pendant cette période de 10 ans. Fin 2015, 72 compagnies aériennes proposaient ou prévoyaient de proposer des services de connectivité à bord pour les passagers et le nombre d'avions commerciaux connectés avait augmenté de 21% comparé à la fin de l'année 2014. Les principaux résultats de cette étude sont détaillés sur la Figure 1.14.

Une partie de ce marché utilise des connexions terrestres de type ATG (*Air To Ground*), mais l'augmentation exponentielle du besoin de capacité va orienter les connectivités aéronautiques vers des liaisons satellites (voir Figure 1.15). De plus, les liaisons de données de type ATG limitent la disponibilité du service aux survols de zones terrestres. L'utilisation de liaisons satellites permet d'étendre les couvertures aux survols de zones océaniques, souvent inévitables lors de vols longs courriers. La démocratisation des satellites à haute capacité en bande Ka est attendue comme un tournant dans le marché de la connectivité embarquée. La capacité totale fournie par les systèmes HTS en bande Ka devrait tripler pour atteindre 1500 Gb/s en 2018. Au-delà de 2018, un volume encore plus important de capacité ciblant le marché de la connectivité en vol est attendu. Les systèmes HTS vont d'une part augmenter considérablement les débits de données accessibles aux avions et d'autre part réduire significativement les coûts, conduisant ainsi d'avantage à l'adoption de services de connectivité en cabine. Avec le nombre croissant de compagnies aériennes proposant ce type de service, les compagnies ne s'étant pas encore positionnées sur le marché subissent de plus en plus de pression concurrentielle et se voient dans l'obligation de proposer à leur tour de tels services.

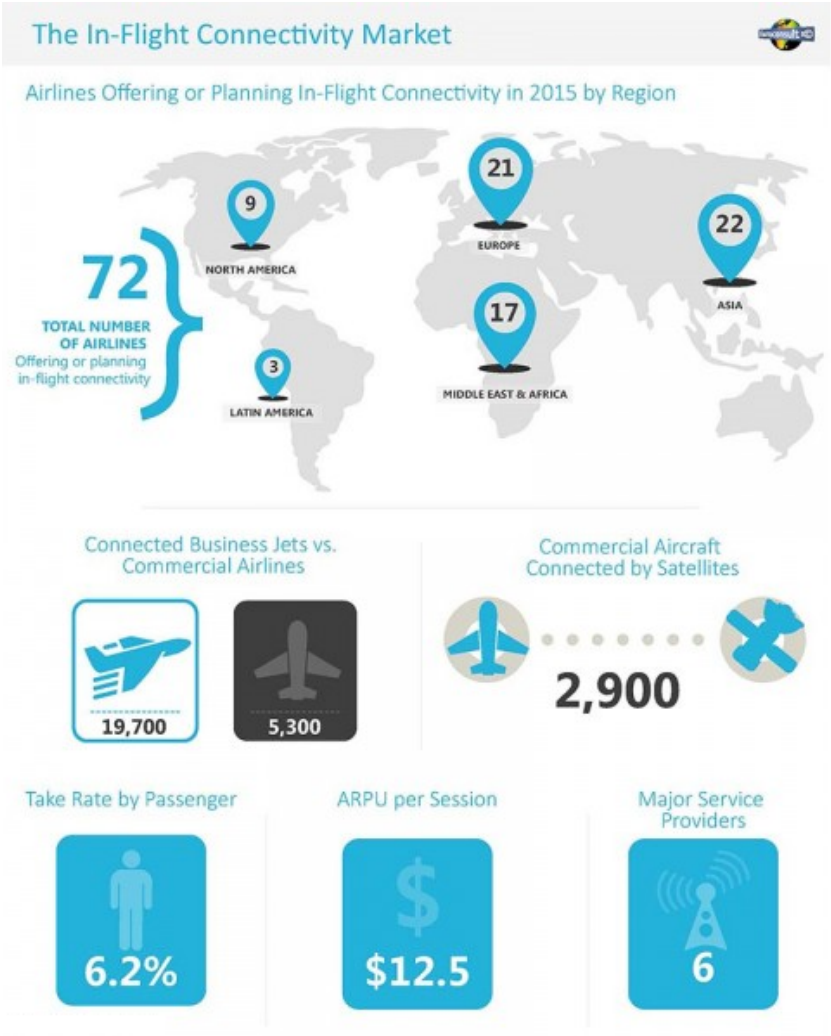
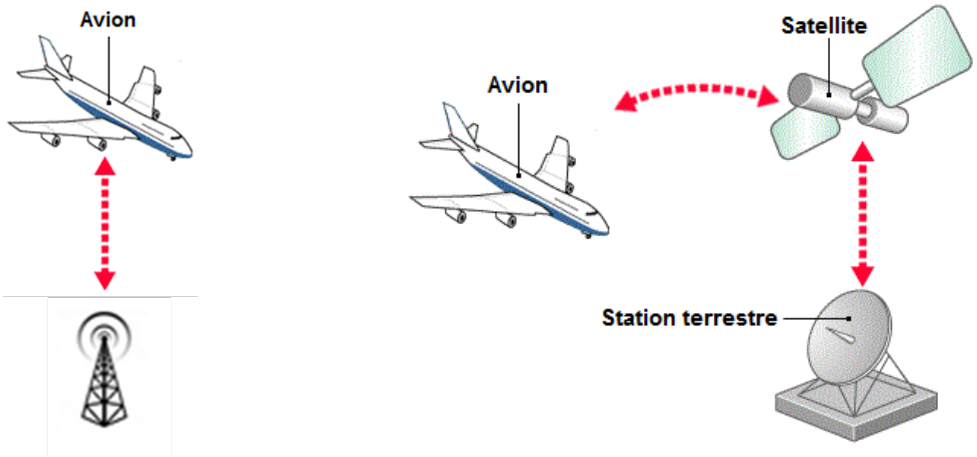


Figure 1.14 – Marché de l'*In-Flight Connectivity* [15]



(a) ATG **(b)** Satellite

Figure 1.15 – Communications aéronautiques

Le nombre d'avions commerciaux connectés devrait passer de 5300 à 23100 durant la période 2015-2025, représentant 62% de la flotte totale. Dans le domaine de l'aviation d'affaire en revanche, ce sont plus de 19000 avions qui sont équipés de connectivité embarquée en 2015. Ce marché est en effet beaucoup plus mature que celui des avions commerciaux.

1.3.1.3 Le terminal

Ces services nécessitent de petits terminaux embarqués d'une grande flexibilité, économiques, fiables et pouvant résister à d'importantes contraintes environnementales. Ce système faisant intervenir des satellites géostationnaires, il est indispensable de disposer d'une antenne embarquée présentant un gain suffisamment important. De plus, l'antenne doit être capable de pointer son faisceau sur n'importe quel satellite situé sur l'arc géostationnaire et ce tout au long du vol afin de compenser le déplacement relatif de l'aéronef par rapport au satellite. Enfin, ce type de terminal doit également présenter un encombrement réduit ainsi qu'une structure planaire et un poids particulièrement faible afin de ne pas engendrer de résistance aérodynamique trop importante et ainsi de limiter les surconsommations de carburant.

Diverses solutions d'antennes peuvent être mises en œuvre pour répondre à ces nombreuses problématiques. Les antennes à réflecteur compactes, les réseaux d'antennes passifs avec positionneur mécanique ou bien encore les réseaux à balayage électronique font partie de ces solutions. Un aperçu plus détaillé de ces différentes configurations sera donné dans la partie 1.3.2.

Un tel système, destiné à la connectivité en cabine, peut aussi adresser d'autres marchés de communications mobiles tels que celui de la connectivité à bord de trains ou de navires ou encore les communications militaires tactiques (*Satcom-on-the-Move*).

1.3.1.4 Réglementations

Dans le contexte des communications par satellite, il existe des contraintes réglementaires que le terminal doit respecter. Ces contraintes sont dictées par l'*International Telecommunication Union* (ITU) et retranscrites dans les différentes régions du monde par les autorités locales (FCC aux USA, *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) en Union Européenne).

La contrainte porte sur la densité de Puissance Isotrope Rayonnée Equivalente (PIRE) hors axe de pointage du satellite. Elle a pour but de minimiser les interférences sur les autres satellites géostationnaires utilisant les mêmes bandes de fréquence. De fait,

elle concerne particulièrement la partie émission. Ces réglementations se matérialisent par des gabarits qui limitent le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement de l'antenne, ainsi, la majorité de la puissance émise est dirigée vers le satellite d'intérêt. Si le diagramme de rayonnement ne respecte pas le gabarit, le terminal n'est pas autorisé à émettre, ou alors sa puissance est réduite jusqu'à ce que le gabarit soit respecté, au détriment du débit de la transmission.

Dans le cas des communications aéronautiques en bande Ka, le standard Européen à respecter est la norme ETSI EN 303 978 [16]. Parmi les différentes clauses de ce standard on trouve les gabarits de densité de PIRE hors axe à respecter pour les composantes co-polaire et contra-polaire du diagramme de rayonnement. Pour la composante co-polaire, la clause stipule que dans la bande 27.5-30 GHz, la densité de PIRE maximale dans une bande de 40 kHz comprise dans la bande passante du terminal ne doit pas dépasser les limites présentées dans le Tableau 1.2. Les limites à ne pas dépasser dans le cas de la composante contra-polaire sont quant à elles reportées dans le Tableau 1.3. Il est par ailleurs précisé que les terminaux se trouvant dans un cas de faible élévation par rapport à l'orbite géostationnaire peuvent dépasser les limites citées par la clause d'une valeur maximale de 2.5 dB en fonction de l'angle d'élévation. À titre d'exemple, le gabarit de la composante co-polaire ainsi que la tolérance de 2.5 dB sont représentés sur la Figure 1.16.

$19 - 25\log\theta$	dBW	pour	$2°$	$\leqslant$	$\theta - \theta_0$	$\leqslant$	$7°$
-2	dBW	pour	$7°$	$<$	$\theta - \theta_0$	$\leqslant$	$9.2°$
$22 - 25\log\theta$	dBW	pour	$9.2°$	$<$	$\theta - \theta_0$	$\leqslant$	$48°$
-10	dBW	pour	$48°$	$<$	$\theta - \theta_0$	$\leqslant$	$180°$

Tableau 1.2 – Gabarit de densité de PIRE à respecter pour la composante co-polaire

$9 - 25\log\theta$	dBW	pour	$2°$	$\leqslant$	$\theta - \theta_0$	$\leqslant$	$7°$
-12	dBW	pour	$7°$	$<$	$\theta - \theta_0$	$\leqslant$	$9.2°$

Tableau 1.3 – Gabarit de densité de PIRE à respecter pour la composante contra-polaire

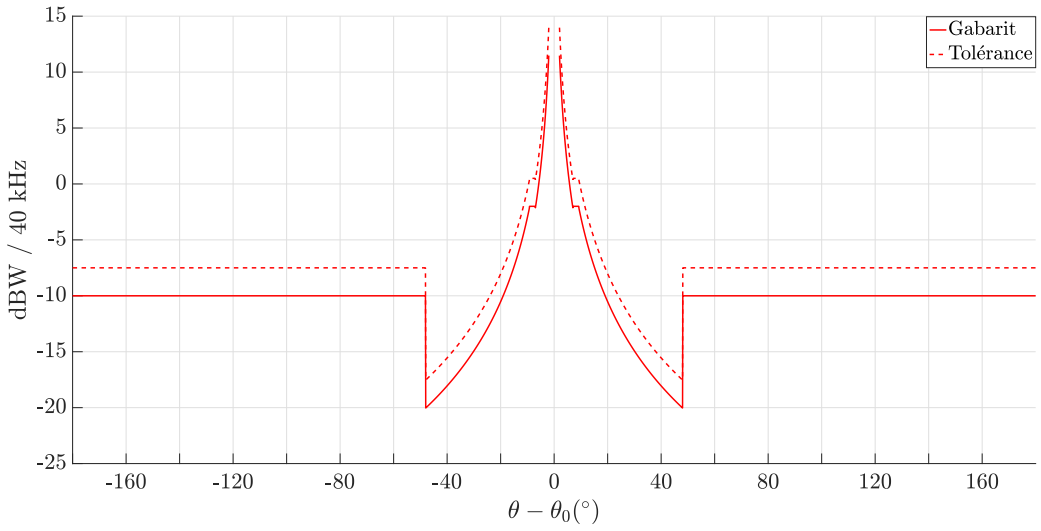


Figure 1.16 – Représentation du gabarit de densité de PIRE sur la composante co-polaire

Il est à noter, qu'en plus des gabarits recommandés par l'ITU, des normes supplémentaires plus restrictives peuvent être exigées par les opérateurs satellite.

Bien que ces réglementations concernent la partie émission, il est également important de respecter un certain niveau de lobes secondaires en réception. En effet, dans le cas d'une antenne de réception, les lobes secondaires ne créeront pas de perturbations sur l'arc géostationnaire, en revanche ils représentent des sources de bruit potentielles. Ainsi, le fait de maintenir les lobes secondaires en dessous d'un certain niveau permettra d'obtenir un meilleur rapport signal à bruit.

1.3.2 État de l'art des systèmes existants

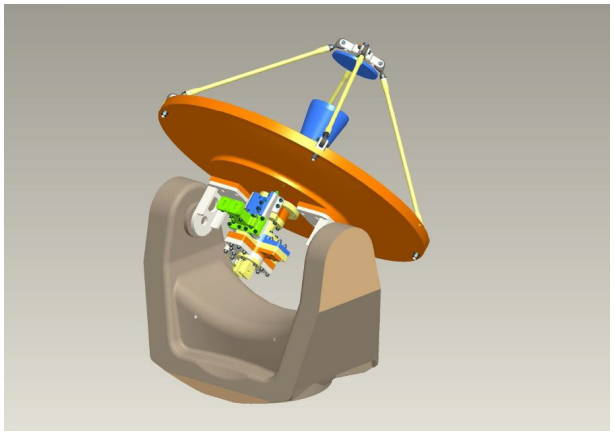
Boeing fut la première société à se lancer sur le marché de l'*In-Flight Connectivity* en 2001 avec sa marque *Connexion by Boeing* [17]. La société choisit l'opérateur Eutelsat afin de bénéficier des ressources satellites nécessaires à la mise en place du service. Concernant l'antenne embarquée, un partenariat avec Mitsubishi Electric sera établi. Ce réseau d'antennes à balayage électronique effectue le lien en bande Ku entre l'avion et le satellite. Le service est lancé officiellement en 2004 avec la compagnie aérienne Allemande Lufthansa pour un vol entre Munich et Los Angeles [18]. Deux ans plus tard, en 2006, Boeing annonce pourtant le retrait de son service, évoquant le fait que le marché ne se soit pas développé comme prévu. En effet, les technologies, poids et coûts mis en jeu rendaient le service inexploitable à l'époque.

Depuis, la demande n'a cessé d'augmenter et les avancées techniques ont permis de rendre ce marché plus rentable. Ainsi, de nombreuses sociétés se sont intéressées à

la conception d'antennes embarquées pour de telles applications. Bien que les premiers dispositifs fonctionnaient en bande Ku, les études actuelles tendent à s'orienter vers la bande Ka offrant plus de bande passante et de débit. Un aperçu de différentes solutions proposées pour les télécommunications avec des mobiles, différenciant les systèmes à balayage mécanique, hybride électronique / mécanique et tout électronique va maintenant être donné.

1.3.2.1 Solutions mécaniques

Les premiers systèmes ayant vu le jour pour les applications mobiles sont basés sur des antennes à réflecteur compactes (voir Figure 1.17). Ces configurations dont les technologies sont bien connues et maîtrisées présentent de bonnes performances en terme d'efficacité d'ouverture et de gain. Les références [19, 20, 21, 22] présentent de tels systèmes fonctionnant en bande Ka. Les G/T de ces systèmes varient entre 10 dB/K et 14 dB/K pour des PIRE de l'ordre de 50 dBW. Le comportement large bande de ce type d'antenne leur permet d'assurer les liaisons montante (30 GHz) et descendante (20 GHz) avec une seule ouverture et le suivi du satellite s'effectue à l'aide d'un positionneur mécanique.



(a)

(b)

(c)

Figure 1.17 – Antennes à réflecteur avec positionneur mécanique

Bien que des travaux aient permis d'augmenter la compacité de ce type d'antenne [23], leur encombrement reste un inconvénient majeur dans le cas d'applications aéronautiques. En effet l'impact d'une telle protubérance nuit considérablement à l'aérodynamisme et engendre d'importantes surconsommations de carburant. Ainsi, ces solutions sont privilégiées pour des applications terrestres (véhicules militaires, trains) ou encore pour l'aviation d'affaires, lorsque la configuration le permet, comme c'est le cas sur le Falcon 8X de Dassault (Figure 1.18).

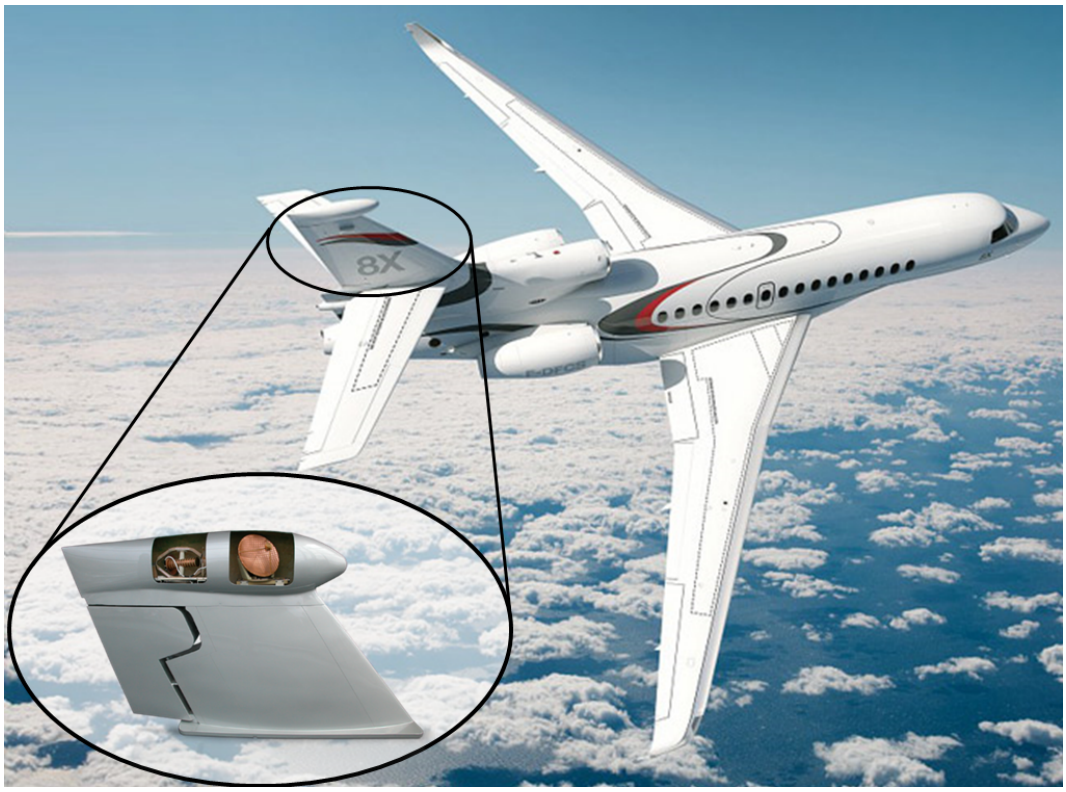
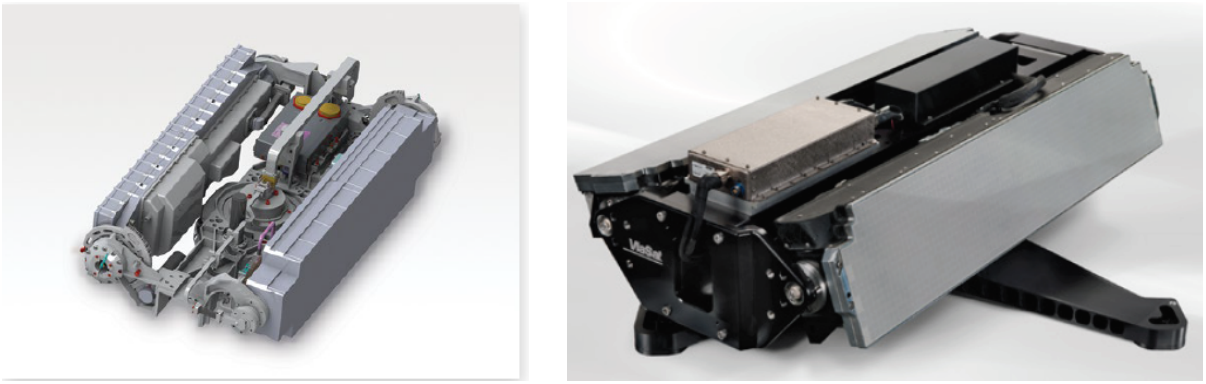


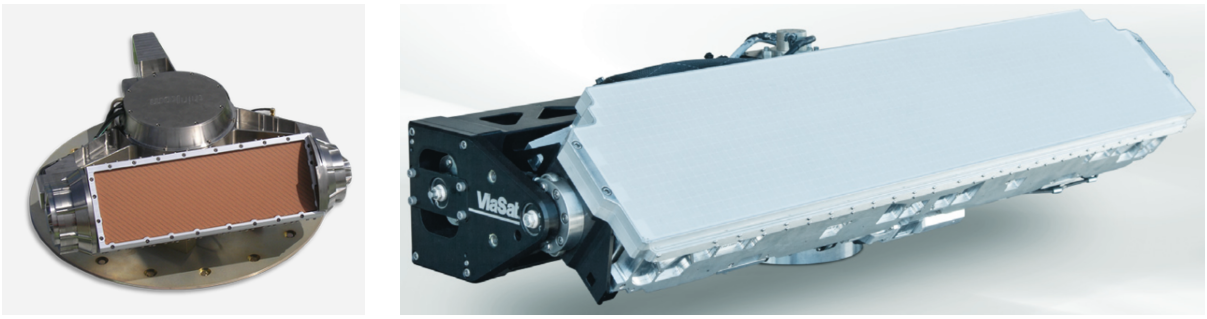
Figure 1.18 – Exemple d'utilisation d'antenne à reflecteur sur un avion d'affaires

Parmi les solutions à balayage mécanique, on trouve aussi des réseaux d'antennes à faisceau fixe (passifs) associés à un positionneur mécanique. Ces solutions sont beaucoup plus répandues que les systèmes à réflecteur pour le marché de l'aviation civile. En effet, elles bénéficient d'un facteur de forme plus avantageux leur assurant une meilleure intégration sur la carlingue des aéronefs. Bien que les premiers systèmes de ce type fonctionnaient en bande Ku, la tendance est plutôt de s'orienter vers la bande Ka. Ainsi, afin d'assurer la transition entre les deux technologies, certaines sociétés proposent des systèmes utilisant deux antennes pouvant couvrir les deux bandes (Figure 1.19). Enfin, de nombreuses sociétés proposent des systèmes fonctionnant uniquement en bande Ka. C'est le cas de QEST, ThinKom ou ViaSat [24], [25]. Des exemples de ces réseaux sont donnés sur la Figure 1.20.



(a) Réseau Ku/Ka Gilat **(b)** Réseau Ku/Ka ViaSat

Figure 1.19 – Réseaux Ku/Ka passifs combinés à un postionneur mécanique

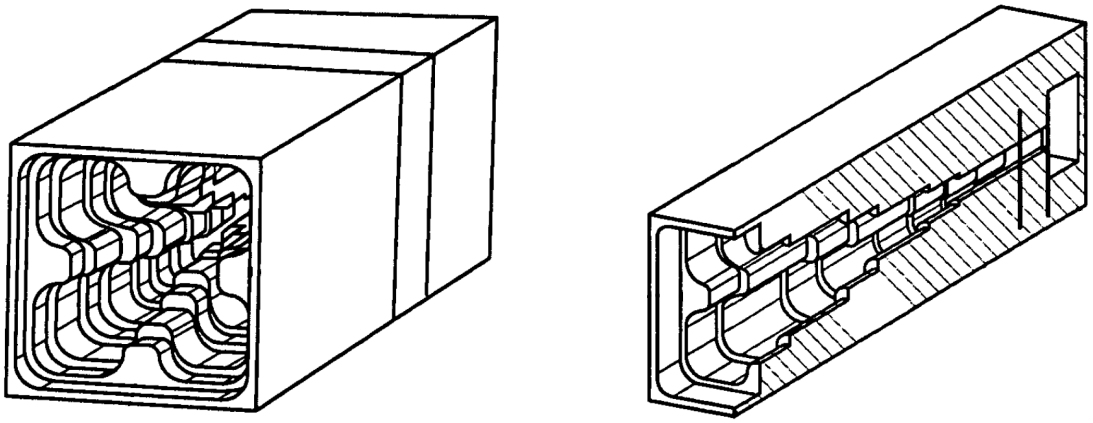


(a) Réseau Ka ThinKom **(b)** Réseau Ka ViaSat

Figure 1.20 – Réseaux Ka passifs combinés à un postionneur mécanique

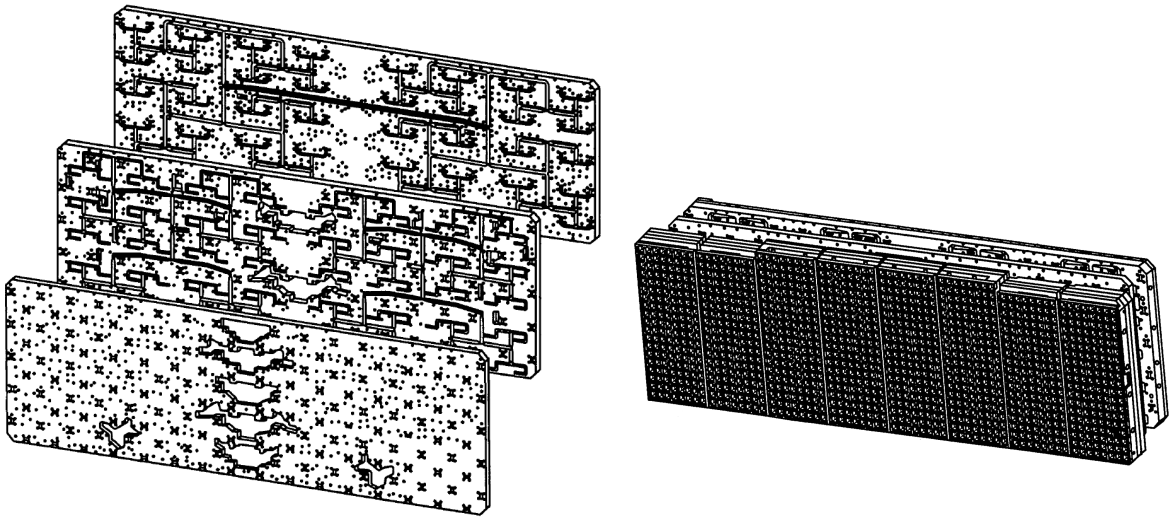
Tous ces réseaux reposent sur le même principe de fonctionnement, des cornets miniatures servent d'élément rayonnant large bande, permettant de couvrir à la fois la bande de réception et la bande de transmission. Ces éléments rayonnants forment souvent un réseau rectangulaire alimenté par des technologies de type guide d'onde, ce qui leur permet de minimiser les pertes en ligne. Ces solutions fonctionnent en double polarisation circulaire et proposent des G/T de l'ordre de 12 dB/K et des PIRE de 44 dBW.

La société QEST est détentrice de plusieurs brevets concernant le réseau d'antennes qu'elle a développé [26]. Dans ces brevets, on trouve des schémas de l'élément rayonnant composant le réseau. Comme pour les autres réseaux de ce type, l'élément unitaire est un cornet miniature (Figure 1.21). Ce cornet comporte des ridges et des corrugations lui permettant d'élargir sa bande de fonctionnement. La couverture des deux sous-bandes avec un même élément rayonnant impose en effet une bande-passante de l'ordre de 50%. On trouve également au sein de ces brevets des vues des différentes couches composant le réseau d'alimentation des cornets (Figure 1.22). Cette structure multicouche relativement complexe mélange circuits imprimés et guides d'onde. La structure est complexifiée par le fait que le réseau rayonne deux polarisations orthogonales simultanées.



(a) **(b)**

Figure 1.21 – Cornet développé par la société QEST [26]

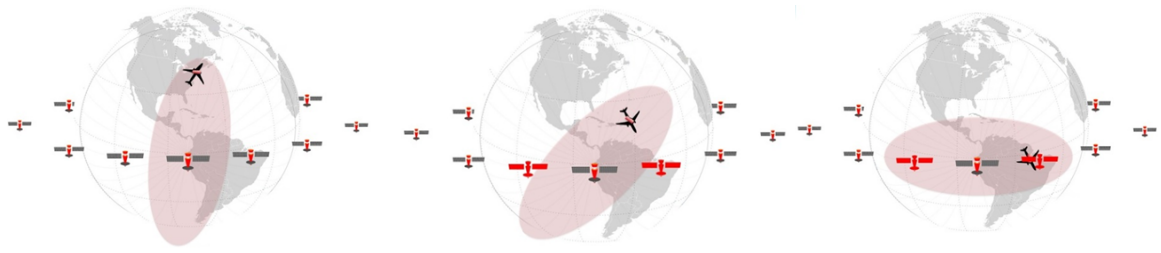


(a) Couches d'alimentation **(b)** Assemblage des différentes couches

Figure 1.22 – Réseau d'antennes développé par QEST [26]

Les solutions à base de réseaux passifs sont donc un bon compromis entre encombrement et performances. Cependant, l'encombrement certes réduit par rapport aux réflecteurs reste important. Il est souvent dû au positionneur mécanique et/ou au plateau tournant. De plus, la réactivité du système dépend des organes mécaniques et est donc restreinte. Comme expliqué précédemment, la plupart de ces réseaux sont de forme rectangulaire. Cette forme allongée créée une dissymétrie dans le diagramme de rayonnement et peut également amener des perturbations sur l'arc géostationnaire. En effet, comme l'illustre la Figure 1.23, en fonction de l'orientation de l'antenne par rapport à l'orbite géostationnaire, les satellites adjacents au satellite visé sont plus ou moins impactés par le rayonnement. Ce problème caractéristique des antennes rectangulaires est identifié comme le problème du *skew angle*. Il est à mettre dans le même plan que

les réglementations liées à la densité de PIRE hors axe citées précédemment. Le fait de n'utiliser qu'une seule ouverture rayonnante pour couvrir les deux sous-bandes de la bande Ka peut également poser des difficultés. Ces deux sous-bandes étant éloignées l'une de l'autre (20 GHz et 30 GHz), le pas du réseau peut être problématique et des lobes de réseau peuvent apparaître dans la bande de transmission. Or, les réglementations très strictes sur les diagrammes de rayonnement ne permettent en aucun cas d'accepter l'apparition de lobes de réseaux. Enfin, les structures multicouches relativement complexes mises en œuvre pour les circuits de formation de faisceau sont difficiles à intégrer. Il apparaît difficile de réaliser des pondérations d'amplitude afin d'abaisser le niveau des lobes secondaires dans de telles structures. Leur fabrication ainsi que celle des éléments rayonnants possédant beaucoup de détails fins (ridges, corrugations, etc.) n'est pas aisée et semble difficile à maîtriser. Les techniques de fabrication additive pourraient palier à ces problèmes mais elles semblent peu matures aux fréquences visées.



(a) Faible *skew* **(b)** *Skew* modéré **(c)** *Skew* important

Figure 1.23 – Evolution du *skew angle* en fonction de la position de l'avion [27]

Ce passage en revue des principales solutions à balayage mécanique nous a permis d'évaluer leurs points forts ainsi que leurs faiblesses. L'encombrement peut être réduit en utilisant des réseaux planaires plutôt que des réflecteurs. Cependant, il reste important et ces systèmes souffrent de la réactivité d'un positionneur mécanique.

1.3.2.2 Solutions hybrides

La réduction de l'encombrement faisant partie des objectifs majeurs des systémiers, des solutions à dépointage électro-mécanique ont commencé à émerger. Ces solutions hybrides permettent un balayage électronique en élévation et le balayage azimutal s'effectue avec la rotation d'un plateau tournant. Le balayage électronique dans un seul plan permet alors de réduire le nombre de chaînes actives et de simplifier la conception.

La référence [28] propose plusieurs concepts de réseaux à balayage électromécanique en bande Ku (Figure 1.24). Ces réseaux, combinant éléments imprimés et guides d'onde, sont destinés à des applications aéronautiques mais aussi aux trains à grande vitesse et aux véhicules automobiles. Le plus avancé de leur concept fonctionne en émission et réception

et permet un dépointage électronique en élévation jusqu'à 70°. Le gain est supérieur à 30 dBi dans les deux bandes et le G/T annoncé est de 9 dB/K. De plus, le réseau fonctionne en double polarisation linéaire.

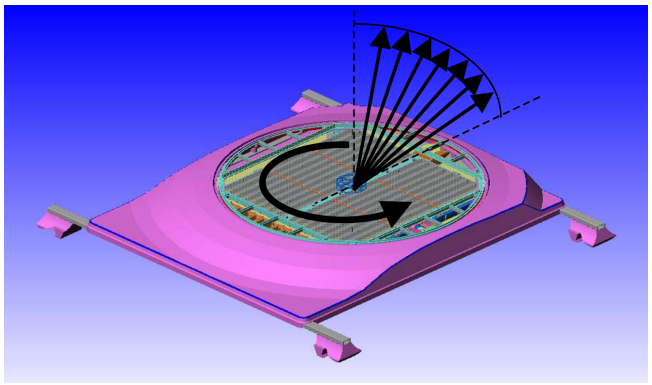


Figure 1.24 – Principe du balayage hybride [28]

Un concept similaire est proposé dans la référence [29]. Cette solution utilise un balayage électronique en élévation et semi-électronique en azimut. Ce réseau est composé de 24 sous-réseaux comportant chacun 8 éléments comme on peut le voir sur la Figure 1.25. Les commandes actives se situent alors au niveau des sous-réseaux. Le réseau est orienté à 45° et peut dépointer électroniquement sur une plage de +/-10° autour de ces 45°. Le balayage semi électronique en azimut permet de dépointer le faisceau sur 360°. Ce système fonctionne lui aussi en émission et réception et présente un G/T supérieur à 7 dB/K et une PIRE supérieure à 34 dBW.

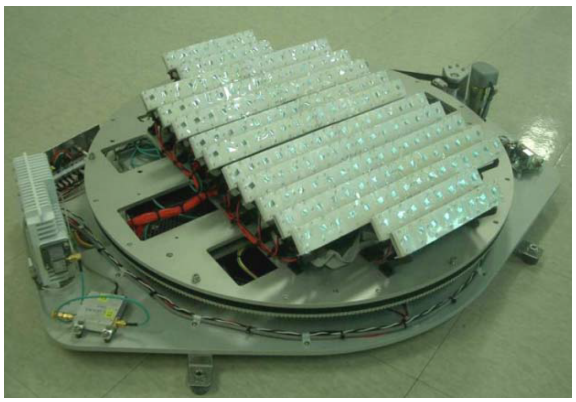


Figure 1.25 – Réseau d'antennes à balayage hybride présenté dans [29]

En ce qui concerne les développements en bande Ka, la société INEO Defense détient plusieurs brevets [30], [31] sur une antenne à balayage hybride basée sur le principe de la lentille de Rotman [32]. Le principe de fonctionnement de cette antenne est expliqué dans la référence [33]. Comme l'illustre la Figure 1.26, le dépointage en élévation se fait

grâce à une lentille de Rotman et la rotation de l'antenne complète permet d'effectuer le dépointage mécanique en azimut. La Figure 1.27 détaille l'architecture de cette antenne. La lentille de Rotman est habituellement utilisée pour générer de multiples faisceaux sélectionnés en fonction du port « d'entrée » considéré. Dans le cas de la référence [33], la lentille imprimée ne possède pas de port, c'est en effet un cornet qui se déplace autour de la lentille afin de faire varier le gradient de phase incident sur les ports de « sortie » (voir Figure 1.27a). Ce cornet joue le rôle de sélecteur de port, cependant un seul faisceau peut être généré à la fois. Les ports de « sortie » sont quant à eux connectés à un réseau de 120 lignes rayonnantes (Figure 1.27b) disposées de manière circulaire sur un diamètre de 600 mm. Ces lignes rayonnantes permettent de fonctionner en émission et en réception avec une seule antenne et rayonnent une polarisation linéaire. De plus, l'utilisation d'une lentille de Rotman permet d'avoir un dépointage large bande. Concernant les performances annoncées, le G/T est de 12 dB/K et la PIRE de 50 dBW. Cette solution paraît intéressante, cependant les pertes dues à la lentille de Rotman semblent importantes. En effet, le G/T annoncé semble faible au regard de la surface rayonnante. L'architecture proposée ne permet pas d'avoir des chaînes actives qui pourraient compenser ces pertes. De plus, le fait que les lignes rayonnent de la polarisation linéaire oblige à utiliser un polariseur externe pour créer une polarisation circulaire droite ou gauche. Ceci rajoute un niveau de complexité et ne permet pas de changer le sens de la polarisation en cours d'utilisation. Ce changement de polarisation peut être envisageable par la rotation du polariseur de 90°. En revanche, ceci impliquerait l'ajout d'un moteur supplémentaire et l'encombrement serait augmenté. Enfin, bien que ce système soit apparenté à un système hybride, il faut être conscient que le balayage en élévation, bien qu'il s'effectue par une lentille de Rotman, dépend d'organes mécaniques.

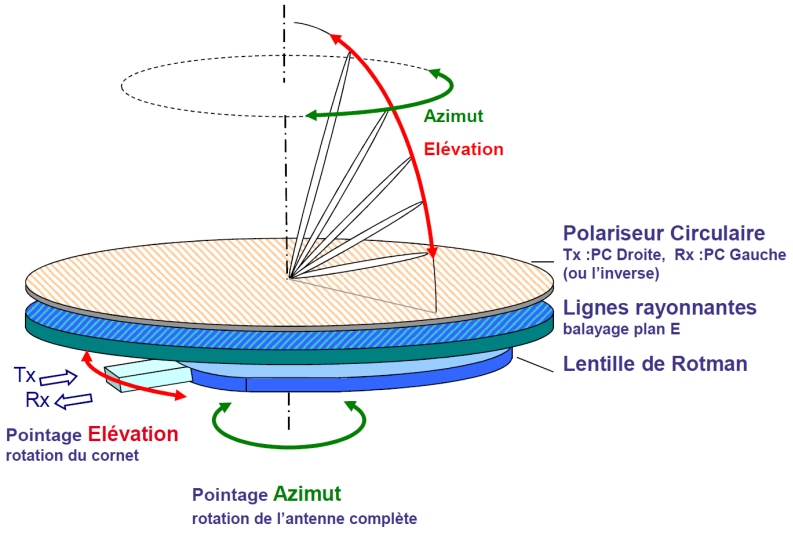
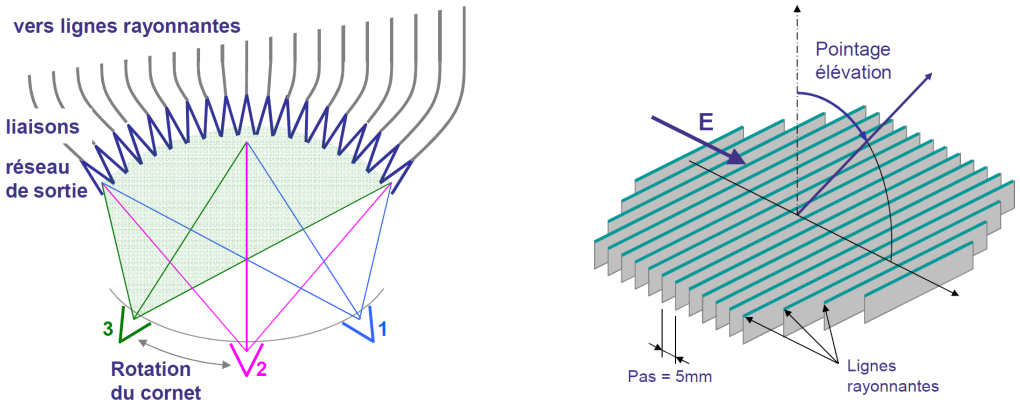


Figure 1.26 – Principe de fonctionnement de l'antenne développée par INEO Défense [33]



(a) Principe d'excitation **(b)** Lignes rayonnantes

Figure 1.27 – Antenne d'INEO Défense [33]

Sur un principe similaire, l'Université de Rennes propose un concept d'antenne fonctionnant autour de 30 GHz [34]. Cette antenne utilise le principe des *Continuous Transverse Stubs* (CTS) qui sont mis en réseau et alimentés par un circuit d'alimentation en chandelier (voir Figure 1.28 et Figure 1.29). Un cornet placé en entrée permet d'alimenter ce circuit via une transition de type *pillbox*. Le cornet peut être déplacé mécaniquement selon l'axe y (plan H) afin d'obtenir un dépointage dans le plan H. En effet, pour chaque position du cornet, la transition de type parabolique fournit une pondération de phase différente au réseau CTS. Il est alors possible d'obtenir des dépointages de +/- 40° en élévation. Le réseau de 16 fentes longitudinales rayonne une polarisation linéaire. Il serait possible d'obtenir une polarisation circulaire en utilisant un polariseur, comme sur la solution précédente. Le gain obtenu est de 29 dBi à 29.25 GHz et la bande de fonctionnement est 27.5-30 GHz. Il convient de noter que, contrairement à la solution précédente, deux antennes seraient nécessaires à la couverture des bandes de réception et d'émission.

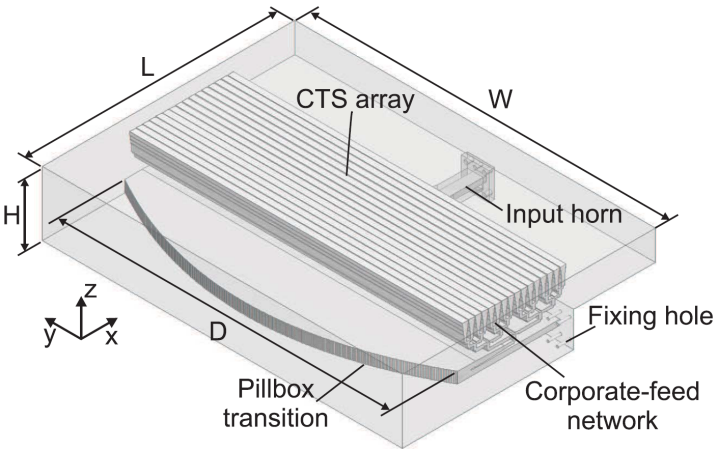


Figure 1.28 – Antenne CTS développée par l'Université de Rennes [34]

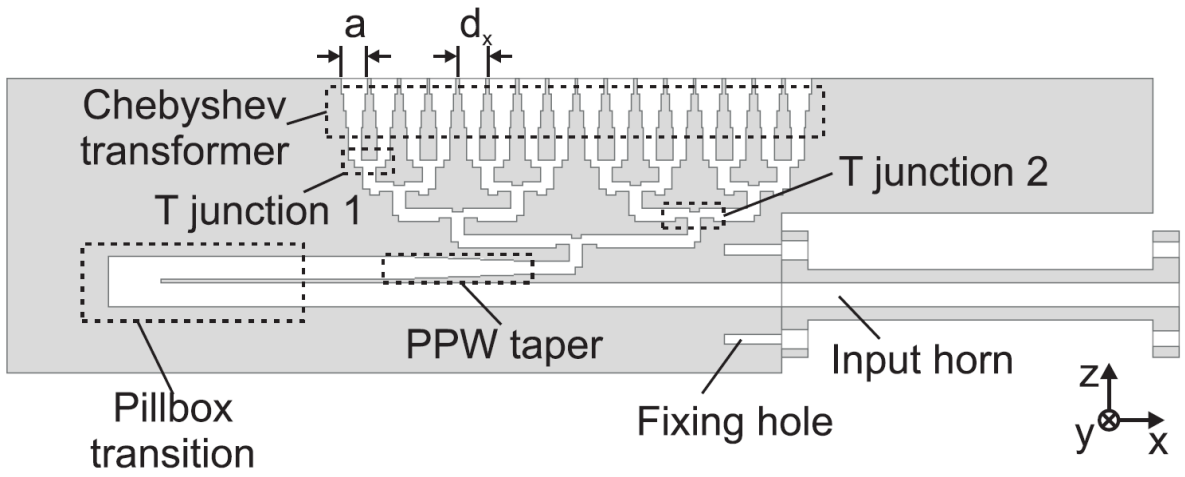


Figure 1.29 – Vue en coupe de l'antenne CTS [34]

La société américaine ThinKom développe également des antennes pour applications aéronautiques en bandes Ku et Ka sur le principe des CTS (Figure 1.30). Les antennes utilisent le principe du VICTS (*Variable Inclination Continuous Transverse Stubs*) qui est une extrapolation directe du concept des CTS [35]. L'antenne est composée de deux plateaux circulaires et concentriques. Le plateau du dessus comporte un réseau unidimensionnel de CTS tandis que le plateau inférieur comporte la partie alimentation des CTS. La rotation différentielle des deux plateaux (Figure 1.31a) permet de faire varier l'excitation appliquée au réseau de stubs et entraîne un dépointage en élévation. Le dépointage en azimut s'obtient par la rotation commune des deux plateaux (Figure 1.31b). Une grille polarisante est ajoutée au-dessus des deux plateaux afin de générer de la polarisation circulaire droite ou gauche. Cette solution, par son principe de rayonnement et de dépointage, est très similaire aux deux précédentes, même si les technologies mises en œuvre sont différentes (Lentille de Rotman, *Pillbox*, VICTS).

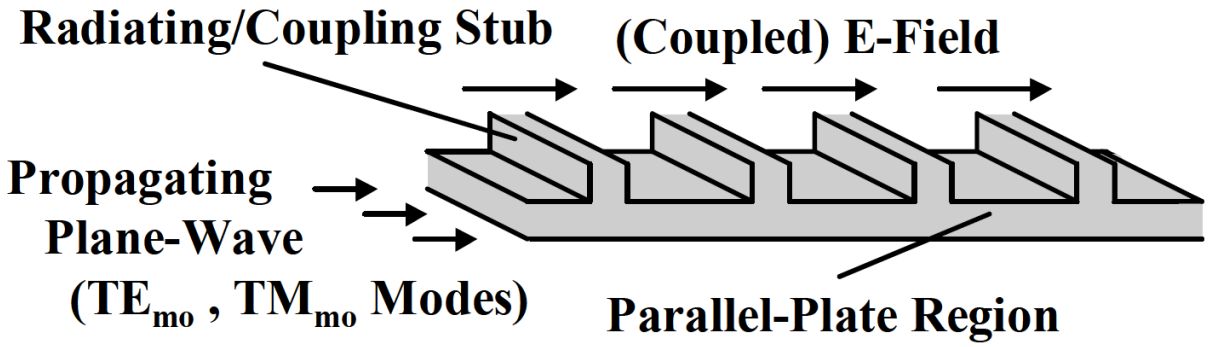


Figure 1.30 – Principe de fonctionnement des CTS en série [35]

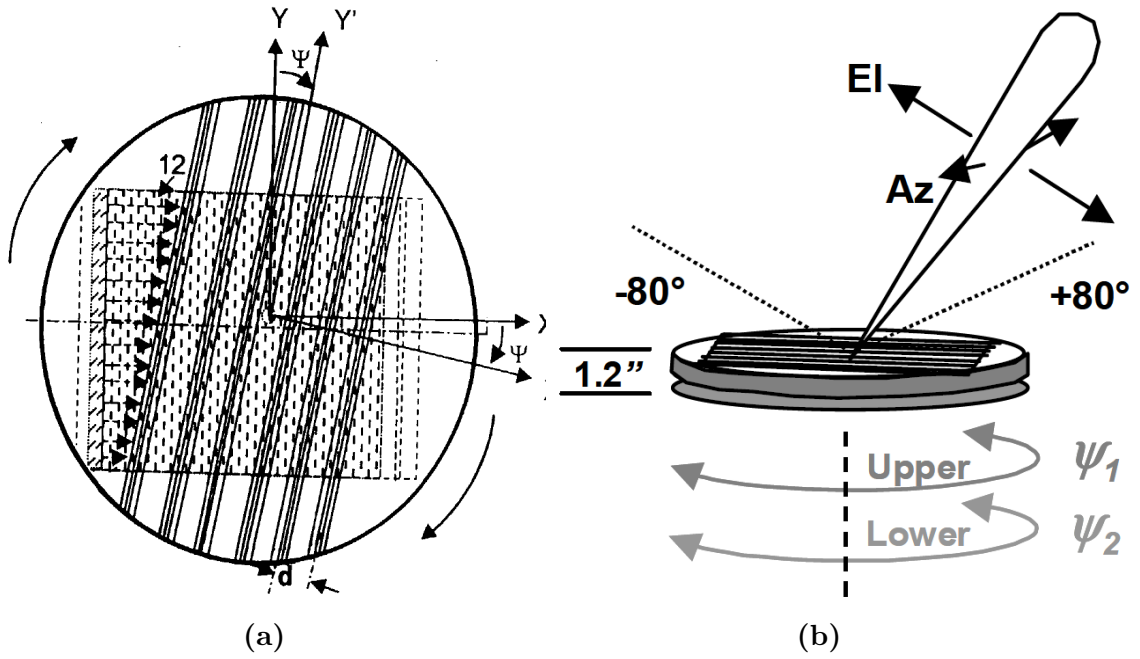


Figure 1.31 – Principes de l'antenne VICTS développée par ThinKom [35],[36]

La Figure 1.32 est une photo du modèle fonctionnant en bande Ka (ThinAir Falcon-Ka2517). On remarque que, comme pour la solution proposée par l'Université de Rennes, deux antennes séparées sont nécessaires à la couverture des deux bandes de fonctionnement. Les deux antennes fonctionnent sur des bandes 17.8-21.2 GHz en réception et 27.5-31 GHz en émission. Le G/T annoncé par ThinKom est de 12.5 dB/K pour un dépointage de 70°. La PIRE est quant à elle de 46.5 dBW dans les mêmes conditions de dépointage. On note que la version Ku de cette antenne est très répandue aux États-Unis grâce au partenariat entre ThinKom et le fournisseur de services à bord Gogo.

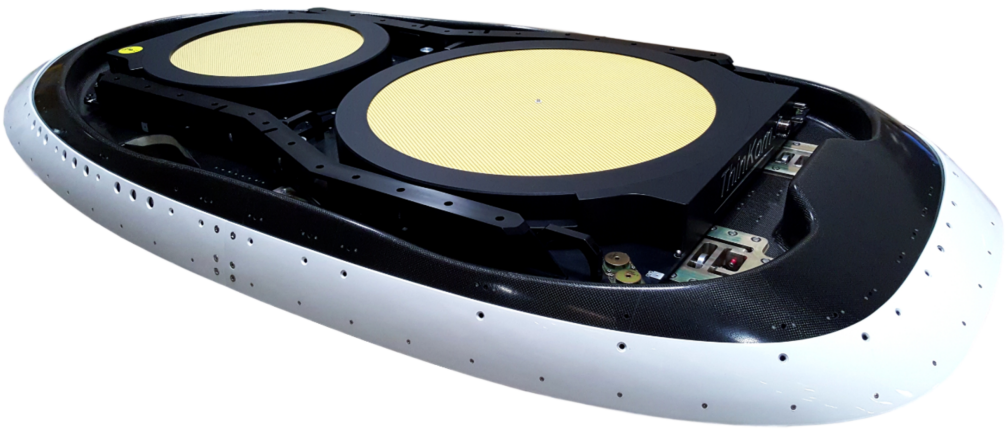


Figure 1.32 – Terminal Ka (émission et réception) développé par ThinKom [37]

Les systèmes hybrides permettent de réduire encore l'encombrement par rapport aux systèmes à balayage mécanique (réflecteurs ou réseaux passifs) tout en présentant de bonnes performances. En revanche, les systèmes HTS en bande Ka imposent une polarisation circulaire qui n'est pas proposée « nativement » par ces systèmes. Ainsi, l'ajout d'un polariseur est nécessaire, ce qui peut augmenter l'encombrement. De plus, cette technique ne permet pas d'avoir deux polarisations circulaires orthogonales, il faut alors prévoir un organe mécanique supplémentaire afin d'effectuer une rotation de 90° du polariseur. Enfin, ces systèmes sont toujours dépendants d'organes mécaniques et de moteurs, ce qui engendre un certain poids et encombrement et qui limite la réactivité du dépointage. L'utilisation de systèmes totalement électroniques permet de réduire encore l'encombrement et de répondre aux problématiques de polarisation et de réactivité.

1.3.2.3 Solutions électroniques

Souvent considérées comme trop coûteuses, les solutions à balayage électronique se sont vues préférer des solutions plus classiques à balayage mécanique ou hybride. Or, l'avènement des MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) a permis de réduire considérablement les coûts de tels systèmes. Plusieurs sociétés ou laboratoires de recherche se sont alors lancés dans le développement de réseaux d'antennes à balayage électronique pour des applications d'IFC.

La société Phasor Solutions a développé une antenne fonctionnant en bande Ku (voir Figure 1.33) et serait en cours de développement d'un système pour la bande Ka. Les éléments rayonnants sont arrangés selon une grille triangulaire sur un panneau de 512 éléments ayant une épaisseur d'un pouce (2.54 cm). Une des particularités de ce système est qu'il peut être à la fois modulable et conformable. La modularité permet de combiner le nombre de panneaux requis afin d'obtenir les performances souhaitées. Cet agencement de panneaux peut être conformé pour épouser au mieux la surface sur laquelle il est disposé : carlingue d'avion, toit de train, etc.

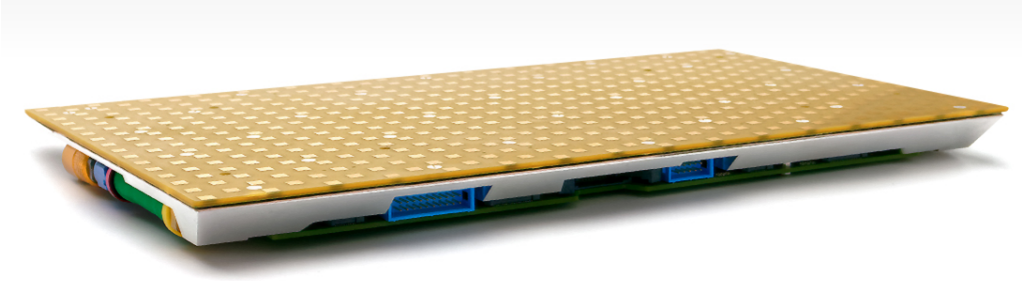


Figure 1.33 – Réseau d'antennes développé par Phasor

En ce qui concerne l'architecture du système, Phasor utilise la formation de faisceau par le calcul (DBF : *Digital Beam Forming*). Chaque cellule élémentaire rayonne deux polarisations et possède deux ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*) dédié. Contrairement aux architectures classiques, les signaux sont mis en phase et sommés en bande de base et non aux fréquences microondes, ce qui permet d'utiliser des ASIC en technologie SiGe faible coût [38]. Chaque panneau est composé de deux cartes électroniques disposées comme sur la Figure 1.34. Les éléments rayonnants et les ASIC se situent de part et d'autre de la carte supérieure. La carte inférieure contient l'alimentation de puissance et toute la logique de commande.

Concernant les performances annoncées, le système en bande Ku est monobande (réception ou émission) et fournit un G/T de 14.3 dB/K et une PIRE de 53.6 dBW pour un assemblage de 6 panneaux élémentaires [39].

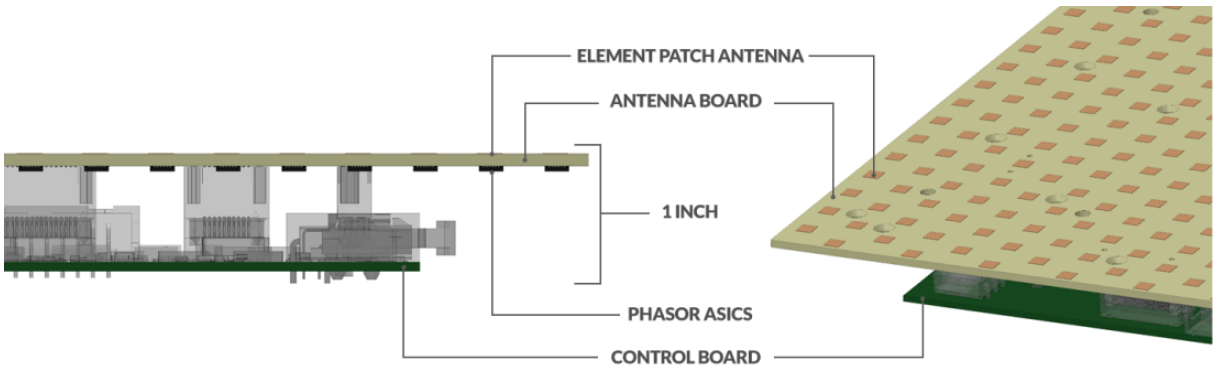
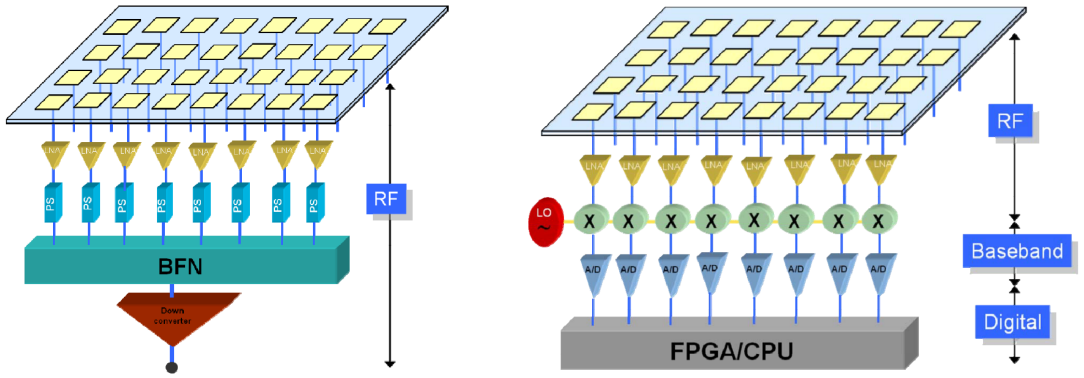


Figure 1.34 – Eléments constituants l'antenne de Phasor

Le projet SANTANA, financé par l'agence aérospatiale Allemande (DLR), est le fruit d'une collaboration entre l'Université Technique de Hambourg et les sociétés IMST et Airbus Defense and Space. L'objectif du projet est de développer une antenne à balayage électronique en bande Ka intégrant la formation de faisceau par le calcul (DBF). Le système est composé de deux antennes séparées pour l'émission et la réception.

Comme l'illustre la Figure 1.35, avec le DBF les signaux provenant de chaque antenne sont amplifiés puis convertis en bande de base à l'aide d'un mélangeur avant d'être numérisés. Ils sont ensuite traités à l'aide d'un FPGA ou d'un CPU. Cette architecture offre beaucoup de possibilités et de flexibilité, mais l'impact sur le coût peut être important s'il y a beaucoup d'éléments rayonnants. En effet, les chaînes de conversion analogique/numérique associées à chaque élément ainsi que les processeurs nécessaires pour le traitement de ces données représentent des coûts importants.



(a) Réseau phasé **(b)** *Digital Beam Forming*

Figure 1.35 – Architectures de réseaux à balayage électronique [40]

Le projet SANTANA propose une architecture modulaire. Chaque module est composé de 16 éléments rayonnants. Cette architecture permet de réaliser des antennes de tailles différentes en associant le nombre de modules requis. De plus, cela permet de faciliter la maintenance. Chaque élément rayonnant possède un bloc de conversion en Fréquence Intermédiaire (880 MHz) (voir Figure 1.36). La partie émission intègre un circuit de calibration dédié [41].

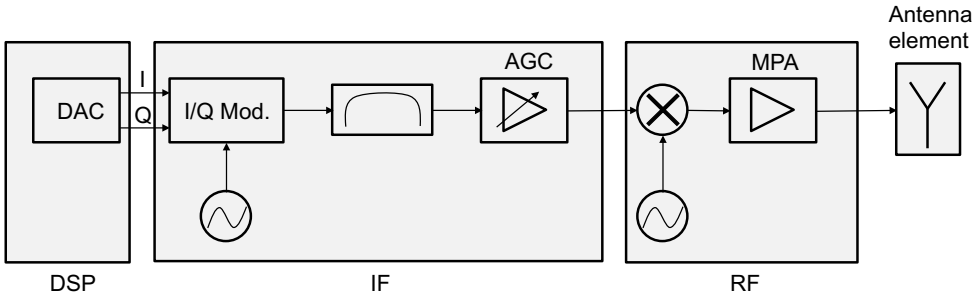


Figure 1.36 – Architecture de la chaîne d'émission proposée dans le projet SANTANA [42]

D'autres types d'architectures sont également proposés dans le projet SANTANA. Parmi celles-ci, le *XY Steering* consiste à intégrer une chaîne active par ligne et colonne du réseau [43]. En effet, pour un dépointage quelconque, la phase appliquée à chaque élément peut-être décomposée en deux composantes x et y (ligne et colonne). Ainsi, grâce à ce principe, un réseau de NxM éléments voit son nombre de chaînes actives réduire de NxM à N+M, ce qui est très intéressant avec beaucoup d'éléments rayonnants. En revanche, afin de sommer les contributions ligne et colonne sur chaque élément, un mélangeur est quand même nécessaire au niveau des éléments rayonnants. Ce point n'est pas contraignant dans le cas du DBF car le mélangeur est déjà nécessaire. Cette technique peut également s'appliquer aux réseaux classiques. Dans ce cas l'inconvénient de l'ajout d'un mélangeur doit être évalué en détail.

Une autre approche proposée, appelée *Hybrid beamsteering* consiste à mélanger les architectures classiques et DBF [44]. Le réseau d'antennes est alors divisé en sous réseaux au sein desquels des déphaseurs sont placés sur chaque élément. Le DBF est alors implémenté au niveau des sous-réseaux. Cette architecture permet d'éviter les lobes de réseaux tout en diminuant la capacité requise pour le traitement du signal.

En ce qui concerne les éléments rayonnants, la référence [42] présente des éléments imprimés à coins tronqués pour réaliser la polarisation circulaire. Une rotation séquentielle des éléments est également implémentée afin d'améliorer la qualité de cette polarisation [45]. Dans les références [46] et [44], l'élément rayonnant semble avoir évolué vers un patch carré à double alimentation associé à un coupleur hybride. De ce fait, l'élément peut générer une double polarisation circulaire. L'élément est imprimé sur une structure LTCC (*Low Temperature Co-Fired Ceramics*) de 17 couches (Figure 1.37). La conception et l'intégration de cette structure sont relativement complexes [47]. Une brique LTCC comprend alors les éléments rayonnants, le réseau de calibration, les circuits RF ainsi qu'un système de refroidissement.

Ce projet très intéressant fait intervenir des technologies complexes et a permis de démontrer la faisabilité d'une antenne à balayage électronique en bande Ka intégrant une architecture de formation de faisceau par le calcul. Cette architecture offre une flexibilité maximale, en effet, il n'y a aucune contrainte sur les gradients de phase ou d'amplitude applicables aux différents éléments. En revanche, ce type de solution est très couteux, notamment pour les grands réseaux. Ce projet ne semble cependant pas avoir dépassé le stade du prototype.

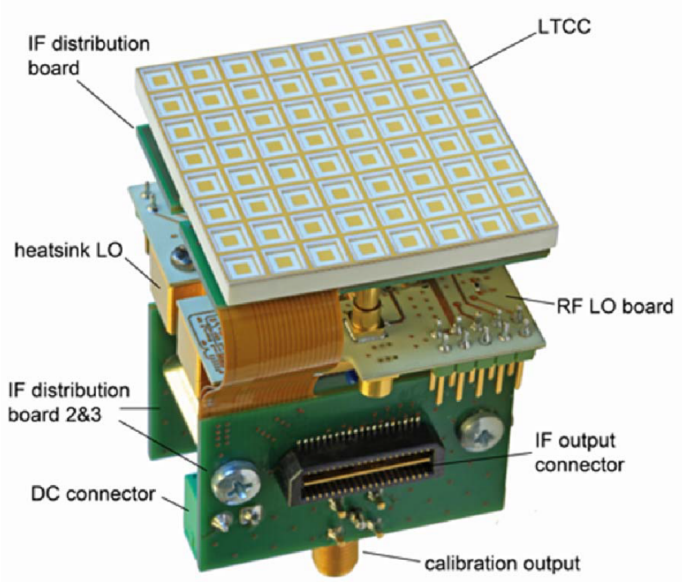


Figure 1.37 – Maquette d'un réseau 8x8 avec la logique de commande associée [40]

La société Gilat propose elle aussi un terminal fonctionnant en bande Ka pour la connectivité aéronautique, ferroviaire, maritime ou automobile. Comme on peut le voir sur la Figure 1.38, le terminal est composé de deux antennes séparées. Le terminal présente un très faible encombrement puisque sa hauteur est inférieure à 5 cm. La taille des antennes est ajustable pour s'adapter à diverses spécifications de gain. Très peu d'informations sont disponibles sur les technologies utilisées. Des cellules MMIC sont utilisées au niveau de l'élément rayonnant pour réaliser le dépointage électronique.

Concernant les performances annoncées, le terminal fonctionne en réception entre 19.2 GHz et 20.4 GHz et en émission de 29 GHz à 30 GHz en polarisation circulaire. Pour une antenne de 230 mm x 230 mm et un pointage à 20° d'élévation, le G/T est de 7 dB/K et la PIRE est de 45.5 dBW [48].

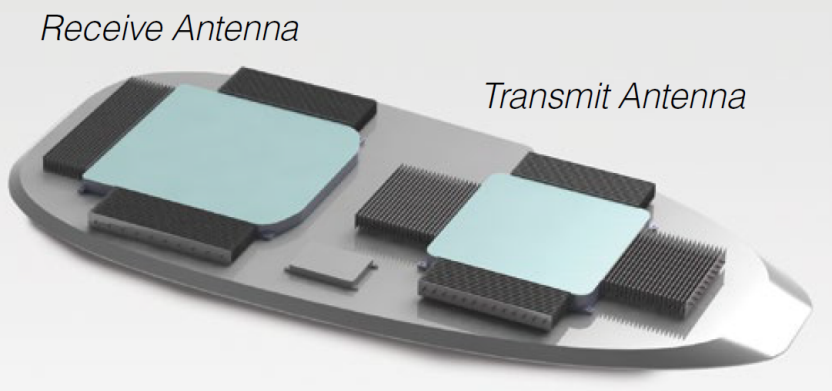


Figure 1.38 – Vue d'artiste du terminal Gilat [48]

La société Kymeta Corp est en cours de développement d'une antenne à balayage électronique. Contrairement aux solutions classiques qui utilisent des déphaseurs, la technologie qu'utilise Kymeta Corp est basée sur les métamatériaux [49]. Là encore, peu d'informations sont disponibles sur le sujet et les performances n'ont jamais été révélées.

La société Alcan Systems, en partenariat avec l'Université de Darmstadt développe actuellement un système qui repose sur l'utilisation de cristaux liquides (voir Figure 1.39) [50]. C'est en faisant varier l'état des cristaux liquides qu'un gradient de phase peut être appliqué aux éléments rayonnants afin de faire dépointer le faisceau. Ce développement, encore au stade laboratoire présente des avantages tels que le coût et la consommation. En revanche la stabilisation des cristaux liquides lors du changement d'état engendre un temps de réponse de l'ordre de 10s, ce qui rend le système difficilement applicable au cas de l'IFC.

Les systèmes à balayage électronique présentent de nombreux avantages. Outre la dimension esthétique, ces solutions à très faible encombrement permettent de respecter

l'aérodynamisme des structures sur lesquelles elles sont placées. Elles permettent alors de réaliser des économies de carburant par rapport aux solutions mécaniques ou hybrides. Leur faible profil leur permet également d'obtenir plus facilement les certifications aux tests de type *bird strike* qui consistent à vérifier la résistance aux impacts d'oiseaux. En outre, la forme de ce type d'antenne n'étant pas contrainte par la présence d'un positionneur mécanique, ces solutions ne sont pas concernées par le problème du *skew angle*. Cependant, bien que ces solutions semblent les plus adaptées pour des applications de connectivité mobile, nombreuses sont celles qui sont encore au stade laboratoire.

Le Tableau 1.4 synthétise les performances des systèmes fonctionnant en bande Ka présentés précédemment. On remarque que plus la complexité des systèmes est élevée, moins il y a d'informations disponibles. On remarque également une certaine homogénéité des performances entre les différents systèmes. On notera que les seuls concepts ayant actuellement donné lieu à des produits commercialisés sont les antennes à balayage mécanique ou hybride. Il existe alors un réel besoin de développements d'antennes à balayage électronique en bande Ka.

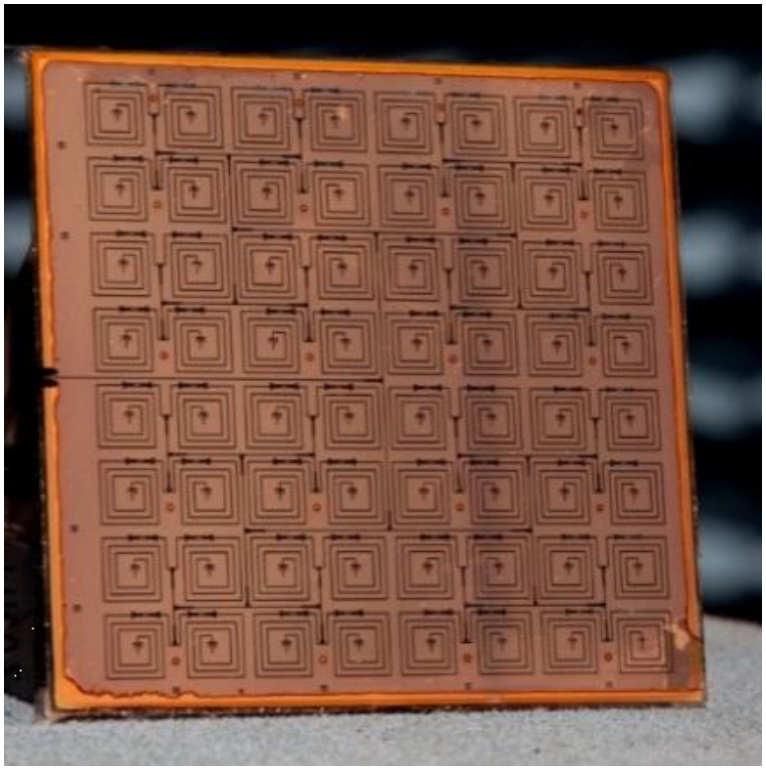


Figure 1.39 – Réseau 8x8 à cristaux liquides proposé par Alcan Systems [50]

	Société / Laboratoire	Fréquences (GHz)	G/T (dB/K) PIRE (dBW)	Polarisation	Dépointage	Poids (kg) Encombrement (cm)
Mécanique	ViaSat [20]	19.7-21.2	10.2	Circulaire	5-85°	10
	AeroMobile Terminal 5230	29.5-31	46.5	droite et gauche		D = 32.97, H = 32.97
	ThinKom [24]	18.3-21.2	11.5	Circulaire	0-100°	/
	ThinAir Eagle-Ka1000	28.1-31	44.5	droite et gauche		D = 66, H = 16.5
	ViaSat [25]	18.3-20.2	12.5	Circulaire	15-90°	34
	AeroMobile Terminal 2540	28.1-30	43.5	droite et gauche		D = 94.7, H = 21.8
Hybride	INEO [33]	19.7-21.2	12	Circulaire	0-60°	/
	SKaLP	29.5-31	50	droite ou gauche		D = 60, H = 10
	ThinKom [37]	18.3-21.2	14.5-17.5	Circulaire	15-85°	/
	ThinAir Falcon-Ka2517	28-31	47-50	droite ou gauche		L = 127, l = 74, H = 8
Électronique	IMST [40]-[47]	19.7-20.2	/	Circulaire	0-60°	/
	SANTANA	29.5-30	/	droite et gauche		/
	Gilat [48]	19.2-20.4	7 @ $\theta_0 = 20°$	Circulaire	0-70°	/
	RaySat ESA/PAA	29-30	45.5 @ $\theta_0 = 20°$	droite et gauche		L = 41, l = 17.5, H = 5

Tableau 1.4 – Performances des différents systèmes fonctionnant en bande Ka

1.4 Objectifs

1.4.1 Le projet

L'objectif de ce projet est de développer un terminal de communication par satellite en bande Ka pour des applications mobiles. Comme nous l'avons vu dans la section précédente, certaines sociétés proposent déjà des terminaux pour ce type d'application. Cependant, les solutions existantes ne satisfont pas totalement au besoin que ce soit en termes de performances, de coût ou de maturité des technologies employées. Le terminal développé devra présenter un encombrement le plus faible possible afin de pouvoir être positionné sur la carlingue d'un avion, tout en offrant un coefficient de trainée aérodynamique négligeable induisant une importante économie de carburant. La solution la plus adéquate pour arriver à cet objectif est une solution à balayage électronique. Les contraintes de modélisation et de conception que ce type de solution présente imposent l'utilisation de deux réseaux d'antennes distincts pour assurer la liaison en émission (30 GHz) et en réception (20 GHz). En plus de la notion d'encombrement, le balayage électronique permet de s'affranchir d'organes mécaniques et des contraintes qu'ils engendrent tels que le poids et le manque de réactivité du pointage. Le balayage électronique permet également une grande souplesse avec la possibilité de former le faisceau selon le besoin et le cas d'utilisation. Cette flexibilité passe par l'utilisation de chaînes actives au niveau de chaque élément rayonnant. Ces chaînes seront conçues et réalisées en technologie MMIC afin de faciliter l'intégration et de réduire les coûts.

Le terminal développé devra alors permettre de couvrir tous types d'applications mobiles telles que la connectivité aéronautique, ferroviaire, militaire, etc.

1.4.2 Cahier des charges

Les spécifications préliminaires sont reportées dans le Tableau 1.5. Comme cela a déjà été expliqué, la bande de fonctionnement est la bande Ka. Cette bande a la particularité de posséder deux sous-bandes relativement éloignées l'une de l'autre : 20 GHz pour la réception et 30 GHz pour l'émission. Cette contrainte nous impose de travailler avec deux antennes séparées. Ensuite, les bandes de fréquence visées sont larges : 18.3-20.2 GHz en réception et 28.1-30 GHz en émission, ce qui peut être contraignant sur le choix des éléments rayonnants.

Afin d'être compatible avec les systèmes HTS en bande Ka qui fonctionnent en polarisation circulaire, les deux antennes devront rayonner en polarisation circulaire.

L'émission et la réception se font généralement dans deux polarisations circulaires orthogonales. Cependant, le sens de polarisation pouvant varier d'un satellite à un autre ou même d'un faisceau à un autre, il est nécessaire de pouvoir fonctionner dans les deux polarisations circulaires droite et gauche sur les deux antennes. Les éléments rayonnants devront donc être capables de rayonner les deux polarisations.

En ce qui concerne les gains visés, ils sont de 38 dBi en réception et de 39 dBi en émission pour un pointage dans l'axe. Ces valeurs de gains sont la conséquence du bilan de liaison exigeant dicté par le débit requis pour l'application et par l'utilisation de satellites géostationnaires qui engendre d'importantes pertes d'espace libre. Le G/T et la PIRE visés pour un pointage dans l'axe sont de 15 dB/K et 46 dBW respectivement, ce qui impose de très bonnes performances sur les chaînes actives, notamment en termes de facteur de bruit en réception. Enfin, ces spécifications de gain entraînent des surfaces rayonnantes importantes et donc un très grand nombre d'éléments rayonnants et de chaînes actives, d'où la nécessité de réduire les coûts de ces dernières.

Enfin, le dépointage électronique devra permettre de balayer le faisceau dans un cône de 70°. Cette contrainte est très importante car le comportement de l'antenne (adaptation, polarisation) dépendra de ce dépointage. Ainsi les réseaux devront pouvoir fonctionner sur tout le cône de dépointage et dans toute leur bande de fréquence respective. La Figure 1.40 illustre la zone dans laquelle peut se trouver le terminal avec un dépointage de 70° et une communication avec des satellites géostationnaires. Cette zone couvre la majorité des régions habitées, cependant, beaucoup de vols longs courriers ralliant l'Europe ou le Moyen-Orient à la côte ouest des États-Unis passent à proximité de l'Islande et du Groenland. Ce type d'antenne sera donc à privilégier pour des vols continentaux tant que les services HTS en bande Ka seront fournis par des satellites géostationnaires uniquement.

Ce projet propose de relever de nombreux défis technologiques et industriels. Les verrous sont en effet significatifs et nombreux. La réalisation de l'antenne nécessite d'obtenir les performances en limite de l'état de l'art de chacune des technologies. Les défis majeurs sont :

— La conception de cellules rayonnantes en polarisation circulaire sur une large bande et un bon taux d'ellipticité sur une large ouverture angulaire

— La maîtrise de la modélisation et de la réalisation des grands réseaux en intégrant précisément les couplages inter éléments

— La conception de puces MMIC en bande millimétrique satisfaisant aux exigences d'agilité en gain et en phase

— La définition de l'architecture de pilotage pour permettre des dépointages précis en

prenant en compte les phénomènes de coefficient de réflexion actif

— L'intégration des panneaux rayonnants et des puces MMIC

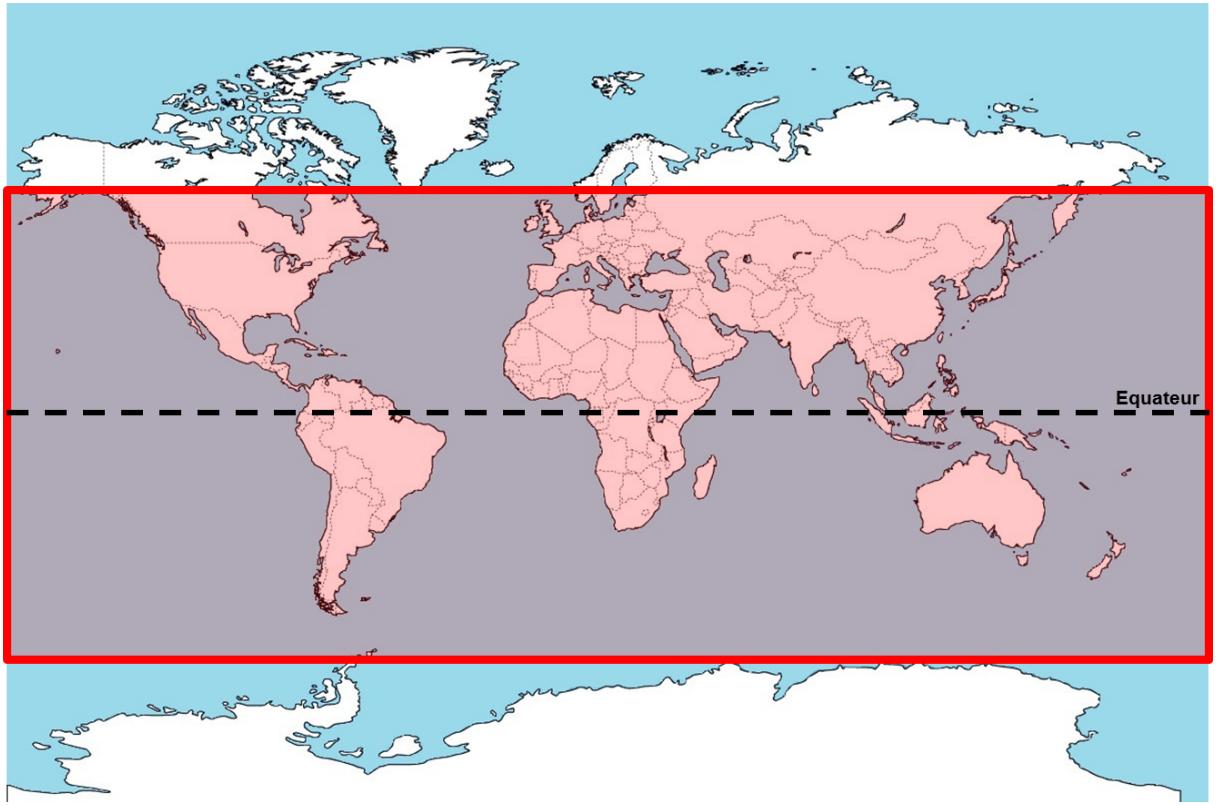


Figure 1.40 – Zone dans laquelle une antenne à dépointage maximal de 70° peut être vue par des satellites géostationnaires

1.4.3 Positionnement de l'étude

Dans le cadre de ce projet, les études concernant les panneaux rayonnants et les chaînes actives d'émission/réception sont menées séparément. Ce travail de thèse se concentre sur la partie rayonnante en se focalisant sur la partie réception.

L'objectif de ce travail est la conception d'une cellule large bande à polarisation circulaire et acceptant de forts dépointages angulaires. Ce travail passe d'abord par la maîtrise des outils de modélisation électromagnétique et en particulier les méthodes de modélisation des grands réseaux d'antennes. Ensuite le développement d'outils prenant en compte les différentes briques de base devra permettre d'évaluer les performances d'un panneau rayonnant en termes d'adaptation, de rayonnement et de dépointage tout en considérant différents scénarios de dépointage.

Le chapitre suivant sera consacré à la mise en œuvre et à la validation de méthodologies de conception et de modélisation des grands réseaux d'antennes. L'utilisation d'une méthode d'extraction de matrices [S] de panneaux rayonnants développée au laboratoire permettra d'aboutir à la modélisation fidèle d'un grand réseau d'antennes dans le chapitre 3. Ces méthodes, évaluées sur le cas test du chapitre 3, pourront alors être appliquées de manière générale à toute structure périodique et permettront l'étude de réseaux agiles qui sera traité dans le chapitre 4.

Paramètre	**Spécification**	**Commentaire**
Fréquences Rx	18.3-20.2 GHz	
Polarisation Rx	Circulaire	Droite et gauche
Gain Rx	38 dBi	$\theta_0 = 0°$
G/T	15 dB/K	$\theta_0 = 0°$
Fréquences Tx	28.1-30 GHz	
Polarisation Tx	Circulaire	Droite et gauche
Gain Tx	39 dBi	$\theta_0 = 0°$
PIRE	46 dBW	$\theta_0 = 0°$
Diagrammes de rayonnement	ETSI EN 303 978	
Dépointage élévation	0-70°	
Dépointage azimut	0-360°	
Discrimination de polarisation	25 dB	
Hauteur	< 50 mm	
Poids	< 10 kg	
Température de fonctionnement	-55°C à +85°C	
Température de stockage	-65°C à +165°C	

Tableau 1.5 – Spécifications préliminaires du terminal

Bibliographie

[1] N. Brady, "The geostationary orbit and satellite communications : concepts older than commonly supposed," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 38, no. 4, pp. 1408–1409, Oct 2002.

[2] H. Noordung, *The problem of space travel : The rocket motor*. DIANE Publishing, 1995.

[3] A. C. Clarke, "Extra-terrestrial relays," *Wireless World*, pp. 305–308, Oct 1945.

[4] J. R. Pierce, "Orbital radio relays," *Journal of Jet Propoulsion*, vol. 25, no. 4, pp. 153–157, Oct 1955.

[5] C. F. Booth, "Project telstar," *Electrical Engineers, Journal of the Institution of*, vol. 9, no. 100, pp. 160–163, April 1963.

[6] Eutelsat, "Le guide du satellite de télécommunications," www.eutelsat.com/fr/news/media_library/brochures/guide-du-satellite.pdf.

[7] M. Votaw, "The early bird project," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 14, no. 4, pp. 507–511, August 1966.

[8] G. Maral, "Systèmes de télécommunications par satellite," *Techniques de l'ingénieur Techniques et systèmes de transmission en réseaux et télécoms*, vol. base documentaire : TIB293DUO, no. ref. article : e7560, 2017, fre. [Online]. Available : http://www.techniques-ingenieur.fr#

[9] D. E. Sterling and J. E. Hatlelid, "The iridium system-a revolutionary satellite communications system developed with innovative applications of technology," in *MILCOM 91 - Conference record*, Nov 1991, pp. 436–440 vol.2.

[10] P. Bacon, "Introduction to globalstartm [satellite communication system]," in *IEE Colloquium on Communication Opportunities Offered by Advanced Satellite Systems - Day 1 (Ref. No. 1998/484)*, Oct 1998, pp. 3/1–3/8.

[11] V. Velivela, "Small satellite constellations : The promise of "internet for all"," *Observer Research Foundation*, no. 107, Sept 2015.

[12] G. Maral and M. Bousquet, *Satellite communications systems : Systems, techniques and technology*, 5th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2009.

[13] R. Swinford and B. Grau, "High throughput satellites : Delivering future capacity needs," Arthur D. Little, Tech. Rep. 2, July 2015.

[14] D. Minoli, *Innovations in satellite communications technology : The industry implications of DVB-S2X, High Thoughput Satellites, Ultra HD, M2M, and IP*, 5th ed. John Wiley & Sons, Inc., 2015.

[15] Euroconsult, "In-flight entertainment & connectivity," http ://www.euroconsult-ec.com/ifec.

[16] European Telecommunications Standards Institute (ETSI), *Harmonised European Standard ETSI EN 303 978, v.2.1.2*, October 2016.

[17] W. H. Jones and M. de La Chapelle, "Connexion by boeing^{sm}-broadband satellite communication system for mobile platforms," in *2001 MILCOM Proceedings Communications for Network-Centric Operations : Creating the Information Force (Cat. No.01CH37277)*, vol. 2, 2001, pp. 755–758 vol.2.

[18] Boeing, "Connexion by boeing," http ://www.boeing.com/boeing/history/boeing/connexion.page.

[19] I. M. Davis, J. S. Kot, C. Granet, G. Pope, and K. Verran, "Compact shaped dual-reflector system for military ka-band satcom on the move," in *Proceedings of the 5th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP)*, April 2011, pp. 3518–3521.

[20] *Aero Mobile Terminal 5230, Fiche technique*, ViaSat.

[21] *RailTRx, Fiche technique*, Orbit.

[22] *MOST Ka-band, Fiche technique*, Most.

[23] C. Granet, J. S. Kot, I. M. Davis, and G. S. Pope, "Optimization of compact satcom terminals," in *2012 Military Communications and Information Systems Conference (MilCIS)*, Nov 2012, pp. 1–5.

[24] *ThinAir Eagle-Ka1000, Fiche technique*, ThinKom.

[25] *Global Aero Terminal 5520, Fiche technique*, ViaSat.

[26] J. Oppenlaender, M. Wenzel, A. Moessinger, M. Seifried, C. Haeussler, and A. Friesch, "Antenna System for Broadband Satellite Communication in the Ghz Frequency Range, Comprising Horn Antennas with Geometrical Constrictions," Patent WO2 014 005 691 (A1), Jan., 2014.

[27] G. Caille and J. Fonseca, "User antennas for internet everywhere via satellites," March 2017, 11th European Conference on Antennas and Propagation, Short Course.

[28] M. Shelley and J. Vazquez, "Low profile scanning antennas for satcom "on-the-move"," in *6th European Workshop on Mobile/Personal Satcoms (EMPS) and 2nd Advanced Satellite Mobile Systems Conference (ASMS)*, 2004.

[29] U. Park, H. Noh, S. Son, K. Lee, and S. Jeon, "A novel mobile antenna for ku-band satellite communications," *ETRI journal*, vol. 27, no. 3, pp. 243–249, June 2005.

[30] G. Collignon, "Flat Antenna for Satellite Communication," Patent WO2 015 189 134 (A1), Dec., 2015.

[31] G. Collignon, "Flat Antenna for Satellite Communication," Patent WO2 015 189 136 (A1), Dec., 2015.

[32] W. Rotman and R. Turner, "Wide-angle microwave lens for line source applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 11, no. 6, pp. 623–632, November 1963.

[33] INEO, "Antenne skalp : Satcom ka low profile," in *MILSATCOM*, Oct 2014.

[34] M. Ettorre, F. F. Manzillo, M. Casaletti, R. Sauleau, L. L. Coq, and N. Capet, "Continuous transverse stub array for ka-band applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 11, pp. 4792–4800, Nov 2015.

[35] W. H. Henderson and W. W. Milroy, "Wireless communication applications of the continuous transverse stub (cts) array at microwave and millimeter wave frequencies," in *IEEE/ACES International Conference on Wireless Communications and Applied Computational Electromagnetics, 2005.*, April 2005, pp. 253–256.

[36] W. W. Milroy, S. B. Coppedge, and A. C. Lemons, "Variable inclination continuous transverse stub array," Patent US2 004 233 117 (A1), Nov., 2004.

[37] *ThinAirFalcon-Ka2517, Fiche technique*, ThinKom.

[38] R. Mayo and S. Harmer, "A cost-effective modular phased array," in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Oct 2013, pp. 93–96.

[39] *Fiche technique*, Phasor Solutions.

[40] L. Baggen and S. Holzwarth, "Satcom-on-the-move : Digital beam forming versus phased array," in *The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014)*, April 2014, pp. 2610–2614.

[41] A. Stark, U. Johannsen, and A. F. Jacob, "In-situ probes for antenna array calibration," in *The 40th European Microwave Conference*, Sept 2010, pp. 465–468.

[42] O. Litschke, S. Holzwarth, H. Pawlak, A. Molke, and A. F. Jacob, "Circularly polarised digital beam forming transmitting array for mobile satellite communications," in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, vol. 4, June 2004, pp. 3988–3991 Vol.4.

[43] S. Holzwarth, A. F. Jacob, A. Dreher, C. Hunscher, H. Fischer, A. Stark, B. Rohrdantz, A. Geise, K. Kuhlmann, R. Gieron, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon, P. Buchner, M. V. T. Heckler, and L. A. Greda, "Active antenna arrays at ka-band : Status and outlook of the santana project," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, April 2010, pp. 1–5.

[44] A. Stark, A. Dreher, H. Fischer, A. Geise, R. Gieron, M. V. T. Heckler, S. Holzwarth, C. Hunscher, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon,

F. Wotzel, and D. Zahn, "Santana : Advanced electronically steerable antennas at ka-band," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, March 2009, pp. 471–478.

[45] A. Dreher, S. Holzwarth, C. Hunscher, A. F. Jacob, and N. Niklasch, "Smart antenna terminal for broadband aeronautical applications," in *5th European Workshop on Mobile/Personal Satcoms (EMPS)*, Sept 2002, pp. 263–269.

[46] O. Litschke, W. Simon, and S. Holzwarth, "A 30 ghz highly integrated ltcc antenna element for digital beam forming arrays," in *2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3B, July 2005, pp. 297–300 vol. 3B.

[47] S. Otto, I. Nistal, S. Holzwarth, O. Litschke, , and R. Baggen, "Planar satcom antenna systems in ka-band," in *ESA Antenna Workshop*, 2012.

[48] *RaySat ESA/PAA, Fiche technique*, Gilat.

[49] Kymeta, https ://www.kymetacorp.com.

[50] C. Weickhmann, "Liquid crystal-based tunable circuits for mm-wave applications," in *Workshop, Matériaux et composants reconfigurables pour antennes et dispositifs hyperfréquences, CCT-ECM, GDR Ondes*, Nov 2015.

Chapitre 2

Mise en œuvre et validation des méthodologies de conception

Sommaire

2.1 Introduction **89**
2.2 Méthodes de simulation des réseaux d'antennes **89**
2.3 Conception d'une cellule passive **99**
2.4 Conception d'un réseau passif **110**
2.5 Caractérisation expérimentale **127**
2.6 Validation de la méthode de simulation des grands réseaux . **133**
2.7 Conclusion **139**
Bibliographie **140**

2.1 Introduction

L'objectif de ce second chapitre est de mettre en œuvre et de valider des méthodologies de conception et de modélisation des réseaux d'antennes afin d'aboutir à la simulation rigoureuse d'un grand réseau passif de 1024 élements (64x16) fonctionnant autour de 20 GHz (19.7-20.2 GHz).

Dans un premier temps, les méthodes et outils de simulation adaptés aux réseaux d'antennes seront présentés. Dans le contexte « grands réseaux » propre aux objectifs du projet, l'accent sera mis sur une méthode de modélisation des grands réseaux d'antennes développée au laboratoire XLIM qui permet l'extraction des matrices de couplage de grands panneaux rayonnants.

Ensuite, la conception d'un petit réseau passif de 16 éléments sera abordée. Les différentes étapes de cette conception seront détaillées : conception de la cellule, du panneau rayonnant et du circuit de distribution. Les résultats de la simulation globale, de la fabrication, ainsi que de la caractérisation expérimentale de ce petit réseau seront également présentés.

Enfin, il sera question de la validation de la méthode de modélisation développée à XLIM. Les résultats numériques et expérimentaux du réseau de 16 éléments ainsi que les résultats numériques d'un réseau de 32 éléments serviront à mettre en œuvre cette validation. Pour cela, les résultats obtenus par la méthode développée à XLIM seront comparés aux résultats obtenus par des méthodes classiques de simulation *full-wave*. Afin d'éprouver la méthode que l'on souhaite valider, les comparaisons se feront sur différents paramètres (couplages, ondes incidentes et réfléchies, etc.) et dans plusieurs cas d'utilisation (pointage axial et dépointage).

2.2 Méthodes de simulation des réseaux d'antennes

2.2.1 Les solveurs électromagnétiques

Parmi les différentes méthodes numériques permettant de résoudre des problèmes électromagnétiques, on distingue les méthodes rigoureuses, dites méthodes *full-wave* et les méthodes asymptotiques.

Les méthodes rigoureuses permettent d'aborder avec précision des problèmes sur des structures de petites dimensions. Les méthodes couramment implémentées sont la méthode des différences finies dans le domaine temporel (*Finite-Difference Time-Domain*

- FDTD) [1], la technique d'intégration finie (*Finite Integration Technique* - FIT) [2], la méthode des moments (*Method of Moments* - MoM) [3] ou encore la méthode des éléments finis (*Finite Element Method* - FEM) [4]. Les deux premières utilisent des solveurs de type transitoire qui calculent les champs électriques et magnétiques, tandis que les deux dernières utilisent des solveurs de type fréquentiel qui calculent les courants électriques et magnétiques.

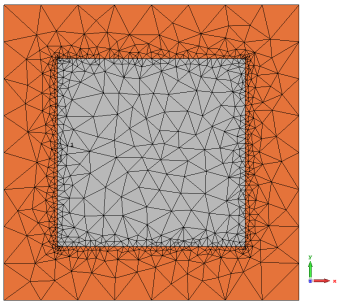
D'autre part, les méthodes asymptotiques sont bien adaptées aux calculs de grandes structures, cependant, les méthodes implémentées telles que l'optique géométrique, l'optique physique ou la théorie uniforme de la diffraction ne permettent pas de résoudre des problèmes électromagnétiques complexes. Elles sont plutôt utilisées pour projeter le rayonnement d'une source sur un réflecteur (lancé de rayon) ou pour l'intégration d'antennes sur porteur.

Dans le cadre de cette thèse, le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio est utilisé [5]. Ce logiciel intègre différents solveurs et outils qu'il convient d'utiliser avec une certaine précaution en fonction des applications visées. Les solveurs fréquentiel et transitoire utilisés dans le cadre de cette étude vont maintenant être présentés succinctement.

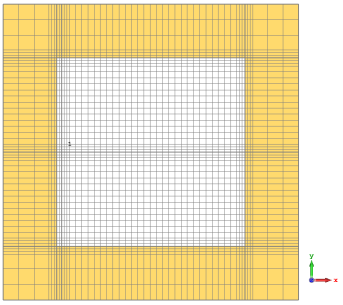
Le solveur fréquentiel utilise la méthode des éléments finis à laquelle est associé un maillage tétraédrique (Figure 2.1a). Ce solveur utilise un maillage adaptatif qui s'affine automatiquement dans les zones subissant de fortes variations de champ et reste moins dense dans les autres zones. Ceci permet d'obtenir une bonne représentativité des phénomènes tout en minimisant le nombre de mailles. Le maillage tétraédrique, bien que très représentatif des détails de la structure, est généralement très coûteux en mémoire et en temps de calcul. Le solveur fréquentiel est à privilégier pour les problèmes faible bande ou pour les structures possédant des détails géométriques fins ou un facteur de qualité élevé. En effet, ce solveur réalise un calcul par point de fréquence désiré. Cependant, CST Microwave Studio intègre des méthodes telles que *General Purpose Broadband Sweep* ou *Fast Reduced Order Model Technique* permettant de générer des résultats large bande à moindre coût.

Le solveur transitoire utilise quant à lui un maillage de type hexaédrique (Figure 2.1b). La méthode de résolution implémentée est la FIT, qui est un dérivé de la FDTD [6]. À la différence du solveur fréquentiel, le solveur transitoire utilise le calcul temporel qui permet de calculer un problème large bande en une passe de calcul. En revanche, le maillage cubique proposé n'est pas forcément adapté aux détails de la structure et il peut être difficile d'en obtenir une bonne représentativité. Par conséquent, le nombre de mailles nécessaire pour obtenir une convergence peut être très important. Contrairement

au maillage tétraédrique, le maillage héxaédrique est beaucoup moins coûteux, le calcul est donc beaucoup plus rapide avec un nombre de mailles équivalent. De plus, des techniques d'accélération graphique peuvent être associées afin de réduire d'avantage le temps de calcul [7].



(a) Maillage tétraédrique associé au solveur fréquentiel



(b) Maillage hexaédrique associé au solveur transitoire

Figure 2.1 – Les différents maillages proposés par CST Microwave Studio

2.2.2 Méthodes adaptées aux structures périodiques

Cette partie est dédiée à la présentation de l'approche de type « réseau infini » qui peut être utilisée pour l'étude de tous types de structures périodiques (réseaux d'antennes, surfaces sélectives en fréquence [8], etc.). C'est à travers le formalisme de Floquet que cette approche est implémentée [9].

Comme l'illustre la Figure 2.2, ce formalisme permet d'étudier une cellule environnée à l'infini. Cette approche se matérialise par l'application de conditions périodiques dans les axes où la périodicité est désirée. De cette façon, la cellule considérée est vue comme environnée et les couplages provenant des autres cellules sont pris en compte tout en ayant un volume de calcul réduit. Ces conditions de périodicité traduisent un déphasage du champ électromagnétique entre deux points espacés d'une période (Figure 2.3), le champ satisfait alors la relation suivante [10] :

$$E(x+\Delta_x, y+\Delta_y) = E(x,y)\exp^{-j(k_x.\Delta_x+k_y.\Delta_y)} \tag{2.1}$$

avec

$$k_x = -\varphi_x/\Delta_x \tag{2.2}$$

$$k_y = -\varphi_y/\Delta_y \tag{2.3}$$

où

Δ_x, Δ_y : pas de réseau dans les directions x et y, respectivement

φ_x, φ_y : déphasage entre deux cellules adjacentes dans les directions x et y, respectivement

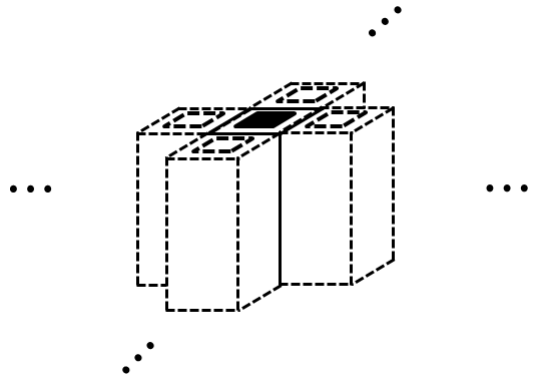


Figure 2.2 – Représentation d'une cellule au sein d'un réseau périodique infini

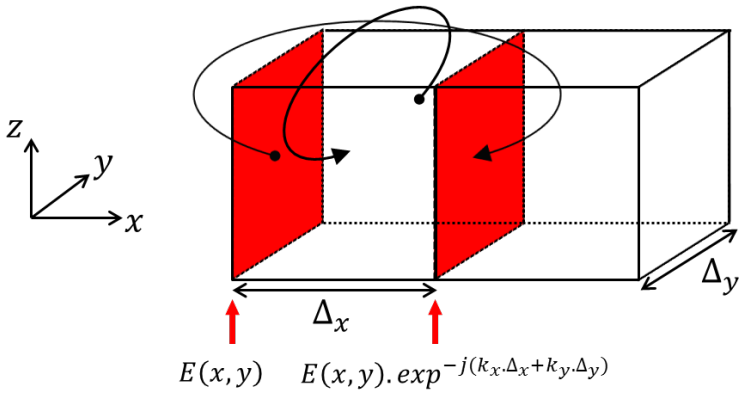


Figure 2.3 – Illustration d'une cellule à laquelle sont appliquées des conditions de périodicité

D'un point de vue pratique, les conditions de périodicité sont implémentées de deux manières différentes dans CST Microwave Studio. On peut en effet appliquer des conditions de type *Unit-cell* ou *Periodic*. Les différences majeures résident dans la façon dont le volume de calcul est fermé et dont les directions sont traitées.

Dans le cas *Unit-cell*, le volume est fermé par un port de Floquet au travers duquel la cellule est illuminée par une onde plane. L'incidence de cette onde peut être contrôlée par des angles d'élévation et d'azimut, θ_0 et ϕ_0. Ces conditions permettent de choisir une grille périodique quelconque en choisissant un angle entre les deux vecteurs portant les périodicités. Le fait de choisir l'incidence de l'onde plane par des angles de pointage θ_0 et ϕ_0 implique que le pointage est constant sur la bande d'analyse. Par conséquent, le

couple (φ_x, φ_y) varie en fonction de la fréquence ($k_T = k_0 \sin\theta_0$). L'inconvénient de cette approche est que les directions non rayonnées ($\sqrt{k_x^2 + k_y^2} > k_0$) ne peuvent pas être prises en compte. Sur la Figure 2.4, le carré représente l'espace des (k_x, k_y), le cercle inscrit dans ce carré représente le mode de Floquet fondamental d'une cellule possédant une période d'une demi longueur d'onde. La surface du cercle représente alors les directions rayonnées par la cellule. Les parties hachurées, non rayonnées, ne sont pas prises en compte avec une consigne (θ_0, ϕ_0). Ce point sera développé plus en détail dans la section 2.2.4.

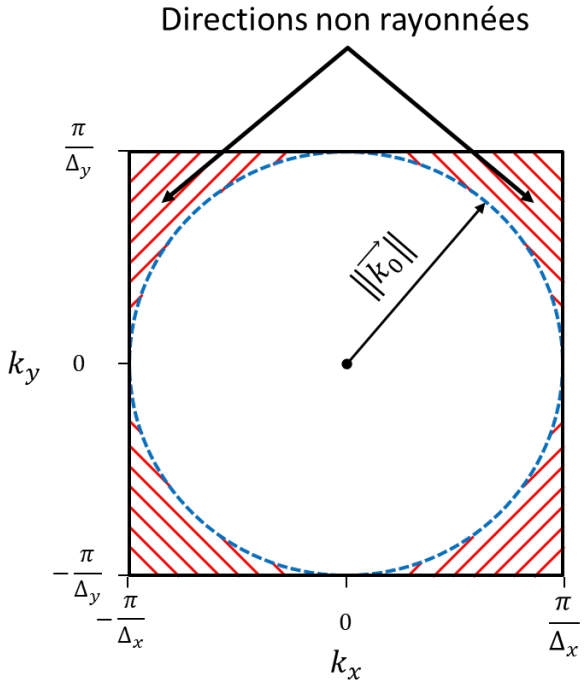


Figure 2.4 – Représentation du mode de Floquet fondamental dans l'espace des (k_x, k_y) pour une cellule d'une demi-longueur d'onde ($\Delta_x = \Delta_y = \lambda_0/2$)

En revanche, lorsque des conditions de type *Periodic* sont appliquées, le volume de calcul n'est pas fermé par un port de Floquet mais par une condition absorbante dite PML (*Perfectly Matched Layer*). La consigne permettant de choisir le pointage s'applique alors par un couple d'angles d'incidence (θ_0, ϕ_0) ou par un couple de déphasages (φ_x, φ_y). Dans ce cas, toutes les directions, rayonnées ou non, peuvent être prises en compte et le couple (φ_x, φ_y) reste constant en fonction de la fréquence. Concernant la topologie de la grille périodique, il n'est cependant pas directement possible d'obtenir une grille quelconque. Cela est tout de même possible en choisissant une manière appropriée de représenter la cellule et ses ports d'excitation.

L'approche « réseau infini », à travers l'analyse modale de Floquet, permet de restituer les phénomènes de couplages mutuels qui ont lieu dans le réseau et de les prendre en compte lors de la modélisation et de la conception d'une cellule périodique.

Cependant, cette approche considère toutes les cellules comme identiques et ne tient ni compte des effets de bords, ni d'une distribution apodisée des excitations. Enfin, elle ne donne accès qu'à la réponse élémentaire de la cellule (coefficient de réflexion actif) et n'offre pas la possibilité d'obtenir les coefficients de couplages et donc la matrice [S] d'un panneau rayonnant. Cette approche permet toutefois d'obtenir un volume de calcul réduit et son implémentation dans les logiciels de simulation électromagnétique la rend facilement utilisable.

2.2.3 Problématique

Une approche générique et simplifiée d'analyse des réseaux d'antennes considère le diagramme de rayonnement d'un réseau comme le simple produit du diagramme élémentaire et du facteur de réseau [11] :

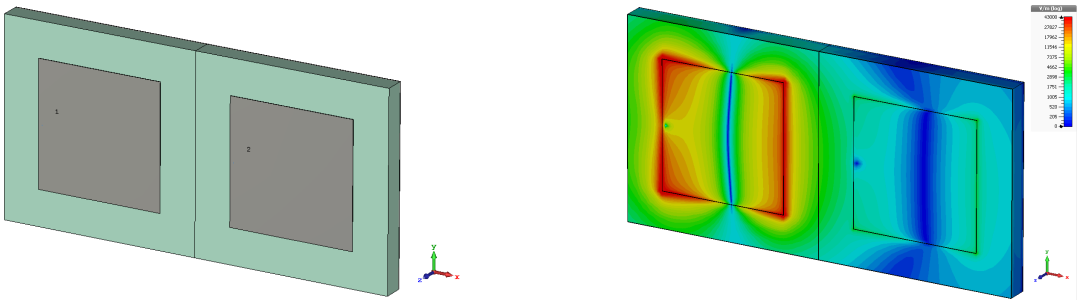
$$\overrightarrow{\Phi_{Tot}(\overrightarrow{k_0})} = \overrightarrow{\Phi_{elem}(\overrightarrow{k_0})}.\sum_{n=1}^{N} a_n.\exp^{j.\overrightarrow{k_0}.\overrightarrow{s_n}} \tag{2.4}$$

Cependant, cette approche ne tient pas compte de certaines phénomènes fondamentaux mis en jeu dans ces structures périodiques. L'équation 3.5 suppose que tous les éléments du réseau ont le même diagramme de rayonnement. Or, les éléments de bord sont généralement perturbés par les arêtes de la structure et leur diagramme de rayonnement peut être très différent de celui des éléments centraux. Ces effets de bord sont d'autant plus importants que le réseau est de petite dimension.

Les diagrammes élémentaires ainsi que les ondes incidentes a_n sont aussi affectés par les couplages inter-éléments qui interviennent au sein de la structure. Les couplages ont aussi pour effet de générer des ondes de surface [12]. Un élément possédant un diagramme de rayonnement omnidirectionnel sera plus sujet aux couplages qu'un élément à rayonnement directif. Ces couplages peuvent donner naissance à une onde réfléchie ou onde couplée, b_n, sur le port de l'antenne considérée. Les effets des couplages mutuels se ressentent sur la fréquence et le niveau d'adaptation des éléments rayonnants. Les Figures 2.5 et 2.6 illustrent ce phénomène dans le cas d'éléments imprimés simples. On note effectivement une modification de l'adaptation de l'élément en réseau par rapport à celle de l'élément isolé. Si l'onde réfléchie est trop importante, le réseau fonctionne mal et des dégradations des éléments actifs peuvent survenir.

Les substrats diélectriques présents dans les réseaux imprimés sont souvent le lieu de propagation des ondes de surface générées par les couplages [13]. Elles se retrouvent alors diffractées au niveau des bords de l'antenne, ce qui contribue à la dégradation des

performances [14]. Ces ondes de surface, en fonction de l'épaisseur du substrat et de sa permittivité, contribuent aussi à la génération de directions aveugles de rayonnement [15]. Ce phénomène, engendrant des directions pour lesquelles le réseau ne peut pas rayonner ou recevoir l'énergie disponible, est très préjudiciable dans le cas d'antennes à balayage électronique. L'annulation du rayonnement peut également s'accompagner de la détérioration des chaînes actives associées aux éléments rayonnants. Toutes ces problématiques inhérentes à un réseau réel (couplages mutuels, ondes couplées, effets de bords, diffraction sur les arêtes et ondes de surface) sont illustrées sur la Figure 2.7.



(a) Modèle de deux antennes imprimées mises en réseau

(b) Distribution du champ électrique au sein de la structure

Figure 2.5 – Mise en évidence du couplage inter-élément entre deux antennes imprimées séparées d'une distance de $0.5\lambda_0$ - Une seule antenne est alimentée

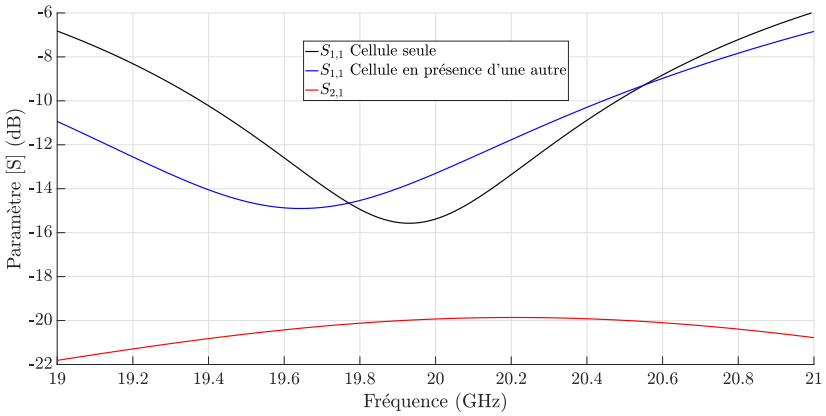


Figure 2.6 – Effet du couplage sur l'adaptation

Le fonctionnement optimal d'un réseau ne sera obtenu que si les couplages ont été pris en compte dès la phase de conception. De manière générale, les couplages inter-éléments sont caractérisés par la matrice [S] du panneau rayonnant. Le point clé d'une modélisation rigoureuse réside donc dans la connaissance précise de cette matrice [S]. Comme il a été expliqué précédemment, la formulation analytique est relativement simple mais ne permet pas de rendre compte des problématiques d'un réseau réel. Le formalisme périodique infini, que l'on peut qualifier de formulation semi-rigoureuse permet quant à

lui de prendre en compte les couplages lors de la modélisation. Le temps de calcul est raisonnable, mais tous les éléments étant considérés comme identiques, ni les effets de bord, ni les effets d'une illumination pondérée en phase et/ou en amplitude ne sont pris en compte : cette méthode fournit la réponse élémentaire de la cellule environnée mais ne donne pas accès à la matrice [S] d'un panneau rayonnant. Enfin, la formulation rigoureuse consiste à modéliser toutes les cellules dans leur environnement. Dans ce cas, les couplages sont bien restitués et la matrice [S] du panneau est connue. Ceci implique en revanche de réaliser le calcul de la structure complète autant de fois qu'il y a de ports dans le réseau. On comprend aisément que les ressources informatiques nécessaires à la mise en œuvre d'une telle modélisation limitent son utilisation aux réseaux de petite à moyenne taille. Il n'existe pas, aujourd'hui, un outil commercial proposant la modélisation rigoureuse des grands réseaux d'antennes avec des ressources informatiques raisonnables. Les équipes du laboratoire XLIM ont cependant implémenté une méthode traitant ce problème. La partie suivante s'attache à présenter la méthode mise en œuvre à XLIM qui sera ensuite utilisée et validée dans la suite de ce chapitre.

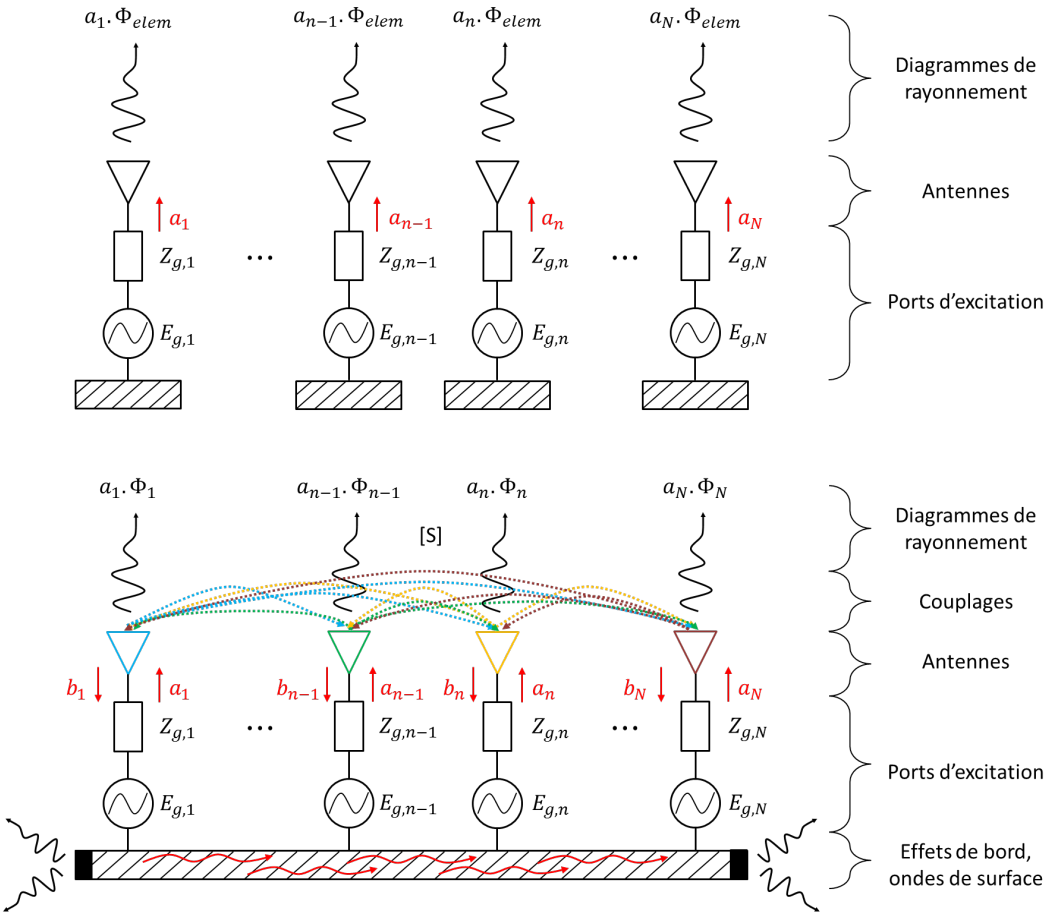


Figure 2.7 – Comparaison entre l'approche « réseau idéal » (haut) et l'approche « réseau réel » (bas)

2.2.4 Modélisation de grands réseaux

Cette partie a pour principal objectif de présenter la méthode de modélisation des grands réseaux d'antennes développée au laboratoire XLIM. Cette méthode est développée dans le cadre de la thèse de doctorat d'Amel Maati [16]. Elle consiste en l'utilisation de conditions périodiques sur la cellule élémentaire d'un réseau pour extraire les paramètres [S] d'un réseau fini de taille quelconque. L'avantage de cette méthode est qu'elle ne fait intervenir aucun calcul de structure finie. En effet les seules simulations électromagnétiques mises en jeu sont des calculs de la cellule infiniment périodique. Ceci permet d'extraire les matrices [S] de panneaux rayonnants avec des temps de calcul et des ressources informatiques raisonnables.

Cette approche, introduite par Bhattacharyya [9], repose sur le fait que les résultats d'une approche de type « réseau infini » peuvent être utilisés pour faire l'analyse d'un réseau fini. Dans ce cas, le réseau fini tel qu'il est considéré, possède un nombre infini d'éléments parmi lesquels un nombre fini d'entre eux est excité. Cette hypothèse permet généralement de bien approcher le comportement d'un réseau fini réel en accèdant aux paramètres de couplage. Considérons dans un premier temps un réseau uni-dimensionnel dont les éléments sont excités avec un gradient de phase φ comme l'illustre la Figure 2.8. La tension induite sur l'élément *0* s'écrit [9] :

$$V_0(\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n Z_{0n} \tag{2.5}$$

où Z_{0n} est l'impédance mutuelle entre l'élément *0* et l'élément n ; I_n est le courant qui parcourt l'élément n :

$$I_n = I_0 \exp^{jn\varphi} \tag{2.6}$$

où I_0 est le courant parcourant l'élément *0*. L'impédance d'entrée de l'élément *0* s'exprime par :

$$Z_0(\varphi) = \frac{V_0(\varphi)}{I_0} \tag{2.7}$$

Cette impédance correspond à l'impédance active de l'élément. Il vient alors :

$$Z^{active}(\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{0n} \exp^{jn\varphi} \tag{2.8}$$

Le terme de droite de l'équation 2.8 correspond au développement en série de Fourier de l'impédance active où les coefficients de Fourier représentent les impédances mutuelles. L'impédance mutuelle, généralisée entre l'élément m et l'élément n, est alors obtenue par :

$$Z_{mn} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} Z^{active}(\varphi) \exp^{-j(n-m)\varphi} \, d\varphi \tag{2.9}$$

Par analogie, l'équation 2.9 peut être traduite en termes de paramètres [S] :

$$S_{mn} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} S^{actif}(\varphi) \exp^{-j(n-m)\varphi} \, d\varphi \tag{2.10}$$

L'expression des coefficients de couplages peut être généralisée à un réseau à deux dimensions :

$$S_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_{0}^{2\pi} \int_{0}^{2\pi} S^{actif}(\varphi_x, \varphi_y) \exp^{-j(\frac{\varphi_x}{\Delta_x}\overrightarrow{u_x} + \frac{\varphi_y}{\Delta_y}\overrightarrow{u_y}).(\overrightarrow{s_n} - \overrightarrow{s_m})} \, \partial\varphi_x \partial\varphi_y \tag{2.11}$$

où $S^{actif}(\varphi_x, \varphi_y)$ est le coefficient de réflexion actif de la cellule infiniment périodique et le couple $(\overrightarrow{s_n}, \overrightarrow{s_m})$ représente les vecteurs position des éléments m et n, respectivement. Le coefficient de réflexion actif est directement obtenu par une simulation de type « réseau infini ».

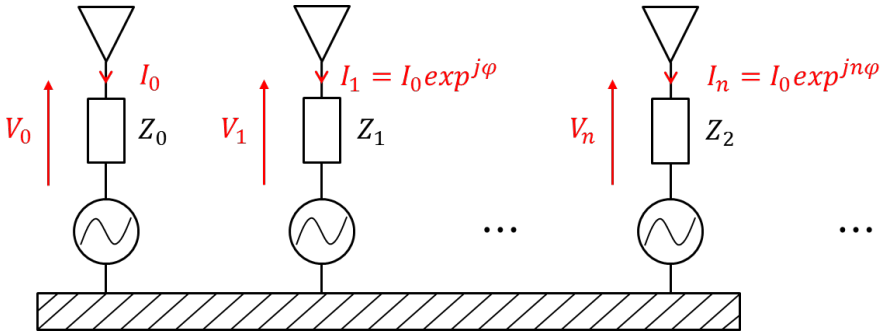


Figure 2.8 – Réseau infini uni-dimensionnel

Cette méthode permet alors d'obtenir les paramètres de couplage et de constituer la matrice [S] d'un réseau de taille finie à partir des résultats de la cellule environnée. Pour obtenir les paramètres [S], il est donc nécessaire de réaliser un balayage du couple (φ_x, φ_y) sur la cellule périodisée à l'infini. C'est une fois la distribution $< S^{actif}(\varphi_x, \varphi_y) >$ complète

que l'équation 2.11 peut être appliquée pour calculer les paramètres de couplage. Il est important de noter qu'une même distribution peut être utilisée pour extraire la matrice [S] de toute taille de réseau. Ainsi, le balayage sur la cellule n'est réalisé qu'une seule fois.

A la différence de Bhattacharyya qui utilise des conditions de type *Unit-cell* avec une excitation à travers un port de Floquet, l'implémentation de la méthode telle qu'elle est réalisée par XLIM utilise des conditions de type *Periodic*. De cette façon, toutes les directions, rayonnées ou non, sont prises en compte dans le calcul d'extraction de la matrice [S]. De plus, cette implémentation permet de faire une analyse large bande, ce qui n'est pas le cas dans les travaux de Bhattacharyya [17].

La méthode d'extraction de matrice [S] développée par le laboratoire XLIM se présente comme un bon compromis entre temps de calcul et précision de modélisation pour les grands panneaux rayonnants. Cette méthode est limitée par l'utilisation d'un motif périodique et par le pas de déphasage $(\Delta\varphi_x, \Delta\varphi_y)$ qui peut entrainer de nombreuses itérations. Toutefois, les calculs étant indépendants, une parallélisation sur plusieurs machines est possible. Cette méthode sera confrontée à des simulations de type *full-wave* dans la partie 2.6.

2.3 Conception d'une cellule passive

Cette section détaille la conception d'une cellule passive, basée sur le concept des antennes imprimées, qui est destinée à être mise en réseau afin de valider les méthodologies de modélisation présentées précédemment. Dans un premier temps, les différents choix technologiques concernant cette cellule passive seront justifiés. Le modèle de la cellule et les résultats obtenus seront ensuite abordés. On rappelle ici que l'objectif est d'arriver à la modélisation fidèle d'un grand réseau passif (1024 éléments) fonctionnant entre 19.7 et 20.2 GHz sans avoir recours à des simulations complètes de la structure. Ce chapitre s'attache à la validation de méthodologies de modélisations, tandis que la modélisation et les résultats du grand réseau seront présentés dans le chapitre suivant.

2.3.1 Choix technologiques

Dans le cadre de la conception de cette cellule passive, il a été choisi de travailler avec une antenne imprimée de forme carrée. Ce choix a été motivé principalement par la facilité de mise en réseau de ce type d'antenne ainsi que par le coût et la simplicité de fabrication. Afin d'obtenir une directivité plus importante, le pas de réseau choisi est de 11.75 mm, soit $0.8\lambda_0$ à 20.2 GHz. Ce pas, assez important, n'engendre pas de lobes de

réseau puisque l'on se trouve dans le cas d'un réseau passif à pointage axial.

Le choix de l'alimentation s'est porté vers une excitation par couplage à travers une fente. Comme cela est expliqué dans l'Annexe A, ce type d'alimentation présente des avantages en termes de bande-passante [18] mais aussi de rayonnement parasite [19]. De plus, dans le cas d'un réseau et d'un point de vue technologique, cette solution semble plus aisée à mettre en œuvre qu'une solution classique d'alimentation par sonde. En effet, elle évite d'avoir recours à des vias supplémentaires. La géométrie de la cellule est représentée sur la Figure 2.9.

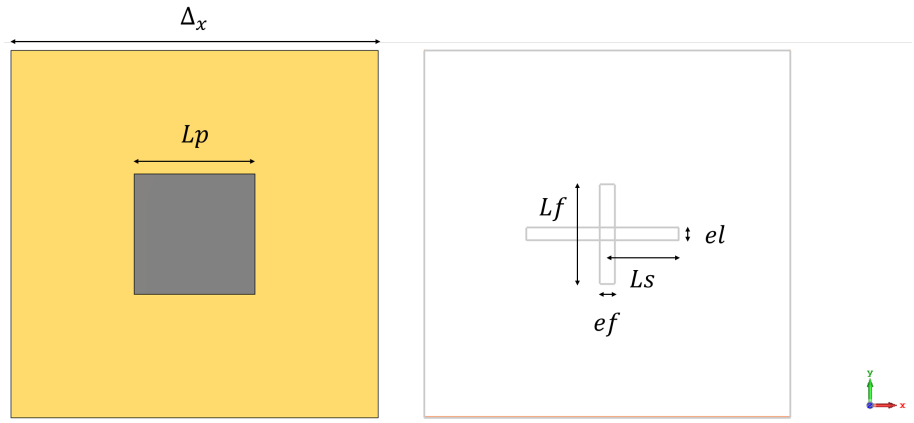


Figure 2.9 – Côtes principales de la cellule périodique : Δ_x est le pas du réseau, *Lp* l'arête de l'élément imprimé, *Lf* et *ef* sont la longueur et la largeur de la fente de couplage et *el* la largeur de la ligne *stripline*

La ligne d'alimentation est quant à elle réalisée en technologie triplaque (*stripline*). Ce choix se justifie par le fait que dans le cas d'une ligne microruban simple (*microstrip*), le rayonnement parasite peut se traduire en rayonnement « arrière ». Ainsi, l'utilisation d'un circuit d'alimentation triplaque permet de limiter le rayonnement arrière du réseau et les couplages qui pourraient intervenir au sein du circuit d'alimentation. Qui plus est, cette technologie présente également un avantage numérique. En effet, le fait d'avoir recours à une technologie microruban engendre un espace d'air à l'arrière du réseau qu'il faut inévitablement mailler, tandis que dans le cas d'une technologie triplaque, une condition limite de type « conducteur électrique parfait » peut être utilisée, limitant ainsi le volume de calcul. La ligne d'alimentation possède une impédance caractéristique de 50 Ω, ce qui permettra par la suite de concevoir un circuit de distribution directement connecté au port de la cellule. L'équation 2.12 permet d'obtenir une bonne approximation de l'impédance caractéristique d'une ligne *stripline* :

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln\left[\frac{4H}{0.67\pi W(0.8+\frac{t}{W})}\right] \tag{2.12}$$

où H, W et t sont la distance entre les deux plans de masse, la largeur de la ligne et l'épaisseur de métallisation, respectivement.

Enfin, dans le but de limiter les pertes dues à l'alimentation, un substrat à base de Teflon, de faible permittivité et présentant de faibles pertes (Rogers RT/duroid 5880, $\varepsilon_r = 2.2; \tan\delta = 9e-4$ [20]) a été choisi. Les deux substrats d'alimentation ont une épaisseur de 254 μm. Ce choix permet d'obtenir un bon compromis entre l'épaisseur de substrat et la largeur de ligne nécessaire à l'obtention d'une impédance de 50 Ω. Les épaisseurs du substrat supportant l'élément rayonnant et de la métallisation sont respectivement de 787 μm et de 17 μm. L'empilement de couches est représenté sur la Figure 2.10. Les films pré imprégnés (Rogers 3001, epaisseur : 38 μm ; $\varepsilon_r = 2.28; \tan\delta = 3e-3$ [21]), servant à assembler les différentes couches entre elles sont intégrés dans le modèle afin de représenter fidèlement la structure. Des vias sont également présents afin de supprimer les propagations parasites qui peuvent avoir lieu dans le substrat de l'alimentation.

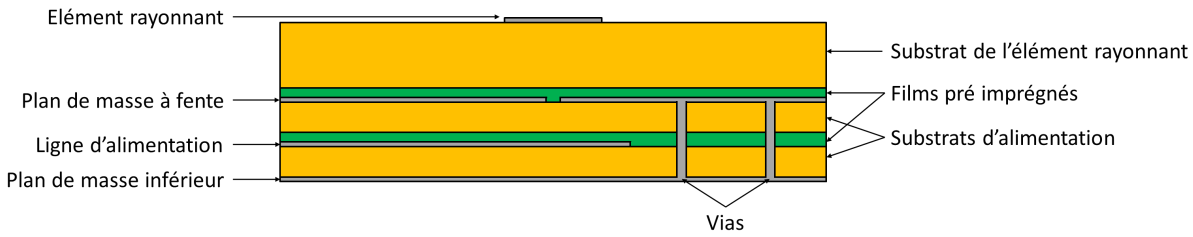


Figure 2.10 – Empilement de couches constituant la cellule élémentaire du réseau

2.3.2 Modélisation de la structure

En ce qui concerne la modélisation de la cellule, des conditions de périodicité de type *Periodic* sont appliquées sur les limites en $(x_{min}; x_{max})$. De plus, du fait de la géométrie de la cellule, un plan de symétrie peut être appliqué dans le plan (xOz). Ce plan de symétrie qui se traduit par l'ajout d'un plan conducteur magnétique interdit donc l'introduction d'un déphasage suivant la direction Oy ($\varphi_y = 0$). L'utilisation d'un plan de symétrie ne permet pas de placer des conditions de périodicité en $(y_{min}; y_{max})$. Cependant, l'ajout d'un second plan conducteur magnétique en y_{max} permet de créer une périodicité dans l'axe Oy. Ainsi, la cellule est représentée comme une cellule infiniment périodique et le temps de calcul est divisé par deux. Il est important de noter que dans le cadre de ce développement de réseau passif, *la conception de la cellule n'est effectuée qu'en incidence normale*. Ainsi, les résultats présentés dans la suite de cette section ne concernent que cette incidence ($\varphi_x = 0; \varphi_y = 0$). Les résultats en fonction de l'incidence ne seront utilisés que pour l'extraction de la matrice [S], traitée dans la section 2.6.

La limite en z_{min} est un conducteur électrique parfait, ce qui correspond à un plan de masse infini. L'utilisation de ce type de condition permet de réduire le volume de calcul à l'arrière de la structure et l'utilisation d'une alimentation *stripline* permet d'avoir recours à une telle condition de limite. En revanche, en z_{max}, la condition est de type *Open Add Space*, ce qui permet d'évaluer le rayonnement de la structure à travers l'utilisation d'une condition PML. Afin de rendre compte le plus précisément possible du comportement de la structure, un bloc d'air est placé au dessus de l'élément rayonnant. Ce bloc, permet de mailler plus finement l'espace directement situé au dessus de l'élément rayonnant afin de modéliser plus précisément les champs évanescents. Les conditions aux limites ainsi que les artifices de calcul sont représentés sur la Figure 2.11.

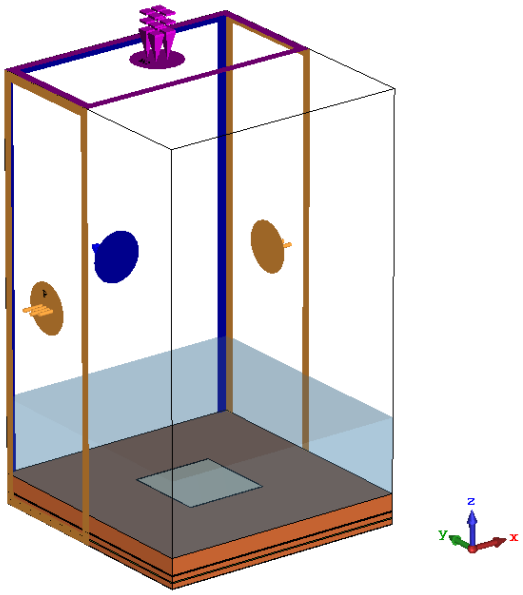


Figure 2.11 – Conditions aux limites et artifices de calcul appliqués à la cellule élémentaire

Comme cela a été expliqué dans la section précédente, les films pré imprégnés sont intégrés dans la modélisation. Ces fines couches possèdent en effet des propriétés différentes de celles des substrats et leur épaisseur n'est pas négligeable devant l'épaisseur de métallisation. La fente de couplage et la ligne d'alimentation sont donc considérées comme noyées dans ce matériau. Il est donc primordial de prendre en compte ces films dans la modélisation, bien que cela augmente le volume de calcul. On note également que, pour ces calculs préliminaires, les pertes métalliques sont négligées.

Enfin, pour cette simulation de structure périodique, le solveur fréquentiel est utilisé. À ce solveur fréquentiel est associé un maillage adaptatif dont le résultat est présenté sur les Figures 2.12 et 2.13. On observe que le maillage est affiné autour de l'élément rayonnant, de la ligne et de la fente tandis qu'il est beaucoup plus lâche ailleurs. En effet, le maillage adaptatif se concentre sur les zones dans lesquelles de fortes variations

de champ ont lieu. On remarque également un maillage assez fin sur la partie supérieure de l'élément rayonnant modélisée par le bloc d'air (Figure 2.12). En outre, le résultat de ce maillage souligne la sensibilité du problème électromagnétique à résoudre. C'est grâce à la restriction du domaine d'étude, qui passe par l'utilisation de conditions périodiques et d'un plan de symétrie, que l'on peut adresser une telle finesse de représentation.

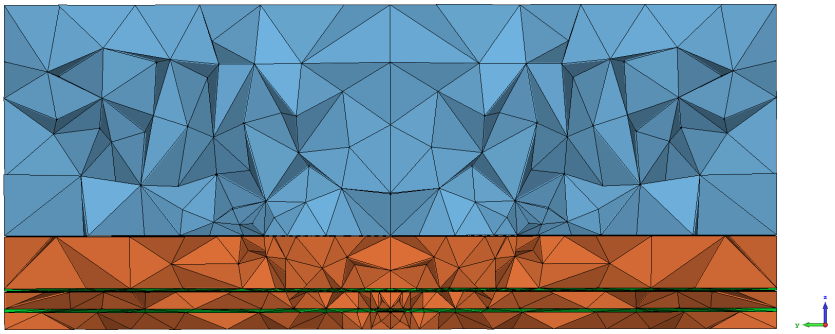
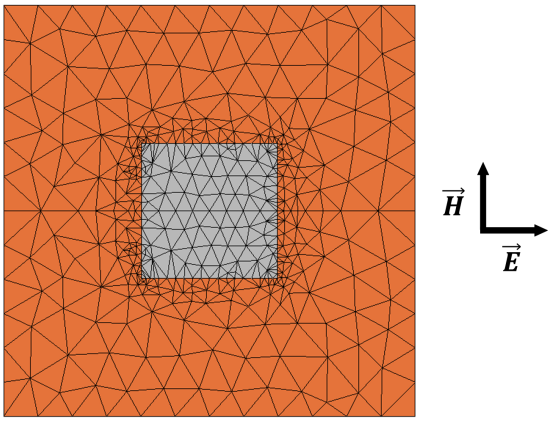
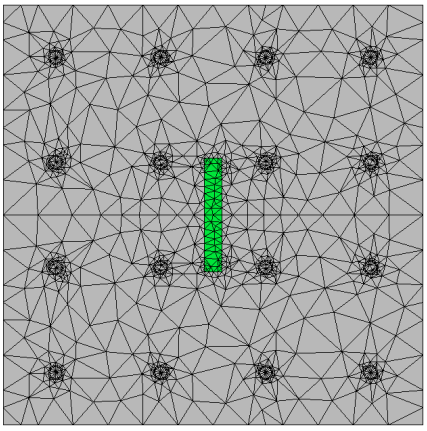


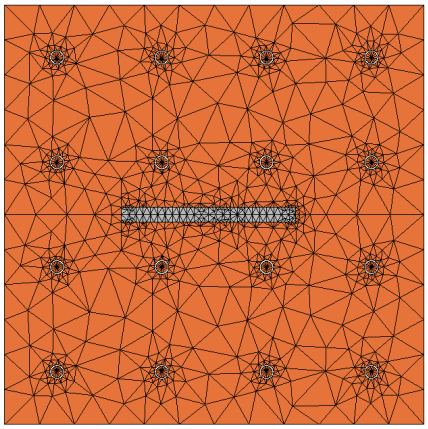
Figure 2.12 – Convergence du maillage adaptatif du solveur fréquentiel - Vue 3D



(a) Élément rayonnant



(b) Fente

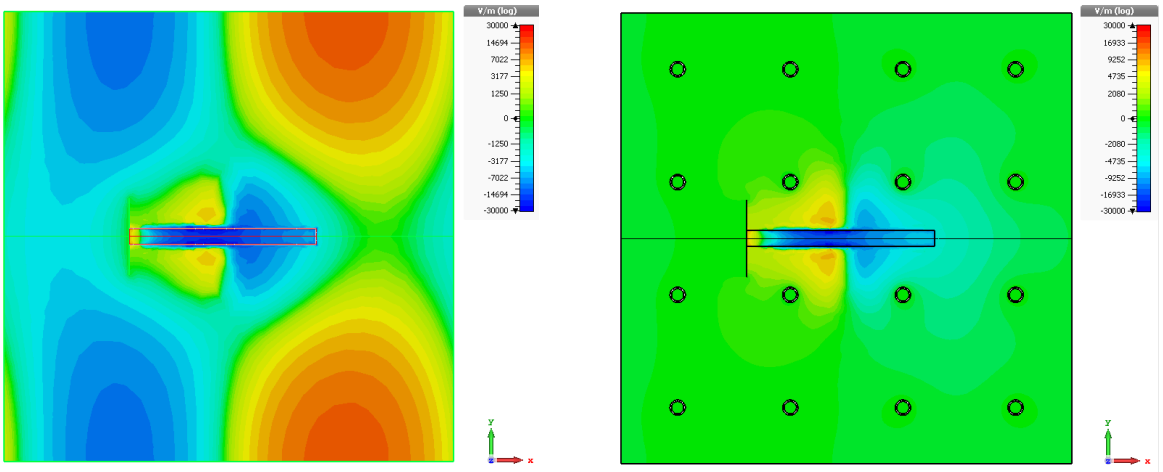


(c) Ligne

Figure 2.13 – Convergence du maillage adaptatif du solveur fréquentiel

2.3.3 Résultats

Cette section est dédiée à la présentation des résultats de simulation de la cellule périodique. Dans un premier temps, l'effet des vias se situant entre les deux plans de masse est développé. Sur la Figure 2.14 on observe le comportement du champ électrique dans le substrat d'alimentation avec et sans vias de blindage. Cette cartographie de champ met en évidence l'influence des vias qui permettent en effet de supprimer les propagations parasites. L'effet des vias est également notable sur le coefficient de réflexion actif de la cellule qui présente une résonance parasite à 19.08 GHz (Figure 2.15) lorsque les vias ne sont pas présents.



(a) Sans vias **(b)** Avec vias

Figure 2.14 – Cartographie du champ électrique à 20 GHz dans le plan de la ligne d'excitation - Influence de l'effet des vias

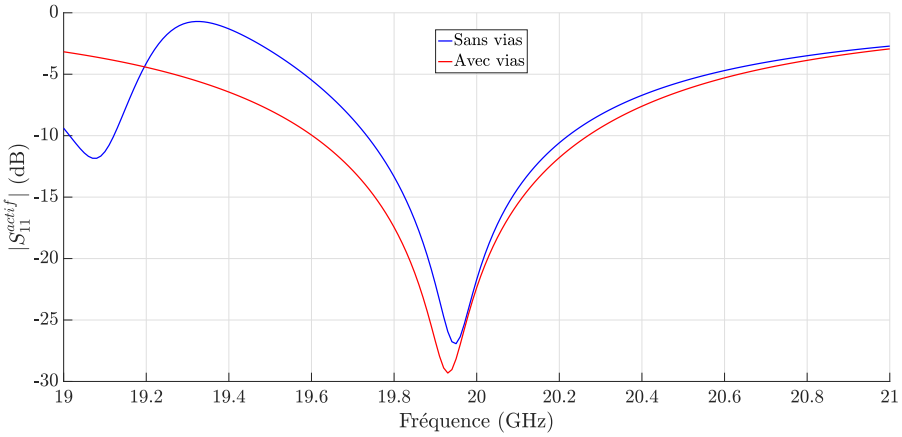
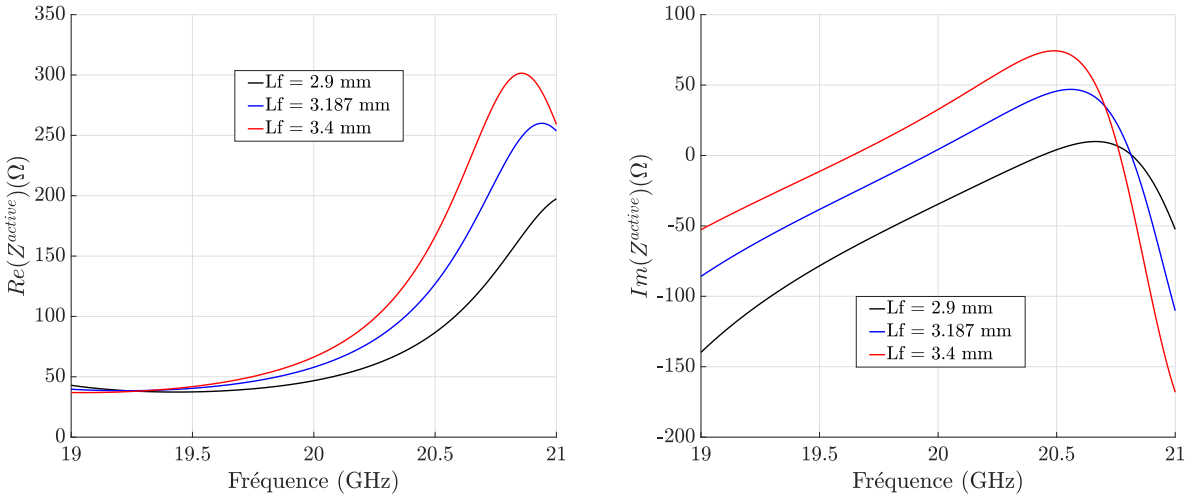


Figure 2.15 – Effet des vias sur le coefficient de réflexion actif

Maintenant que l'influence des vias a été démontrée, l'influence des différents paramètres de la cellule est étudiée. Tous les paramètres varient indépendamment les

uns des autres. La largeur de la ligne d'alimentation est fixée à 0.41 mm afin d'avoir une impédance caractéristique de 50 Ω. Dans un premier temps, la longueur et la largeur de la fente sont étudiées. L'influence de ces variations sur l'impédance active et sur le coefficient de réflexion actif est représentée sur les Figures 2.16 à 2.19. On note une influence relativement similaire des deux paramètres. Lorsque la dimension augmente la partie réelle de l'impédance augmente dans les hautes fréquences et la fréquence du pic de résonance diminue. D'autre part, la partie imaginaire de l'impédance augmente dans les basses fréquences tandis qu'elle diminue dans les hautes fréquences. Cela se traduit par une diminution de la fréquence de résonance du coefficient de réflexion actif. La longueur et la largeur optimales sont respectivement fixées à 3.187 mm et 0.4855 mm.



(a) Partie réelle **(b)** Partie imaginaire

Figure 2.16 – Évolution de l'impédance active de la cellule élémentaire en fonction de la longueur de la fente

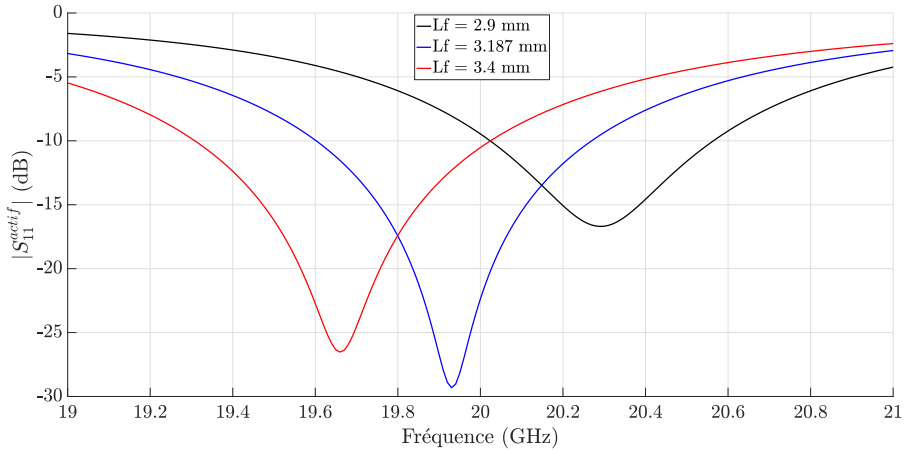
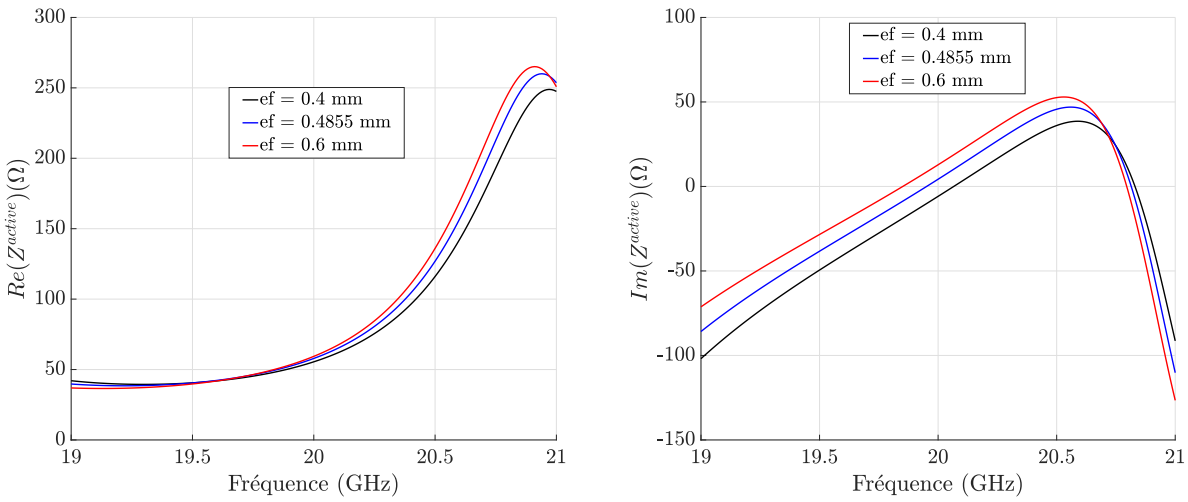


Figure 2.17 – Évolution du coefficient de réflexion actif de la cellule élémentaire en fonction de la longueur de la fente



(a) Partie réelle **(b)** Partie imaginaire

Figure 2.18 – Évolution de l'impédance active de la cellule élémentaire en fonction de la largeur de la fente

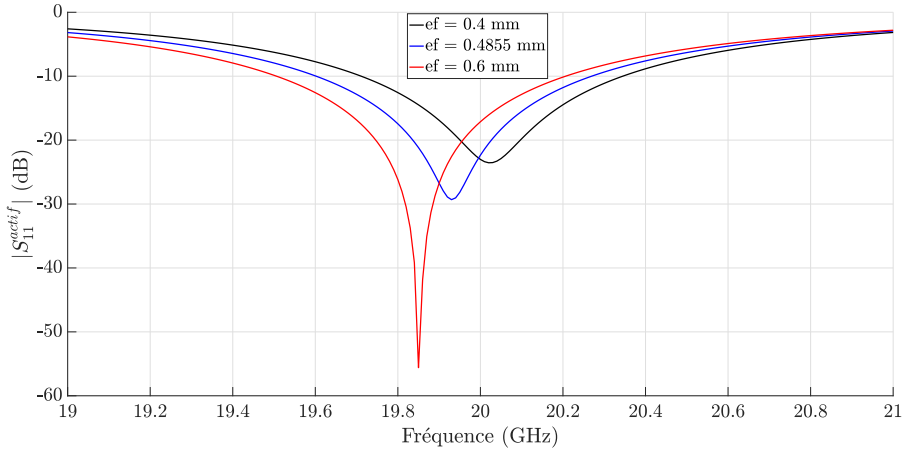
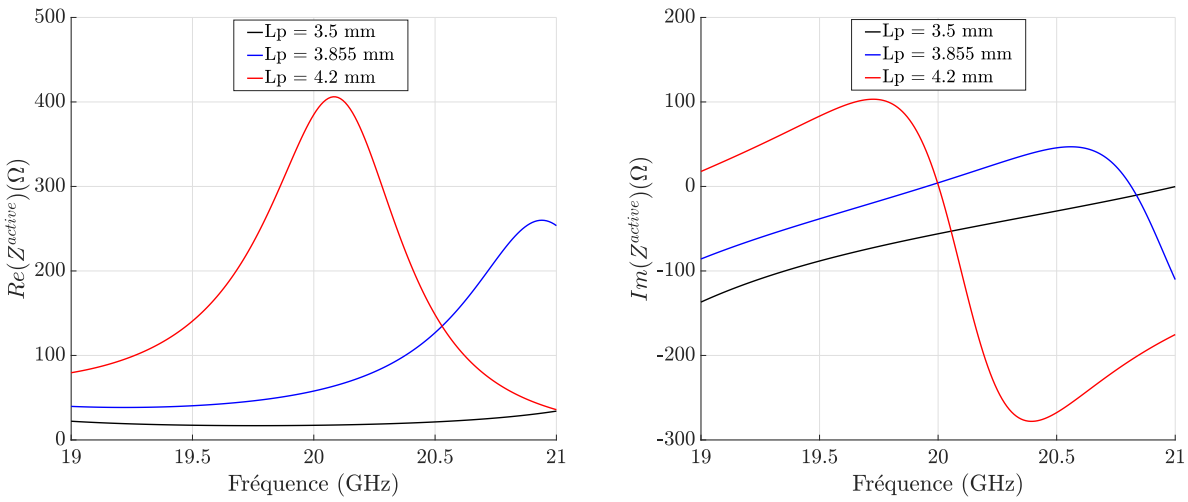


Figure 2.19 – Évolution du coefficient de réflexion actif de la cellule élémentaire en fonction de la largeur de la fente

Lorsque la longueur de l'élément rayonnant augmente, on observe un pic de résonance qui augmente et dont la fréquence diminue, sur la partie réelle de l'impédance (Figure 2.20a). Le comportement de la partie imaginaire est également translaté vers les basses fréquences, jusqu'à une annulation autour de 20 GHz pour une longueur optimale de 3.855 mm (Figure 2.20b). Enfin, la fréquence de résonance du coefficient de réflexion actif diminue à mesure que la longueur augmente (Figure 2.21). Il convient de noter que la longueur optimale est inférieure à la demi-longueur d'onde guidée ($\lambda_g/2 \approx 5mm$ à 20 GHz), généralement reconnue comme longueur de fonctionnement d'un élément imprimé. Cette différence est attribuée au fait que l'élément est ici étudié dans un environnement périodique et subit des couplages qui peuvent faire varier sa fréquence de résonance.



(a) Partie réelle **(b)** Partie imaginaire

Figure 2.20 – Évolution de l'impédance active de la cellule élémentaire en fonction de la longueur de l'élément rayonnant

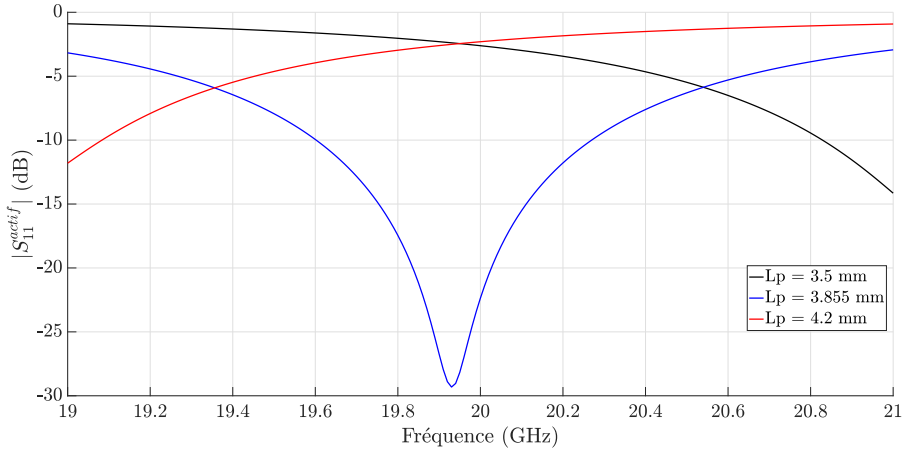
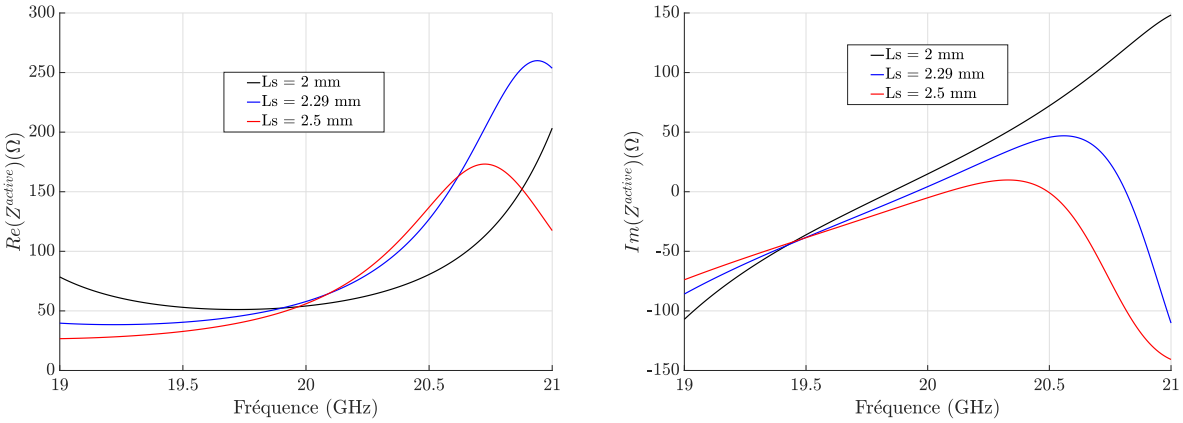


Figure 2.21 – Évolution du coefficient de réflexion actif de la cellule élémentaire en fonction de la longueur de l'élément rayonnant

Enfin, comme l'illustre la Figure 2.22a, lorsque la longueur du *stub* d'adaptation augmente, la fréquence de résonance de la partie réelle de l'impédance diminue. Sur les Figures 2.22b et 2.23, on observe que la partie imaginaire de l'impédance diminue dans la bande et que la fréquence d'adaptation du coefficient de réflexion actif augmente en fonction de la longueur du *stub*. La dimension optimale est fixée à 2.29 mm, ce qui correspond approximativement à un quart de longueur d'onde guidée à 20 GHz.

Cette étude paramétrique a permis de déterminer les dimensions optimales de la cellule. Ces dimensions sont reportées dans le Tableau 2.1. L'impédance et le coefficient de réflexion actifs de la cellule optimisée sont représentés sur les Figures 2.24 et 2.25. On note que la cellule est bien adaptée sur la bande de fréquence visée (19.7-20.2 GHz).

La section suivante présente la conception d'un réseau passif de 16 éléments basé sur la cellule développée.



(a) Partie réelle **(b)** Partie imaginaire

Figure 2.22 – Évolution de l'impédance active de la cellule élémentaire en fonction de la longueur du *stub*

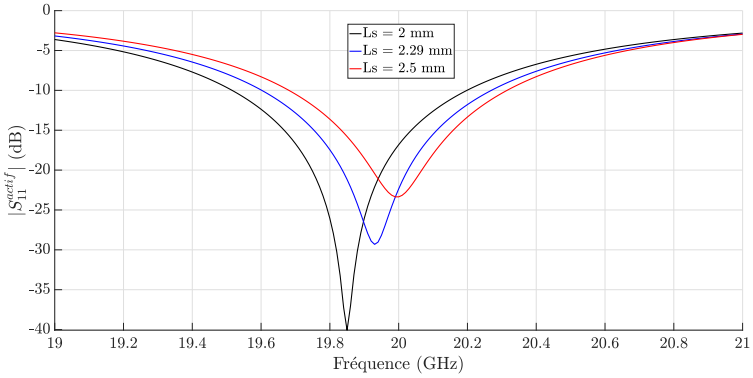


Figure 2.23 – Évolution du coefficient de réflexion actif de la cellule élémentaire en fonction de la longueur du *stub*

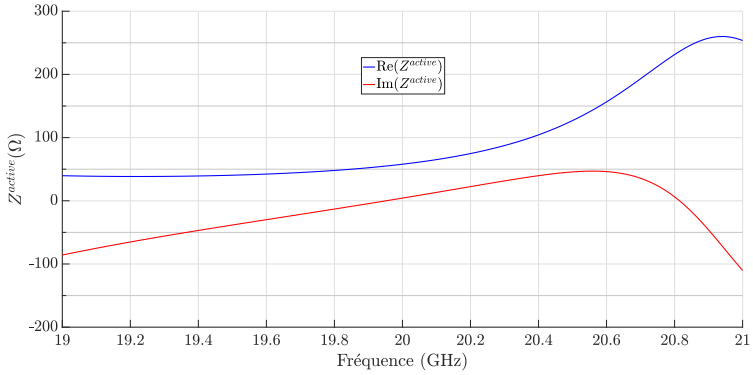


Figure 2.24 – Impédance active de la cellule optimisée

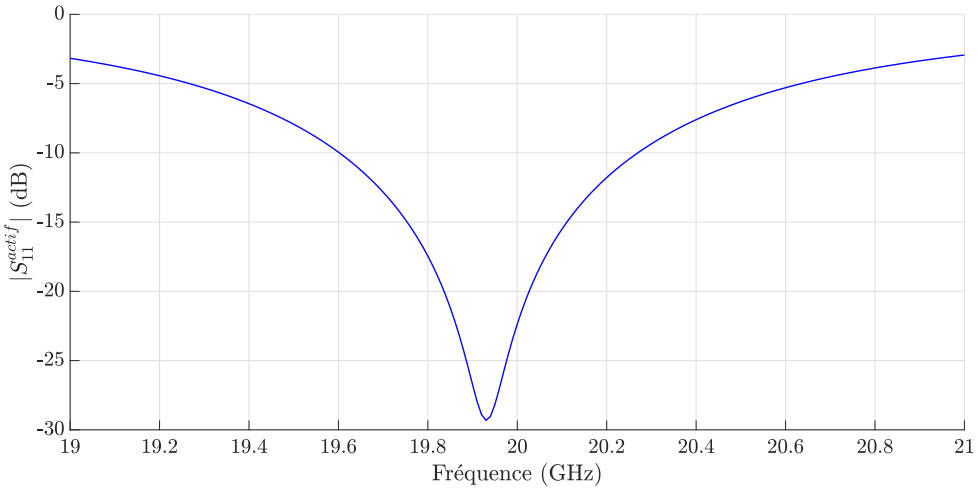


Figure 2.25 – Coefficient de réflexion actif de la cellule optimisée

Paramètre	Dimension
Δ_x	11.75 mm
Lp	3.855 mm
Lf	3.187 mm
ef	0.4855 mm
Ls	2.29 mm
el	0.41 mm
Épaisseur substrat élément rayonnant	0.787 mm
Épaisseur substrat ligne	0.254 mm
Constante diélectrique substrat	2.2
Tangente de pertes substrat	9e-4
Épaisseur film pré imprégné	0.038 mm
Constante diélectrique film pré imprégné	2.28
Tangente de pertes film pré imprégné	3e-3
Épaisseur métallisation	17 μm
Pertes métalliques	négligées

Tableau 2.1 – Récapitulatif des dimensions de la cellule optimisée

2.4 Conception d'un réseau passif

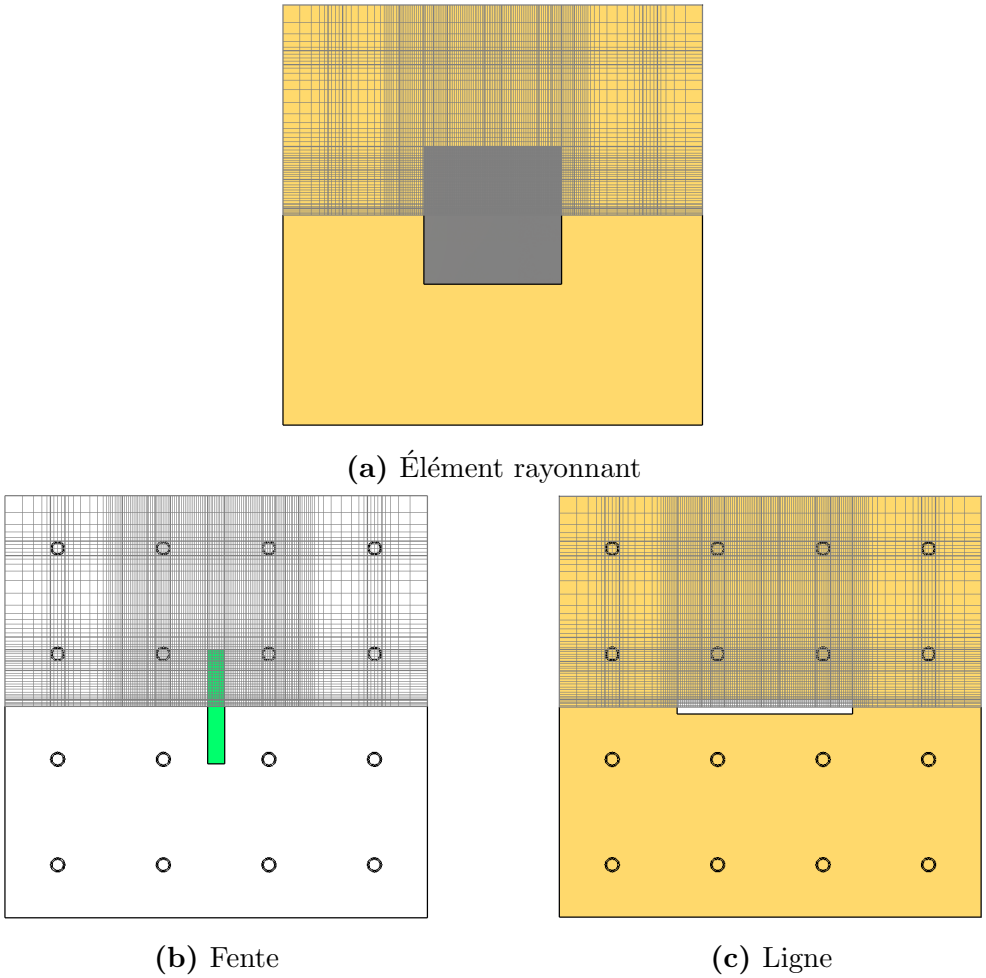
Dans cette section, les détails de la conception d'un réseau passif de 4x4 éléments sont développés. Dans un premier temps la simulation et l'analyse du panneau rayonnant sont présentées. Ensuite la conception et l'analyse d'un circuit de distribution équi-amplitude et équi-phase sont présentées. La conception d'une connectique sera également abordée. Ces briques de base étant conçues indépendamment, il conviendra enfin d'aborder la simulation de l'ensemble. Un dernier point concernera la fabrication du réseau et l'impact des exigences de fabrication sur les résultats de simulation.

2.4.1 Panneau rayonnant

Comme cela a été expliqué dans la section 2.2.1, le solveur fréquentiel est très précis pour les petites structures possédant des détails fins, comme c'est le cas de la cellule développée. En revanche, les temps de calcul peuvent s'avérer importants pour les grandes structures. Dans le cas d'un panneau rayonnant de 16 éléments il est préférable de privilégier des méthodes plus efficaces en terme de temps de calcul, comme la FDTD. C'est pourquoi, par la suite, tous les calculs concernant des panneaux rayonnants seront effectués par le solveur transitoire de CST Microwave Studio. Cependant, il ne faut pas que ce gain de temps se fasse au détriment de la précision de calcul. Il convient donc de s'assurer que le solveur transitoire propose les mêmes résultats que le solveur fréquentiel. Pour aboutir à une convergence entre les deux solveurs, un travail sur le maillage hexaédrique est nécessaire. Ce travail consiste à chercher un maillage efficace, en identifiant les zones critiques mises en évidence par le maillage adaptatif du solveur fréquentiel. Le maillage obtenu est présenté sur la Figure 2.26 et la comparaison du coefficient de réflexion actif de la cellule en fonction du solveur est donnée sur la Figure 2.27. Le Tableau 2.2 synthétise les temps de calcul et nombres de mailles nécessaires à la simulation de la cellule avec les deux solveurs. Les calculs ont été réalisés sur la même machine, possédant 64 Go de mémoire vive et deux processeurs Intel Xeon E5-2630 travaillant à une fréquence de 2.3 GHz. La convergence obtenue est satisfaisante, une meilleure convergence pourrait cependant être obtenue en densifiant encore le maillage, ceci au détriment du temps de calcul. Bien que ce dernier puisse paraître faible, il faut être conscient qu'il sera multiplié d'un facteur environ égal à $2N^2$ pour un panneau rayonnant de N éléments, soit $2.16^2 = 512$ dans notre cas (le nombre de mailles et le nombre de ports sont respectivement multipliés par N et il n'y a plus de plan de symétrie).

Une fois le maillage adéquat trouvé, la cellule peut être dupliquée afin de créer un panneau rayonnant de 16 éléments. Le panneau est donc composé des cellules avec

leur port d'excitation respectif (voir Figure 2.28). Le domaine de calcul comprend ainsi uniquement le panneau rayonnant auquel un circuit de distribution conçu séparément pourra être connecté. Le temps de calcul de ce panneau rayonnant s'élève à 16^h40' avec le solveur transitoire associé à une accélération graphique (carte Tesla K40 - 12 Go RAM). Cette simulation *full-wave* nous donne alors accès à la matrice [S] du panneau ainsi qu'aux diagrammes élémentaires de chaque élément rayonnant.



(a) Élément rayonnant

(b) Fente

(c) Ligne

Figure 2.26 – Maillage hexaédrique obtenu après convergence - Le maillage tétraédrique est donné sur la Figure 2.13

Solveur	Nombre de cellules	Temps de calcul
Fréquentiel	24 152	07'33"
Transitoire	340 170	08'33"

Tableau 2.2 – Temps de calculs et nombres de cellules associés aux différents solveurs pour la simulation de la cellule infiniment périodique

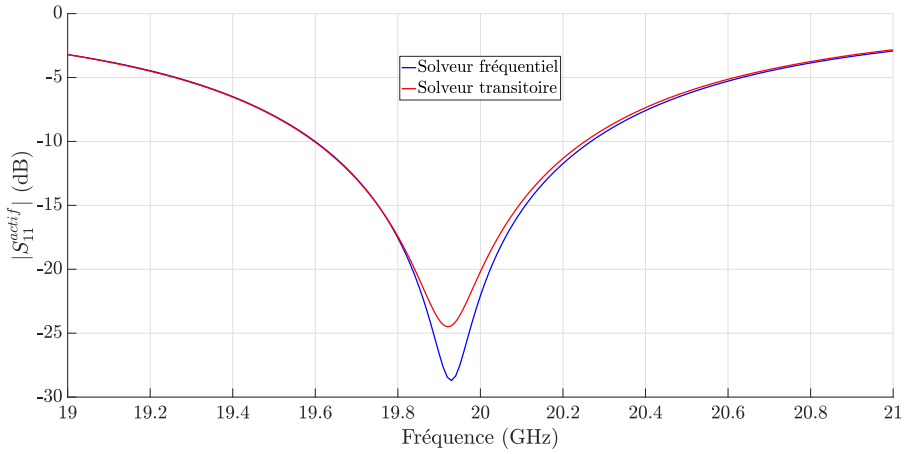
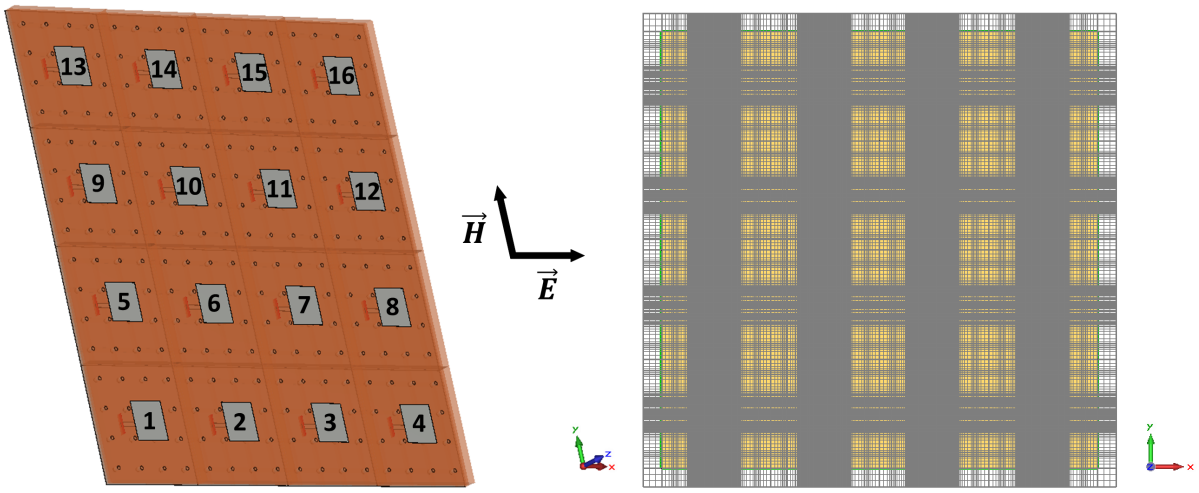


Figure 2.27 – Coefficient de réflexion actif de la cellule - Comparaison des résultats obtenus par le solveur fréquentiel et transitoire



(a) **(b)**

Figure 2.28 – Panneau de 16 éléments (a) et maillage associé (b)

La Figure 2.29 représente les coefficients de réflexion actifs des 16 éléments du panneau pour une excitation uniforme ($a_i = 1$), calculés avec à partir de la matrice [S] du panneau :

$$S_{ii}^{actif} = \frac{1}{a_i} . \sum_{j=1}^{16} S_{ij} . a_j \tag{2.13}$$

On note une certaine dispersion entre les S_{ii}^{actifs} des différents éléments, dispersions dues aux couplages mutuels qui interviennent au sein du panneau. Cette analyse souligne l'influence de la taille finie du panneau dans lequel les effets de bords sont très présents. En outre, la cellule ayant été conçue dans un environnement périodique infini, des dispersions

étaient prévisibles. En effet, la taille du réseau ne permet pas de retrouver le coefficient de réflexion actif de la cellule périodique (Figure 2.25), même pour les éléments au centre du réseau (6, 7, 10, 11).

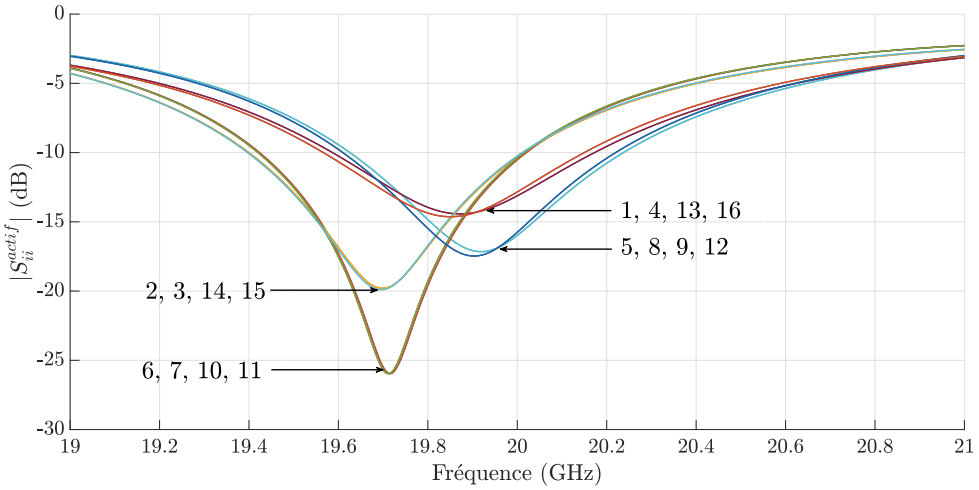


Figure 2.29 – Coefficients de réflexion actifs des éléments du panneau rayonnant pour une excitation uniforme idéale - Voir Figure 2.28a pour la numérotation des ports

La matrice [S] du panneau nous permet de quantifier les couplages qui ont lieu entre les différents éléments. Certains de ces couplages sont représentés sur la Figure 2.30. Le niveau de couplage entre éléments adjacents est assez faible ($\leq$ -20 dB). On note également un couplage plus important entre les éléments se situant dans le plan E par rapport à ceux situés dans le plan H et ce quelque soit la distance entre les éléments.

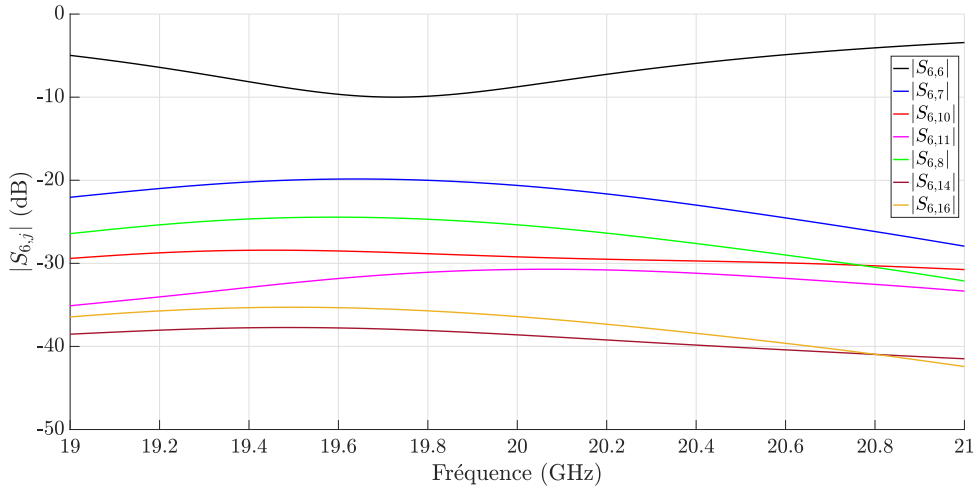


Figure 2.30 – Paramètres [S] du panneau rayonnant - Voir Figure 2.28a pour la numérotation des ports

2.4.2 Circuit de distribution

L'objectif de cette section est de concevoir un circuit de distribution équi-phase et équi-amplitude destiné à alimenter le panneau rayonnant de 16 éléments. Le circuit d'excitation est conçu et étudié indépendamment du panneau rayonnant. Une simulation conjointe « circuit - panneau » sera effectuée par la suite afin d'estimer les performances du réseau complet. Les ports du panneau étant chargés sur des impédances de 50 Ω, on s'efforcera de concevoir un circuit dont les branches sont également chargées sur des impédances de 50 Ω.

Dans un premier temps, la conception de la brique de base de ce circuit, un diviseur de puissance, est présentée. Ensuite, le circuit complet est étudié. Du point de vue simulation électromagnétique, le solveur fréquentiel est utilisé, à la fois pour les briques de base et pour le circuit complet. En effet, le modèle du circuit complet n'intègre ni les fentes de couplage, le substrat supérieur et les éléments rayonnants. Le volume de calcul est donc borné par les plans de masse inférieur et supérieur, sur lesquels des conditions de type « conducteur électrique parfait » peuvent être appliquées. Il est donc possible de simuler le circuit complet avec le solveur fréquentiel.

2.4.2.1 Conception d'un diviseur de puissance

L'objectif de cette partie est de concevoir un diviseur de puissance à 3 branches permettant une distribution équi-phase, équi-amplitude et dont les ports possèdent une impédance caractéristique de 50 Ω. La solution la plus simple en termes de conception, d'intégration et de fabrication consiste à utiliser une jonction de type T. Afin de conserver une impédance de caractéristique de 50 Ω, il est nécessaire d'intégrer un ou plusieurs transformateurs d'impédance. Soit un tronçon de ligne de longueur l, d'impédance caractéristique Z_c, chargé par des impédances d'entrée et de sortie Z_e et Z_L, respectivement. Z_e s'exprime alors par (Figure 2.31) :

$$Z_e = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta l}{Z_c + jZ_L \tan \beta l} \tag{2.14}$$

Si $l = \lambda_g/4$, alors :

$$Z_e \to \frac{Z_c^2}{Z_L} \tag{2.15}$$

$$Z_c \to \sqrt{Z_e Z_L} \tag{2.16}$$

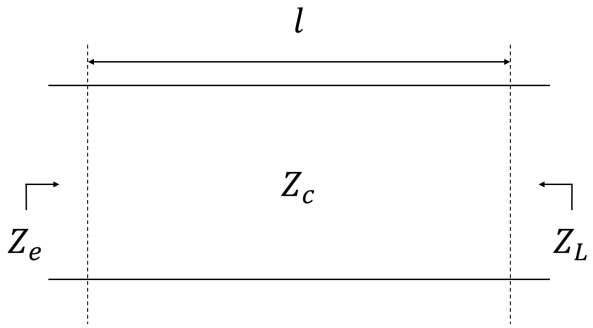


Figure 2.31 – Impédances associées à un tronçon de ligne de longueur l

Il est donc aisé de réaliser un transformateur « quart d'onde » d'impédance caractéristique Z_c pour ramener une impédance de 50 Ω en un point d'intérêt. Dans le cas d'une jonction T, deux topologies peuvent être utilisées (voir Figure 2.32).

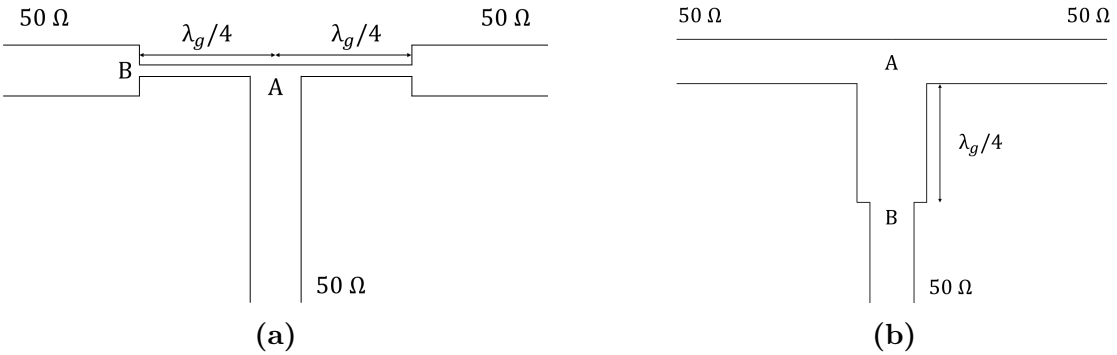
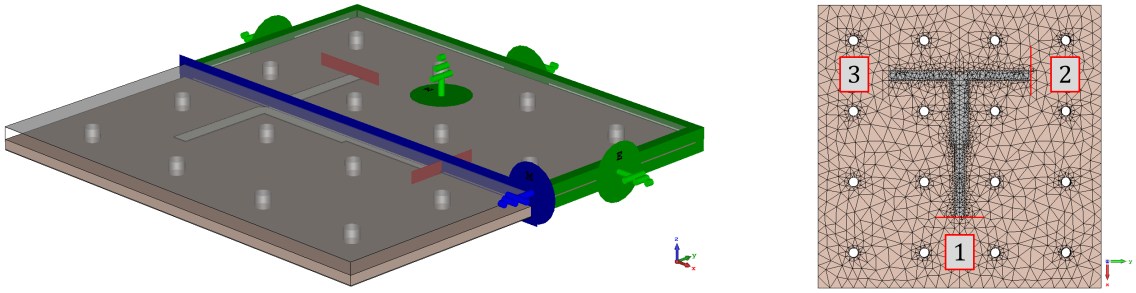


Figure 2.32 – Topologies possibles pour une jonction T avec transformateurs d'impédance de type « quart d'onde »

Dans le premier cas (Figure 2.32a), l'impédance vue en A vaut 50 Ω, soit 100 Ω à l'entrée de chaque transformateur (100 Ω//100 Ω = 50 Ω). L'impédance caractéristique de chaque transformateur devra donc être de 71 Ω pour avoir 50 Ω en B (équation 2.15). Dans le second cas (Figure 2.32b), l'impédance en A vaut 25 Ω (50 Ω//50 Ω = 25 Ω), il faudra donc une impédance caractéristique de 35 Ω pour ramener 50 Ω en B.

La configuration de circuit avec laquelle nous travaillons nous incite à privilégier le second cas. En effet, le premier cas impose une largeur de 0.2 mm pour les transformateurs, ce qui est très faible et s'approche de la limite de fabrication des circuits imprimés classiques. Ainsi, pour limiter les incertitudes lors de la fabrication, un diviseur de puissance basé sur la seconde topologie a été conçu.

La Figure 2.33 présente le diviseur de puissance optimisé. Dans le but de simuler le diviseur dans son fonctionnement nominal, un plan de symétrie est placé dans le plan (xOz). Cette symétrie permet en effet de simuler une excitation simultanée des branches *2* et *3*. De plus, ceci permet de diviser le volume de calcul par deux.



(a) Conditions aux limites **(b)** Maillage associé

Figure 2.33 – Vues 3D du diviseur de puissance conçu

L'ajout d'encoches au niveau du T permet d'améliorer l'adaptation et la transmission entre la branche commune et les deux autres branches. La longueur optimale du transformateur est de 2.7 mm, ce qui est très proche du quart de la longueur d'onde guidée. La largeur permettant d'obtenir une impédance caractéristique de 35 Ω est quant à elle de 0.7 mm. Les résultats d'adaptation et de transmission sont présentés sur la Figure 2.34. Les ports sont bien adaptés et la puissance transmise entre le port commun et les autres branches est bien équilibrée.

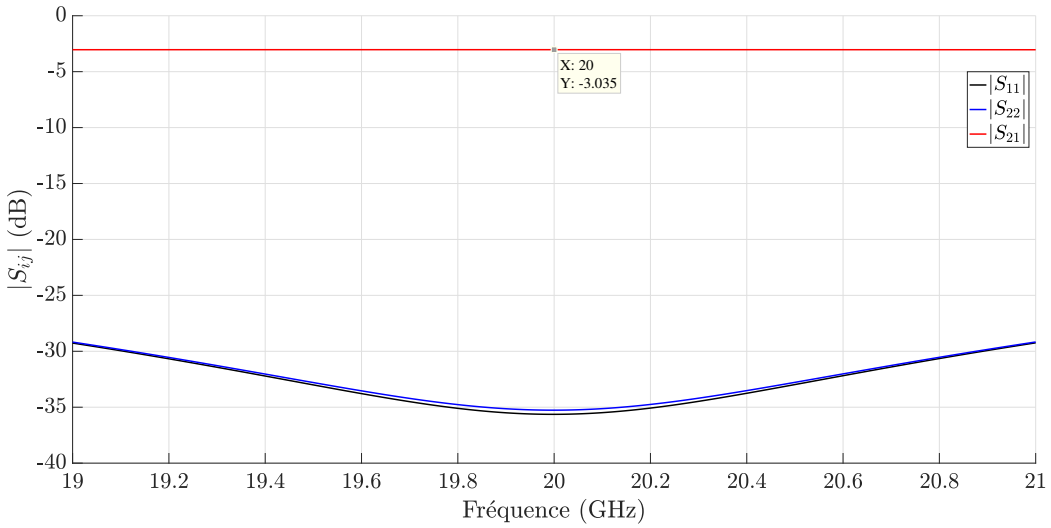


Figure 2.34 – Paramètres [S] du diviseur de puissance simulé avec un plan de symétrie

Dans le but d'alimenter les groupes de quatre éléments tout en respectant les longueurs électriques et en gardant une certaine symétrie dans le circuit, un second diviseur de puissance intégrant un transformateur coudé a été conçu (Figure 2.35). Cette conception résulte d'un compromis entre la topologie du transformateur et la bonne intégration du diviseur parmi les vias.

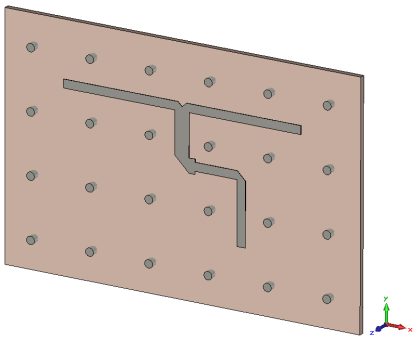


Figure 2.35 – Vue 3D du diviseur de puissance intégrant un transformateur « quart d'onde » coudé

2.4.2.2 Circuit complet

Le circuit de distribution complet est ensuite modélisé à partir des briques de base présentées précédemment. Ce circuit en chandelier et le maillage qui lui est associé sont représentés sur la Figure 2.36. Le modèle est composé de 537 608 mailles et le calcul des dix-sept ports s'effectue en 09^h50'. L'adaptation du port commun et les couplages sont représentés sur la Figure 2.37. Le circuit est bien adapté sur toute la bande de fréquence visée. Le tracé des couplages illustre que le circuit est blindé et que les seuls couplages qui interviennent sont dus au couplage par les branches du circuit. En effet, le couplage entre les deux ports reliés par le « chemin vert » est beaucoup plus fort que celui entre les ports reliés par le « chemin rouge » bien que les ports soient physiquement à la même distance. Il en résulte qu'aucun couplage direct n'a lieu, ceci justifie l'utilisation d'une technologie « stripline » et de vias de blindage.

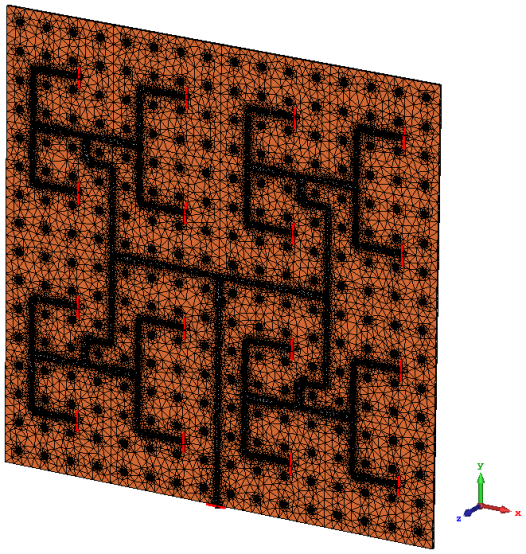
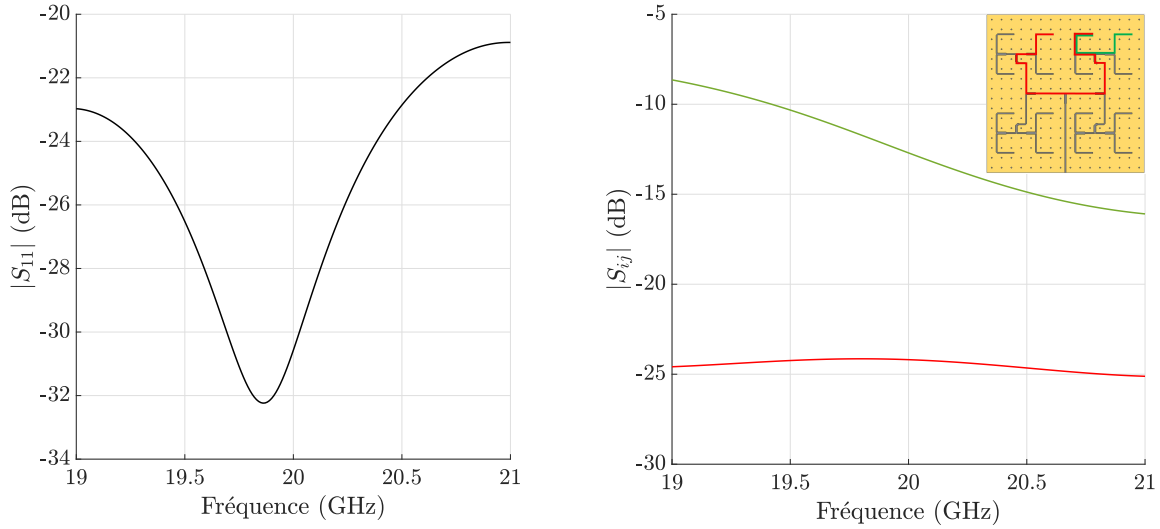


Figure 2.36 – Vue 3D du circuit de distribution et maillage associé

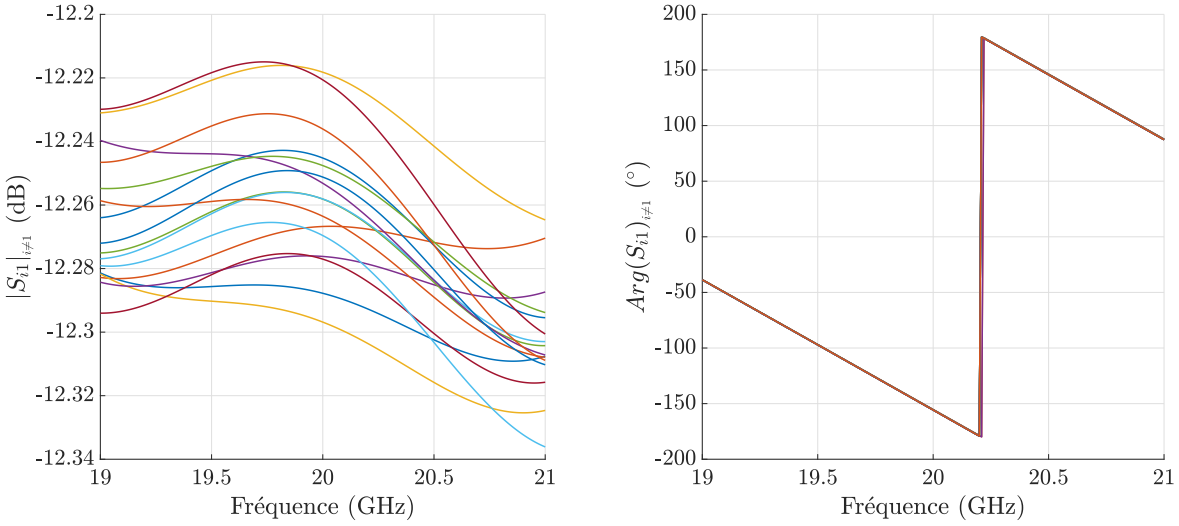


(a) Coefficient de réflexion du port commun du circuit

(b) Couplages entre ports adjacents du circuit de distribution

Figure 2.37 – Adaptation et couplages du circuit de distribution seul

La Figure 2.38 représente les coefficients de transmission entre le port commun du circuit et les seize autres ports. On observe une dispersion inférieure à 0.1 dB et 1° en amplitude et en phase, respectivement. Le circuit conçu fournit donc bien une distribution uniforme lorsqu'il est chargé par des ports 50 Ω. L'influence du panneau rayonnant sur la distribution sera étudiée dans la partie 2.4.4.



(a) Amplitudes

(b) Phases

Figure 2.38 – Coefficients de transmission entre le port commun et les autres ports du circuit lorsque le circuit est chargé sur 50 Ω

2.4.3 Connectique associée

Afin de pouvoir mesurer le réseau d'antennes, une transition adaptée à une connectique standard est développée. Les deux solutions envisagées étaient une connexion en bord de carte ou par sonde. Dans le but de ne pas apporter d'éléments supplémentaires sur la face supérieure du réseau et de risquer de dégrader le rayonnement, la solution d'une connexion par sonde est privilégiée. Un schéma de principe de la solution envisagée, comprenant le connecteur coaxial, le support mécanique et le circuit imprimé est donné sur la Figure 2.39.

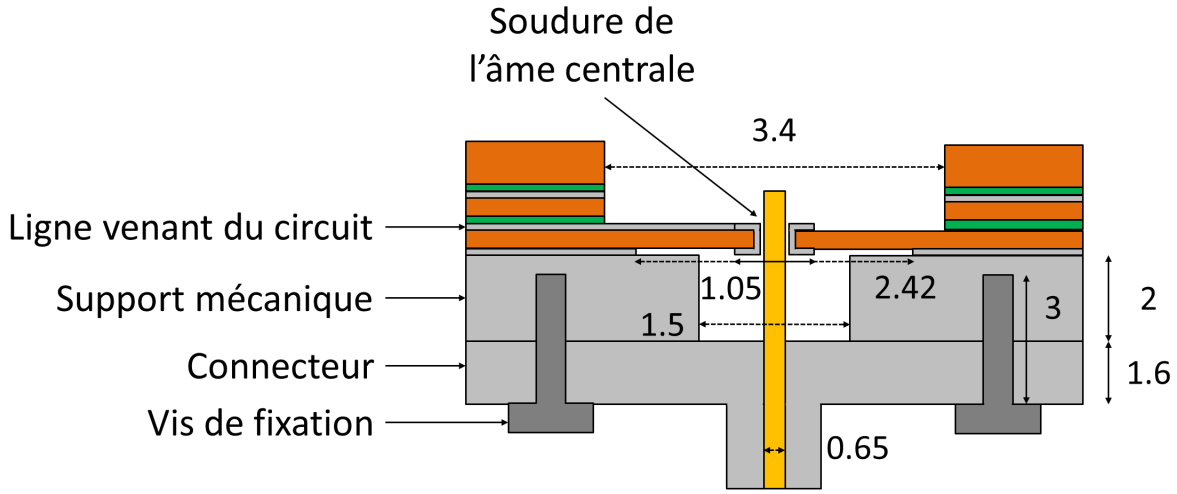
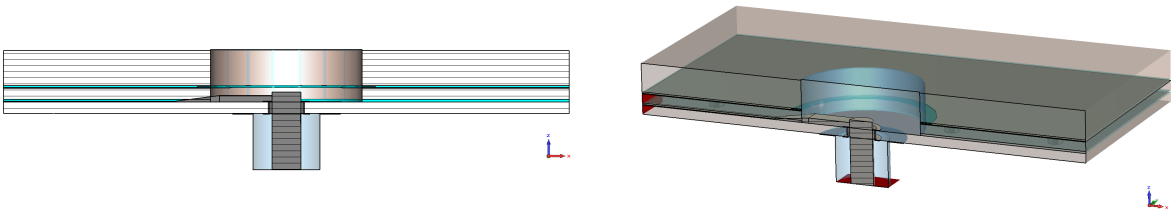


Figure 2.39 – Schéma de principe de la connectique associée au réseau, vue en coupe
Dimensions en mm

Tout comme le circuit de distribution, la transition est étudiée séparément des autres blocs constituant le réseau. Représentant un faible volume de calcul, cette transition est simulée avec le solveur fréquentiel de CST Microwave Studio. La Figure 2.40 présente le modèle de cette transition. Dans la modélisation, le matériau par défaut est choisi comme étant du métal. Ainsi, sur la Figure 2.40, toutes les parties « vides » sont considérées en tant que tel. C'est le cas du plan de masse inférieur et du support mécanique.



(a) Vue en coupe **(b)** Vue en perspective

Figure 2.40 – Modélisation de la transition pour la connectique du réseau

Le but de cette conception est de créer une transition entre la technologie *stripline* du circuit de distribution et un connecteur coaxial placé verticalement. L'épargne nécessaire à la soudure de l'âme du connecteur a pour effet de changer localement le type de ligne de transmission. Sur le rayon de l'épargne, la ligne est de type *microstrip*. C'est pourquoi sa largeur est augmentée à 0.84 mm afin de garder une impédance caractéristique de 50 Ω. Une partie conique permet d'adoucir cette transition. On note que le diamètre de l'épargne pour la soudure a un rôle significatif sur le fonctionnement de la transition. Le diamètre optimal est fixé à 3.4 mm. L'âme du connecteur est insérée dans un via dont la pastille supérieure est reliée à la ligne *microstrip*. Le diamètre de l'épargne dans le plan de masse inférieur est fixé à 2.42 mm de façon à avoir un mode coaxial 50 Ω sur l'épaisseur du plan de masse. Le mode coaxial étant toujours applicable sur l'épaisseur du support mécanique, le diamètre du trou est fixé à 1.5 mm pour une âme de 0.65 mm. La longueur des vis de fixation est de 3 mm de façon à dépasser suffisamment de l'épaisseur du connecteur sans être en butée sur le circuit.

Le connecteur choisi pour alimenter le circuit est un connecteur coaxial SMA de la marque HUBER+SUHNER, référence 23_SMA-50-0-91/199_NE [22]. Sa fréquence de travail s'étend jusqu'à 26.5 GHz. Ce connecteur possède une âme cylindrique entourée de Teflon terminée par une partie plate. Pour être compatible avec l'épaisseur du circuit conçu, quelques modifications ont été apportées au connecteur. L'âme a été raccourcie et le Teflon extérieur complètement retiré.

Les résultats de la simulation de ce module sont présentés sur la Figure 2.41. On observe une très bonne adaptation sur les deux ports de la transition ainsi qu'une très bonne transmission.

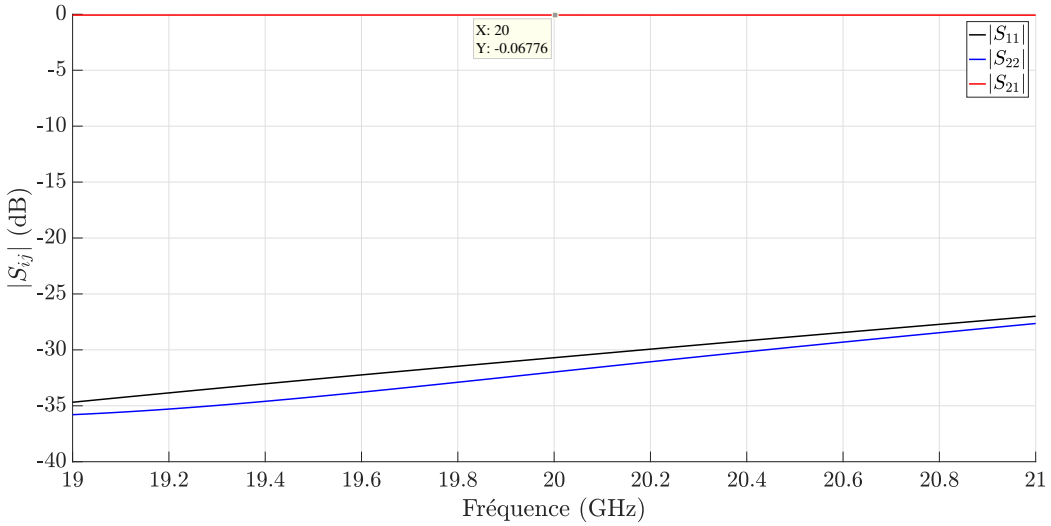


Figure 2.41 – Paramètres [S] de la transition pour la connectique du réseau

2.4.4 Simulation globale

2.4.4.1 Méthode

Les sections précédentes ont permis de présenter la conception des différentes parties constituant le réseau : panneau rayonnant, circuit de distribution et connectique. Dans cette section, ces différents éléments sont combinés afin de simuler le comportement du réseau complet. La combinaison des éléments s'effectue en chaînant les blocs *Touchstone* respectifs à l'aide de CST DESIGN STUDIO (Figure 2.42). Les blocs peuvent en effet être combinés à travers leurs ports monomodes car le circuit de distribution est blindé et les seules interactions qu'il y a entre le circuit et le panneau ont lieu au niveau de la fente de couplage qui est déjà prise en compte dans le modèle du panneau. L'avantage d'une telle méthode est que chaque bloc peut être conçu et optimisé séparément et le solveur le plus approprié peut être utilisé pour les différents blocs (fréquentiel pour le circuit, transitoire pour le panneau). Le chaînage des blocs *Touchstone* donne accès au coefficient de réflexion du réseau ainsi qu'au diagramme de rayonnement résultant.

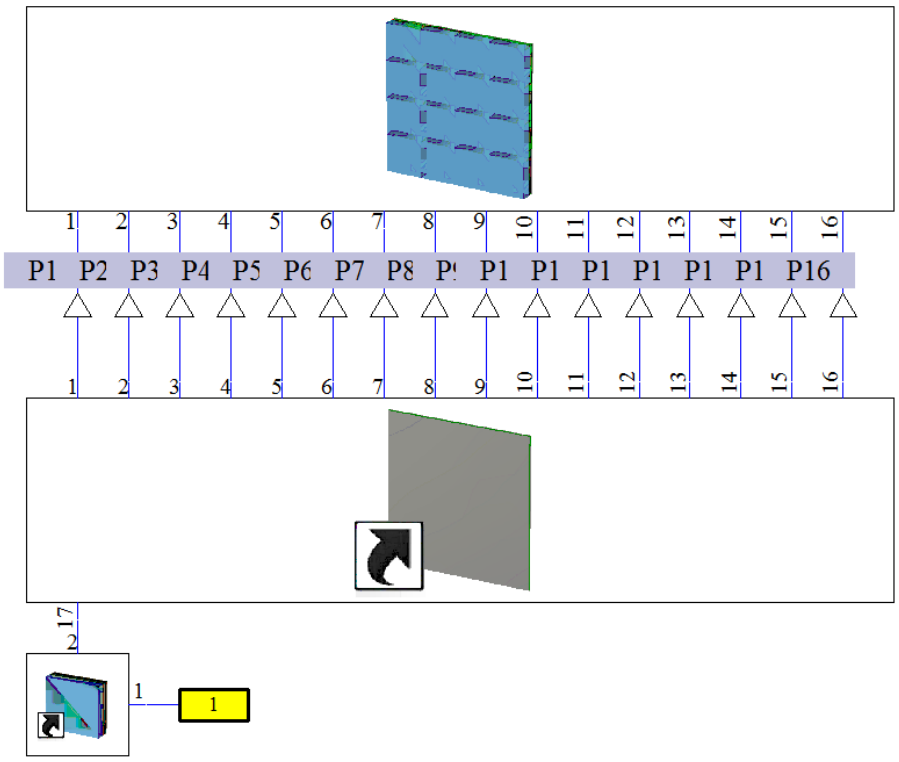


Figure 2.42 – Chaînage de blocs *Touchstone* permettant de simuler le comportement du réseau complet avec CST DESIGN STUDIO

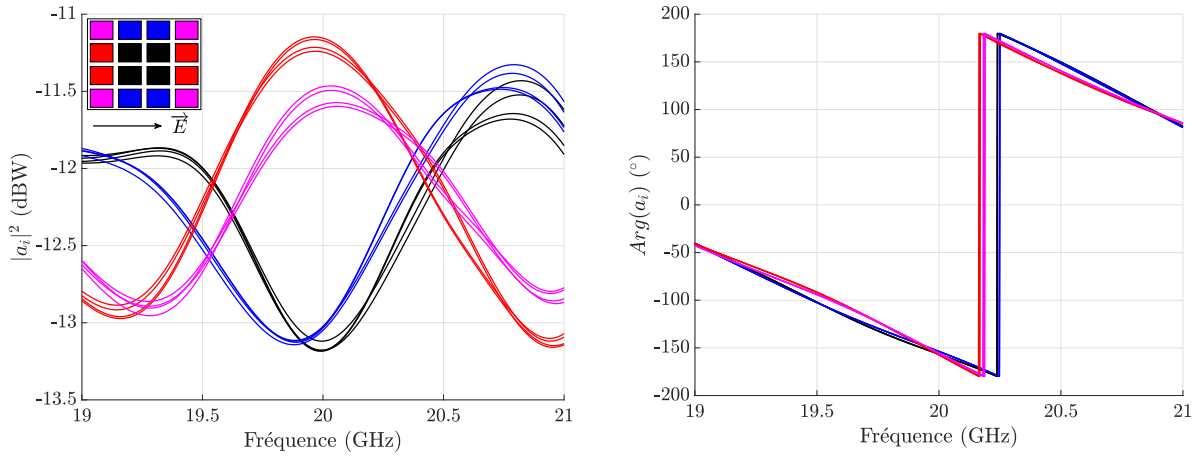
2.4.4.2 Puissances injectées et réfléchies

Sur la Figure 2.42, on observe des sondes de courant/tension placées entre le circuit et le panneau. Les puissances injectées et réfléchies à l'interface du circuit et du panneau peuvent alors être calculées :

$$a = \frac{U + Z_0 I}{2\sqrt{Z_0}} \tag{2.17}$$

$$b = \frac{U - Z_0 I}{2\sqrt{Z_0}} \tag{2.18}$$

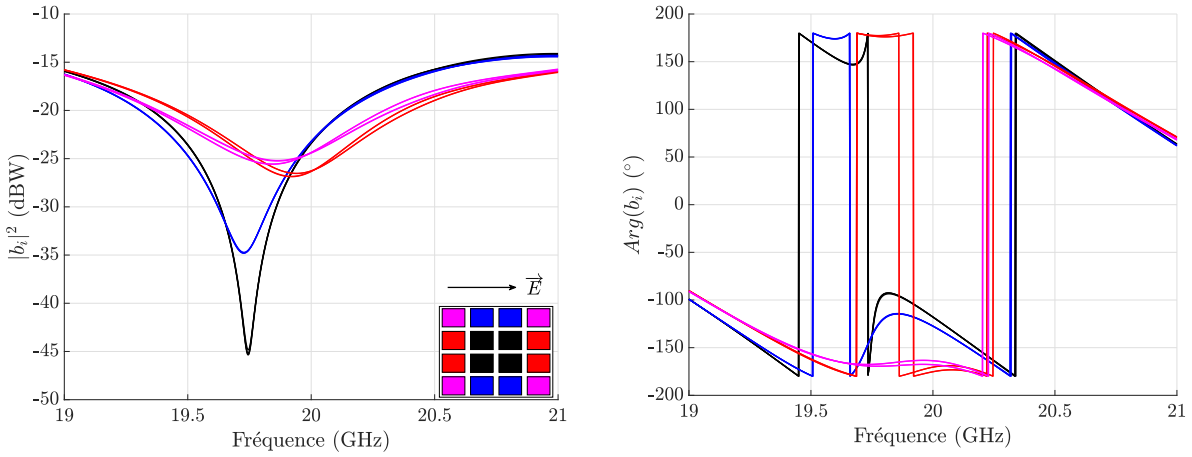
La Figure 2.43 présente les puissances injectées à l'interface des deux matrices. Elles représentent les pondérations à l'ordre « infini » qui sont appliquées aux éléments du panneau. En effet, les pondérations sont affectées par les interactions itératives, dues aux couplages inter-éléments, entre le circuit de distribution et le panneau rayonnant. On observe donc une dispersion d'amplitude de l'ordre de 2 dB tandis que la pondération à l'ordre « zéro » apportée par le circuit seul est quasi-uniforme (Figure 2.38). En d'autres termes, les couplages inter-éléments et les interactions entre le circuit et le panneau affectent l'uniformité des pondérations.



(a) Puissances **(b)** Phases

Figure 2.43 – Puissances injectées dans les ports du panneau pour 1 W incident

Les puissances réfléchies à l'interface des deux matrices sont quant à elles représentées sur la Figure 2.44. Ces puissances résultent également des intéractions entre le circuit et le panneau et sont conséquentes aux pondérations observées sur la Figure 2.43. Bien que les pondérations appliquées sur les différents éléments soient inhomogènes, on note un comportement apparent des éléments similaire à celui observé lorsque le panneau est considéré seul (Figure 2.29).



(a) Puissances **(b)** Phases

Figure 2.44 – Puissances réfléchies des ports du panneau pour 1 W incident

2.4.4.3 Coefficient de réflexion

Le coefficient de réflexion du réseau complet (connecteur, circuit et panneau associés) est également obtenu par le chaînage des matrices (Figure 2.45). À titre de comparaison, le coefficient de réflexion du port commun du circuit seul ainsi que celui du chaînage du circuit et du panneau sont tracés sur la même figure. On observe une remontée flagrante du coefficient de réflexion lorsque l'on connecte la matrice [S] du panneau rayonnant à celle du circuit de distribution. Cette différence peut s'expliquer par le fait que, comme le montre le Figure 2.29, les éléments du panneau présentent des dispersions dues au fait que le réseau est de petite taille alors que la cellule est optimisée pour un fonctionnement au sein d'un réseau infini. Enfin, le coefficient de réflexion du réseau complet est légèrement perturbé par l'ajout du connecteur et reste inférieur à -10 dB sur la bande de fréquence désirée (19.7 - 20.2 GHz).

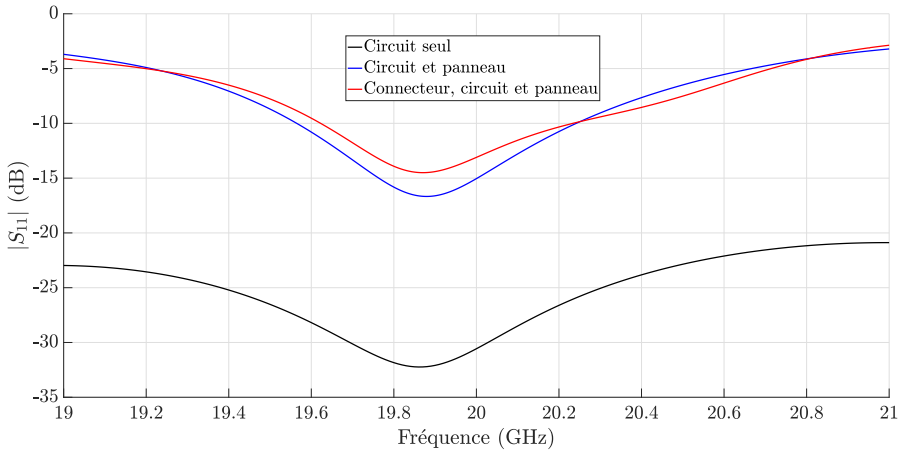


Figure 2.45 – Coefficients de réflexion des différentes configurations de blocs *Touchstone*

2.4.4.4 Rayonnement

Tout comme le coefficient de réflexion, le rayonnement du réseau complet, prenant en compte les pondérations conséquentes au raccordement des matrices (Figure 2.43), peut être obtenu directement avec CST DESIGN STUDIO (Figure 2.46). La directivité calculée à partir de ce diagramme est de 20.3 dBi, ce qui donne un rendement d'ouverture de 87 % par rapport à la directivité d'une ouverture rayonnante (équi-phase et équi-amplitude) de la surface du réseau :

$$D = \frac{4\pi S}{\lambda^2} \tag{2.19}$$

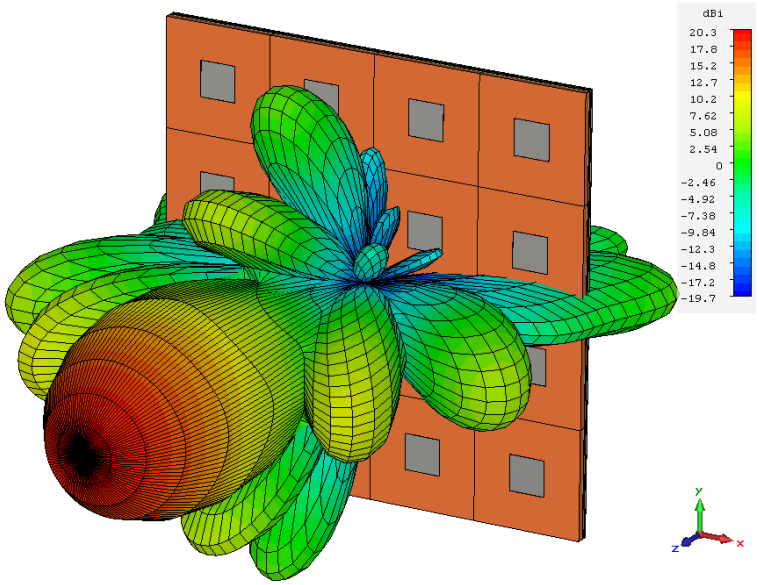
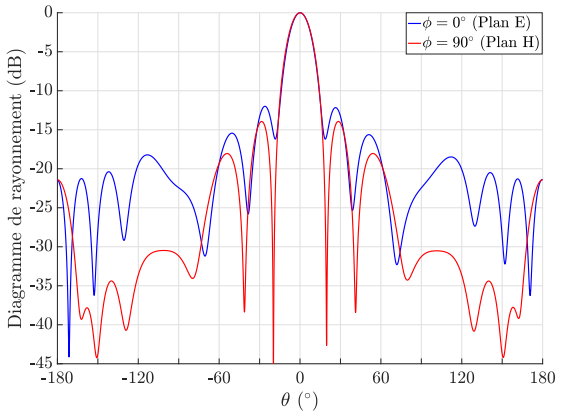
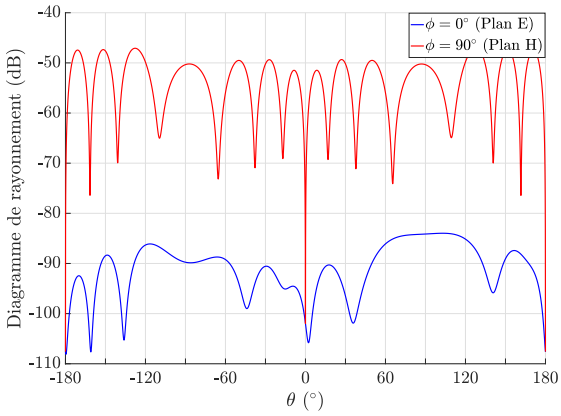


Figure 2.46 – Représentation 3D du rayonnement de la composante co-polaire du réseau à 20 GHz

Les vues en coupe des plans principaux du rayonnement du réseau à différentes fréquences sont données sur les Figures 2.47 à 2.49. Dans chaque cas, pour faciliter la lecture, les courbes de polarisation croisée sont normalisées par rapport au maximum de la co-polarisation correspondante. On note, quelque soit la fréquence, une très faible contribution de la polarisation croisée. Les angles d'ouvertures à mi-puissance sont compris entre 15° et 17° en fonction de la fréquence. Le diagramme dans le plan E présente généralement des lobes secondaires plus importants que dans le plan H, ce qui peut s'expliquer par la dispersion des pondérations qui est plus marquée dans ce plan (Figure 2.43).

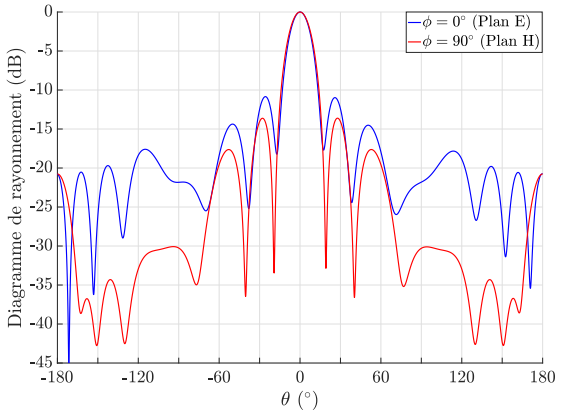


(a) Co-polarisation

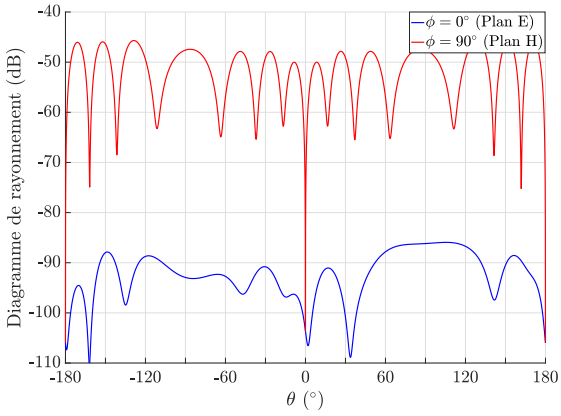


(b) Polarisation croisée

Figure 2.47 – Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 19.7 GHz

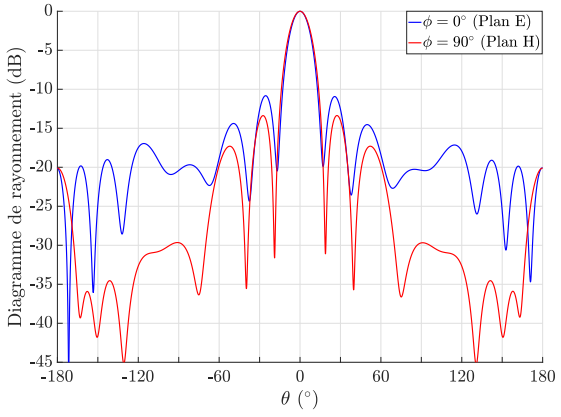


(a) Co-polarisation

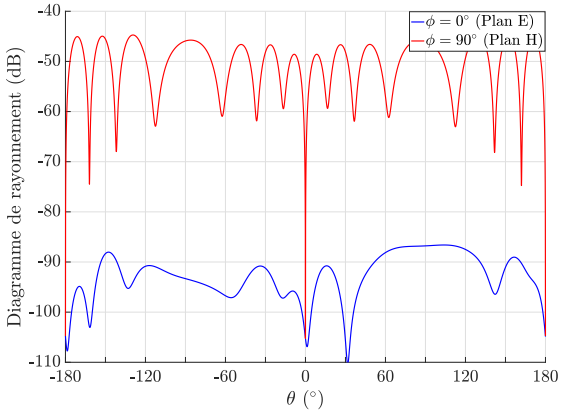


(b) Polarisation croisée

Figure 2.48 – Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 20 GHz



(a) Co-polarisation



(b) Polarisation croisée

Figure 2.49 – Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 20.2 GHz

2.4.5 Fabrication du réseau

Afin de valider expérimentalement la conception, la modélisation *full-wave* ainsi que la technologie (empilements de couches), le réseau de 16 éléments a été fabriqué. Comme le montre la Figure 2.50, trois finitions différentes ont été appliquées : Nickel/Or, Étain chimique et Cuivre nu (sans finition). Il sera alors possible d'étudier l'influence de la finition sur les pertes du réseau. La fabrication a été réalisée par la société CIRETEC du groupe ELVIA PCB.

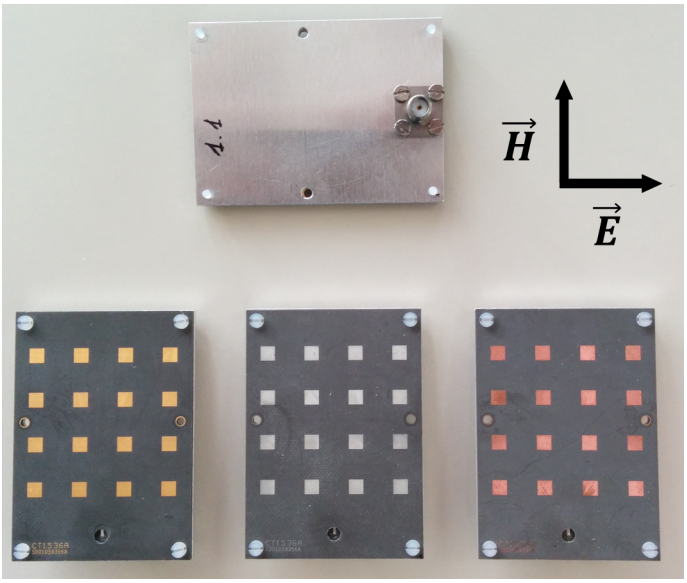


Figure 2.50 – Réseaux d'antennes fabriqués - Finitions : Nickel/Or, Étain chimique et Cuivre

Le retour de fabrication révèle que des recharges de métallisation sont appliquées sur les deux plans de masse. Ces recharges, d'une épaisseur environ égale à 25 μm, sont donc intégrées dans les modèles de simulation pour en étudier les effets et pouvoir approcher au mieux les résultats de mesure. Une recharge est appliquée sur le plan de masse supérieur tandis que deux recharges sont appliquées sur le plan de masse inférieur. La Figure 2.51 présente l'effet des ces recharges sur la cellule infiniment périodique. Il en résulte un décalage en fréquence et une légère désadaptation. Cependant, l'adaptation est toujours inférieure à -10 dB sur toute la bande de fréquence.

Concernant le panneau rayonnant, des ajouts de matière nécessaires au maintien du réseau sur le support mécanique on été ajoutés en plus des recharges de métal. Les têtes de vis sont également incluses dans le modèle (Figure 2.52). L'influence de ces modifications sur l'adaptation du réseau complet et sur le diagramme de rayonnement n'est pas très importante. Les résultats seront directement comparés aux résultats de mesures dans la section suivante.

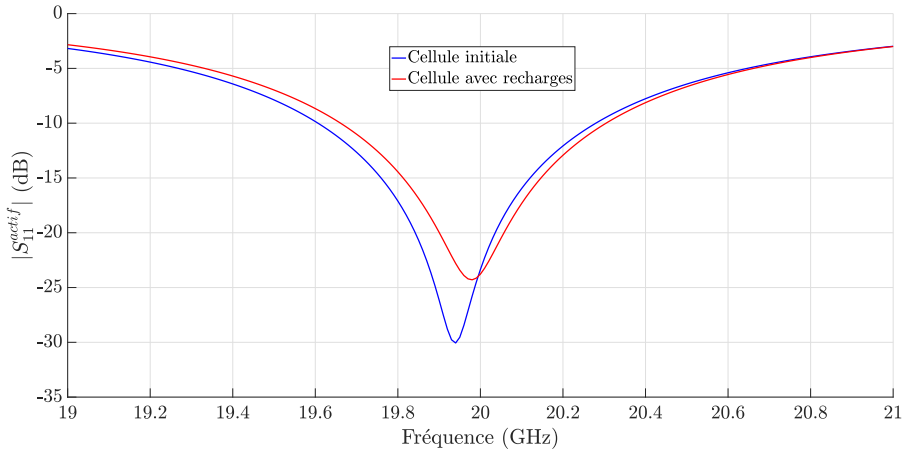


Figure 2.51 – Effet des recharges de métal sur le coefficient de réflexion actif de la cellule périodique

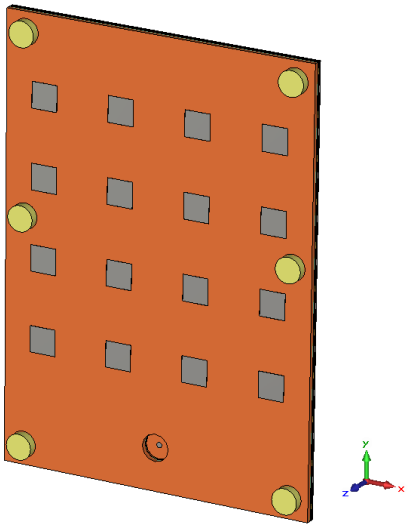


Figure 2.52 – Modèle de la face avant du réseau incluant les ajouts de matière et les têtes de vis

2.5 Caractérisation expérimentale

2.5.1 Les moyens de mesure

Cette partie s'attache à présenter les différents moyens de mesure d'antennes qui ont pu être exploités durant ce travail. La base compacte du laboratoire XLIM sera présentée, suivie de la base de mesure en champ proche de la société Zodiac Data Systems.

Il existe différentes techniques de mesure de rayonnements d'antenne en fonction de la configuration de la chambre anéchoïque et de la zone de rayonnement dans laquelle

l'antenne sous test se trouve (Figure 2.53). Cependant, quelque soit la technique, la mesure s'effectue en réalisant une transmission entre une antenne de référence et l'antenne sous test. L'une ou les deux antennes peuvent être mobiles afin d'effectuer la mesure en différents points de l'espace. Afin d'obtenir le diagramme de rayonnement de l'antenne, la transmission doit se faire dans des conditions de champ lointain. Les trois techniques permettant de recréer ces conditions sont les suivantes :

— Mesure directement en champ lointain

— Mesure en base compacte

— Mesure en champ proche

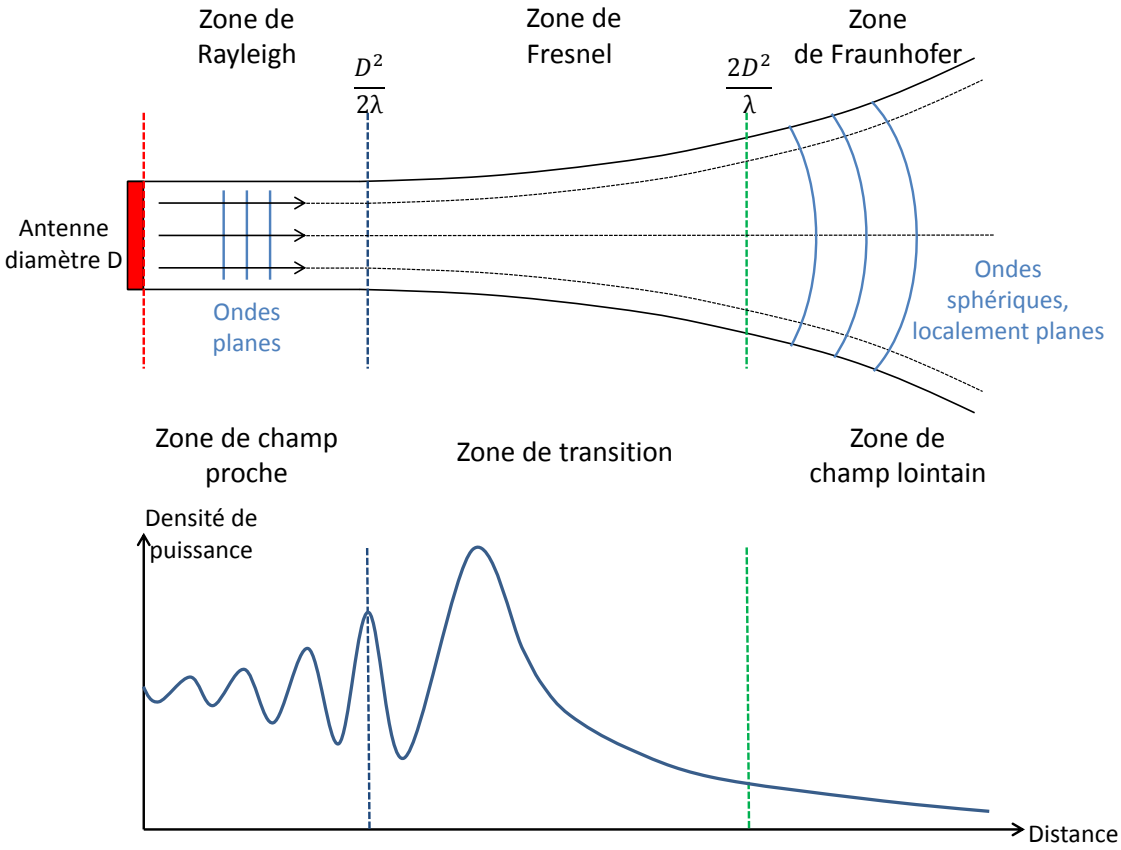


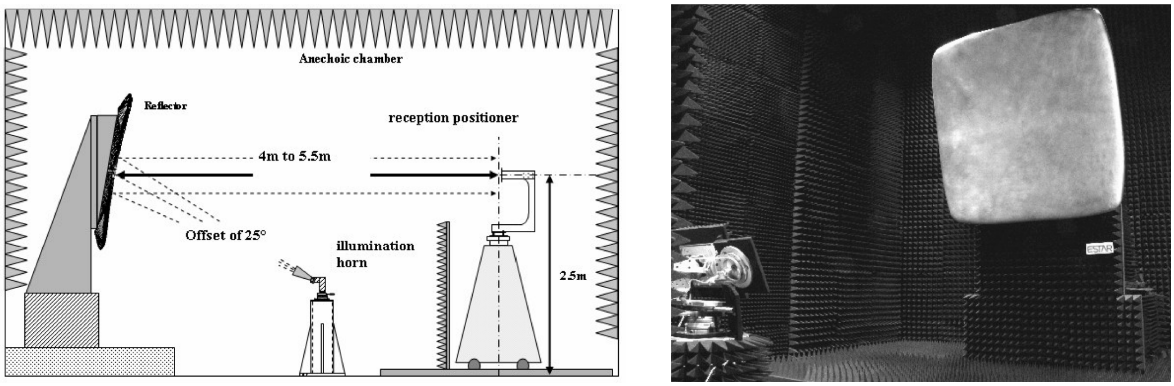
Figure 2.53 – Zones de rayonnement d'une antenne

2.5.1.1 La base compacte d'XLIM

La mesure en base compacte utilise les propriétés des réflecteurs afin de générer une onde plane à la surface de l'antenne sous test. L'antenne à mesurer est placée dans la zone de Rayleigh du réflecteur illuminé par un cornet de référence. À une certaine

distance du réflecteur, dans la « zone tranquille », l'onde est considérée comme plane et les conditions de champ lointain sont alors simulées à très courte distance par rapport à la zone de Fraunhofer [23].

Les bases compactes présentent un encombrement réduit par rapport aux bases de mesure en champ lointain et elles disposent généralement d'une bonne précision de mesure. De plus, on accède directement aux résultats de mesure sans avoir recours à un post-traitement. En revanche, ces bases coûtent cher et leur encombrement reste important par rapport aux bases de mesure en champ proche. Des images de la base compacte du laboratoire XLIM sont présentées sur la Figure 2.54



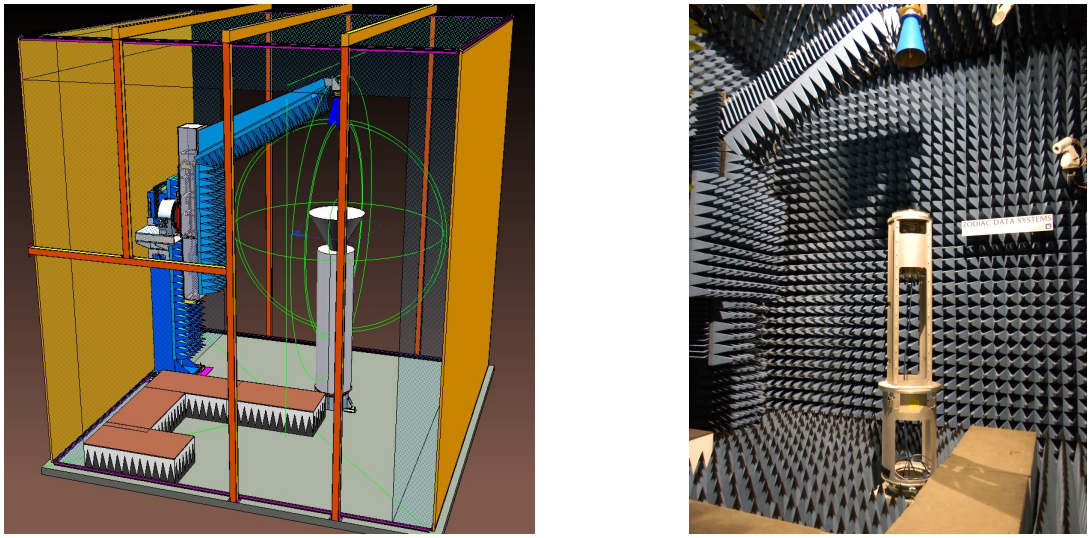
(a) Principe de la mesure en base compacte **(b)** Le réflecteur de la base d'XLIM

Figure 2.54 – La base compacte d'XLIM [23]

2.5.1.2 La base de mesure en champ proche de Zodiac Data Systems

La société Zodiac Data Systems possède quant à elle une base de mesure en champ proche qui est présentée sur la Figure 2.55. Cette technique de mesure est une alternative aux bases de mesure en champ lointain et aux bases compactes, qui consiste à mesurer le champ électromagnétique de l'antenne dans sa zone de Rayleigh. Le champ rayonné en zone de Fraunhofer est alors calculé en appliquant une transformée de Fourier spatiale (transformée champ proche - champ lointain) [24].

L'avantage principal de ce type de base est l'encombrement réduit et le coût qu'il engendre. La connaissance du rayonnement en champ proche peut aussi se révéler utile pour détecter des défauts locaux ou effectuer une calibration dans le cas de réseaux d'antennes. En revanche, la mesure en champ proche présente quelques inconvénients tels que le temps de mesure et de calcul de la transformation en champ lointain. La précision de la mesure est dépendante des systèmes mécaniques mais aussi du logiciel de calcul, ce qui peut s'avérer contraignant.



(a) **(b)**

Figure 2.55 – La base de mesure en champ proche de Zodiac Data Systems

2.5.2 Mesures du réseau 4x4

Les résultats de mesure des réseaux 4x4 vont maintenant être présentés et confrontés aux résultats de simulation. En premier lieu, le coefficient de réflexion du réseau est mesuré (Figure 2.56). On observe une bonne homogénéité des résultats entre les différents réseaux mesurés. L'adéquation entre la simulation et la mesure est bonne, cependant, une seconde résonance apparaît autour de 20.35 GHz en mesure. On distingue également cette résonance en simulation mais elle est beaucoup moins prononcée. La Figure 2.45 nous permet d'affirmer que cette résonance est due à la partie connectique autour de laquelle des imprécisions (montage, soudure, etc.) pourraient amplifier ce phénomène de résonance. En outre, l'adaptation du réseau est inférieure à -10 dB sur la bande de fréquence visée.

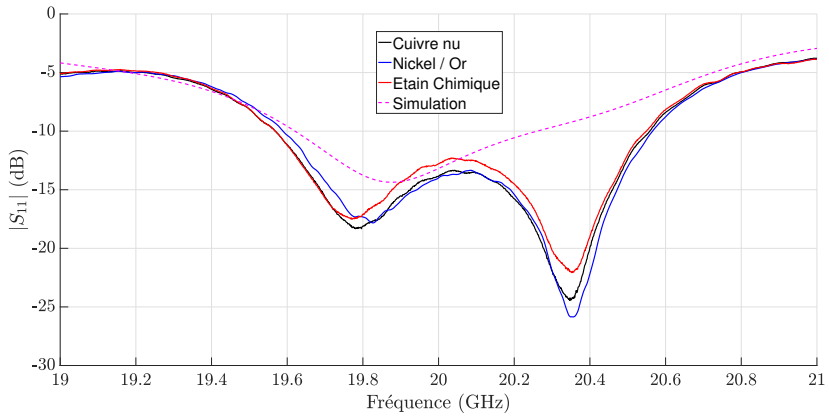
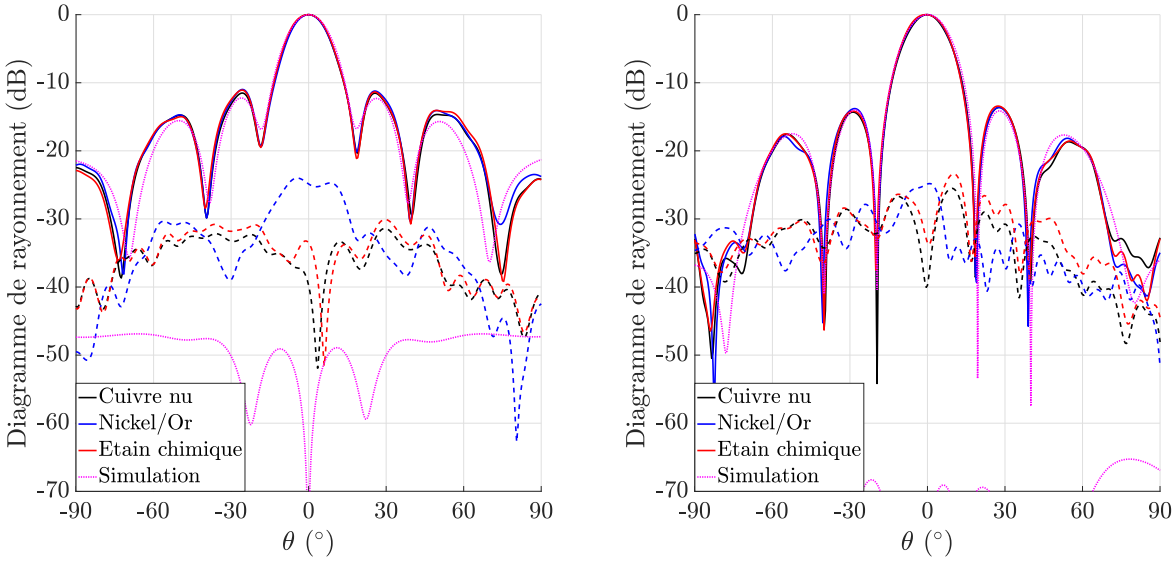


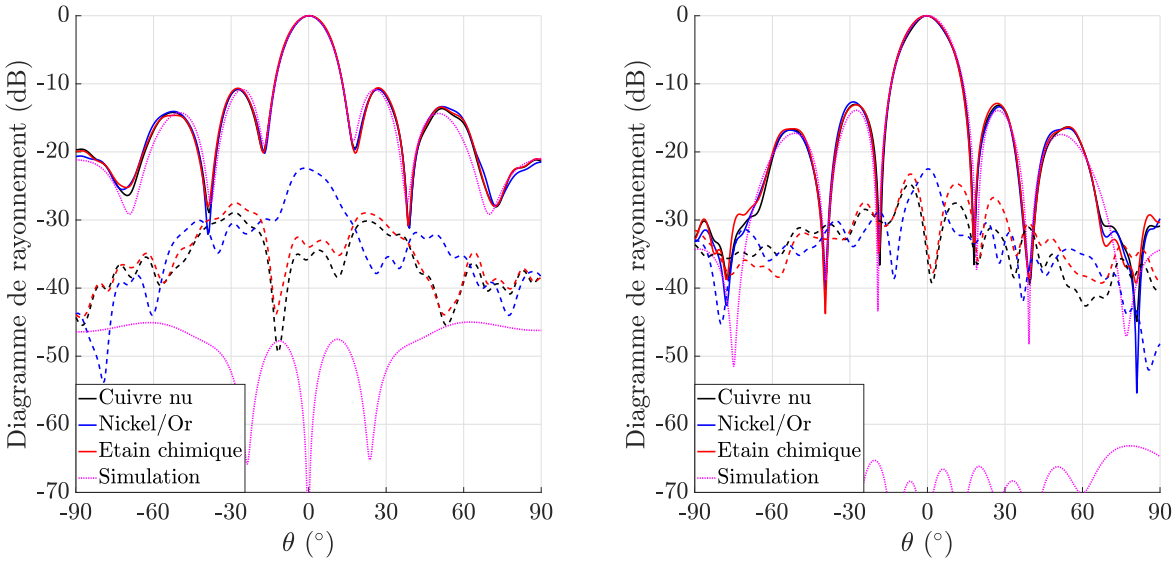
Figure 2.56 – Comparaison du coefficient de réflexion du réseau mesuré et simulé

Ensuite, les diagrammes de rayonnement ont été mesurés dans la base de mesure en champ proche de Zodiac Data Systems. La comparaison des diagrammes mesurés et simulés est donnée sur les Figures 2.57 à 2.59. On observe que, pour toutes les fréquences, il y a un très bon accord entre les diagrammes simulés et mesurés. En effet, le lobe principal mais aussi les niveau des lobes secondaires et des zéros de rayonnement correspondent tout à fait aux résultats prévus par la simulation.



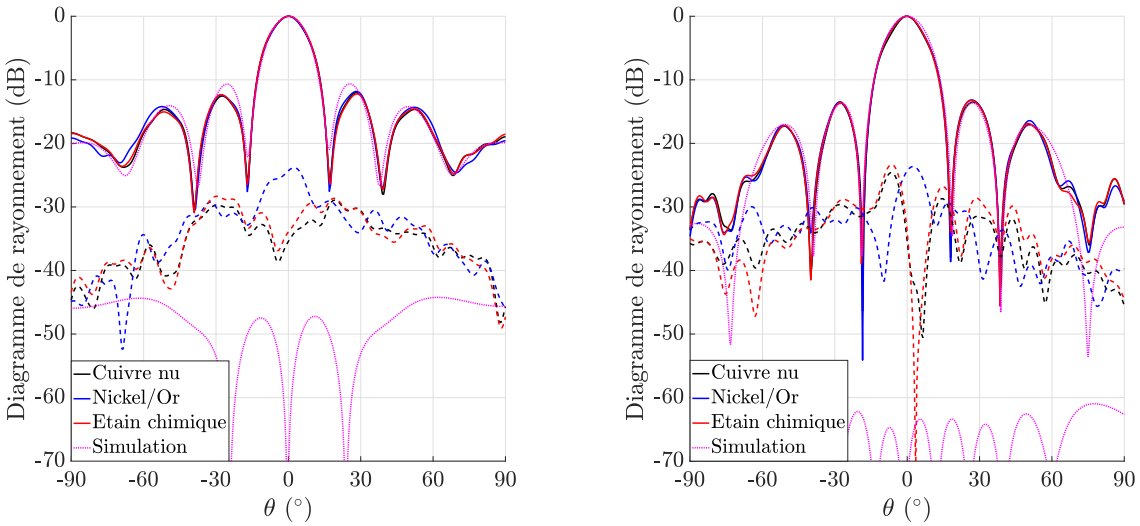
(a) Plan E - $\phi = 0°$ **(b)** Plan H - $\phi = 90°$

Figure 2.57 – Comparaison des diagrammes mesurés et simulés à 19.7 GHz



(a) Plan E - $\phi = 0°$ **(b)** Plan H - $\phi = 90°$

Figure 2.58 – Comparaison des diagrammes mesurés et simulés à 20 GHz



(a) Plan E - $\phi = 0°$ **(b)** Plan E - $\phi = 90°$

Figure 2.59 – Comparaison des diagrammes mesurés et simulés à 20.2 GHz

Enfin, le gain réalisé a été mesuré par comparaison à un cornet étalon dans la base compacte d'XLIM. Les premiers résultats obtenus présentaient un écart assez important entre simulation et mesures. Postérieurement à la caractérisation expérimentale, des essais de rétro-simulation ont été effectués afin d'évaluer la sensibilité de l'antenne aux pertes métalliques. En effet, les pertes étant plus importantes que ce qui était attendu, il a été décidé de les attribuer aux pertes métalliques sans impacter les pertes diélectriques. La Figure 2.60 présente la comparaison entre le gain simulé et les gains mesurés en fonction de la finition. La valeur de conductivité, $\sigma = 2.10^7 S.m^{-1}$, semble appropriée et sera utilisée pour les modélisations futures (chapitre suivant).

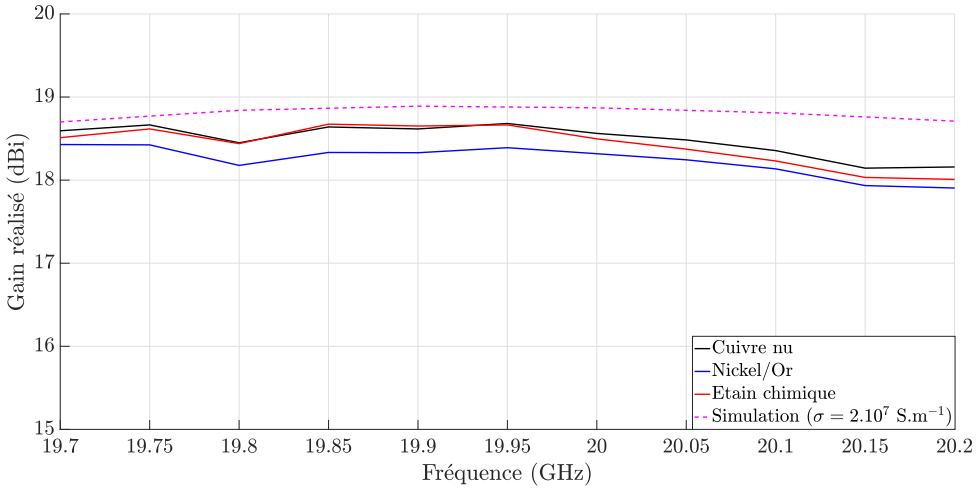


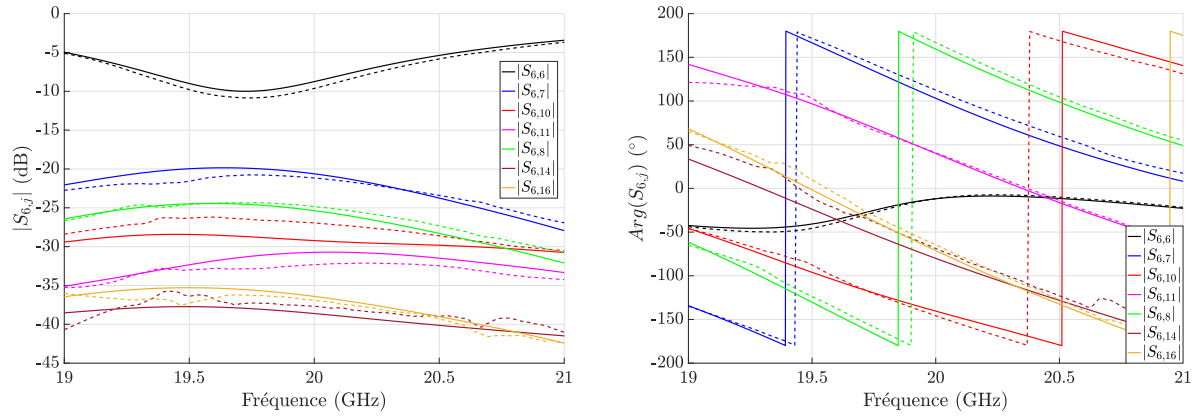
Figure 2.60 – Comparaison des gains mesurés et simulés

Enfin, on observe quelques différences entre le différentes finitions. Le réseau « Cuivre nu » (sans finition), est, comme prévu, celui qui présente le moins de pertes. Le réseau présentant le plus de pertes est le « Nickel/Or ». Ceci s'explique par le fait que la proportion d'Or est faible par rapport à celle de Nickel, qui est un moins bon conducteur. La finition Étain chimique présente quant à elle un bon compromis, puisque, bien que le Cuivre nu soit plus performant, l'absence de finition ne permet pas d'éviter l'oxydation.

2.6 Validation de la méthode de simulation des grands réseaux

2.6.1 Réseau 4x4

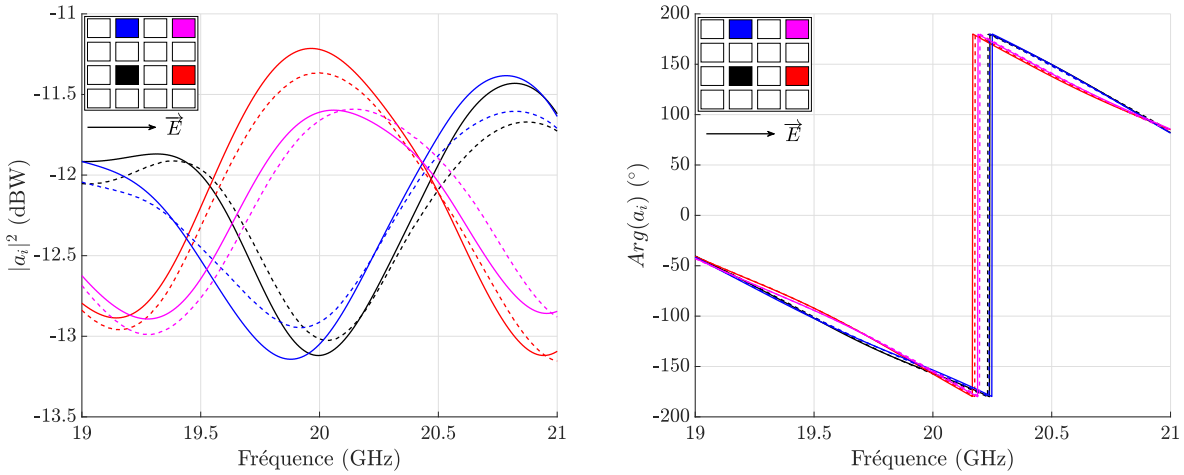
Les sections 2.3 à 2.5 nous ont permis de présenter la réalisation d'un petit réseau d'antennes, allant de la conception de la cellule élémentaire à la caractérisation expérimentale. Cette caractérisation a permis de valider les simulations *full-wave*, le raccordement de matrices utilisé pour la simulation globale et enfin, la technologie utilisée. Cette partie s'attache à valider la méthode d'extraction de matrices [S] présentée dans la section 2.2.4. La matrice [S] du panneau rayonnant développé est extraite avec la méthode de simulation des grands réseaux et les paramètres [S] résultants de la reconstruction sont comparés aux paramètres issus du calcul *full-wave* présenté précédemment (Figure 2.61). On note une très bonne adéquation des résultats sur toute la bande de fréquence, et ce quelque soit le niveau de couplage.



(a) Modules **(b)** Phases

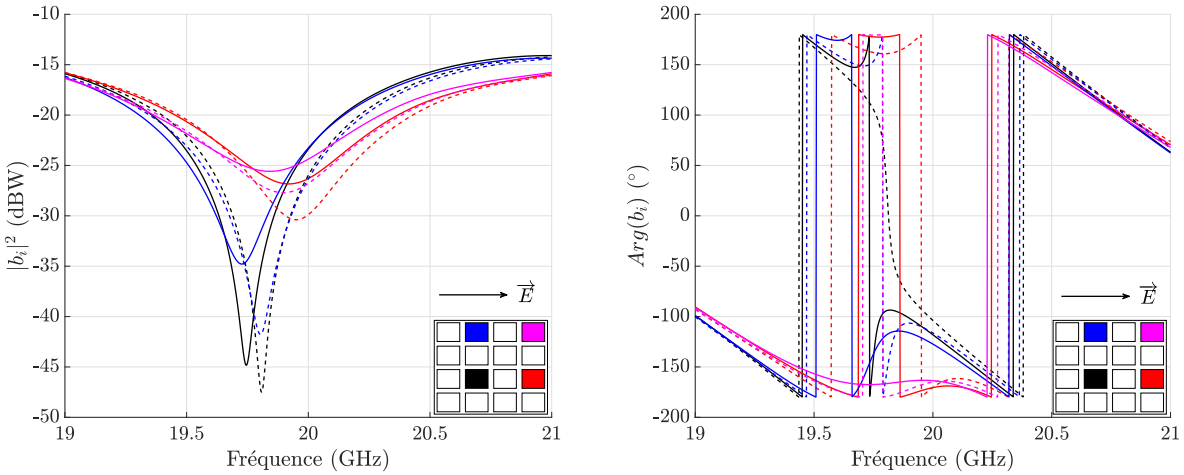
Figure 2.61 – Comparaison des paramètres [S] du panneau 4x4
Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit
Voir Figure 2.28a pour la numérotation des ports

La comparaison peut aussi s'effectuer sur les puissances injectées et réfléchies à l'interface du circuit et du panneau lorsque l'on raccorde les deux matrices. Dans ce cas, la matrice du circuit est toujours la même, seule la matrice du panneau change. On observe la comparaison des puissances injectées et réfléchies sur les Figures 2.62 et 2.63. Ici encore, la comparaison est très bonne sur les puissances et les phases. On note une différence de niveau sur les puissances réfléchies qui s'explique par le fait que la méthode de reconstruction considère la cellule dans un environnement périodique infini. Cependant, ces différences interviennent sur des niveaux très bas.



(a) Puissances **(b)** Phases

Figure 2.62 – Comparaison des puissances injectées dans les ports du panneau 4x4 pour 1 W incident
Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit



(a) Puissances **(b)** Phases

Figure 2.63 – Comparaison des puissances réfléchies des ports du panneau 4x4 pour 1 W incident
Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit

Enfin, les Figures 2.64 et 2.65 présentent la comparaison entre la mesure et les deux modèles de simulation sur le coefficient de réflexion et le diagramme de rayonnement du réseau 4x4. Dans le cas du rayonnement reconstruit, seules les pondérations sont issues du modèle d'extraction, les diagrammes élémentaires étant issus de la simulation *full-wave*. On note une bonne adéquation entre les résultats *full-wave*, reconstruit et mesuré.

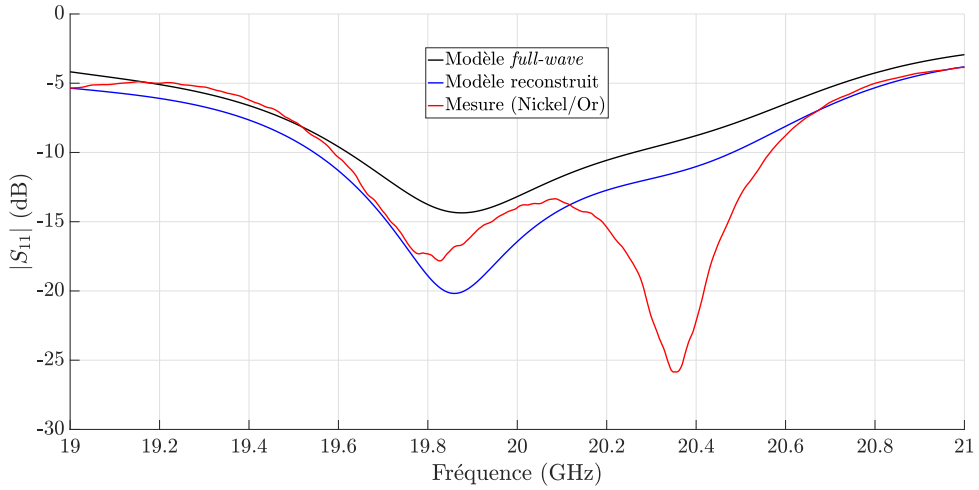
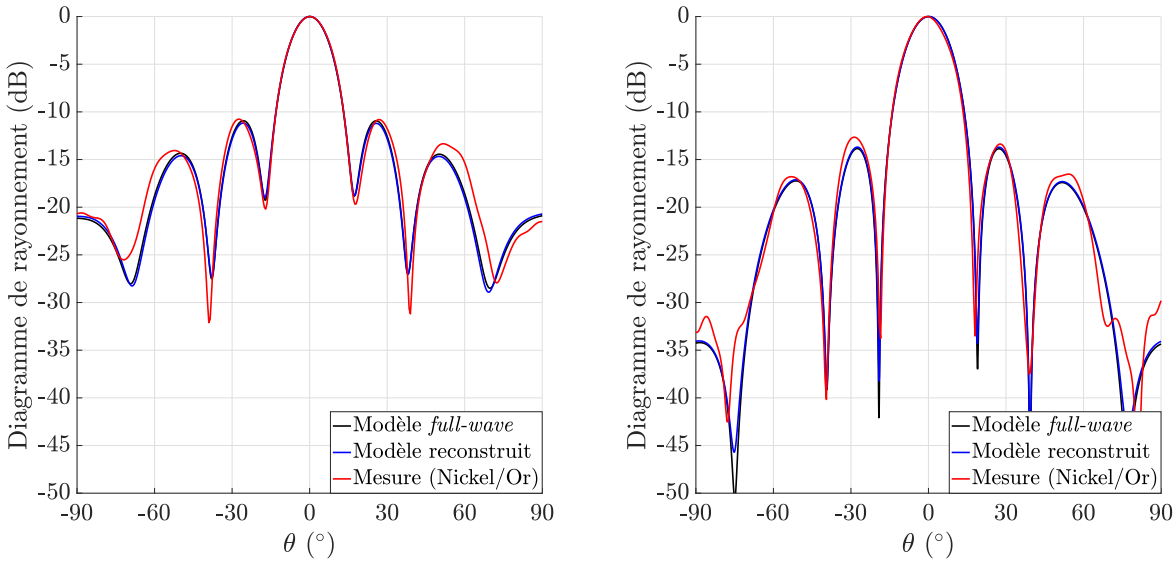


Figure 2.64 – Comparaison des coefficients de réflexion à l'entrée du réseau 4x4



(a) Plan E ($\phi = 0$ °) **(b)** Plan H ($\phi = 90$ °)

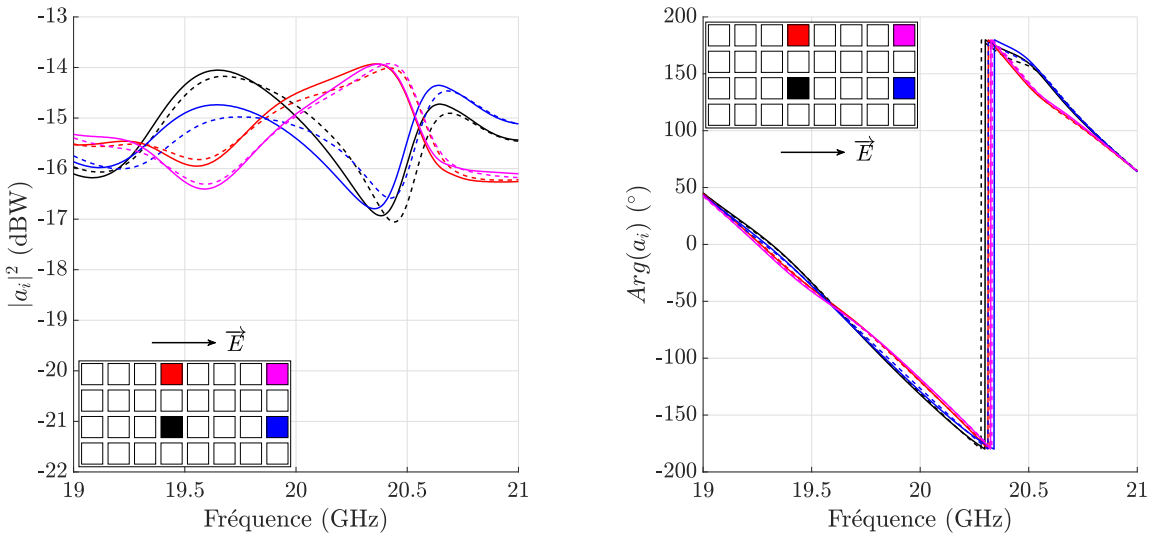
Figure 2.65 – Comparaison des diagrammes mesurés et simulés (modèles *full-wave* et reconstruit) à 20 GHz

2.6.2 Réseau 8x4

Dans le but d'éprouver la méthode de reconstruction, un panneau de 8x4 éléments a été simulé afin de comparer les résultats avec ceux d'une matrice reconstruite du même nombre d'éléments. Deux cas ont été étudiés : le premier cas concerne le raccordement d'un circuit de distribution et du panneau 8x4 pour un pointage axial, tandis que dans le second cas, des déphaseurs idéaux (blocs *Touchstones*) sont insérés entre le circuit et le panneau afin de simuler un dépointage du faisceau.

2.6.2.1 Pointage axial

Les Figures 2.66 et 2.67 représentent les puissances injectées et réflechies à l'interface des matrices du circuit et du panneau de 8x4 éléments. Ici encore, on note une très bonne adéquation entre les résultats *full-wave* et les résultats issus de la méthodologie développée par XLIM.



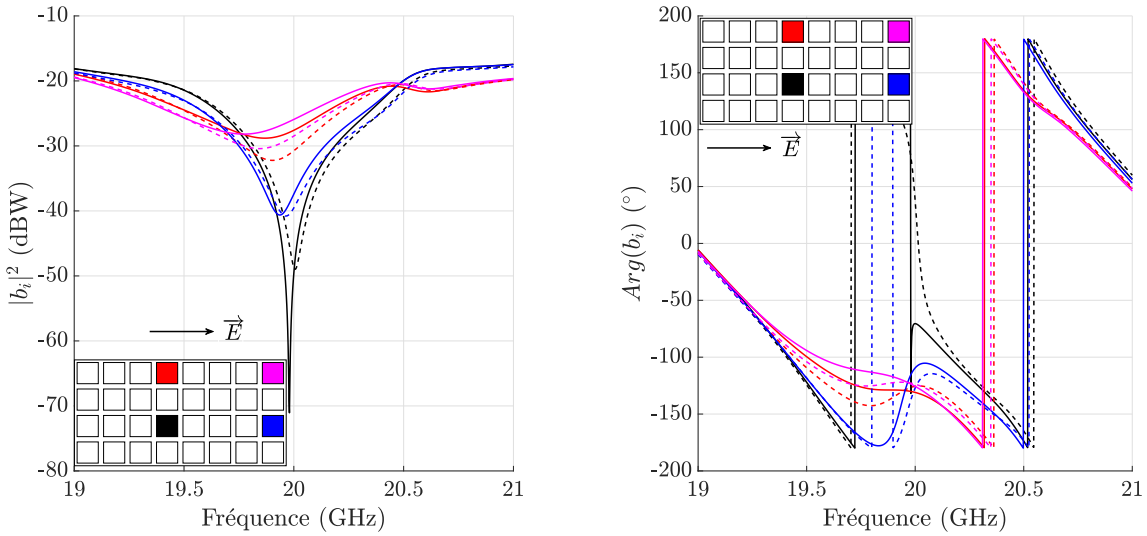
(a) Puissances **(b)** Phases

Figure 2.66 – Comparaison des puissances injectées dans les ports du panneau 8x4 pour 1 W incident - Pointage : $\theta_0 = 0°$
Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit

2.6.2.2 Dépointage de 20°

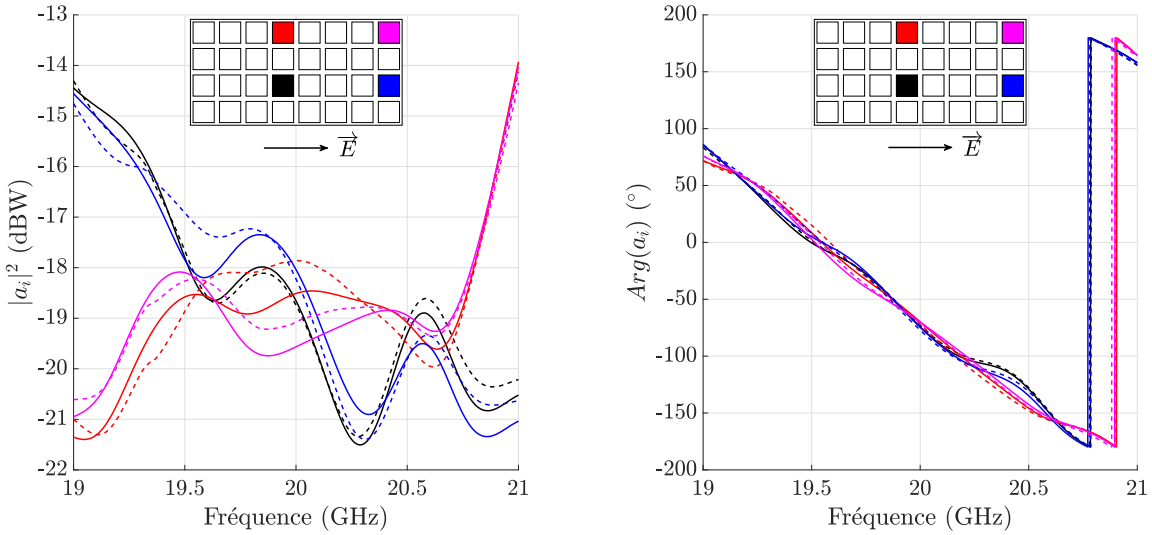
Dans le cas du dépointage, on note encore une très bonne concordance entre les deux modèles, comme on peut le voir sur les Figures 2.68 et 2.69. La concordance des modèles est donc valide indépendamment des interactions entre le circuit et le panneau.

Enfin, la Figure 2.70 présente la comparaison des coefficients de réflexion des différentes configurations étudiées précédemment. Les résultats du modèle développé concordent parfaitement avec les résultats des simulations *full-wave* dans les deux cas de pointage. De manière générale, tous les cas présentés ont démontré une bonne adéquation entre les modèles, quelque soit la taille du panneau et la position de l'élément dans le réseau (centre, bord, coin).



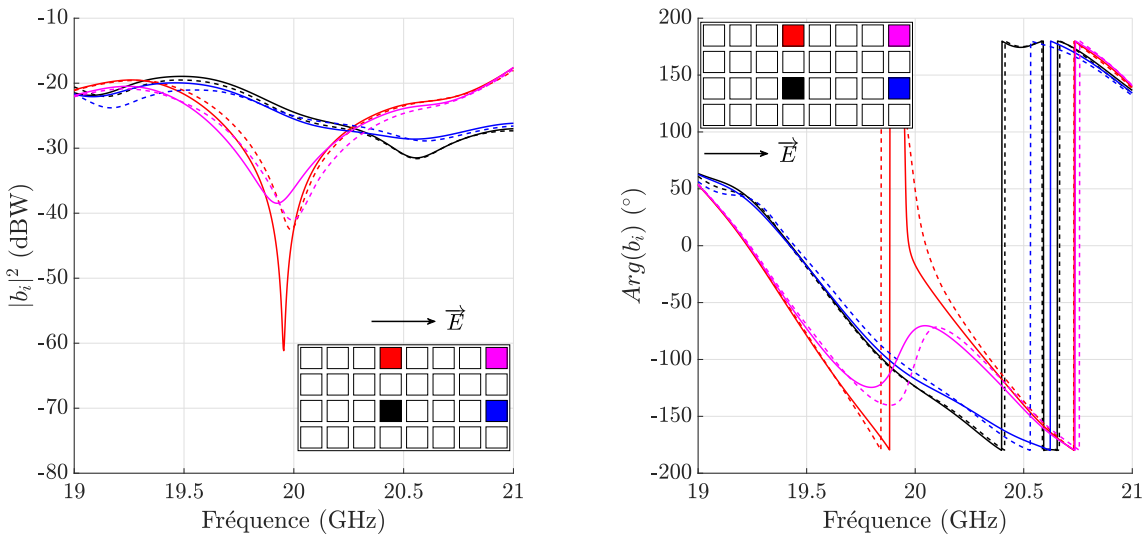
(a) Puissances **(b)** Phases

Figure 2.67 – Comparaison des puissances réfléchies des ports du panneau 8x4 pour 1 W incident - Pointage : $\theta_0 = 0°$
Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit



(a) Puissances **(b)** Phases

Figure 2.68 – Comparaison des puissances injectées dans les ports du panneau 8x4 pour 1 W incident et un dépointage théorique de 20°
Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit



(a) Puissances **(b)** Phases

Figure 2.69 – Comparaison des puissances réfléchies des ports du panneau 8x4 pour 1 W incident et un dépointage théorique de 20°
Trait plein : Modèle *full-wave*, Tiret : Modèle reconstruit

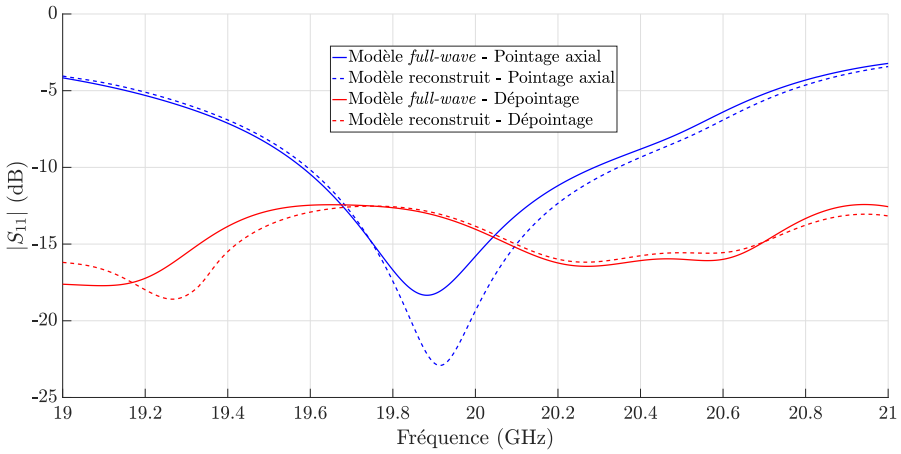


Figure 2.70 – Comparaison des coefficients de réflexion à l'entrée du réseau 8x4

2.7 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons, dans un premier temps, évoqué le fait que la connaissance de la matrice [S] des panneaux rayonnants est indispensable à la conception et à l'optimisation de chaînes d'émission et de réception.

Il a ensuite été question de la nécessité d'obtenir une certaine finesse de modélisation à travers la conception d'un petit réseau d'antennes. Nous avons ainsi pu calibrer ces conceptions pour que les moteurs *full-wave* puissent y faire face.

Une étape de validation expérimentale a ensuite permis de valider les conceptions mises en œuvre, l'interfaçage entre les matrices [S] du panneau et du circuit d'alimentation, mais également les technologies employées pour réaliser ce réseau de 16 éléments.

Suite à cette validation expérimentale, la prise en main d'une méthode d'extraction de matrices [S] de grands panneaux rayonnants nous a permis de démontrer la possibilité, à partir de résultats issus de simulations de type « réseau infini », d'aboutir à la modélisation précise de panneaux rayonnants de petite et moyenne taille. En effet, la confrontation des résultats issus de cette méthode avec les résultats *full-wave* a montré une excellente adéquation. Les validations se sont également étendues à un réseau 8x4 à partir duquel deux cas de pointage ont été étudiés. Cette méthode a donc pu être validée sur des véhicules de test numériques et expérimentaux. Les embryons de méthodes en cours de mise en œuvre ne permettaient pas encore de pouvoir conclure sur les précisions adressées par les modèles numériques développés. Ces véhicules de test étaient donc nécessaires pour mesurer les limites de ces modèles.

La méthode validée étant, par son fonctionnement, plus adaptée à la modélisation de grands panneaux rayonnants, il ne fait désormais aucun doute sur le fait que la modélisation d'un réseau de 1024 éléments, dont fait l'objet le chapitre suivant, aboutira à une représentation fidèle du comportement du réseau.

Bibliographie

[1] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 14, no. 3, pp. 302–307, May 1966.

[2] T. Weiland, "A discretization method for the solution of maxwell's equations for six-component fields," *International Journal of Electronics and Communications*, vol. 31, pp. 116–120, 1977.

[3] W. C. Gibson, *The method of moments in electromagnetics*. Chapman & Hall/CRC, 2008.

[4] M. N. O. Sadiku, "A simple introduction to finite element analysis of electromagnetic problems," *IEEE Transactions on Education*, vol. 32, no. 2, pp. 85–93, May 1989.

[5] *Computer Simulation Technology*, Site web. [Online]. Available : https://www.cst.com/

[6] *CST Microwave Studio*, HF Design and analysis - Advanced Topics, 2002.

[7] *CST Studio Suite*, GPU Computing. [Online]. Available : https://www.cst.com/-/media/cst/products/hpc/cst-gpu-flyer.ashx?la=en

[8] B. A. Munk, *Finite antenna arrays and FSS*. John Wiley & Sons, 2003.

[9] A. K. Bhattacharyya, *Phased array antennas : Floquet analysis, synthesis, BFNs, and active array systems*. John Wiley & Sons, 2006.

[10] A. Maati, C. Menudier, M. Thevenot, F. Torres, and T. Monediere, "Determination of the scattering matrix of large periodic antenna arrays," in *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, April 2016, pp. 1–3.

[11] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas for all applications*, 3rd ed. McGraw-Hill, 2003.

[12] R. J. Mailloux, *Phased array antenna handbook*, 2nd ed. Artech House, 2003.

[13] J. Allen, "On surface-wave coupling between elements of large arrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 13, no. 4, pp. 638–639, Jul 1965.

[14] A. Oueslati, "Nouveau concept simplifié d'antennes reconfigurables utilisant les couplages interéléments : Mise en œuvre d'un réseau hybride," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2015.

[15] B. Sanadgol, O. Litschke, and K. Solbach, "Method to predict scan blindness in printed planar phased arrays," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, March 2009, pp. 3105–3108.

[16] A. Maati, "Modélisation de grands réseaux périodiques d'antennes," Ph.D. dissertation, Université de Limoges, 2018.

[17] A. K. Bhattacharyya, "Accuracy of floquet model in predicting performances of finite arrays," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 19–22, 2014.

[18] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 39, no. 12, pp. 1770–1776, Dec 1991.

[19] D. M. Pozar, "Microstrip antennas," *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, no. 1, pp. 79–91, Jan 1992.

[20] *Rogers Corporation*, RT/duroid 5870/5880, Fiche Technique. [Online]. Available : http://rogerscorp.com/documents/606/acs/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf

[21] *Rogers Corporation*, Rogers 3001 Bonding Film, Fiche Technique. [Online]. Available : rogerscorp.com/documents/637/acs/3001-Bonding-Film-Properties-and-Laminating-Techniques.pdf

[22] *HUBER+SUHNER*, Coaxial Panel Connector 23_SMA-50-0-94/199_N, Fiche Technique. [Online]. Available : http://www.hubersuhner.com/Handlers/ProductDocumentHandler.ashx?id=3018973&df=DATASHEET&dld=False

[23] E. Arnaud, B. Jecko, M. Thevenot, and D. Belot, "Design, realisation and characterisation of a low cost compact antenna test range," in *11th International Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics [ANTEM 2005]*, June 2005, pp. 1–3.

[24] J. E. Hansen, *Spherical Near-field Antenna Measurements*, ser. Electromagnetic Waves. Institution of Engineering and Technology, 1988.

Chapitre 3

Modélisation et caractérisation d'une antenne réseau grand gain

Sommaire

3.1 Introduction **145**
3.2 Modélisation du panneau rayonnant **146**
3.3 Modélisation du circuit de distribution **154**
3.4 Modélisation globale **156**
3.5 Caractérisation expérimentale **162**
3.6 Conclusion **167**
Bibliographie **168**

3.1 Introduction

Le chapitre précédent nous a permis de présenter et de valider une méthode d'extraction de matrices de couplage de grands panneaux rayonnants développée au laboratoire XLIM. Le chapitre 2 aboutit donc à une validation de la méthode, effectuée par comparaison à des simulations *full-wave* sur deux réseaux de petite et de moyenne taille. Bien que la méthode développée ne prenne en compte que partiellement les effets de bords, elle se montre toutefois très efficace, même dans les cas des petits réseaux développés. Ces premiers résultats permettent donc de prévoir une très bonne précision dans le cas de réseaux de plus grande dimension.

L'objectif de ce chapitre est d'obtenir une modélisation rigoureuse d'un grand réseau d'antennes de 1024 éléments. Le nombre d'éléments est respectivement de 64 et 16 dans les plans H et E. Cette contrainte est imposée par la société Zodiac Data Systems qui souhaite également utiliser ce réseau pour des tests internes. Dans ce cas, en considérant la taille du problème électromagnétique mis en jeu, aucune simulation *full-wave* de la structure complète ne pourra être envisagée. Le seul moyen d'aborder une telle problématique est donc d'utiliser la méthode validée précédemment.

Dans un premier temps, quelques ajustements sont effectués sur la cellule développée dans le chapitre 2 afin de respecter certaines contraintes liées à la taille du réseau. Ensuite, la matrice [S] du panneau est extraite par la méthode de modélisation d'XLIM et des analyses sont menées sur ce panneau de taille finie.

Il convient alors d'aborder la question du rayonnement du réseau qui n'est pas traitée par la méthode de modélisation mise en œuvre par XLIM. Pour synthétiser le rayonnement du réseau, quelques diagrammes élémentaires sont alors prélevés sur un réseau de taille moyenne.

Ensuite, il sera question de l'extraction de la matrice [S] du circuit de distribution. Contrairement au cas du réseau 4x4, le circuit de distribution du réseau de 1024 éléments ne peut être simulé complètement. Ce circuit est alors construit grâce au raccordement de matrices [S] de briques élémentaires du circuit.

Une fois le panneau rayonnant et le circuit de distribution modélisés, la simulation de l'ensemble peut être réalisée et les analyses du comportement global du réseau sont présentées.

Enfin, pour valider la modélisation mise en place, le réseau est fabriqué et caractérisé expérimentalement. Les résultats de mesure en coefficient de réflexion, rayonnement et gain réalisé sont alors détaillés.

3.2 Modélisation du panneau rayonnant

3.2.1 Cellule élémentaire

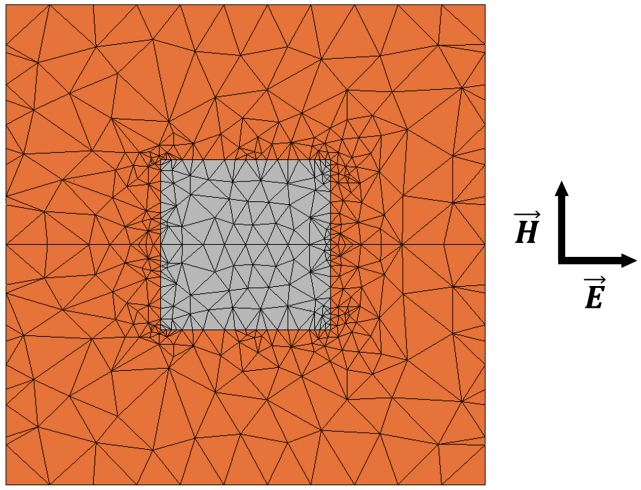
L'objectif de départ était de réaliser un réseau passif grand gain fonctionnant en polarisation linéaire entre 19.7 GHz et 20.2 GHz basé sur la cellule développée dans le chapitre 2. Cependant, après consultations de plusieurs fabricants de circuits imprimés, la taille du réseau considéré est trop importante, il apparaît donc que le réseau ne pourra pas être fabriqué en l'état. Afin de réduire la taille du réseau tout en gardant le même nombre d'éléments, le pas du réseau a du être réduit et les dimensions de la cellule ont du être ajustées pour faire face à cette modification. Une réduction du pas du réseau de 11.75 mm à 10.625 mm permet de réduire la taille à 680 mm x 170 mm. Cette réduction de la taille nous permet donc d'envisager une fabrication par la société CIRETEC dont les procédés ont pu être connus et validés lors la fabrication du réseau 4x4.

La cellule modifiée et son maillage sont présentés sur la Figure 3.1. L'expérience de fabrication du réseau de 16 éléments nous permet de prendre en compte les recharges de métallisation sur les plans de masse dès la phase de conception. Les nouvelles dimensions de la cellule sont présentées dans le Tableau 3.1. La dénomination des paramètres est visible sur la Figure 2.9. Les dimensions restant inchangées telles que les hauteurs de substrat ou la largeur de la ligne d'alimentation ne sont pas reportées dans ce tableau.

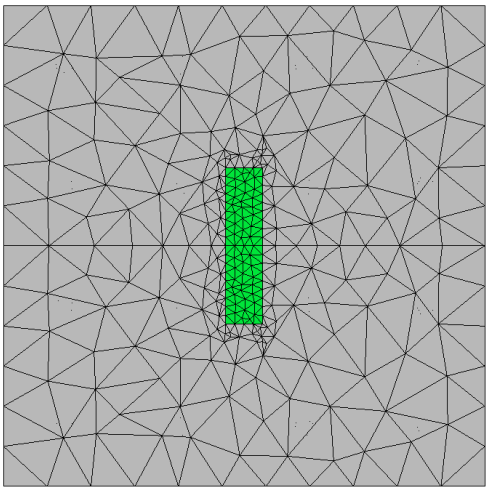
Paramètre	Dimension
Δ_x	10.625 mm
Lp	3.76 mm
Lf	3.45 mm
ef	0.807 mm
Ls	1.99 mm

Tableau 3.1 – Nouvelles dimensions de la cellule réduite

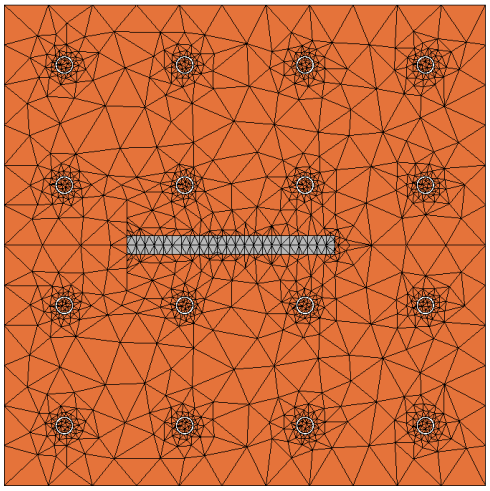
La Figure 3.2 présente le coefficient de réflexion actif de la cellule pour une incidence normale. On note une très bonne adaptation sur toute la bande de fréquence. Cependant, comme cela a été expliqué précédemment, ce résultat ne permet pas de résoudre le problème dans sa globalité. Ainsi, la partie suivante s'attache à l'analyse du comportement du panneau fini via l'extraction de la matrice [S] associée.



(a) Élément rayonnant



(b) Fente



(c) Ligne

Figure 3.1 – Convergence du maillage adaptatif de la cellule réduite

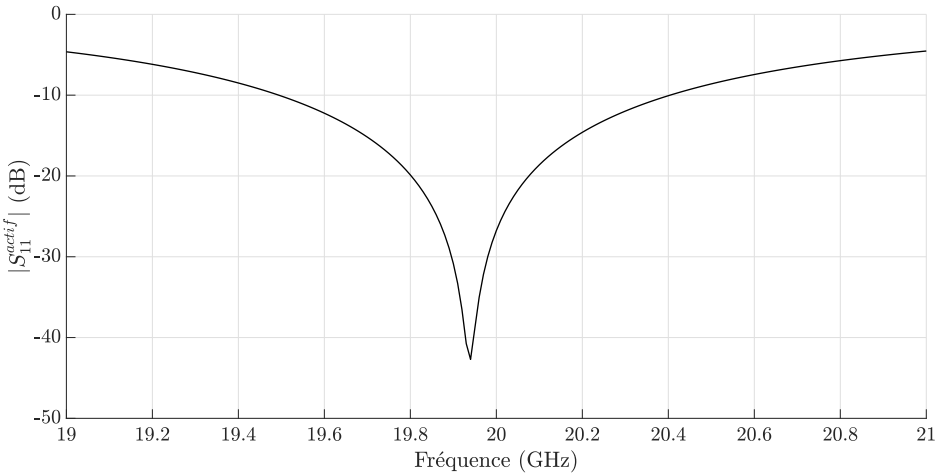
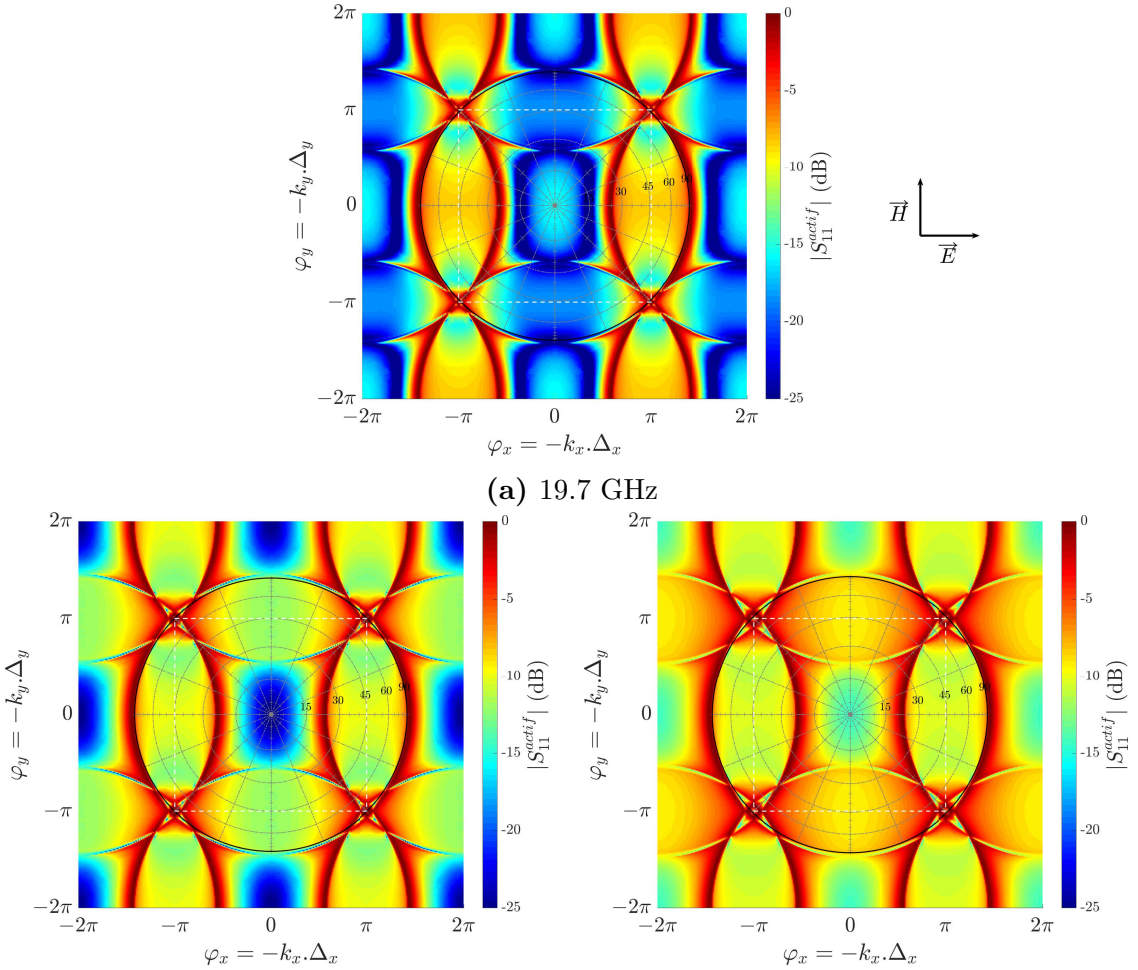


Figure 3.2 – Coefficient de réflexion actif de la cellule modifiée pour une incidence normale

3.2.2 Extraction de la matrice de couplage du panneau

La méthode d'extraction de matrices [S] présentée et validée lors du chapitre 2 est maintenant appliquée à la cellule dont le pas de réseau a été réduit. Une fois le balayage angulaire réalisé, on peut observer les diagrammes de cercles associés à la cellule infiniment périodique. La Figure 3.3 présente ces diagrammes de cercles à 19.7 GHz, 20 GHz et 20.2 GHz.



(a) 19.7 GHz

(b) 20 GHz

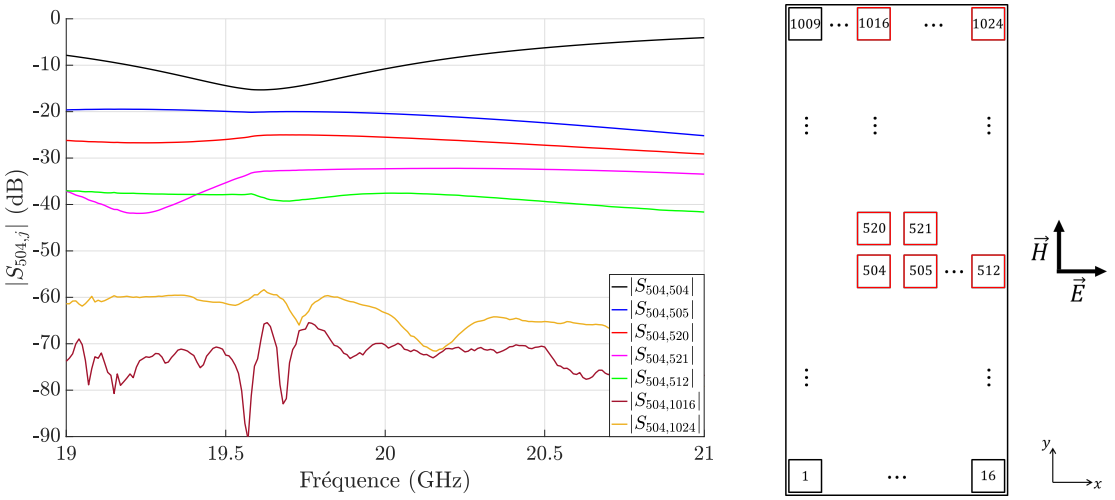
(c) 20.2 GHz

Figure 3.3 – Diagrammes de cercles de la cellule infiniment périodique en fonction de la fréquence - Les graduations représentent les angles d'élévation

Cette représentation permet, pour chaque fréquence, de visualiser le comportement du coefficient de réflexion actif en fonction du gradient de phase appliqué entre deux cellules. Il est alors facile d'identifier les directions pour lesquelles la cellule n'est plus adaptée. L'intersection entre deux cercles, solutions harmoniques, correspond à l'apparition d'un lobe de réseau dans le domaine visible. On note alors un coefficient de réflexion actif qui augmente fortement pour tendre vers l'unité dans le plan E ($k_y = 0$).

En revanche, dans le plan H ($k_x = 0$), l'intersection de deux cercles ne provoque pas une remontée si importante du coefficient de réflexion actif. Cela s'explique par le fait que, comme cela sera développé dans la section 3.2.3, l'énergie présente dans le diagramme environné de la cellule décroit beaucoup plus fortement dans le plan H que dans le plan E. Ainsi, l'onde de surface ou le lobe de réseau ne peuvent être excités dans le plan H. Dans le cas de la cellule développée, on observe donc une direction aveugle qui apparaît lorsque le faisceau est dépointé à $\theta_0 = 23°$ dans le plan E ($\varphi_x = 100°; \varphi_y = 0°$) pour une fréquence de 20 GHz (Figure 3.3b). La cellule considérée ici n'a pas pour objectif d'être utilisée dans un réseau actif et n'est donc pas optimisée pour fonctionner à des incidences importantes. Bien que le réseau aura à fonctionner en incidence normale ($\varphi_x = 0; \varphi_y = 0$), la totalité des incidences et des fréquences décrites par les diagrammes de cercles sont nécessaires à l'établissement de la matrice [S].

La procédure décrite dans le chapitre précédent peut alors être mise en œuvre pour extraire la matrice [S] du panneau de 1024 éléments. Quelques paramètres de couplages sont donnés sur la Figure 3.4. On note que, sur les éléments adjacents, les niveaux de couplage sont du même ordre que ceux du panneau 4x4 présentés dans le chapitre 2.



(a) Couplages **(b)** Numérotation des ports

Figure 3.4 – Couplages au sein du panneau et numérotation des ports associée

Les coefficients de réflexion actifs des 1024 éléments du panneau sont présentés sur la Figure 3.5. Ils sont calculés grâce à la matrice [S] du panneau et à l'équation 2.13, pour une excitation uniforme (équi-amplitude, équi-phase) idéale. À ce stade de l'étude, on note déjà des dispersions résultant du couplage entre les éléments du panneau. Ces dispersions sont aussi dues au fait que les éléments de bord ont moins de contributeurs à leurs alentours que les éléments centraux. Cette analyse souligne l'influence de la finitude du panneau sur les coefficients de réflexion actifs des éléments.

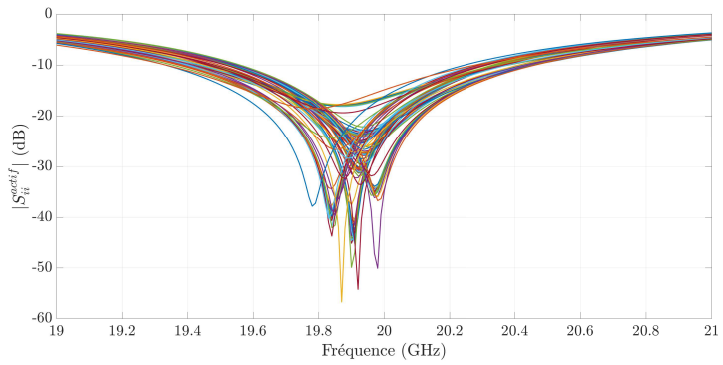


Figure 3.5 – Coefficients de réflexion actifs des 1024 éléments du panneau

Une autre manière de visualiser les coefficients de réflexion actifs du panneau est proposée sur la Figure 3.6. Cette représentation permet d'évaluer, à fréquence fixe, l'influence de la position de l'élément dans le panneau sur le S_{ii}^{actif}. On remarque en effet que les éléments situés sur la couronne extérieure du panneau sont moins bien adaptés que les autres éléments. Cependant, on note qu'à 20 GHz, tous les éléments ont un coefficient de réflexion actif inférieur à -15 dB.

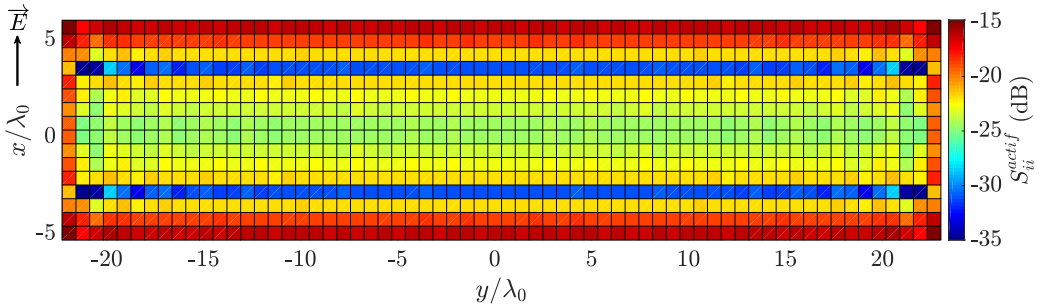
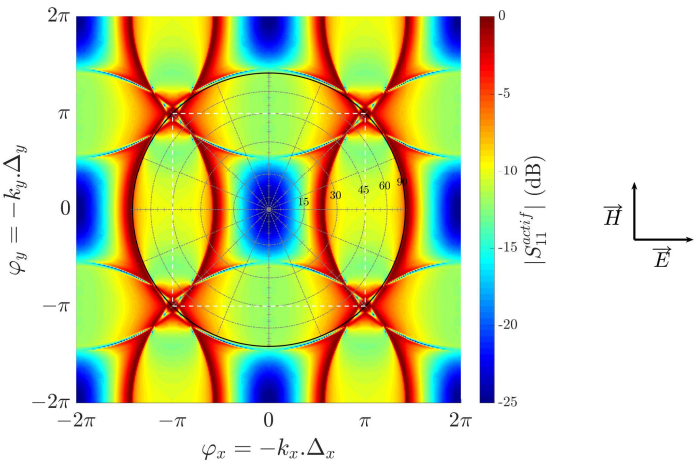
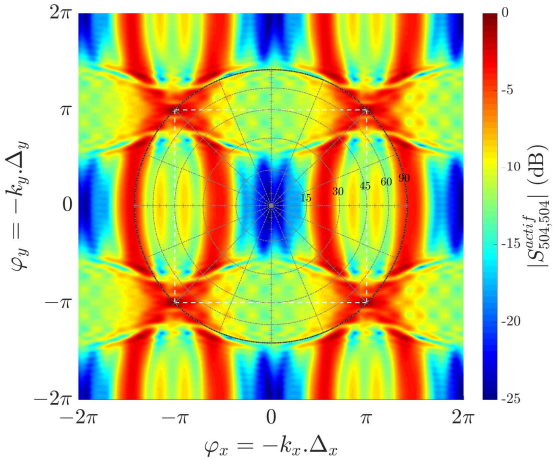


Figure 3.6 – Cartographie des coefficients de réflexion actifs sur le panneau à 20 GHz

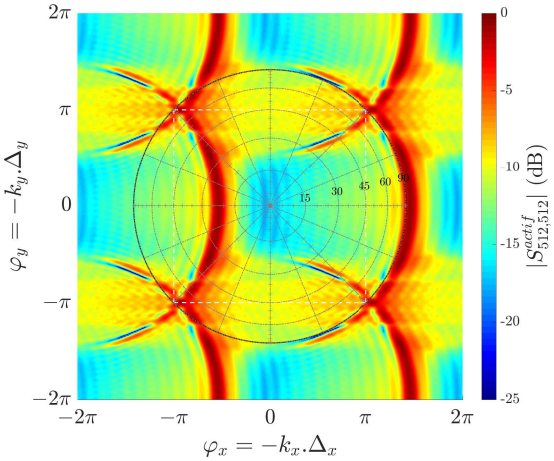
La Figure 3.7 propose une comparaison entre le diagramme de cercles de la cellule périodique et celui d'éléments de bord et au centre du panneau fini. Ces diagrammes sont calculés en appliquant les pondérations adéquates à chaque élément pour une fréquence de 20 GHz. On remarque que le diagramme de cercle de l'élément central ressemble sensiblement à celui de la cellule périodique, ce qui appuie l'utilisation d'une approche de type « réseau infini ». Ces propos se confirment à l'analyse de la Figure 3.8 où l'on remarque que le coefficient de réflexion actif (en incidence normale) d'un élément central du panneau concorde avec celui de la cellule élémentaire. En revanche, le diagramme de l'élément en coin est fortement perturbé et ne présente plus qu'une direction aveugle dans le plan E (pour $\varphi_x < 0$, soit $\theta_0 > 0$). Ceci est dû au fait que cet élément n'est pas environné par d'autres éléments dont les contributions constructives pourraient former une direction aveugle en $\varphi_x > 0$.



(a) Cellule infiniment périodique



(b) Élément central du panneau de 1024 éléments



(c) Élément en bord plan E du panneau de 1024 éléments

Figure 3.7 – Comparaison des diagrammes de cercles de la cellule périodique et d'éléments du panneau à 20 GHz - Les graduations représentent les angles d'élévation

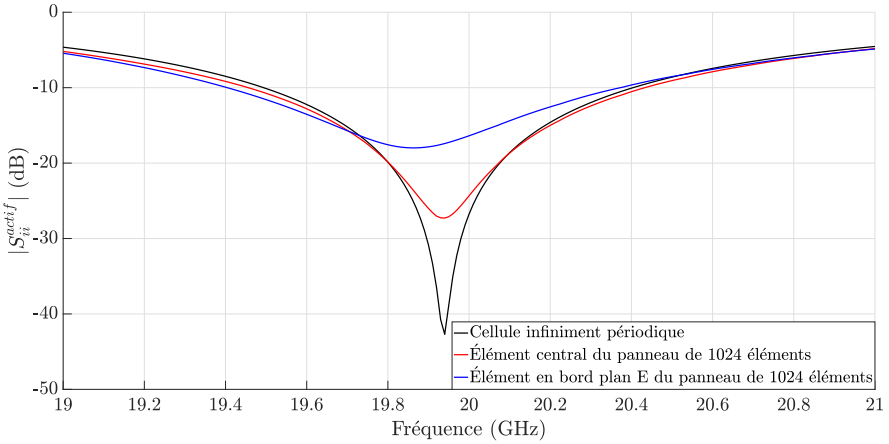


Figure 3.8 – Coefficients de réflexion actifs de la cellule périodique et d'éléments particuliers du panneau de 1024 éléments

L'influence des interactions entre ce panneau rayonnant et le circuit de distribution sera étudiée dans la section 3.4.

3.2.3 Extraction des diagrammes de rayonnement élémentaires

La méthode utilisée pour extraire la matrice [S] du panneau rayonnant ne permet pas d'aborder la problématique du rayonnement du réseau. Dans le cas des véhicules de test conçus au cours du chapitre 2, les calculs *full-wave* des panneaux rayonnants ont permis d'accéder à ces résultats. Comme cela a déjà été expliqué, aucun calcul *full-wave* de la structure complète ne pourra être réalisé sur ce grand réseau de 1024 éléments. Ainsi, pour estimer le rayonnement de ce réseau, neuf diagrammes unitaires, représentatifs des positions des éléments au centre, en bord d'arête et sur les coins, ont été prélevés sur un panneau rayonnant de taille finie.

Pour aborder cette problématique, le solveur transitoire de CST Microwave Studio est utilisé. Bien entendu, une démarche similaire à celle utilisée dans le chapitre précédent, consistant à rechercher un maillage fournissant une bonne convergence avec les résultats obtenus par le solveur fréquentiel, est préalablement effectuée. Les neuf diagrammes calculés sont présentés sur la Figure 3.9. Comme le représentent les flèches sur cette Figure, lors du calcul du diagramme total du réseau, les diagrammes de coins seront attribués aux éléments de coin, les diagrammes de bords à toute la couronne extérieure, hormis les coins et le diagramme central à tous les autres éléments. Pour des raisons mécaniques, le réseau possède des extensions de matière sur sa largeur (suivant Ox) qui sont alors prises en compte lors du calcul des diagrammes.

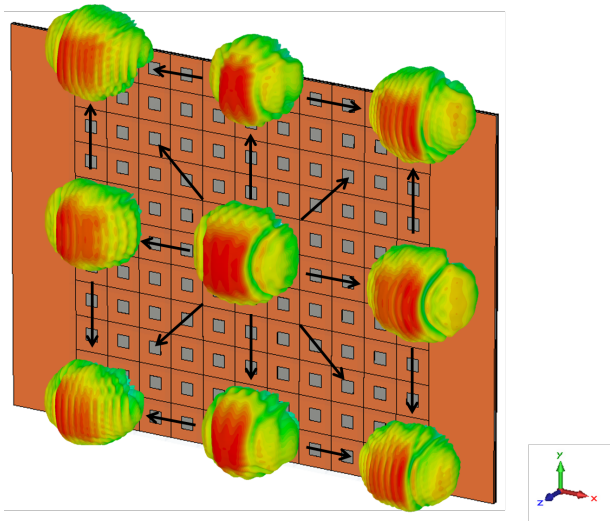
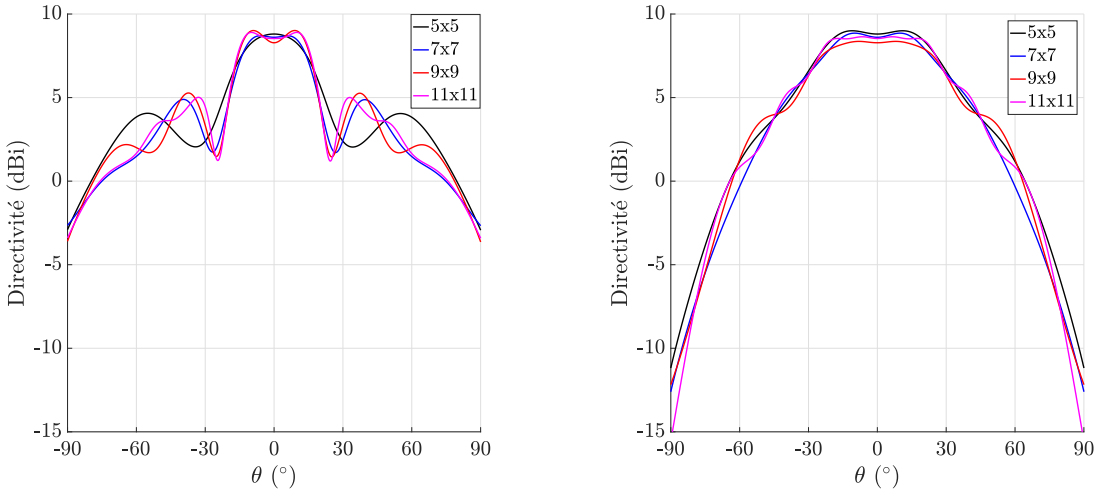


Figure 3.9 – Répartition des neufs diagrammes unitaires calculés sur un panneau 11x11

La Figure 3.10 présente l'évolution du diagramme de rayonnement de l'élément central d'un réseau fini en fonction du nombre d'éléments constituant le réseau, pour une fréquence de 20 GHz. On constate tout d'abord que le plan H est beaucoup moins ouvert que le plan E, ce qui explique que l'onde de surface ne peut pas être excitée, comme expliqué dans la section 3.2.2 (Figure 3.7). Dans le plan H, le nombre d'éléments influe peu sur le résultat. En revanche, pour ce qui est du plan E, on constate que le nombre d'éléments joue un rôle important sur l'évolution du diagramme. On remarque que la direction aveugle identifiée sur les diagrammes de cercles (Figure 3.3b) apparaît également sur le diagramme de rayonnement ([1], [2]). Plus le nombre d'éléments est important, plus le zéro de rayonnement correspondant à cette direction se creuse. Aussi, l'augmentation du nombre d'éléments influence la position de ce trou de rayonnement pour tendre vers la position calculée à partir du diagramme de cercle correspondant à une cellule infiniment périodique. Cependant, les calculs mis en œuvre dans cette étude sont conséquents et le choix du réseau de 121 éléments résulte d'un compromis entre la finesse de représentation et la résolution numérique auxquelles nous pouvons accéder.



(a) Plan E ($\phi = 0°$) **(b)** Plan H ($\phi = 90°$)

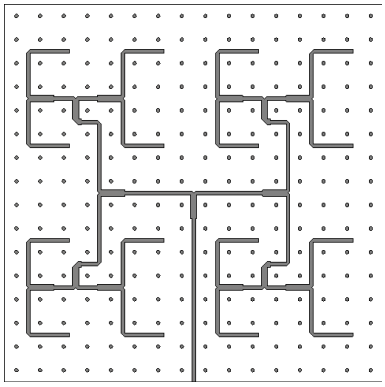
Figure 3.10 – Évolution du diagramme de rayonnement environné pris au centre d'un panneau en fonction du nombre d'éléments à 20 GHz

Bien que le panneau considéré ici soit de grande taille, on insiste sur le fait que seulement neuf ports de ce panneau sont calculés pour obtenir les diagrammes nécessaires à l'analyse menée. Le calcul de plus d'éléments (éléments entourant les coins, par exemple) pourrait aboutir à une meilleure approximation du rayonnement, cependant ceci serait au prix de lourds calculs. De plus, comme cela sera démontré dans la section 3.5, il s'avère que les neufs diagrammes considérés suffisent à estimer précisément le rayonnement total du réseau.

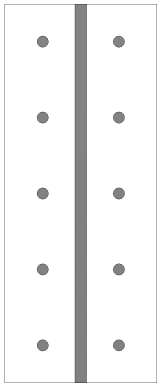
3.3 Modélisation du circuit de distribution

3.3.1 Méthode

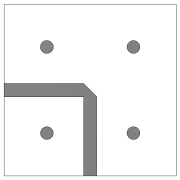
Comme pour le panneau rayonnant, la taille du réseau d'alimentation ne permet pas d'effectuer la simulation complète du circuit de distribution. Comme cela a été détaillé dans le chapitre 2, l'élément rayonnant est excité par une ligne *stripline* blindée par des vias. Ceci implique qu'il n'y a pas d'interaction autre que celle liée à la fente de couplage entre le circuit et le panneau rayonnant. La fente étant déjà incluse dans le modèle du panneau, la modélisation du circuit de distribution peut alors s'effectuer par le raccordement de matrices [S] de briques de base. En effet, de petites briques de bases peuvent être simulées en *full-wave* et être combinées via leur matrice [S] pour construire un réseau de plus grande dimension. La Figure 3.11 donne l'exemple de quelques unes de ces briques de base, simulées avec le solveur fréquentiel.



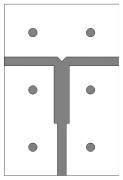
(a) Circuit 4x4



(b) Ligne



(c) Coin



(d) Diviseur de puissance

Figure 3.11 – Exemples de briques de base du circuit de distribution simulées en *full-wave*

Les calculs associés à cette reconstruction de matrice 1025x1025 sont cependant trop lourds pour pouvoir être gérés par CST DESIGN STUDIO. En effet, l'interface graphique associée à cet outil semble alourdir les calculs et CST DESIGN STUDIO montre une incapacité à aller au delà d'une matrice 256x256. Le chaînage des fichiers *Touchstone* est alors effectué grâce à MATLAB et à la RF Toolbox [3]. Un code est alors mis en place afin de reconstruire la matrice [S] du circuit de distribution à partir des matrices [S] des briques de base.

3.3.2 Résultats

On obtient alors une matrice [S] 3-D de taille 1025x1025x201 (201 points de fréquence). Le coefficient de réflexion du port commun du circuit est présenté sur la Figure 3.12. On note une bonne adaptation du circuit sur toute la bande de fréquence.

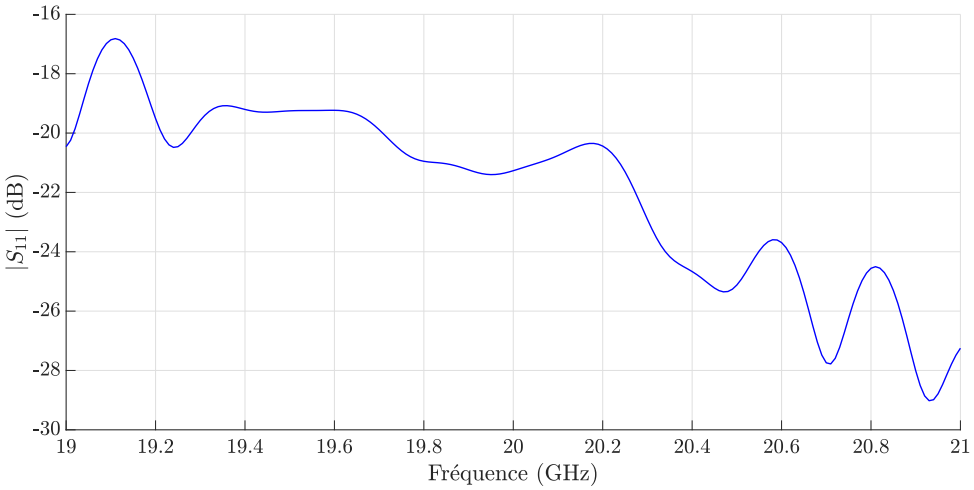
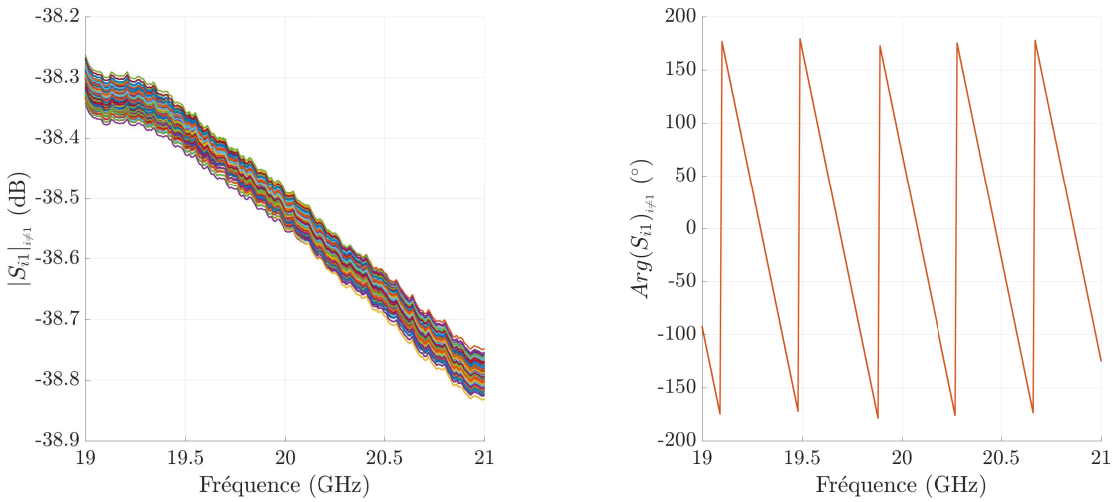


Figure 3.12 – Coefficient de réflexion du port commun du circuit de distribution

Les coefficients de transmission entre le port commun et les 1024 ports alimentant les éléments rayonnants sont représentés sur la Figure 3.13. On observe une dispersion d'amplitude inférieure à 0.1 dB tandis que la distribution de phase est uniforme. Cela montre que l'excitation est, comme désirée, équi-phase et équi-amplitude dans le cas de sorties adaptées à 50 Ω. De plus, on observe des pertes de 8.4 dB dans le circuit à 20 GHz. Ces pertes sont importantes mais réalistes si l'on considère la longueur électrique entre le port commun et les autres ports. Le Tableau 3.2 donne un aperçu de l'évolution du gain réalisé à 20 GHz en fonction de la taille du réseau dans notre configuration de circuit (pertes : 0.162 dB/cm). La directivité théorique est calculée à partir de l'aire physique du réseau et le gain est obtenu en y soustrayant les pertes dues à l'alimentation ; cela ne tient donc pas compte de l'efficacité de rayonnement. On constate alors que le fait de passer d'un réseau 32x16 à un réseau 64x16 n'est pas intéressant en terme de gain mais le but recherché était la modélisation d'un grand réseau avec un faisceau fin. Lorsque la recherche de performance sera l'objectif principal, des technologies telles que le *Substrate Integrated Waveguide* [4] ou le *Grooved Gap Waveguide* [5] pourraient être envisagées pour réduire les pertes du circuit de distribution.



(a) Amplitudes **(b)** Phases

Figure 3.13 – Coefficients de transmission entre le port commun et les autres ports du circuit lorsque le circuit est chargé sur 50 Ω

Nombre d'éléments	Pertes alimentation (dB)	Directivité (dBi)	Gain (dBi)
4x4	1	20	19
8x8	2	26.1	24.1
16x16	4.1	32.1	28
32x16	5.5	35.1	29.6
64x16	8.4	38.1	29.7

Tableau 3.2 – Évolution du gain à 20 GHz en fonction du nombre d'éléments

3.4 Modélisation globale

Tout comme dans le chapitre 2, une fois les matrices [S] du circuit de distribution et du panneau rayonnant extraites, la simulation de l'ensemble du réseau peut être réalisée. C'est encore avec MATLAB que le raccordement des deux matrices s'effectue pour obtenir les différents résultats de l'analyse du réseau complet (Figure 3.14).

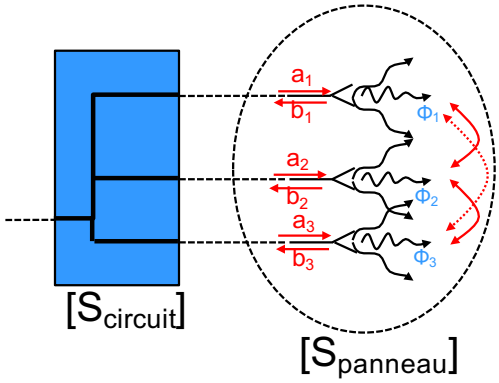


Figure 3.14 – Illustration du raccordement des matrices [S] du circuit et du panneau

3.4.1 Puissances injectées et réfléchies

Contrairement au cas du réseau 4x4 analysé via CST DESIGN STUDIO, le raccordement des matrices avec MATLAB ne permet pas d'insérer des sondes de courant/tension afin d'extraire les puissances injectées et réfléchies à l'interface du panneau. Ces puissances peuvent tout de même être calculées à partir des deux matrices. Soit $[S_{circuit}]$ la matrice [S] du circuit de distribution, en considérant l'élément *n+1* comme le port commun :

$$[S_{circuit}] = \begin{pmatrix} \begin{pmatrix} S_{1,1} & \cdots & S_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n,1} & \cdots & S_{n,n} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} S_{1,n+1} \\ \vdots \\ S_{n,n+1} \end{pmatrix} \\ \begin{matrix} S_{n+1,1} & \cdots \end{matrix} & S_{n+1,n+1} \end{pmatrix} \tag{3.1}$$

On identifie la sous-matrice, $[C]$, et le sous-vecteur, $[T]$, représentant les couplages entre les ports alimentant les éléments rayonnants et les coefficients de transmission entre le port commun et les autres ports, respectivement :

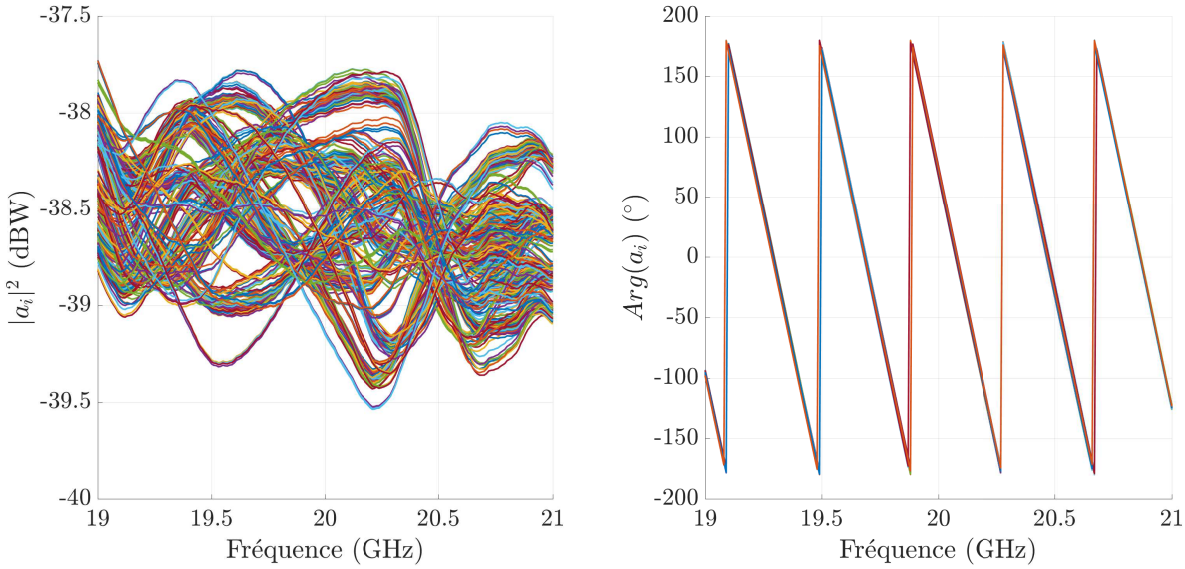
$$[S_{circuit}] = \begin{pmatrix} C & T \\ S_{n+1,1} \quad \cdots & S_{n+1,n+1} \end{pmatrix} \tag{3.2}$$

Les vecteurs des puissances injectées et réfléchies à l'ordre p peuvent alors être calculés de manière itérative :

$$[a_p] = [T] + C \times [b_{p-1}] \tag{3.3}$$

$$[b_p] = [S_{panneau}] \times [a_p] \tag{3.4}$$

La Figure 3.15 présente les puissances injectées dans les ports du panneau. On constate encore, dans le cas de ce réseau, une dispersion d'amplitude proche de 2 dB alors que les pondérations apportées par le circuit seul sont uniformes.

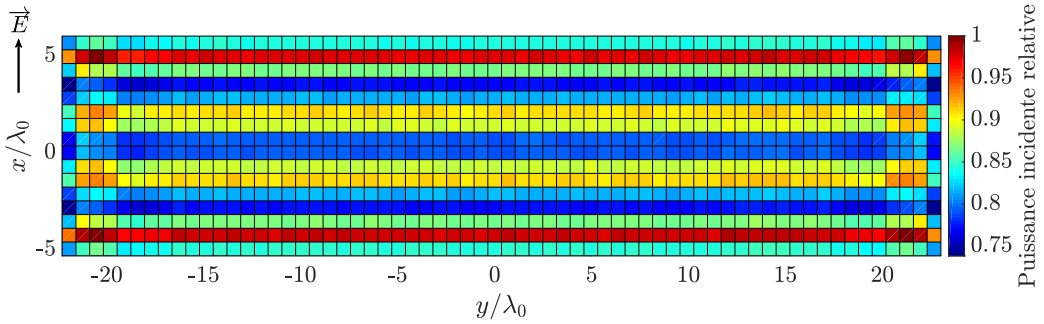


(a) Puissances **(b)** Phases

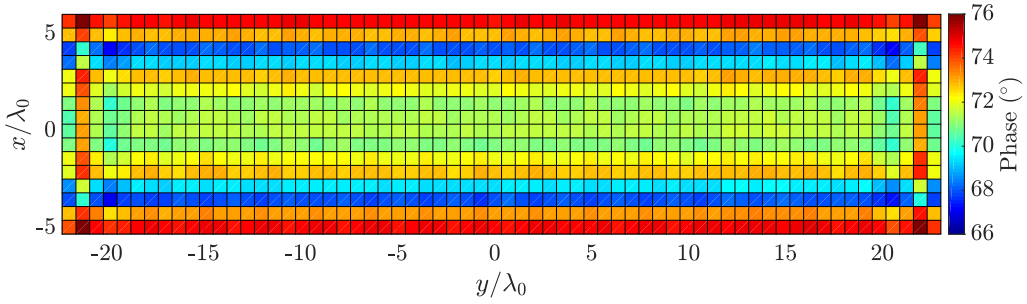
Figure 3.15 – Puissances injectées dans les ports du panneau 64x16 pour 1 W incident

Ces dispersions sur les pondérations rayonnées par les éléments du panneau sont dues aux couplages mutuels caractérisés par la matrice [S] du panneau. Elles sont représentées, à 20 GHz, en fonction de la position de l'élément dans le panneau sur la Figure 3.16. On remarque que les dispersions sont surtout présentes dans le plan E (suivant Ox), qui est le plan le plus sujet aux effets de bord (Figure 3.7).

Les puissances réfléchies des ports du panneau sont présentées sur la Figure 3.17. On note que, malgré les dispersions sur les pondérations, le comportement des éléments est similaire à celui de la cellule infiniment périodique.

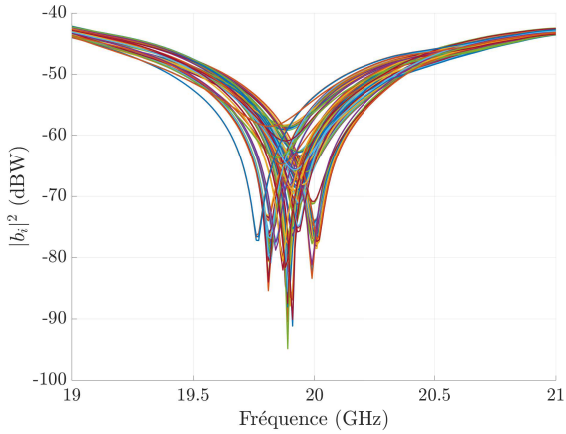


(a) Puissances relatives

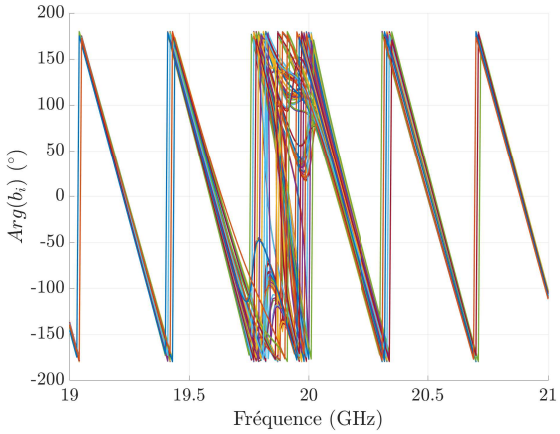


(b) Phases

Figure 3.16 – Cartographie des puissances injectées dans les ports du panneau à 20 GHz



(a) Puissances



(b) Phases

Figure 3.17 – Puissances réfléchies des ports du panneau 64x16 pour 1 W incident

3.4.2 Diagramme de rayonnement

Les pondérations rayonnées par les éléments ainsi que les diagrammes calculés dans la section 3.2.3 peuvent maintenant être intégrés dans le calcul du diagramme de rayonnement du réseau :

$$\overrightarrow{\Phi_{Tot}(\vec{k_0})} = \sum_{n=1}^{1024} a_n . \overrightarrow{\Phi_{elem}(\vec{k_0})} . \exp^{j.\vec{k_0}.\vec{s_n}} \tag{3.5}$$

La Figure 3.18 présente le diagramme de rayonnement en 3-D à 20 GHz. La directivité et le gain calculés à partir de ce diagramme sont de 37.9 dBi et 29.3 dBi, respectivement. Les pertes totales sont donc de 8.5 dB, qui sont dues en grande partie aux pertes par le circuit d'alimentation (8.4 dB). Ces propos confirment par ailleurs les hypothèses présentées dans le Tableau 3.2.

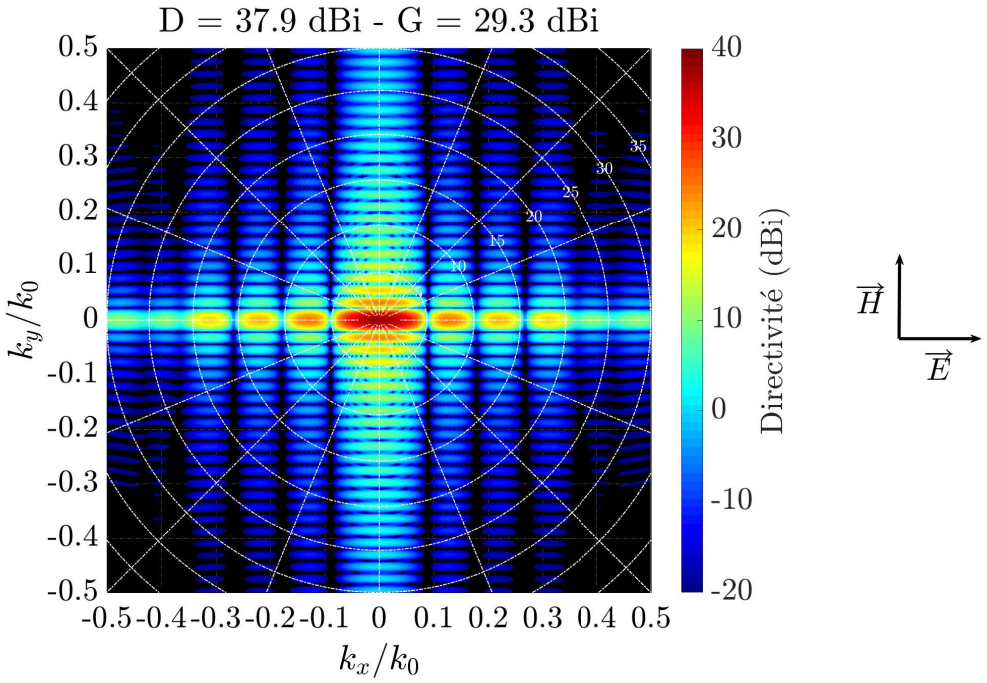
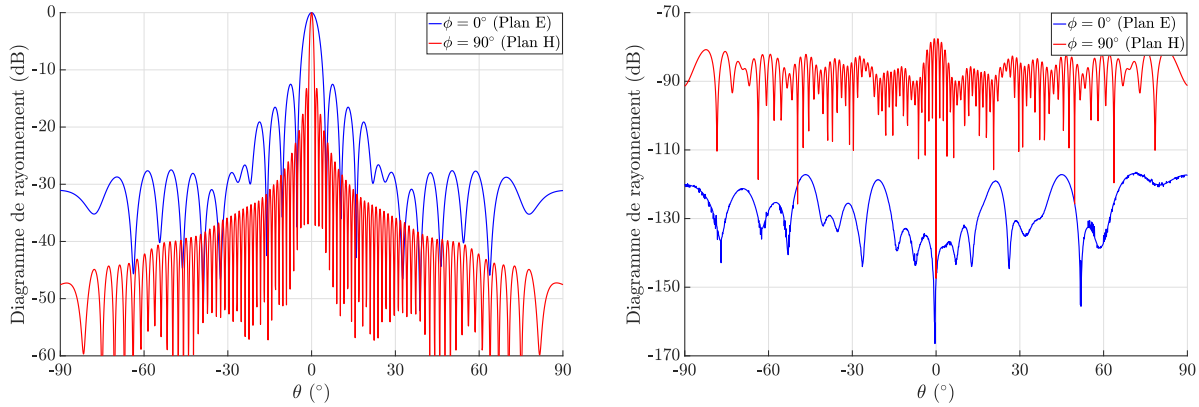


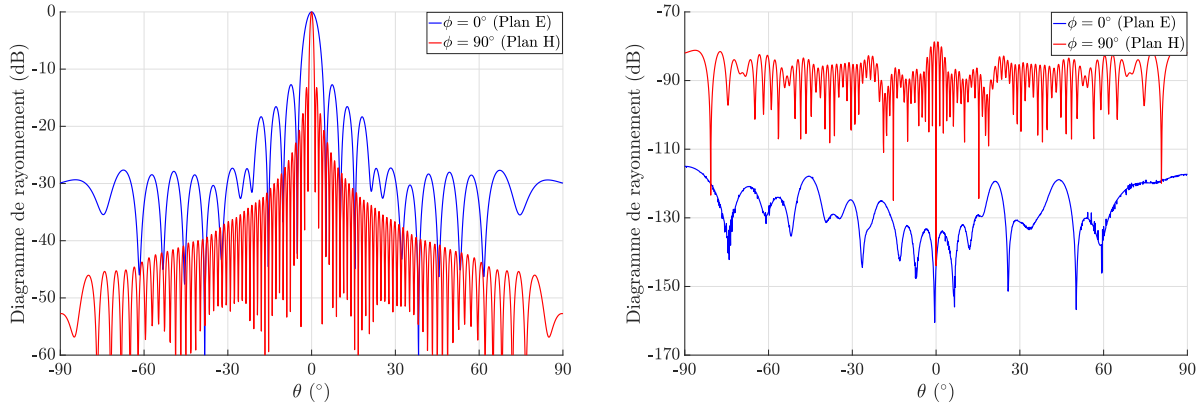
Figure 3.18 – Diagramme de rayonnement en 3-D du réseau de 1024 éléments à 20 GHz - Les graduations représentent les angles d'élévation

Les Figures 3.19 à 3.21 présentent les coupes des plans principaux du rayonnement du réseau à 19.7 GHz, 20 GHz et 20.2 GHz. On observe, dans le plan E, une décroissance atypique des lobes secondaires qui est due à la dispersion des pondérations rayonnées et au diagramme unitaire de la cellule. On note également l'effet de la direction aveugle du diagramme unitaire sur le quatrième lobe secondaire. Les ouvertures à mi-puissance sont de 4.6° et 1.2° dans les plans E et H, respectivement. Enfin, la polarisation croisée est très inférieure à la polarisation principale et, comme dans le cas du réseau 4x4, elle est inférieure dans le plan E. On remarque également que, dans les deux plans, elle est bien inférieure à la polarisation croisée du réseau 4x4.



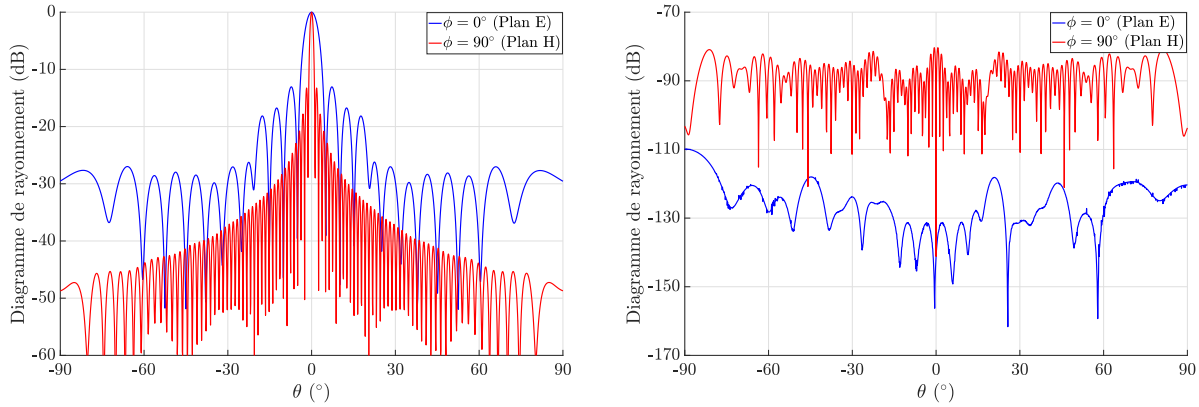
(a) Co-polarisation **(b)** Polarisation croisée

Figure 3.19 – Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 19.7 GHz



(a) Co-polarisation **(b)** Polarisation croisée

Figure 3.20 – Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 20 GHz



(a) Co-polarisation **(b)** Polarisation croisée

Figure 3.21 – Coupes des plans principaux du diagramme de rayonnement du réseau à 20.2 GHz

3.4.3 Coefficient de réflexion

Le raccordement des matrices permet aussi d'obtenir le coefficient de réflexion du réseau complet. On observe ce résultat sur la Figure 3.22. L'adaptation du réseau est très bonne sur toute la bande de fréquence.

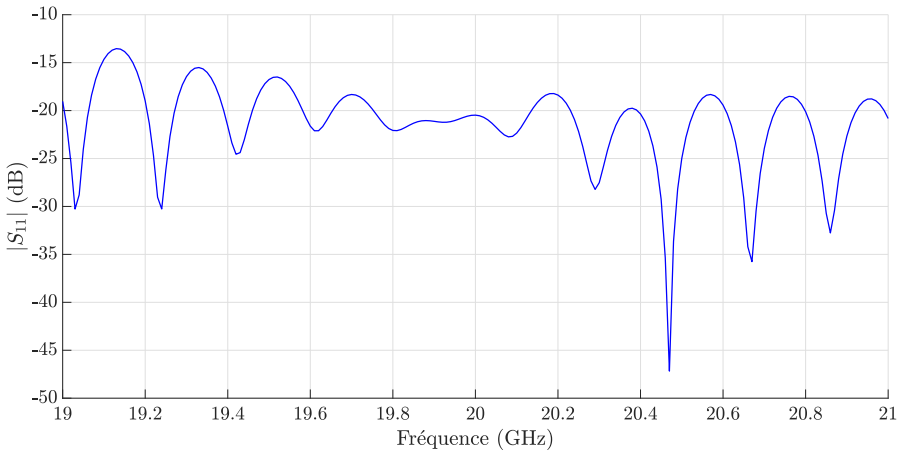


Figure 3.22 – Coefficient de réflexion simulé du réseau de 1024 éléments

3.5 Caractérisation expérimentale

3.5.1 Fabrication du réseau

Bien que le pas du réseau ait été réduit pour rendre l'antenne compatible avec les exigences de fabrication, cette dernière ne s'est pas faite sans difficulté. Une première version du réseau a en effet été fabriquée, donnant lieu à des résultats très éloignés de ceux qui étaient attendus, notamment sur le coefficient de réflexion et sur le niveau des lobes secondaires. Des rétro-simulations ont été effectuées afin d'évaluer si ces dispersions pouvaient être dues à la taille du réseau par rapport à la taille de la zone tranquille de la base d'XLIM. C'est finalement en dialoguant avec le fabricant que la source du problème a pu être identifiée : le procédé de fabrication impose une recharge de métallisation sur toute la couche des lignes du circuit de distribution. Cette recharge est due au fait que la transition de la connectique est effectuée via un trou métallisé. Cette sur-métallisation apporte alors des modifications d'impédance. Le problème est donc résolu en adaptant la transition pour n'utiliser qu'un trou non métallisé et ainsi éviter toute recharge inutile sur toute la couche des lignes. On note que le problème devait aussi être présent sur le réseau 4x4, mais la taille du réseau n'a pas permis d'identifier cette anomalie lors de la phase de caractérisation expérimentale.

3.5.2 Mesures

La version sans recharges sur la couche des lignes a donc été fabriquée et, comme expliqué dans le chapitre 2, la finition étain chimique a été choisie pour ses bonnes performances (Figure 3.23).

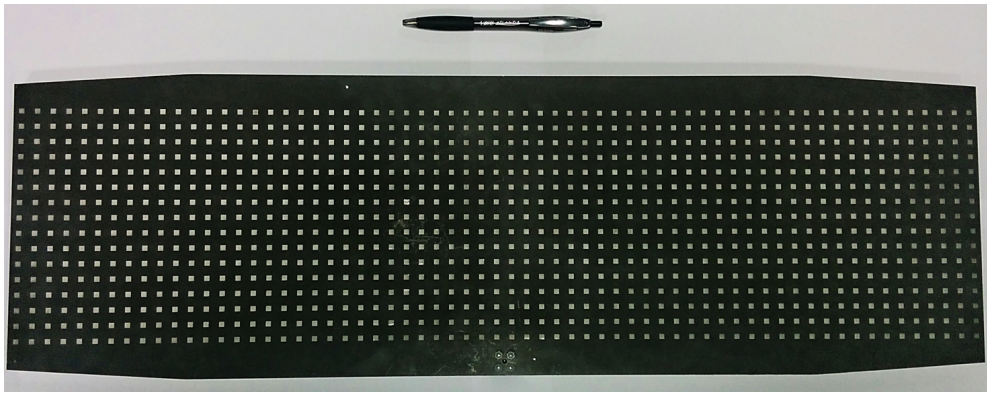


Figure 3.23 – Réseau de 1024 éléments fabriqué - Finition étain chimique

3.5.2.1 Coefficient de réflexion

La comparaison du coefficient de réflexion mesuré et simulé est présentée sur la Figure 3.24. On trouve une très bonne adéquation entre les deux résultats et le coefficient de réflexion est inférieur à -15 dB sur toute la bande de fréquence.

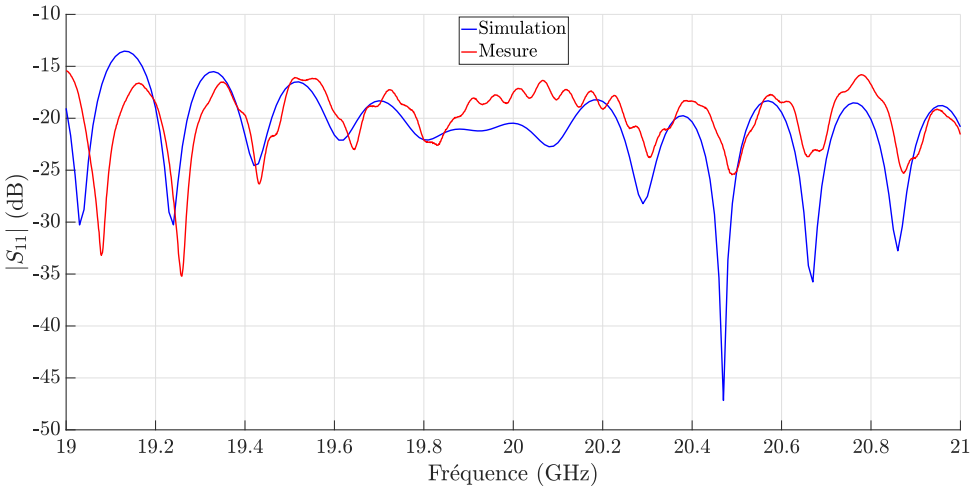


Figure 3.24 – Coefficient de réflexion du réseau de 1024 éléments

3.5.2.2 Gain réalisé

La comparaison des gains simulé et mesuré est donnée sur la Figure 3.25. Là encore, la concordance entre les deux résultats est très bonne, sachant que l'incertitude de mesure est de 0.5 dB. On obtient donc, en mesure, un gain de 29.2 dBi à 20 GHz. Ceci confirme les pertes prédites dans les sections précédentes.

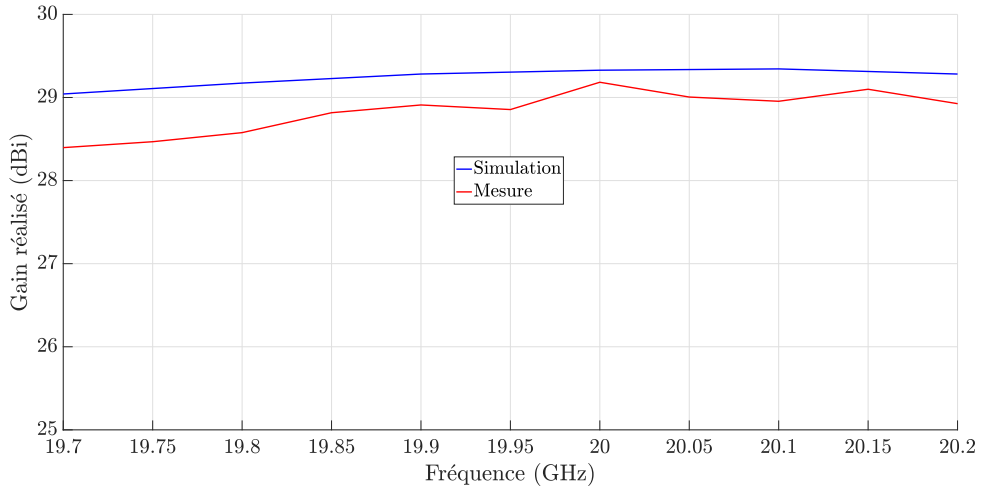


Figure 3.25 – Gain réalisé par le réseau de 1024 éléments en fonction de la fréquence

3.5.2.3 Diagramme de rayonnement

Les Figures 3.26 et 3.27 présentent la comparaison des diagrammes de rayonnement à 20 GHz. Le diagramme mesuré est en excellente adéquation avec le diagramme simulé, à la fois sur le lobe principal et sur les niveaux et positions des lobes secondaires et des zéros de rayonnement.

Le niveau de la polarisation croisée simulée est tellement faible qu'il est difficile de la comparer avec la mesure. Il suffit en effet d'un léger défaut d'alignement ou de l'influence du support mécanique de l'antenne pour faire remonter cette polarisation croisée.

On retrouve également sur la mesure la décroissance atypique des lobes secondaires dans le plan E ainsi que l'effet de la direction aveugle sur le quatrième lobe secondaire. De façon à apprécier l'influence des diagrammes unitaires des bords du panneau et des pondérations rayonnées par les éléments, les Figures 3.28 à 3.30 présentent la comparaison du rayonnement du réseau lorsque ces diagrammes ne sont pas considérés (seul le diagramme central est alors utilisé) et que les pondérations sont uniformes. On observe alors que lorsque l'on ne tient pas compte des dispersions des pondérations et des diagrammes de bords, la simulation se révèle moins précise. Ce résultat justifie donc la démarche employée pour obtenir une modélisation fidèle de ce grand réseau d'antennes.

Il convient aussi de noter que dans le cas de ce grand réseau, les mesures de rayonnement effectuées dans la base compacte d'XLIM se sont montrées beaucoup plus précises que celles réalisées dans la base champ proche de Zodiac Data Systems. Ceci s'explique par le fait que la mesure en champ proche nécessite une transformée de Fourier spatiale tandis que dans le cas de la base compacte, le diagramme en champ lointain est directement mesuré.

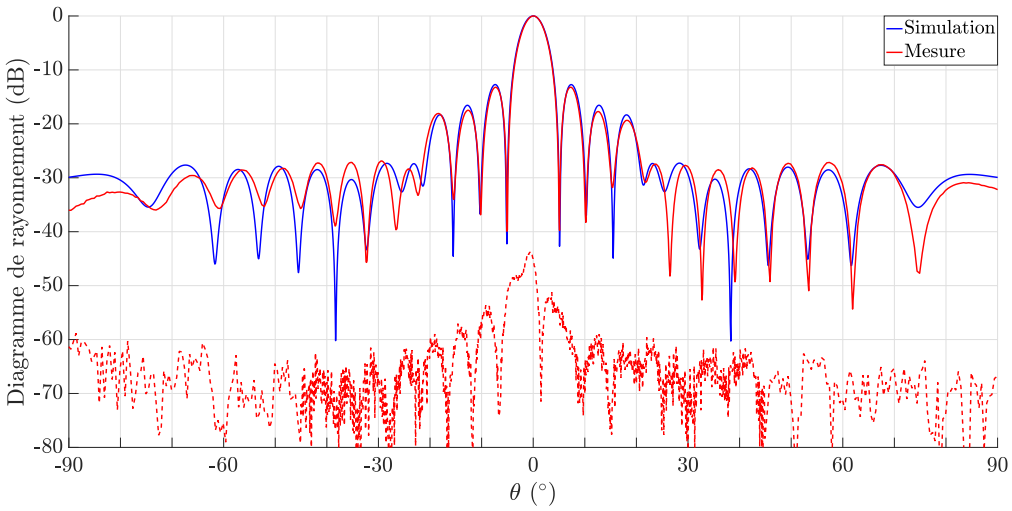


Figure 3.26 – Diagramme de rayonnement du réseau à 20 GHz - Plan E ($\phi = 0$ °)

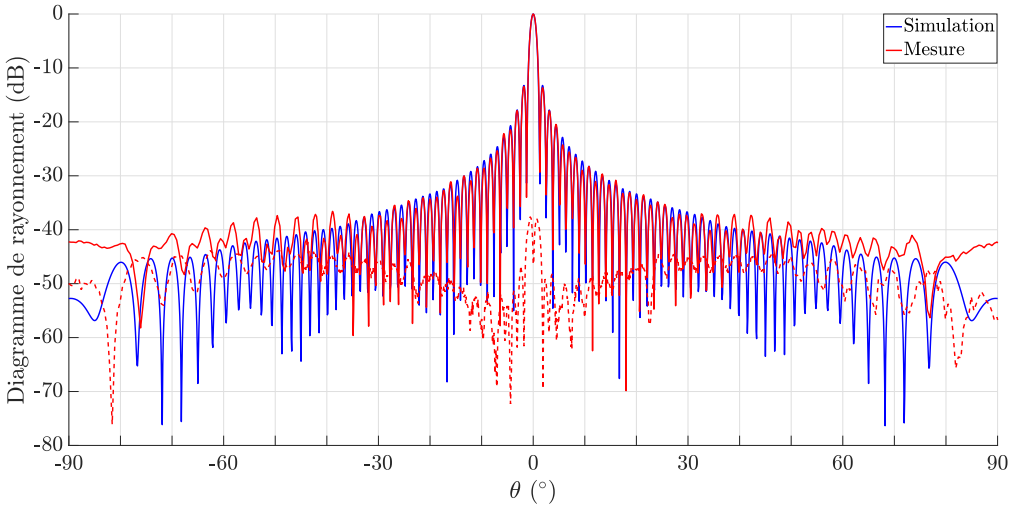


Figure 3.27 – Diagramme de rayonnement du réseau à 20 GHz - Plan H ($\phi = 90$ °)

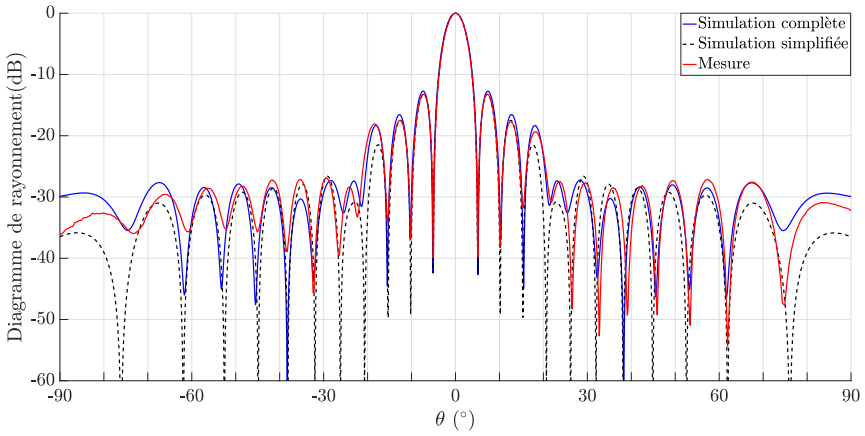


Figure 3.28 – Comparaison des diagrammes de rayonnement en fonction des hypothèses de simulation à 20 GHz - Plan E ($\phi = 0$ °)

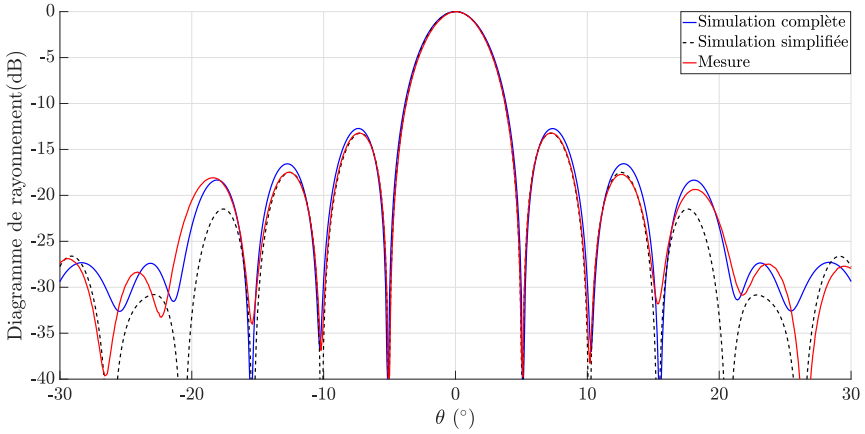


Figure 3.29 – Expansion de l'axe des abscisses de la Figure 3.28

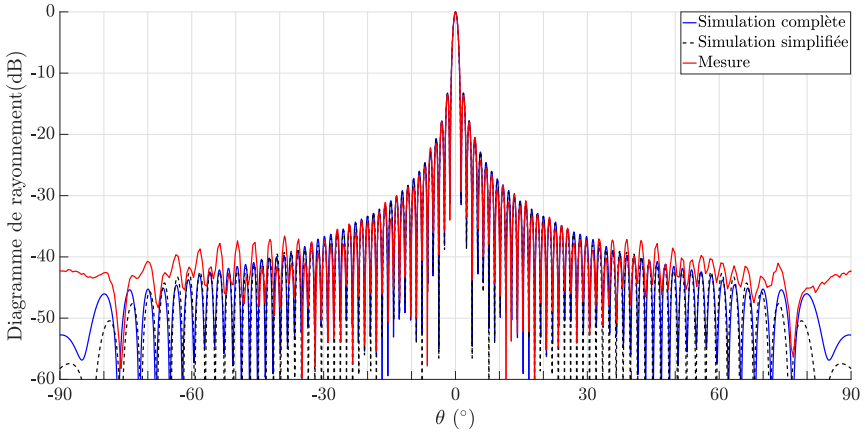


Figure 3.30 – Comparaison des diagrammes de rayonnement en fonction des hypothèses de simulation à 20 GHz - Plan H ($\phi = 90$ °)

3.6 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mettre en œuvre les développements précédents et de capitaliser sur les résultats obtenus au cours du chapitre 2 pour aboutir à la modélisation rigoureuse d'un grand réseau d'antennes.

Comme nous l'avons vu au cours de ce chapitre, quelques ajustements ont été effectués sur la cellule élémentaire à laquelle a pu être appliquée la méthode d'extraction de matrices [S] mise en œuvre par XLIM. Les différents véhicules de test et les bons résultats du chapitre 2 nous ont permis d'aborder avec confiance la modélisation de ce réseau, bien que la cellule ait changé.

Des analyses numériques ont alors pu être menées pour bien appréhender le comportement du panneau rayonnant et du réseau complet. Des développements supplémentaires ont également été nécessaires pour simuler le comportement du circuit de distribution et estimer le rayonnement du réseau.

Enfin, les moyens mis en œuvre ont été validés par la caractérisation expérimentale du réseau de 1024 éléments. En effet, le coefficient de réflexion, le gain réalisé ainsi que le diagramme de rayonnement mesurés concordent parfaitement avec les résultat prédits par les simulations. Ce dernier point souligne l'importance de la démarche mise en œuvre.

Finalement, tous ces développements et méthodologies de conception mis en œuvre sont autant de points sur lesquels on peut désormais s'appuyer pour aborder des conceptions aux performances plus exigeantes telles que la conception d'une cellule large bande, bi-polarisation et acceptant d'importantes incidences, traitée dans le chapitre suivant.

Bibliographie

[1] D. M. Pozar, "The active element pattern," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 42, no. 8, pp. 1176–1178, Aug 1994.

[2] D. M. Pozar, "A relation between the active input impedance and the active element pattern of a phased array," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 51, no. 9, pp. 2486–2489, Sep 2003.

[3] *The MathWorks*, MATLAB, RF Toolbox. [Online]. Available : https://www.mathworks.com/products/rftoolbox.html

[4] J. Xu, Z. N. Chen, X. Qing, and W. Hong, "140-ghz te20-mode dielectric-loaded siw slot antenna array in ltcc," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, no. 4, pp. 1784–1793, April 2013.

[5] A. U. Zaman and P. S. Kildal, "A new 2x2 microstrip patch sub-array for 60ghz wideband planar antenna with ridge gap waveguide distribution layer," in *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, May 2015, pp. 1–4.

Chapitre 4

Analyse des performances d'un grand panneau rayonnant à bi-polarisation

Sommaire

4.1 Introduction **171**
4.2 Recherche d'une cellule large bande à bi-polarisation **172**
4.3 Extraction de la matrice [S] d'un panneau rayonnant **181**
4.4 Calcul des diagrammes unitaires **184**
4.5 Analyse du fonctionnement d'un grand panneau **186**
4.6 Conclusion **213**
Bibliographie **215**

4.1 Introduction

L'objectif de ce chapitre est désormais d'étudier le comportement d'un grand réseau destiné à répondre aux contraintes de l'application visée. Les chapitres 2 et 3 ont mis en œuvre et validé une méthode de modélisation de grands réseaux alors en cours de développement à XLIM. La réalisation du réseau de 1024 éléments du chapitre 3 a permis, pour la première fois au laboratoire, d'évaluer la pertinence et la précision de la méthodologie de simulation. La conformité des performances calculées avec les caractérisations expérimentales nous donne confiance pour poursuivre les développements en s'appuyant sur la méthodologie mise en œuvre.

Pour rappel, l'application visée nécessite un dépointage de l'antenne dans un cône de 70°. Il est également nécessaire que le réseau puisse recevoir en polarisation circulaire droite ou gauche avec la possibilité de commuter entre l'une et l'autre des polarisations en cours d'utilisation. La bande de fréquence s'étend de 18.3 GHz à 20.2 GHz, ce qui représente une bande relative de 10 %. Enfin, le gain du réseau doit être de l'ordre de 38 dBi, dans l'axe, pour assurer une bonne qualité de liaison. Le défi réside alors dans l'obtention d'une cellule fonctionnant en bi-polarisation, sur une large bande de fréquence et acceptant de fortes incidences angulaires.

Dans un premier temps, il sera question de la conception d'une cellule tentant de répondre à ces différentes contraintes. Un état de l'art succinct présentera quelques cellules fonctionnant en bi-polarisation. Le comportement de ces cellules en fonction de l'incidence sera, dans certains cas, présenté. Ensuite, une cellule basée sur l'état de l'art sera adaptée pour fonctionner selon nos exigences. La description détaillée de la cellule et les résultats des coefficients de réflexion actifs seront présentés.

Après avoir extrait la matrice de couplage d'un grand réseau et les diagrammes unitaires correspondants, il sera question de l'analyse comportementale de ce grand réseau. En premier lieu, une illumination équi-amplitude est appliquée au réseau. Les résultats des coefficients de réflexion actifs en fonction de l'incidence et de la fréquence, ainsi que le rayonnement du réseau seront alors présentés. Dans un second temps, une pondération d'amplitude non uniforme sera appliquée aux différents éléments du réseau et ses effets sur le diagramme et les coefficients de réflexion actifs seront étudiés. Enfin, un dernier point consistera à mesurer l'impact des dispersions technologiques et d'une quantification des états de phase et d'amplitude des chaînes actives. Cette analyse permettra alors de dresser un compromis entre les contraintes d'empreinte et de performances du système. Il sera alors possible de fixer des exigences en termes d'encombrement et de performances des technologies actives.

4.2 Recherche d'une cellule large bande à bi-polarisation

4.2.1 État de l'art

Les systèmes ou sous-systèmes présentés dans le chapitre 1 proposent souvent un fonctionnement en polarisation circulaire à de fortes incidences, cependant, très peu d'informations et de résultats sont disponibles. Il est également très difficile de trouver des articles scientifiques traitant des systèmes présentés.

Le projet SANTANA, évoqué dans le chapitre 1, propose plusieurs cellules fonctionnant en polarisation circulaire. Dans un premier temps, un élément à coins tronqués est utilisé [1], puis, dans un second temps, une cellule à double polarisation linéaire associée à un coupleur hybride permet de générer une polarisation circulaire [2]. Des diagrammes de rayonnement sont présentés, mais il n'est jamais fait état de l'impédance active de la cellule. De plus, les diagrammes présentés sont en unité de PIRE, ce qui ne permet pas de présager sur le comportement angulaire du réseau.

Une équipe de l'ONERA à Toulouse étudie également un réseau d'antennes à polarisation circulaire en bande Ka autour de 30 GHz [3], [4]. L'élément rayonnant est un élément imprimé à coins tronqués (Figure 4.1), le rayonnement se limite alors à une seule polarisation circulaire. L'objectif de dépointage est fixé à +/- 30°. Les références [3] et [4] présentent les diagrammes et coefficient de réflexion du réseau ou de la cellule seule isolée. Le comportement en incidence de la cellule n'est donc pas détaillé.

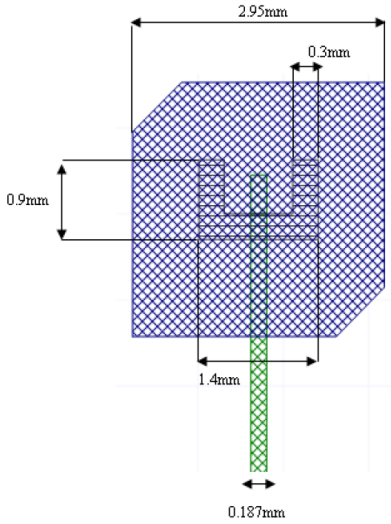


Figure 4.1 – Elément rayonnant à coins tronqués présenté dans [3]

L'université de Delft étudie un réseau d'antennes bi-bande fonctionnant dans la bande X pour des applications radar [5]. L'objectif de dépointage est fixé à 60° dans les deux plans principaux de l'antenne. L'élément rayonnant considéré est une antenne imprimée en cavité dans laquelle est gravée une fente permettant le fonctionnement bi-bande. L'antenne est alimentée par une ligne *stripline* excitant directement la fente de l'élément imprimé. Les résultats des coefficients de réflexion actifs de la cellule sont présentés et un bon fonctionnement est obtenu jusqu'à 60° dans la bande basse et 50° dans la bande haute. En revanche, cet élément ne fonctionne que sur une seule polarisation linéaire et sa configuration ne semble pas permettre d'étendre le concept à une solution à bi-polarisation.

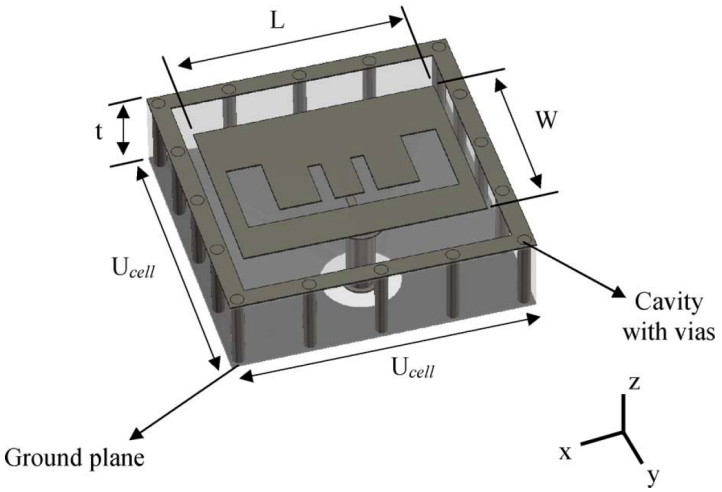
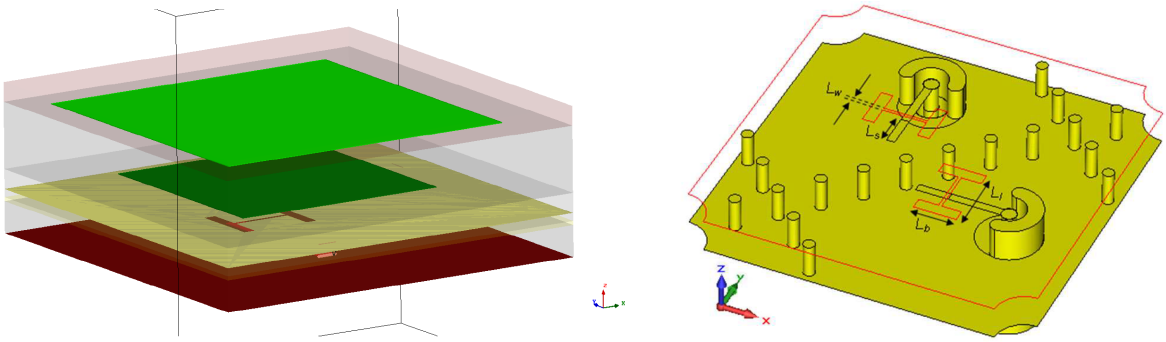


Figure 4.2 – Élément rayonnant bi-bande et mono-polarisation présenté dans [5]

Une équipe du NLR, au Pays-Bas, travaille sur la conception d'un réseau d'antennes en bande Ku pour des communications aéronautiques destinées à des applications d'*In-Flight Connectivity* [6]. Le réseau d'antennes est composé de sous-réseaux combinés par des circuits microondes tandis que les sous-réseaux sont combinés par un formateur de faisceau optique. Le principe de cette architecture est similaire à celui présenté dans le projet SANTANA [7].

Concernant l'élément rayonnant, sa bande passante doit couvrir toute la bande de réception de la bande Ku (10.7-12.72 GHz) et fonctionner dans deux polarisations linéaires orthogonales. L'élément développé consiste en un empilement de deux antennes imprimées excitées par des lignes *stripline* à travers des fentes de couplage (Figure 4.3). Des vias ont été ajoutés dans le substrat pour améliorer l'isolation entre les deux ports de l'antenne. L'étude périodique de l'élément rayonnant permet d'évaluer ses performances en incidence et, grâce à une optimisation des variables de l'antenne, un bon fonctionnement est obtenu jusqu'à un dépointage de 40° [8].



(a) Éléments imprimés empilés **(b)** Dispositif d'excitation

Figure 4.3 – Architecture de la cellule élémentaire présentée dans [8]

L'université d'Ulm, en partenariat avec la société Airbus, bénéficie d'un financement de la Commission Européenne pour la conception d'une solution pour des applications d'IFC dans la bande de transmission de la bande Ka [9]. Le dépointage maximal souhaité est de 60° sur la bande 29.5-30.8 GHz. La solution envisagée est un réseau réflecteur replié, ce qui permet de réduire l'encombrement par rapport à un réseau réflecteur classique. Les cellules de ce réseau réflecteur fonctionnent sur deux polarisations linéaires orthogonales. Une grille polarisante permet de réfléchir les ondes issues de la source, les ondes sont alors reçues par les cellules du réseau, traitées et ré-émises sur l'autre polarisation afin de traverser la grille polarisante. Ce principe de fonctionnement implique toutefois que ce réseau ne peut fonctionner qu'avec une seule polarisation linéaire.

La cellule élémentaire de ce réseau est un empilement de deux antennes imprimées. L'utilisation d'un élément parasite, principe similaire à celui développé par le NLR, permet d'augmenter la bande passante de l'élément. De plus, l'élément supérieur est placé au dessus d'une cavité d'air afin d'élargir la bande passante, d'une part, et de réduire les couplages, d'autre part. L'élément primaire est quant à lui alimenté par des fentes excitées par des lignes *stripline*. Là aussi, des vias de blindage sont utilisés dans le substrat des lignes d'excitation afin d'empêcher les propagations parasites. La géométrie de la cellule proposée est représentée sur la Figure 4.4.

Les résultats d'adaptation de la cellule en fonction de l'incidence sont présentés et un coefficient de réflexion actif inférieur à -10 dB est obtenu sur les deux ports de la cellule lorsque le faisceau est dépointé jusqu'à 60° dans les plans E et H respectifs de chaque port. Ce résultat est obtenu pour des fréquences variant de 27.8 GHz à 30.8 GHz. De plus, le couplage entre les deux ports d'une même cellule est inférieur à -25 dB entre 27.5 et 31.5 GHz dans les plans $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$, pour un dépointage entre 0° et 60°. Les résultats dans le plan diagonal ne sont cependant pas présentés.

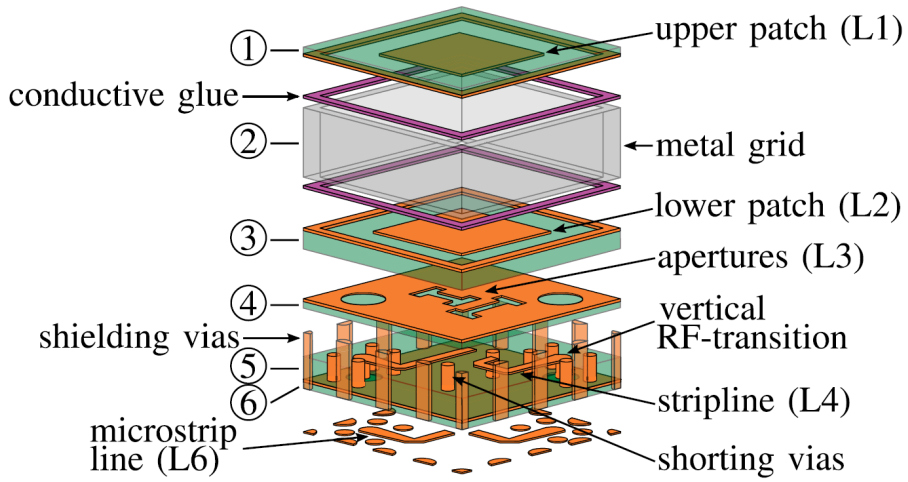


Figure 4.4 – Élément rayonnant bi-polarisation présenté dans [9]

4.2.2 Adaptation d'un modèle de cellule aux contraintes de l'application

Cette section s'attache à présenter la conception et les résultats d'une cellule large bande, large spectre angulaire et bi-polarisation qui constituera la brique de base du réseau de réception pour l'application visée. La bande de fonctionnement se situe entre 18.3 GHz et 20.2 GHz et la cellule doit être capable d'accepter des dépointages jusqu'à 70° d'élévation dans tous les plans azimutaux. La conception de cette cellule est basée sur les principes présentés dans la section 4.2.1 et plus particulièrement sur la cellule présentée dans [9] avec une adaptation à la fréquence désirée et des ajustements géométriques et mécaniques.

4.2.2.1 Description de la cellule

Cette cellule élémentaire étant destinée à être mise en réseau pour des applications impliquant de forts dépointages, un pas de réseau de 0.5 λ_{min}, soit 7.426 mm est choisi. Ainsi, ce pas de réseau permet de s'affranchir de l'apparition de lobes de réseau et de directions aveugles dans la bande de fréquence désirée.

La cellule est constituée d'un empilement d'éléments imprimés, permettant d'obtenir une meilleure bande passante. L'élément supérieur est retourné et placé dans une cavité d'air. L'alimentation est réalisée par deux lignes *stripline* d'impédance caractéristique 50 Ω excitant des fentes en forme de H (Figure 4.5). Ce type de fente permet de réduire l'encombrement par rapport à une fente rectangulaire [10]. Les dimensions de la cellule étant réduites, cette caractéristique est en effet particulièrement

intéressante. Enfin, deux vias sont présents dans le substrat des lignes d'alimentation afin d'améliorer le découplage entre les deux polarisations. Des murs sont également placés tout autour des substrats d'alimentation pour réduire au maximum les couplages inter-éléments. La Figure 4.6 présente des vues de la cellules avec les côtes qui y sont associées.

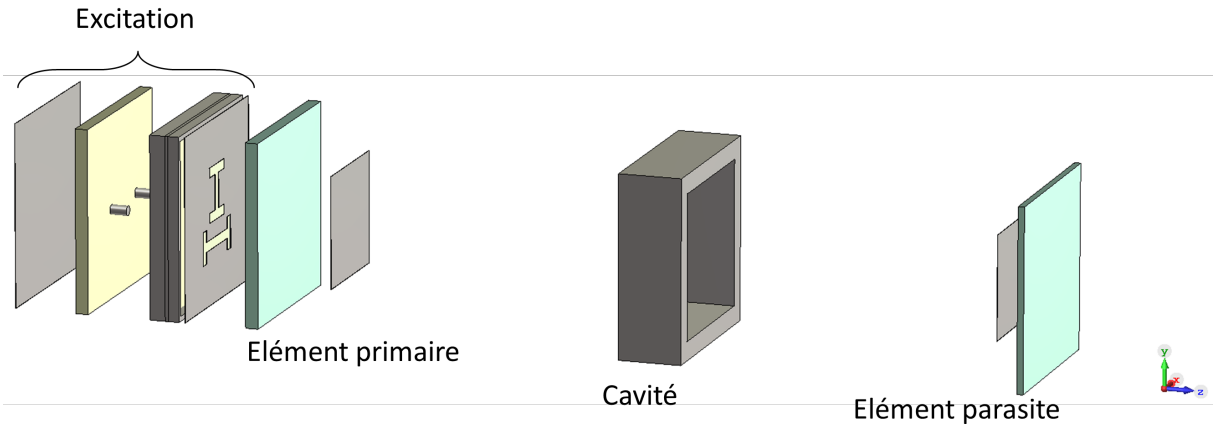
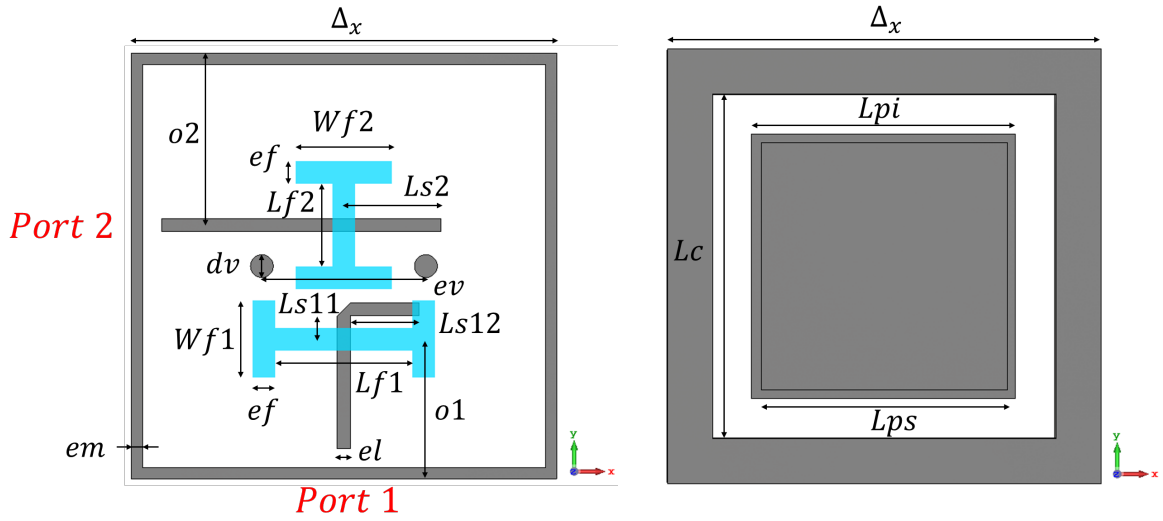


Figure 4.5 – Vue éclatée de la cellule développée



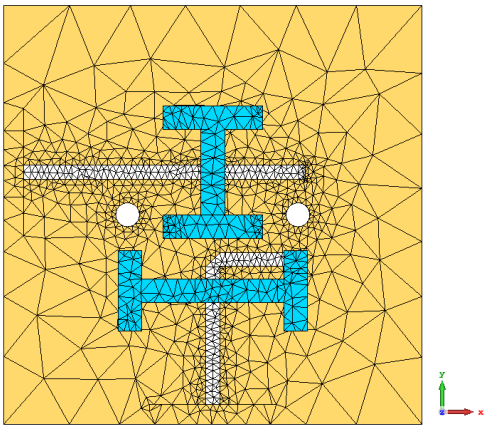
(a) Excitation **(b)** Éléments imprimés et cavité

Figure 4.6 – Côtes de la cellule développée
Δ_x est le pas du réseau ; *el* est la largeur des lignes ; *Ls11*, *Ls12* et *Ls2* sont les dimensions des *stubs* d'adaptation ; *ef*, *Wf1*, *Wf2*, *Lf1* et *Lf2* sont les longueurs et largeurs associées aux fentes de couplage ; *dv* et *ev* sont le diamètre et l'entraxe des vias ; *o1* et *o2* sont les *offsets* respectifs des excitations 1 et 2 ; *Lpi* et *Lps* sont les largeurs des éléments inférieur et supérieur ; *em* est l'épaisseur des murs de blindage de l'excitation et *Lc* est la taille de la cavité

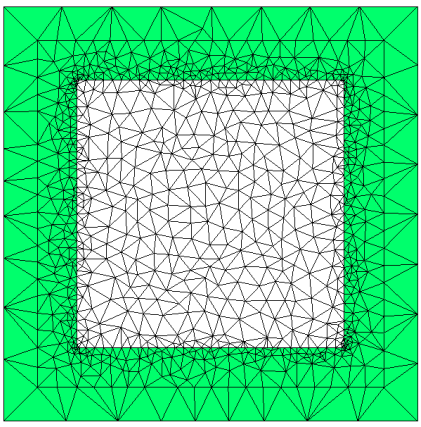
Le diélectrique utilisé pour la partie alimentation est un substrat Rogers RO3003 possédant une permittivité diélectrique relative de 3 [11]. Les substrats inférieur et supérieur ont des épaisseurs respectives de 508 μm et 127 μm. Quant aux matériaux

supportant les éléments rayonnants, des diélectriques à faible permittivité sont utilisés : Rogers RT5880 ($\varepsilon_r = 2.2$ [12]) d'épaisseurs 508 μm et 254 μm pour les éléments inférieur et supérieur, respectivement. La cavité d'air séparant les éléments imprimés a une hauteur de 2.6 mm. On note qu'au cours de cette phase de pré-dimensionnement, les pertes métalliques et diélectriques sont négligées. Toutes les dimensions de la cellule sont reportées dans le Tableau 4.1.

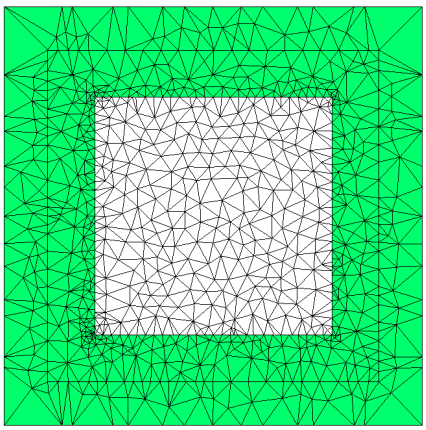
Concernant la modélisation de cette cellule, le solveur fréquentiel de CST Microwave Studio est utilisé. Comme pour les chapitres précédents, des conditions périodiques sont appliquées sur les limites en (x_{min}, x_{max}) et (y_{min}, y_{max}) de la cellule. Un volume d'air est également ajouté au-dessus de la structure afin de mailler précisément les champs évanescents. La Figure 4.7 représente la convergence du maillage adaptatif de la cellule pour une incidence normale. Il convient de noter que le maillage adaptatif du solveur fréquentiel est évalué pour chaque incidence. Ainsi, le maillage présenté sur la Figure 4.7 n'est valable que pour l'incidence considérée ($\theta_0 = 0°$).



(a) Alimentation



(b) Élément imprimé inférieur



(c) Élément imprimé supérieur

Figure 4.7 – Convergence du maillage adaptatif du solveur fréquentiel

Paramètre	Dimension
Δ_x	7.426 mm
Lps	4.218 mm
Lpi	4.536 mm
Lc	5.885 mm
em	0.2 mm
dv	0.4 mm
ev	2.865 mm
el	0.23 mm
ef	0.398 mm
o1	2.44 mm
Lf1	2.388 mm
Wf1	1.353 mm
Ls11	0.406 mm
Ls12	1.2 mm
o2	2.997 mm
Lf2	1.433 mm
Wf2	1.671 mm
Ls2	1.7 mm
Épaisseur substrat élément rayonnant supérieur	0.254 mm
Épaisseur substrat élément rayonnant inférieur	0.508 mm
Épaisseur substrat supérieur d'alimentation	0.127 mm
Épaisseur substrat inférieur d'alimentation	0.508 mm
Constante diélectrique substrat élément rayonnant	2.2
Constante diélectrique substrat alimentation	3
Épaisseur métallisation	17 μm

Tableau 4.1 – Récapitulatif des dimensions de la cellule

4.2.2.2 Résultats

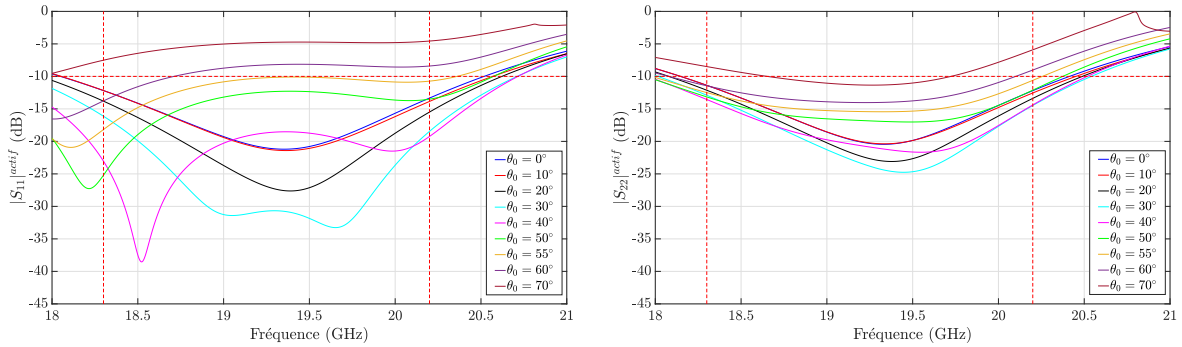
L'étude périodique de la structure donne accès à ses paramètres [S] actifs. En effet, dans le cas d'une cellule bi-polarisation, le calcul en conditions périodiques permet d'accéder à une matrice [S] active de la cellule infiniment périodique. Les résultats de ces paramètres [S] actifs en fonction de l'incidence sont donnés sur les Figures 4.8 à 4.10. On note que le plan $\phi_0 = 0°$ correspond aux plans E et H des ports 2 et 1, respectivement et inversement pour le plan $\phi_0 = 90°$ (le port 1 est polarisé suivant Ey et le port 2 suivant Ex (voir Figure 4.6a)).

Tout d'abord, on constate qu'à partir de 60°, les paramètres $|S_{ii}^{actif}|$ dépassent -10 dB sur la bande désirée et atteignent environ -5 dB à $\theta_0 = 70°$. On peut alors s'attendre à un fonctionnement optimal de la cellule jusqu'à un dépointage de 55° bien que ces paramètres [S] actifs ne tiennent pas compte d'un éventuel vecteur d'excitation conséquent à une pondération d'amplitude non uniforme ou à la reconstruction d'une polarisation circulaire. On note ensuite un comportement quasi-symétrique des ports 1 et 2 dans les plans $\phi_0 = 0°$ et $\phi_0 = 90°$, tandis que leur comportement est similaire dans le plan $\phi_0 = 45°$. Enfin, lorsque le faisceau est dépointé dans le plan E de chaque port, on observe l'apparition d'une direction aveugle, caractérisée par un coefficient de réflexion à 0 dB, à 20.8 GHz. La théorie des réseaux nous permet d'estimer cette fréquence à 20.83 GHz :

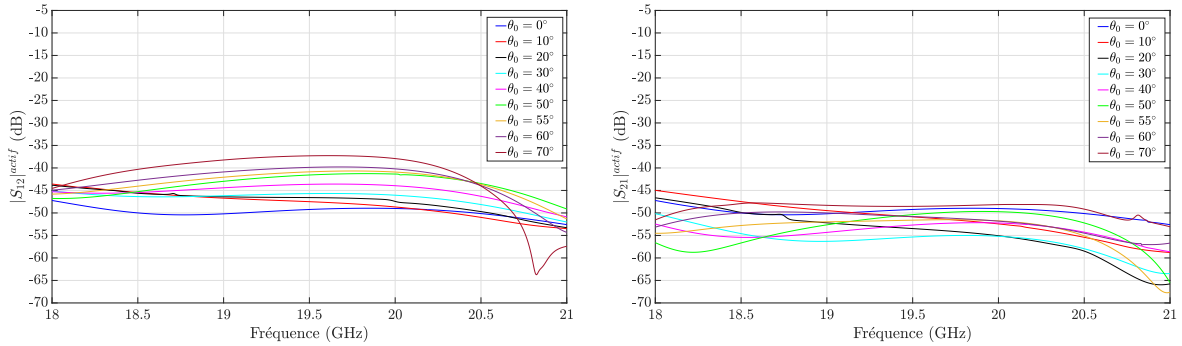
$$f_{LR} = \frac{c_0}{\Delta_x(1 + \sin\theta_0)} \tag{4.1}$$

On remarque aussi que l'isolation entre les deux ports est très bonne (inférieure à -35 dB) dans les plans à 0° et 90°. En revanche, cette isolation est assez faible lorsque le faisceau est dépointé dans le plan à 45°. Enfin, il est important de préciser que le fait que les paramètres croisés ne sont pas identiques n'est pas en contradiction avec la théorie de réciprocité des quadripôles passifs, puisqu'il s'agit ici de paramètres [S] actifs.

Il convient de noter que différentes pistes d'amélioration ont été explorées afin d'essayer de limiter les couplages et ainsi d'améliorer le coefficient de réflexion actif à incidence élevée (ajout de vias, corrugations, etc.). Cependant, comme le montrent les Figures 4.8 à 4.10, pour un objectif de -10 dB sur toute la bande passante, le dépointage maximal acceptable est de 55° sur les deux polarisations linéaires. On note toutefois que dans le cas d'un réseau fonctionnant en réception, un coefficient de réflexion élevé n'engendre pas de dégradation des chaînes actives, l'effet se traduit par une perte en gain de l'ordre de $1 - |S_{ii}|^2$ (soit 1.65 dB pour un coefficient de réflexion de -5 dB). L'influence de la combinaison de ces polarisations et d'apodisations non uniformes dans un réseau de taille finie sur ces coefficients de réflexion actifs est étudiée dans les sections suivantes.

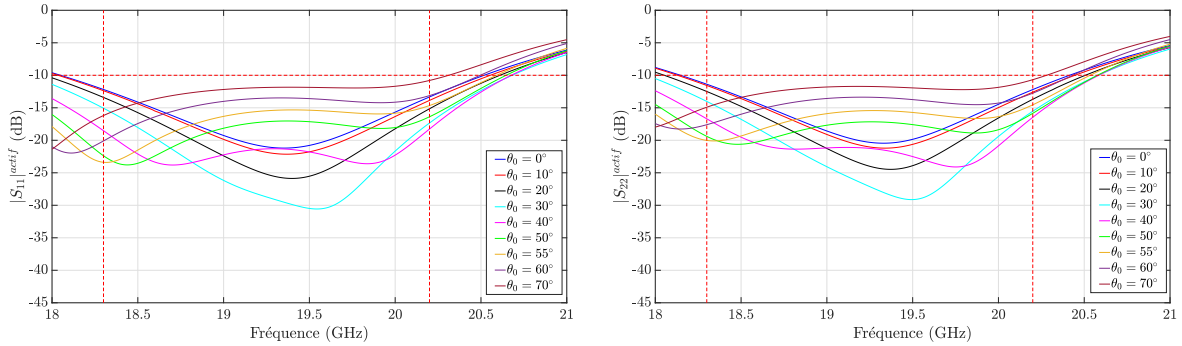


(a) Port 1 **(b)** Port 2

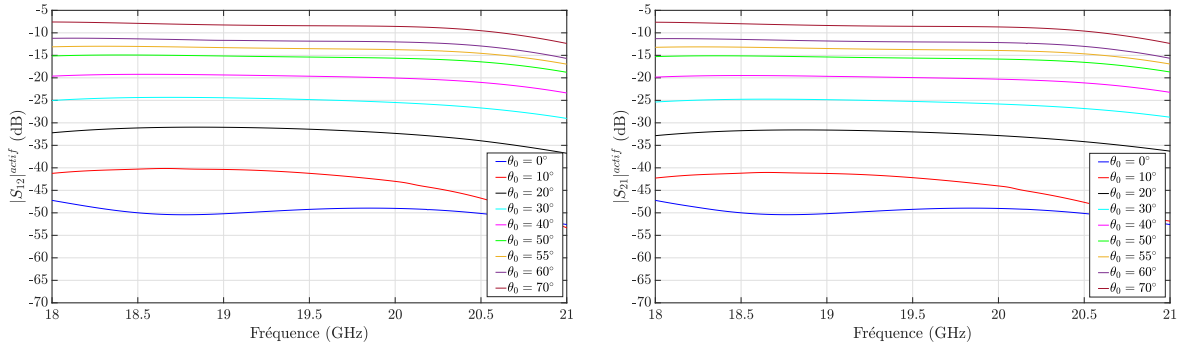


(c) Port 2 → Port 1 **(d)** Port 1 → Port 2

Figure 4.8 – Paramètres [S] actifs de la cellule périodique - Dépointage dans le plan $\phi_0 = 0°$

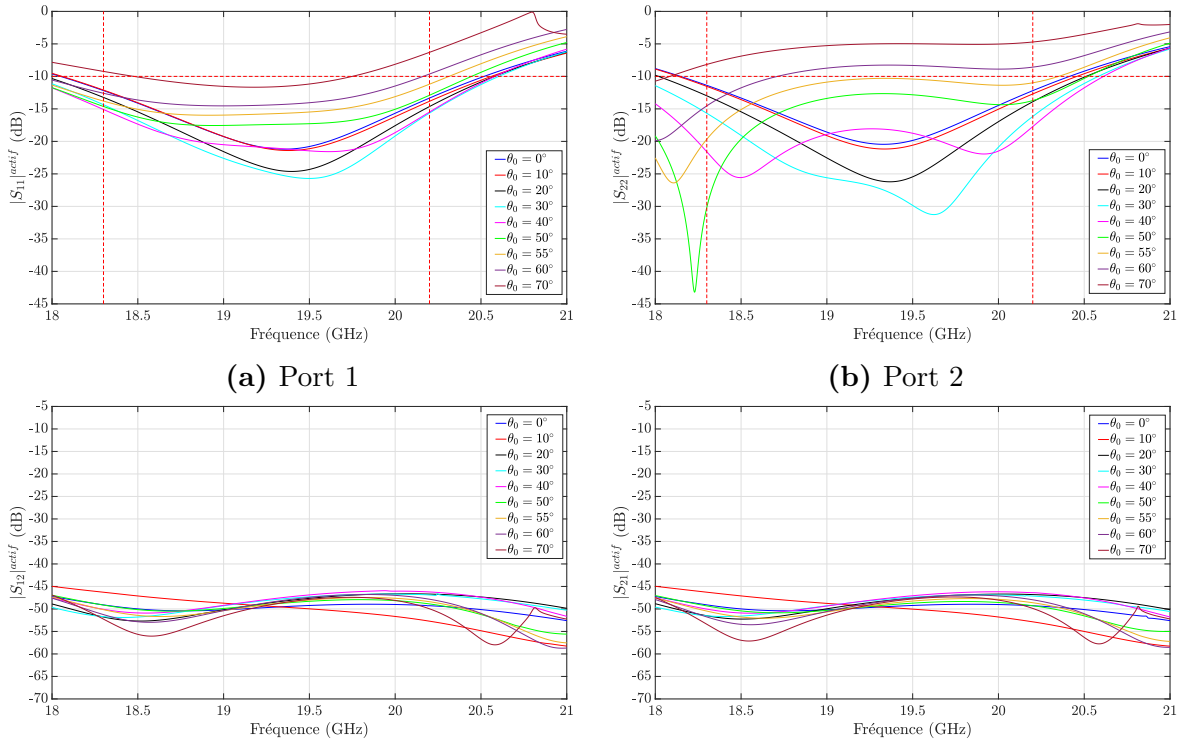


(a) Port 1 **(b)** Port 2



(c) Port 2 → Port 1 **(d)** Port 1 → Port 2

Figure 4.9 – Paramètres [S] actifs de la cellule périodique - Dépointage dans le plan $\phi_0 = 45°$



(a) Port 1 **(b)** Port 2

(c) Port 2 → Port 1 **(d)** Port 1 → Port 2

Figure 4.10 – Paramètres [S] actifs de la cellule périodique - Dépointage dans le plan $\phi_0 = 90°$

4.3 Extraction de la matrice [S] d'un panneau rayonnant

Comme cela a été rappelé dans l'introduction de ce chapitre, l'application finale nécessite un réseau à gain élevé, de l'ordre de 38 dBi en incidence normale. L'étude et l'analyse comportementale d'un réseau de 45x45 éléments nous permettra alors d'avoir une bonne connaissance du fonctionnement de ce type de réseau en fonction de la fréquence, des différentes incidences et aussi des pondérations d'amplitudes qui lui seront appliquées.

4.3.1 Rappels sur la méthode et application au cas d'une cellule bi-polarisation

Afin de pouvoir mener à bien cette étude, la matrice [S] du grand réseau bi-polarisation doit être extraite avec les méthodologies présentées dans le chapitre 2. Dans le cas d'une cellule possédant deux ports d'excitation, les paramètres [S] entre deux ports i et j (le couple $\{i, j\}$ prend alors les valeurs $\{1, 1; 1, 2; 2, 1; 2, 2\}$) de deux éléments m et n sont extraits à partir des paramètres [S] actifs correspondants (Equation 4.2).

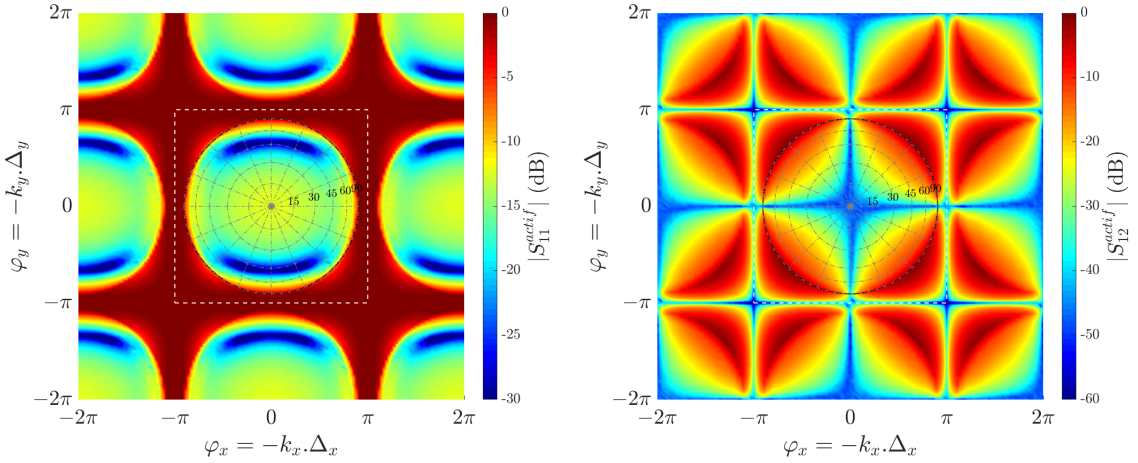
À l'issue de l'extraction, on a donc accès a une matrice [S] de taille $2N$x$2N$xNb_freq (où Nb_freq est le nombre de points de fréquence), soit 4050x4050xNb_freq dans le cas d'un réseau de 45x45 éléments.

$$S_{mn_{ij}} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} S_{ij}^{actif}(\varphi_x, \varphi_y) \exp^{-j(\frac{\varphi_x}{\Delta_x}\overrightarrow{u_x} + \frac{\varphi_y}{\Delta_y}\overrightarrow{u_y}).(\overrightarrow{s_n} - \overrightarrow{s_m})} \partial\varphi_x \partial\varphi_y \tag{4.2}$$

4.3.2 Résultats

Les diagrammes de cercles des paramètres [S] actifs en fonction du gradient de phase et de la fréquence sont donnés sur les Figures 4.11 à 4.13. Ils permettent, par rapport aux Figures 4.8 à 4.10, d'avoir une meilleure représentation du comportement de la cellule en intégrant tout le spectre angulaire.

Compte tenu du comportement symétrique des ports 1 et 2, seuls les diagrammes de $|S_{11}^{actif}|$ et de $|S_{12}^{actif}|$ sont représentés ici. Comme observé sur les Figures 4.8 à 4.10, le coefficient de réflexion actif est inférieur à -10 dB pour un dépointage maximal de 55° dans tous les plans. Le couplage est quant à lui très faible dans les plans $\phi_0 = 0°$ et $\phi_0 = 90°$ tandis qu'il augmente fortement dans le plan diagonal.

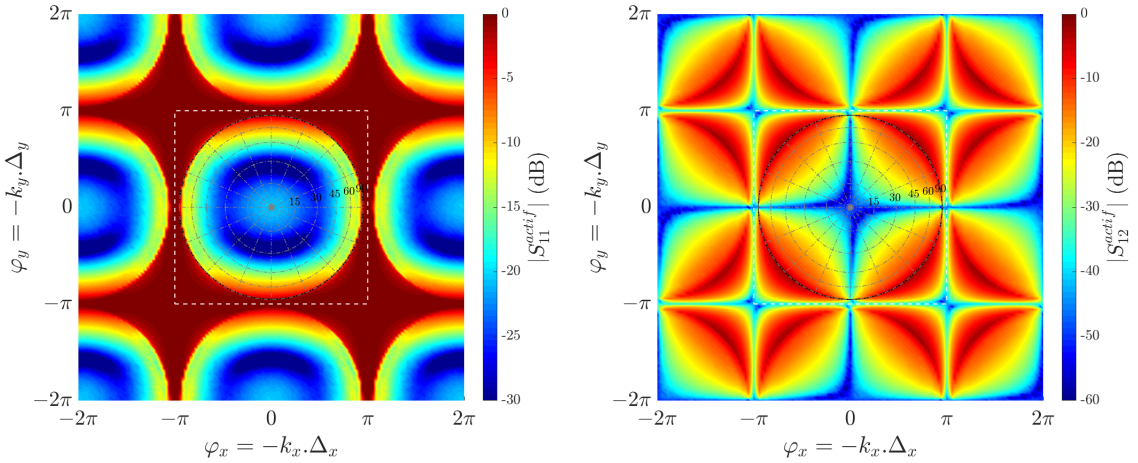


(a) Port 1 polarisé *Ey* **(b)** Port 2 → Port 1

Figure 4.11 – Diagrammes de cercles de la cellule périodique à 18.3 GHz

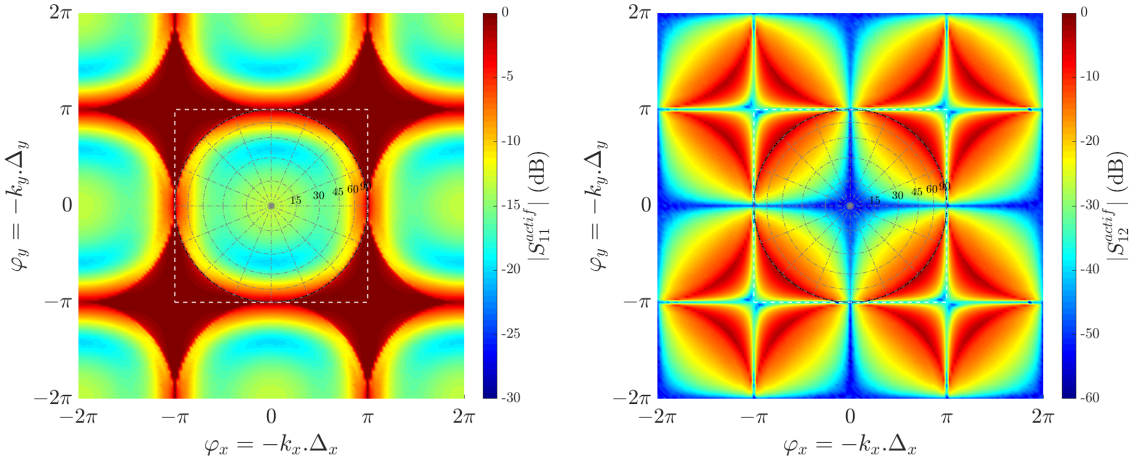
On note enfin l'augmentation du diamètre des cercles ($k_T = k_0 \sin\theta_0$) en fonction de la fréquence. Ainsi, à 20.2 GHz, les cercles du mode de Floquet fondamental et des modes harmoniques sont contigus. De plus, pour toutes les fréquences, on constate des zones de fortes réflexions dans la périphérie intérieure du cercle. On remarque aussi que la taille de ces zones augmente avec la fréquence. Ceci s'explique par l'existence d'un mode de substrat qui étend le diamètre du cercle. Par conséquent, bien que les cercles des modes

de Floquet ne possèdent pas de point d'intersection causant une direction aveugle, des cercles de diamètre supérieur dus aux modes de substrats s'intersectent et causent une dégradation du coefficient de réflexion actif. Ces coefficients de réflexion actifs, associés à la cellule infiniment périodique, ne sont cependant valables que pour un fonctionnement en polarisation linéaire. Le vecteur d'excitation permettant de synthétiser la polarisation circulaire influera donc sur ces coefficients. Cette analyse est menée dans la section 4.5.



(a) Port 1 polarisé *Ey* **(b)** Port 2 → Port 1

Figure 4.12 – Diagrammes de cercles de la cellule périodique à 19.25 GHz

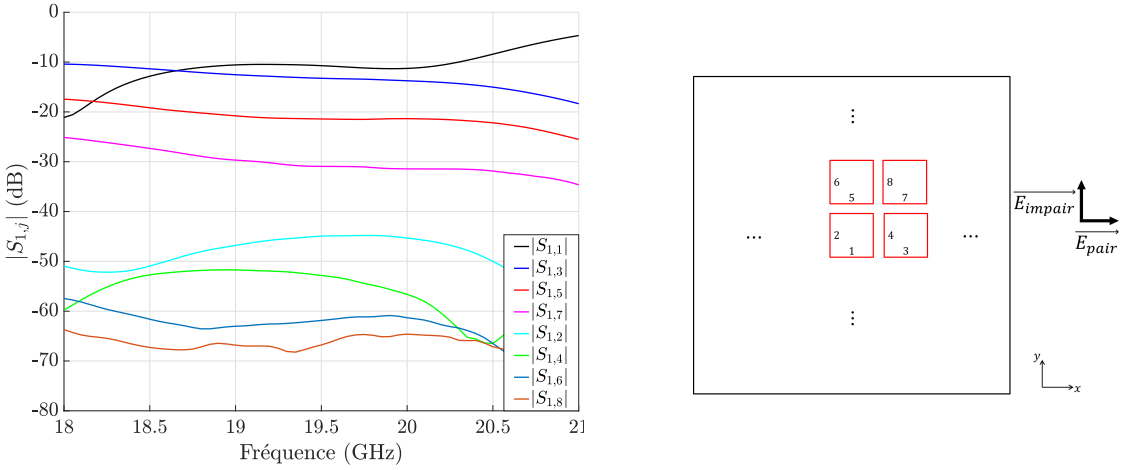


(a) Port 1 polarisé *Ey* **(b)** Port 2 → Port 1

Figure 4.13 – Diagrammes de cercles de la cellule périodique à 20.2 GHz

L'extraction de la matrice [S] du panneau nous permet également de quantifier les couplages entre deux cellules distinctes. La Figure 4.14a représente les paramètres [S] entre le port impair de l'élément central du réseau 45x45 et les autres ports des éléments adjacents. Comme l'indique la Figure 4.14b, les ports pairs sont polarisés suivant *Ex* et les ports impairs suivant *Ey* (même orientation que sur la cellule périodique). On constate que les couplages entre ports de même polarisation sont assez élevés et atteignent -10 dB pour

deux cellules alignées dans le plan H. En revanche, le couplage entre ports de polarisations croisées est très faible au sein d'une même cellule mais également sur toutes les cellules directement environnantes.



(a) Paramètres [S] **(b)** Numérotation des ports

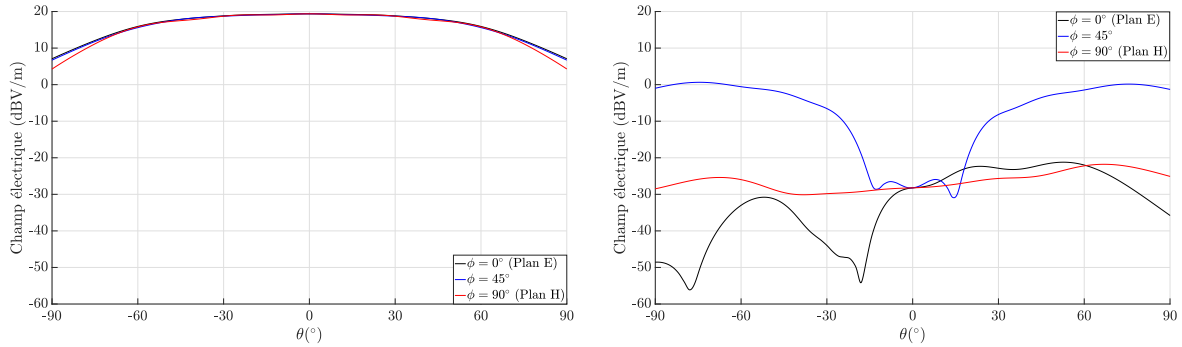
Figure 4.14 – Paramètres [S] issus de l'extraction de la matrice du réseau 45x45

4.4 Calcul des diagrammes unitaires

De façon à pouvoir analyser de la manière la plus précise possible le rayonnement d'un réseau basé sur la cellule développée, il est nécessaire d'avoir accès aux diagrammes unitaires des cellules du réseau. Tout comme dans le chapitre 3, les diagrammes unitaires de neuf positions caractéristiques du panneau (centre, bords et coins) sont calculés. Cette approche a en effet prouvé son efficacité lors de l'étude du réseau passif de 1024 éléments menée au cours du chapitre précédent. Contrairement au chapitre 3 dans lequel les diagrammes sont extraits sur un panneau de taille 11x11, un panneau de taille 9x9 est cette fois-ci utilisé. En effet, la cellule est plus complexe et donc plus longue à simuler, de plus le fonctionnement en bi-polarisation impose de calculer 2 diagrammes par position, soit 18 diagrammes. Un réseau de taille 9x9 permet alors d'extraire tous les diagrammes nécessaires avec les ressources matérielles dont nous disposons.

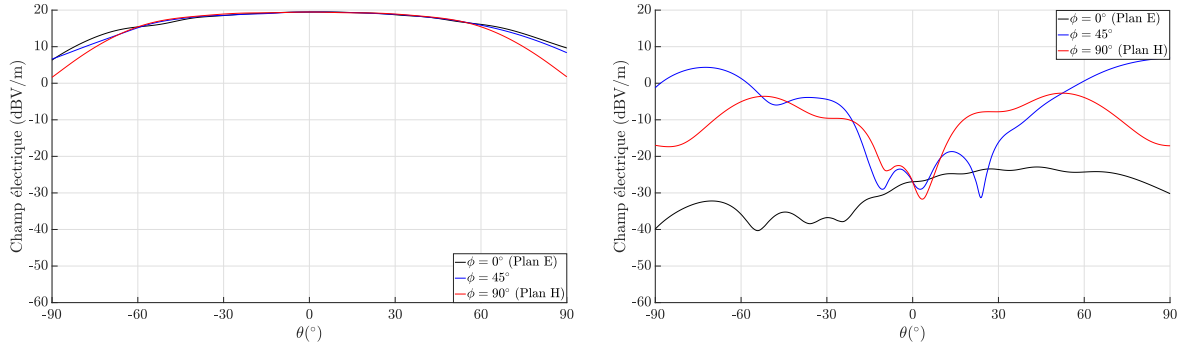
Les Figures 4.15 à 4.18 présentent les coupes de quatre des diagrammes unitaires calculés pour les ports polarisés suivant *Ex*. Étant données les symétries du réseau et de la cellule, les cinq autres diagrammes ainsi que les diagrammes des ports polarisés suivant *Ey* ne sont pas représentés. Comme on peut le voir, les diagrammes ne présentent pas de zéro de rayonnement caractéristique de direction aveugle. Comme observé sur les Figures 4.8 et 4.10, une direction aveugle apparaît lorsque le faisceau est dépointé à 70° à la fréquence de 20.8 GHz. Cette direction se traduira alors par un zéro de rayonnement

dans le diagramme à cette même fréquence. Toutefois, la cellule a été dimensionnée pour fonctionner sans direction aveugle, la fréquence de 20.8 GHz étant hors bande d'intérêt.



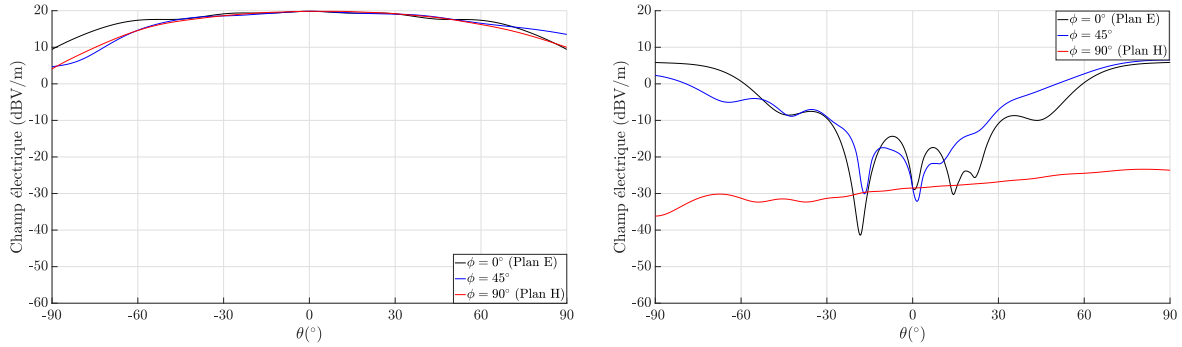
(a) Co-polarisation **(b)** Polarisation croisée

Figure 4.15 – Diagramme unitaire **central** du port polarisé suivant *Ex* à 19.25 GHz



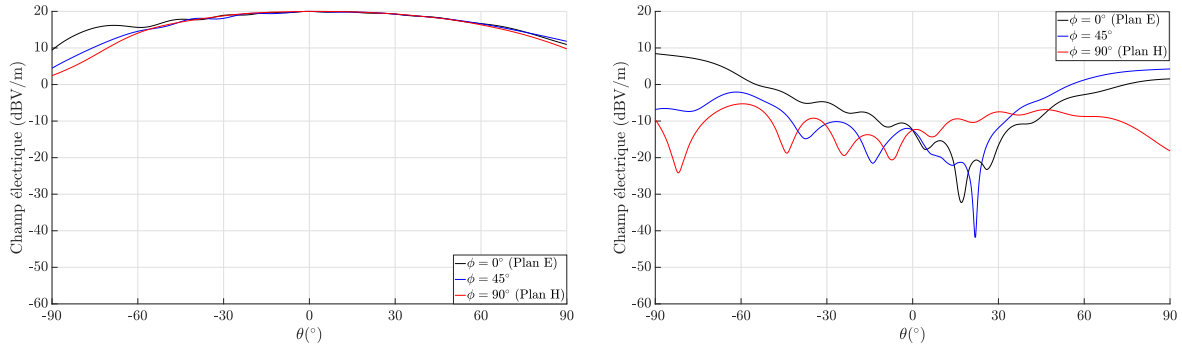
(a) Co-polarisation **(b)** Polarisation croisée

Figure 4.16 – Diagramme unitaire de **bord plan E** du port polarisé suivant *Ex* à 19.25 GHz



(a) Co-polarisation **(b)** Polarisation croisée

Figure 4.17 – Diagramme unitaire de **bord plan H** du port polarisé suivant *Ex* à 19.25 GHz



(a) Co-polarisation **(b)** Polarisation croisée

Figure 4.18 – Diagramme unitaire de **coin** du port polarisé suivant *Ex* à 19.25 GHz

4.5 Analyse du fonctionnement d'un grand panneau

4.5.1 Démarche adoptée

L'extraction de la matrice [S] de ce panneau, ainsi que le calcul des dix-huit diagrammes unitaires mené en parallèle, permettent maintenant d'accéder à l'analyse comportementale du panneau rayonnant. En effet, les différents résultats relatant le fonctionnement du panneau en adaptation et en rayonnement peuvent à présent être calculés en fonction des consignes de pointage et de polarisation qui sont requises. Les propriétés sont analysées pour quatre modes d'excitation du réseau :

— Tout d'abord, les résultats d'une analyse simple en polarisation circulaire sont présentés. Dans ce cas, un déphasage de +/- 90° est appliqué entre les ports des voies horizontales et verticales pour générer les polarisations circulaires.

— Dans un second temps, les poids en amplitude et phase des voies horizontales et verticales sont optimisés de façon à minimiser le TE (Taux d'Ellipticité) en fonction de la direction de pointage.

— Une pondération d'amplitude visant à réduire le niveau des lobes secondaires est ensuite appliquée et son influence sur le gain, la température de bruit de l'antenne et les coefficients de réflexion actifs est étudiée.

— Enfin, des quantifications et un bruitage du vecteur de pondérations sont appliquées pour étudier l'influence des contraintes des chaînes actives. Cette analyse graduelle nous permet alors de justifier les choix d'architecture ainsi que les contraintes à reporter sur les fonctions actives.

4.5.2 Principe de génération de la polarisation circulaire

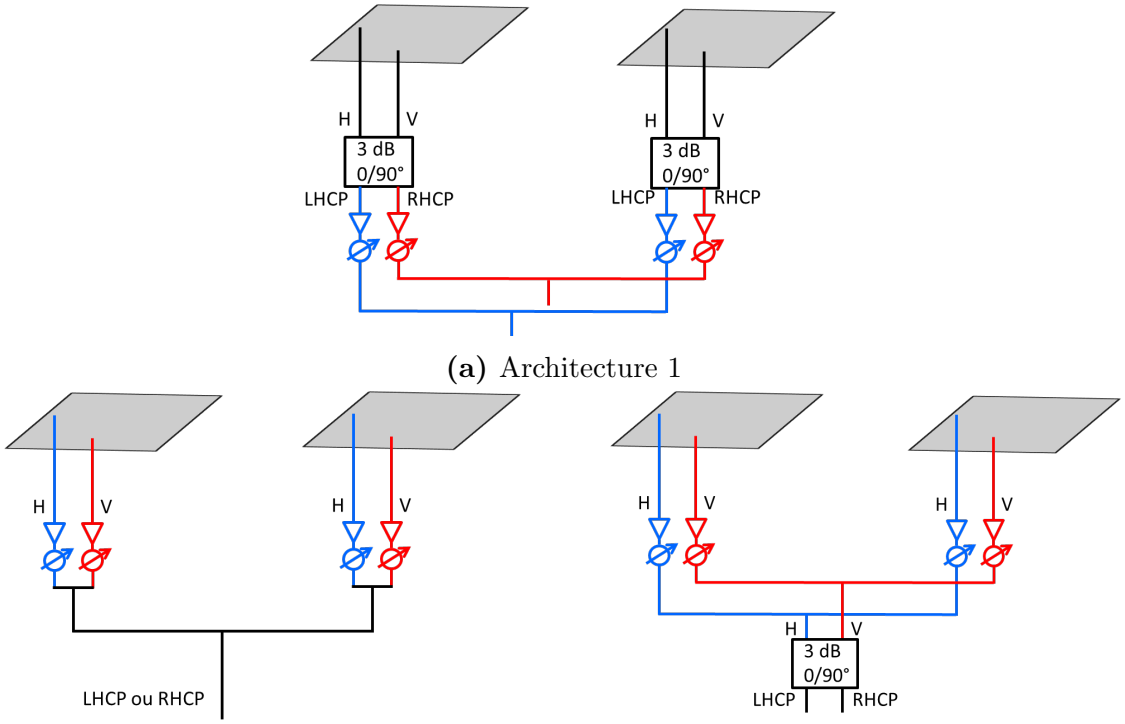
La génération d'une polarisation circulaire est possible à partir de deux polarisations linéaires orthogonales. C'est en combinant ces polarisations avec un déphasage de +/- 90° que l'on peut générer une polarisation circulaire droite (RHCP : *Right-Hand Circular Polarization*) ou gauche (LHCP : *Left-Hand Circular Polarization*) [13].

Une méthode courante consiste à utiliser un coupleur hybride connecté aux deux voies de l'antenne [14]. Cette méthode peut aussi être appliquée dans le cas de réseaux d'antennes, en intégrant un coupleur hybride dans chaque cellule du réseau, entre l'élément rayonnant et les chaînes actives [15] (Figure 4.19a). Lorsqu'elle est appliquée aux réseaux d'antennes à dépointage de faisceau, cette méthode présente différents inconvénients. D'une part, les pertes dues au coupleur peuvent être assez importantes et ne sont pas masquées par les chaînes actives puisque le coupleur est placé en amont des amplificateurs faible bruit (dans le sens réception). Le G/T du système en est alors directement impacté. D'autre part, l'intégration d'un coupleur hybride, composant relativement encombrant, dans la maille d'une cellule peut poser des difficultés. Le fonctionnement bande étroite de ce type d'élément ne permet pas non plus d'obtenir un taux d'ellipticité optimal sur une large bande de fréquence. Enfin, la réponse en amplitude/phase de ce type de composant étant figée, cette architecture ne permet pas de compenser d'éventuelles différences de niveau et de phase présentes dans les diagrammes unitaires en fonction de l'incidence. Il en résulte une impossibilité à optimiser le TE en fonction de la consigne de pointage et de la fréquence.

Une seconde approche consisterait à profiter de la présence des chaînes actives pour réaliser la sommation en quadrature des voies horizontales et verticales (Figure 4.19b). Un circuit de distribution permettrait alors de sommer les signaux issus des différentes cellules. Grâce à cette approche, le G/T n'est pas impacté par la présence d'un coupleur hybride et un seul circuit de distribution est nécessaire à la sommation des signaux. L'aspect le plus important réside dans le fait que la sommation en quadrature peut être optimisée en fonction des consignes de pointage par les déphaseurs et les gains des amplificateurs. En revanche, une seule polarisation circulaire peut être générée à la fois. Le changement de polarisation peut cependant s'opérer facilement en changeant le signe de la voie déphasée.

Enfin, une dernière approche pourrait consister à sommer respectivement les voies horizontales et verticales de chaque cellule du réseau à l'aide de deux circuits de distribution distincts, puis d'ajouter un coupleur hybride en sortie de l'antenne (Figure 4.19c). Dans ce cas, la présence d'un coupleur n'impacte pas le G/T, puisqu'il est placé après les chaînes actives et son encombrement ne pose pas de problème. Le

taux d'ellipticité reste ajustable malgré la présence du coupleur. Les deux polarisations circulaires droite et gauche peuvent être générées en même temps, cependant les TE des deux polarisations ne sont pas ajustables simultanément. Les caractéristiques des trois architectures décrites précédemment sont reportées dans le Tableau 4.2.



(a) Architecture 1

(b) Architecture 2

(c) Architecture 3

Figure 4.19 – Architectures permettant la génération d'une polarisation circulaire

	Dégradation G/T	**RHCP/LHCP simultanées**	**TE ajustable**	**Circuits de distribution**
Architecture 1	Oui	Oui	Non	2
Architecture 2	Non	Non	Oui	1
Architecture 3	Non	Oui	Pas en simultané	2

Tableau 4.2 – Caractéristiques des architectures proposées

La seconde architecture semble la plus adaptée aux contraintes du projet. En effet, comme il le sera démontré dans la suite de ce chapitre, une correction de l'amplitude et de la phase lors de la reconstruction de la polarisation circulaire apportera de la souplesse lorsque le faisceau sera dépointé. De plus, la seconde architecture présente un avantage de conception puisqu'un seul circuit de distribution est nécessaire pour générer l'une ou l'autre des polarisations. L'application visée ne nécessite en effet pas

de pouvoir fonctionner avec les deux polarisations simultanément. Le changement de polarisation en cours d'utilisation, possible avec la seconde architecture, est toutefois nécessaire lorsqu'un changement de faisceau satellitaire intervient. Les sections suivantes permettront de justifier ce choix d'architecture. Nous déclinons à présent les quatre modes de pondération listés dans la section 4.5.1.

4.5.3 Pondérations équi-amplitude et en quadrature appliquées à tous les éléments du réseau

Dans cette section, une étude simple en polarisation circulaire est considérée. Les résultats obtenus par une telle étude peuvent s'apparenter aux résultats qui seraient accessibles par l'utilisation de l'architecture 1 présentée sur la Figure 4.19a. Dans ce cas, les excitations en quadrature des voies horizontales et verticales sont figées pour toutes les incidences. Le calcul des différents coefficients de réflexion actifs obéit alors aux relations suivantes :

$$[S^{actif}] = [S] \times [a] \tag{4.3}$$

Soit :

$$\begin{pmatrix} S_{1,1}^{actif} \\ \vdots \\ S_{4050,4050}^{actif} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{1,1} & \cdots & S_{1,4050} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{4050,1} & \cdots & S_{4050,4050} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{4050} \end{pmatrix} \tag{4.4}$$

où [a] peut être décomposé entre un vecteur de combinaison des voies horizontales et verticales servant à générer la polarisation circulaire et un vecteur de pondération pour la direction de pointage :

$$[a] = [pol].[point] = (1, j, 1, \cdots, j)^T.(\exp^{j(\vec{s_1}.\vec{k_T})}, \exp^{j(\vec{s_2}.\vec{k_T})}, \cdots, \exp^{j(\vec{s_{4050}}.\vec{k_T})})^T \tag{4.5}$$

Le vecteur $[pol]$ prendra respectivement les valeurs $(1, j, 1, \cdots, j)^T$ et $(j, 1, j, \cdots, 1)^T$ dans le cas d'une polarisation circulaire droite ou gauche. Comme expliqué précédemment, le fait de n'appliquer que des valeurs théoriques *1* et *j* implique que les différences d'amplitude et de phase présentes dans les diagrammes ne sont pas compensées.

À présent, les résultats de différents cas de pointage vont être présentés. Le plan $\phi_0 = 45°$ ayant été identifié comme le pire cas au regard des diagrammes de cercles (Figure 4.12b), l'étude se focalisera sur le dépointage dans ce plan. Ainsi, les résultats présentés

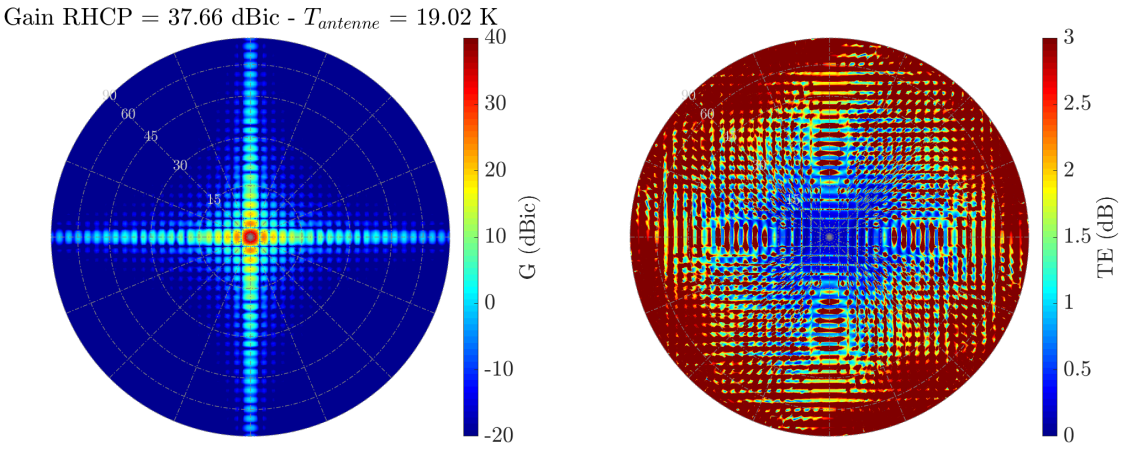
dans la suite du chapitre concernent un pointage variable en élévation pour un pointage azimutal fixé dans le plan $\phi_0 = 45°$. Pour rester concis, seuls les résultats en polarisation RHCP à la fréquence centrale de 19.25 GHz sont présentés. Des résultats complémentaires sont présentés en Annexe C.

4.5.3.1 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (0°; 45°)$

Les Figures 4.20 et 4.21 présentent le diagramme de rayonnement, le taux d'ellipticité et les cartographies des coefficients de réflexion actifs des ports de chaque voie du panneau à 19.25 GHz pour un pointage dans l'axe en polarisation RHCP. On note un gain réalisé de 37.66 dBic et une température de bruit de l'antenne de 19.02 K. Cette température est définie comme l'intégrale du produit du gain et de la température de bruit du ciel dans toutes les directions de l'espace [16] :

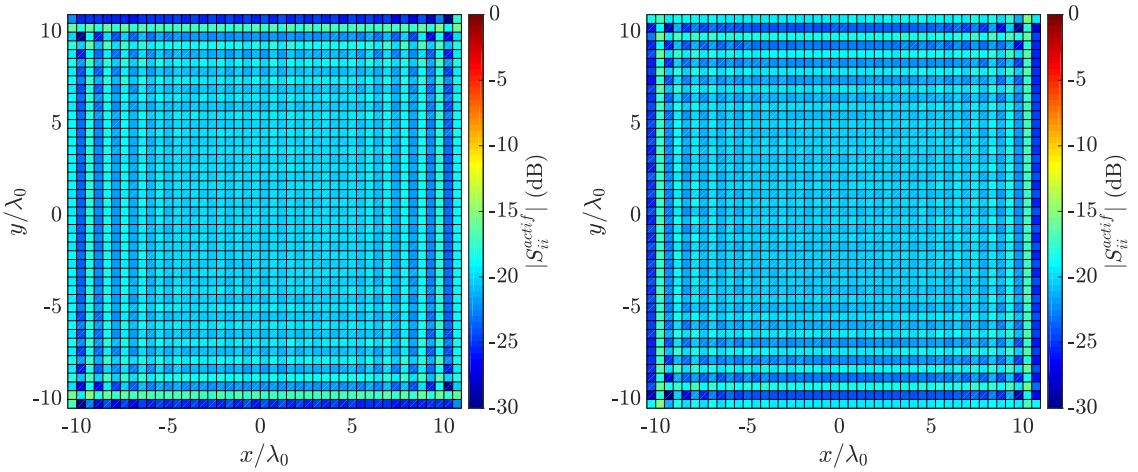
$$T_{antenne} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} G_{antenne}(\theta, \phi).T_{ciel}(\theta, \phi).d\Omega \tag{4.6}$$

On constate également un taux d'ellipticité de bonne qualité dans le secteur du lobe principal, ce qui traduit une bonne pureté de polarisation circulaire droite. Les coefficients de réflexion actifs sont quant à eux très bons sur les deux voies, quelle que soit la position des éléments. Ce résultat (Figure 4.21) est tout à fait conforme à la lecture des diagrammes de cercles (Figure 4.12).



(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.20 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

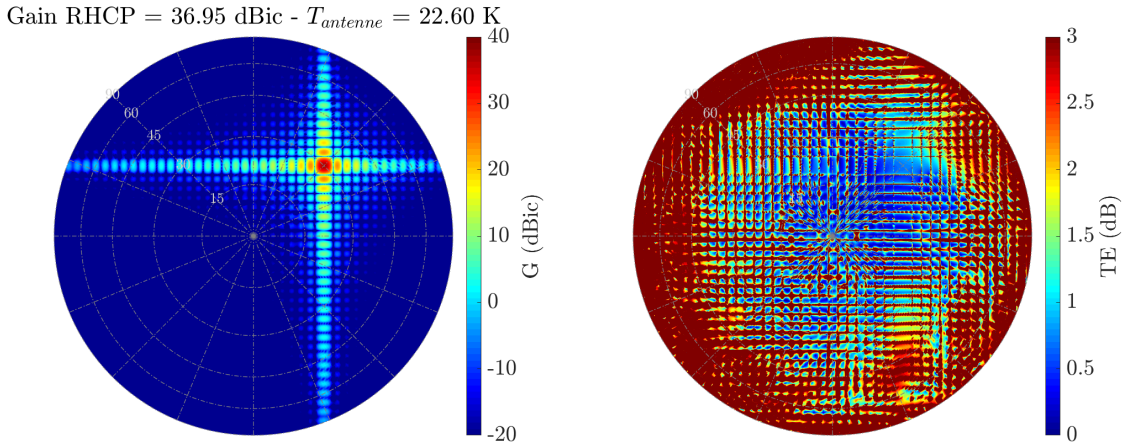


(a) Ports polarisés *Ex* **(b)** Ports polarisés *Ey*

Figure 4.21 – Cartographie des coefficients de réflexion actifs à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

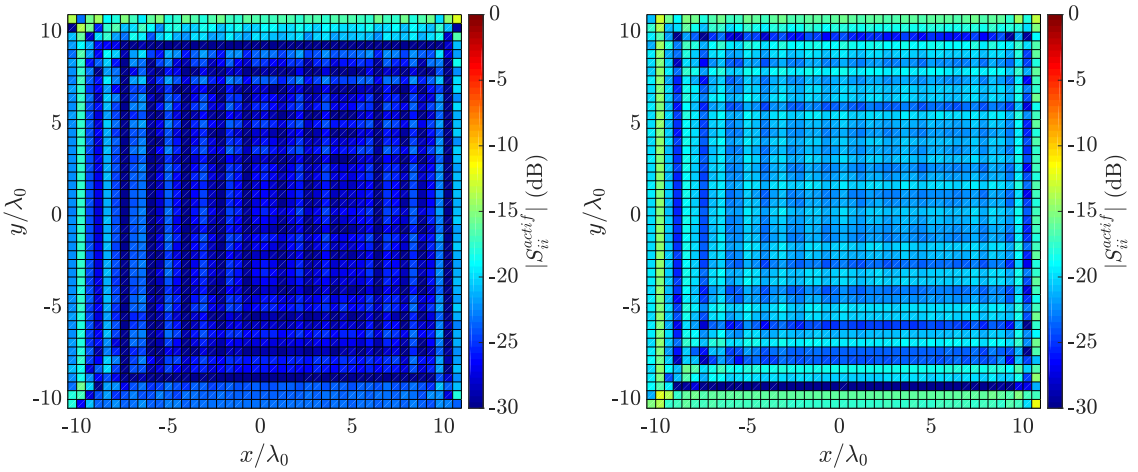
4.5.3.2 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (30°; 45°)$

Ces mêmes caractéristiques sont présentées sur les Figures 4.22 et 4.23 pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$. On constate une chute de gain de l'ordre de 0.7 dB et une augmentation de la température de bruit de l'ordre de 4 K. Le taux d'ellipticité est toujours très bon autour du lobe principal. Les coefficients de réflexion actifs sont également très bons, on distingue cependant un meilleur comportement des ports polarisés suivant *Ex*.



(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.22 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

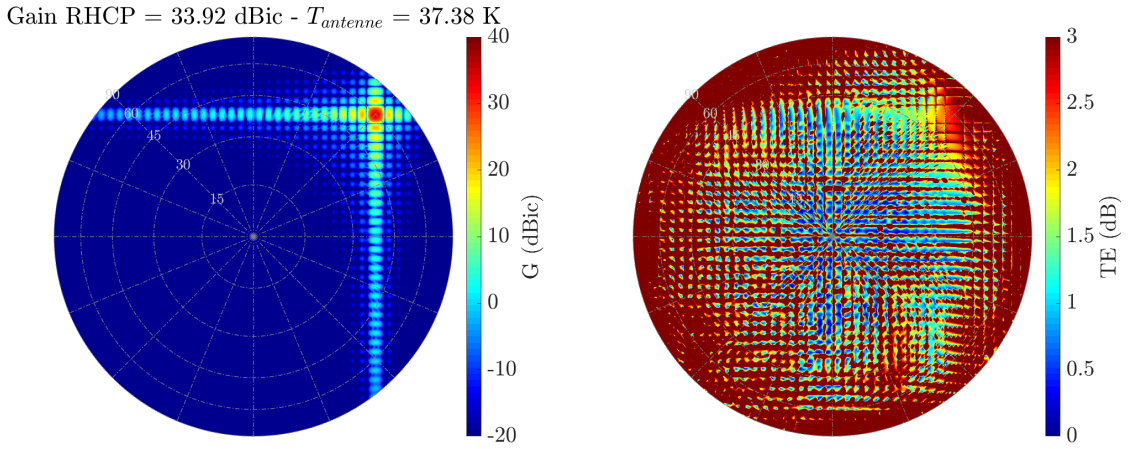


(a) Ports polarisés *Ex* **(b)** Ports polarisés *Ey*

Figure 4.23 – Cartographie des coefficients de réflexion actifs à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

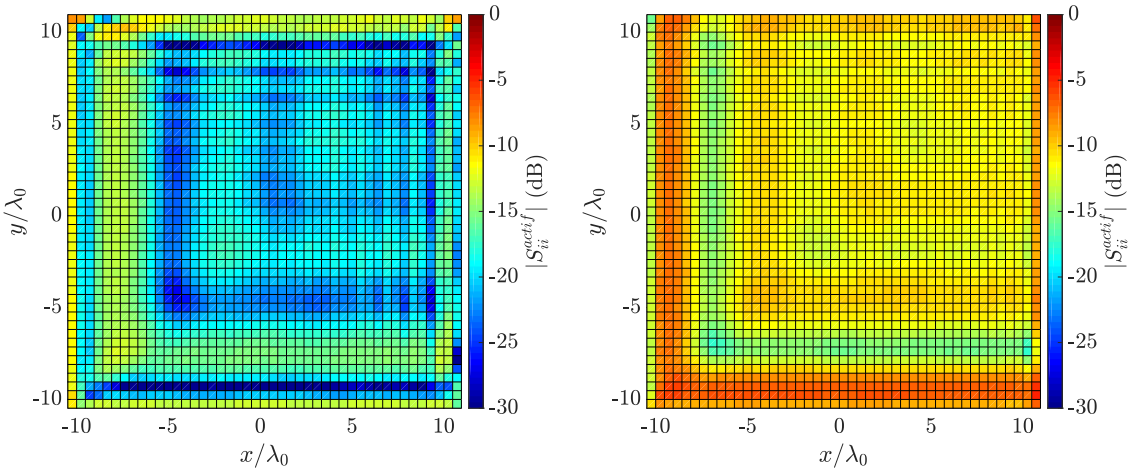
4.5.3.3 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (60°; 45°)$

Enfin, on présente les caractéristiques du panneau rayonnant dans un cas de fort dépointage $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ sur les Figures 4.24 et 4.25. Le gain et la température de bruit sont respectivement de 33.92 dBic et de 37.38 K, soit une chute de gain de 3.7 dB et une augmentation de la température de bruit de l'antenne de l'ordre de 18 K, par rapport au pointage axial. Le taux d'ellipticité est aussi très fortement perturbé et atteint 2.5 dB dans l'ouverture du lobe principal.



(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.24 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Ports polarisés *Ex* **(b)** Ports polarisés *Ey*

Figure 4.25 – Cartographie des coefficients de réflexion actifs à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

Concernant les coefficients de réflexion actifs, une minorité de ports polarisés suivant *Ex* ont une adaptation supérieure à -10 dB, tandis que sur les ports polarisés suivant *Ey*, les coefficients de réflexion actifs remontent fortement. La tendance observée dans le cas de pointage précédent se confirme donc ici. Les coefficients de réflexion actifs contribuent également à la chute de gain observée.

4.5.3.4 Synthèse des résultats

Une synthèse des résultats, présentés sous forme de tracés en deux dimensions permettant d'effectuer un balayage plus fin en élévation est donnée sur les Figures 4.26 à 4.28.

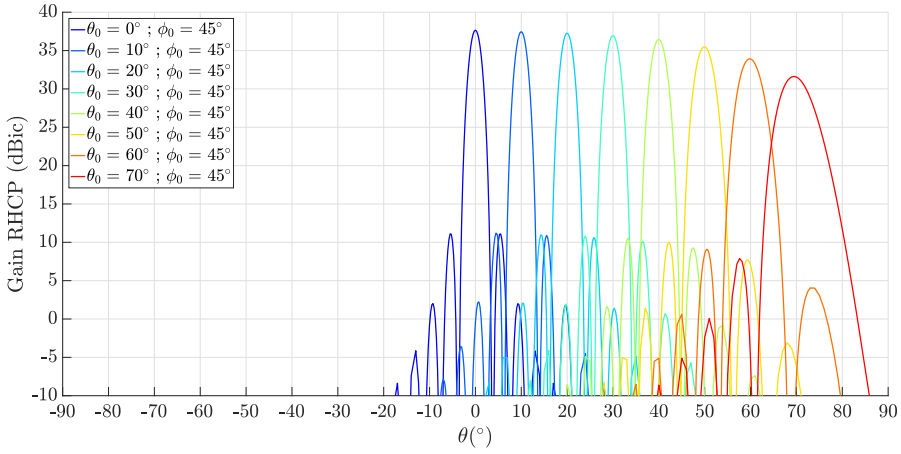
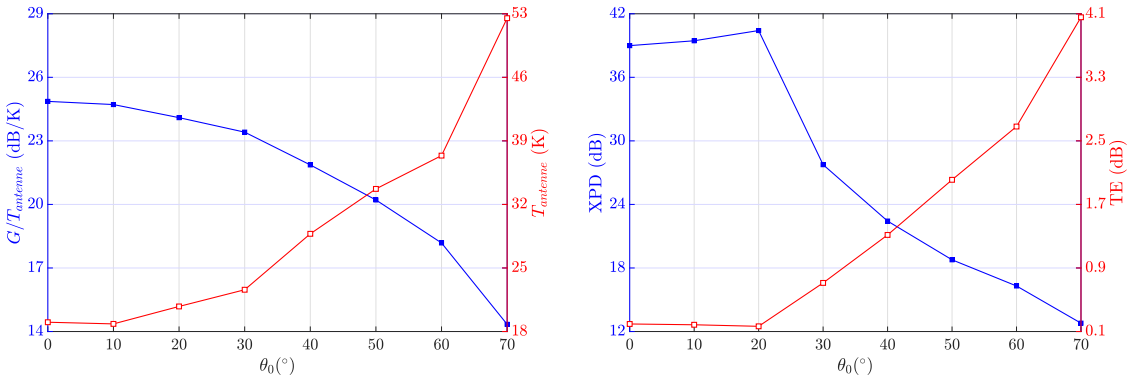
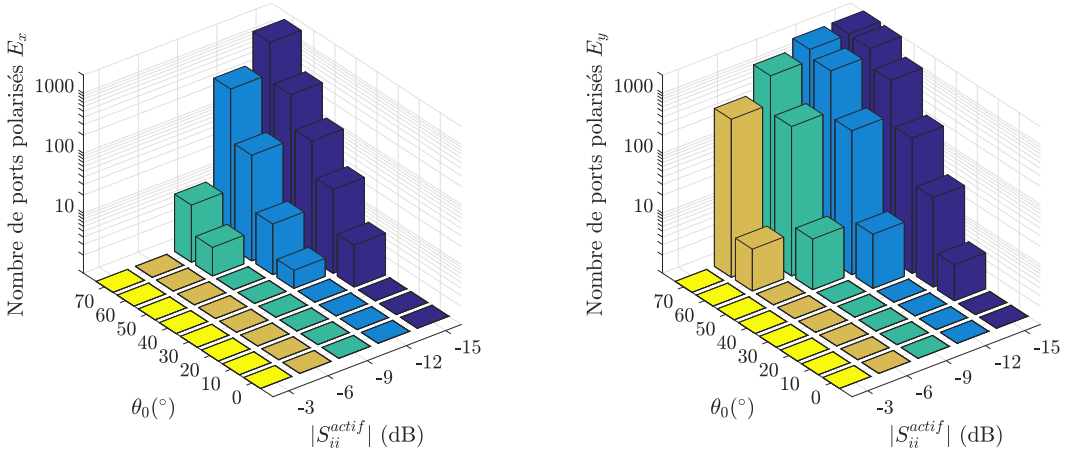


Figure 4.26 – Coupes du diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ à 19.25 GHz en polarisation RHCP pour un pointage en $\phi_0 = 45°$



(a) $G/T_{antenne}$ et $T_{antenne}$ **(b)** XPD et TE

Figure 4.27 – Évolution du rapport $G/T_{antenne}$ et du TE en fonction de l'incidence à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP



(a) Ports polarisés Ex **(b)** Ports polarisés Ey

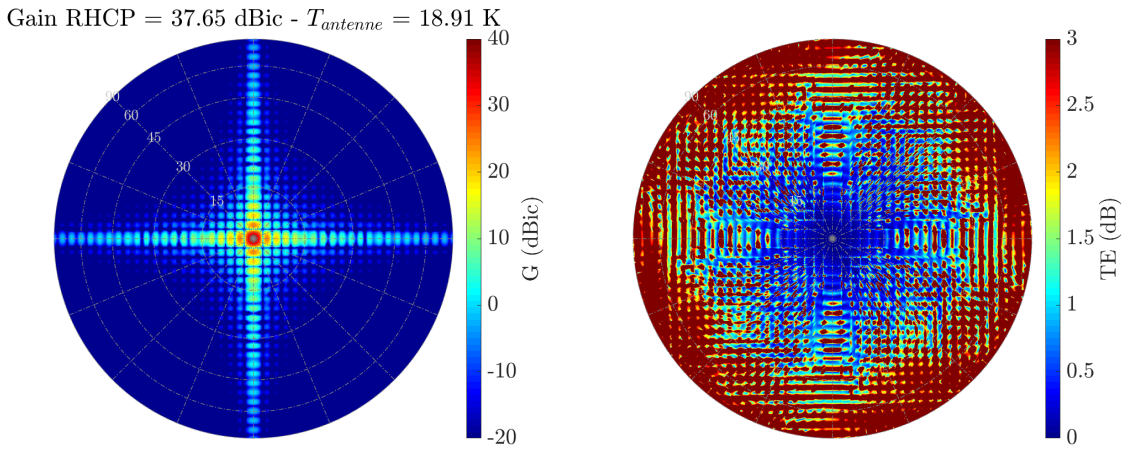
Figure 4.28 – Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP

La Figure 4.27a nous permet de mieux quantifier la décroissance du rapport entre le gain et la température de bruit de l'antenne en fonction de l'élévation. La Figure 4.27b révèle quant à elle que la discrimination de polarisation (XPD) est très bonne pour de faibles angles de dépointage, mais chute fortement à partir de 30°. Cette observation nous permet de confirmer la nécessité d'intégrer une correction des amplitudes/phases des pondérations pour optimiser le taux d'ellipticité en fonction de l'incidence. Enfin, les histogrammes présentés sur la Figure 4.28 permettent d'évaluer l'évolution de la distribution des coefficients de réflexion actifs en fonction de l'incidence. Par exemple, les barreaux vert-cyan représentent le nombre de ports ayant leur S_{ii}^{actif} supérieur à -9 dB. Les barreaux bleu-foncé expriment le nombre de ports dont les S_{ii}^{actif} sont supérieurs à -15 dB (ils englobent ainsi les vert-cyan). On observe donc qu'à $\theta_0 = 70°$, entre 12 % et 15 % des ports Ey possèdent un S_{ii}^{actif} compris entre -3 dB et -6 dB.

4.5.4 Implémentation d'une optimisation du taux d'ellipticité

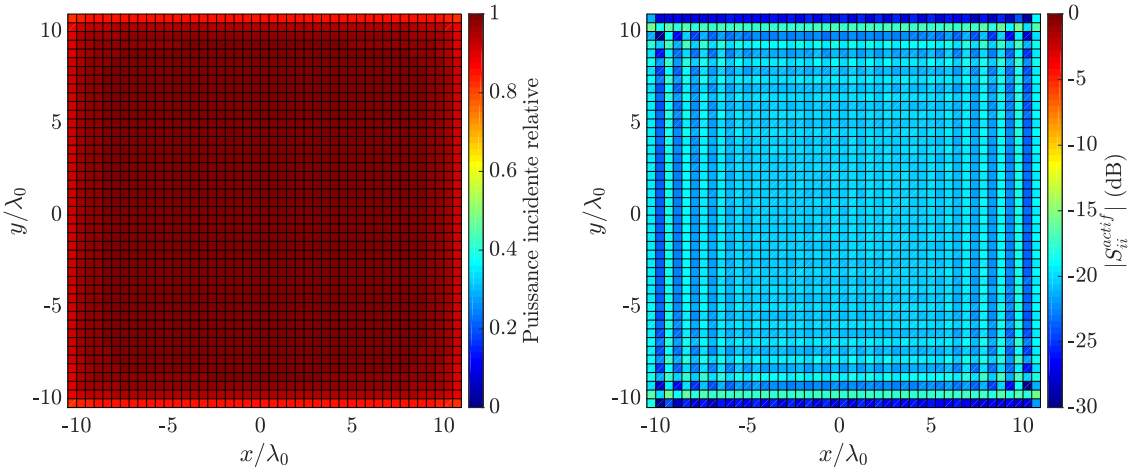
Dans cette section, l'implémentation d'une correction dynamique des poids complexes visant à optimiser le taux d'ellipticité en fonction de l'incidence est étudiée. Cette démarche peut être assimilée à l'adoption de l'architecture 2 ou 3 (Figures 4.19b et 4.19c) Les effets de ces corrections sur les coefficients de réflexion actifs ainsi que sur les caractéristiques de rayonnement sont présentés dans la suite de cette section.

4.5.4.1 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (0°; 45°)$



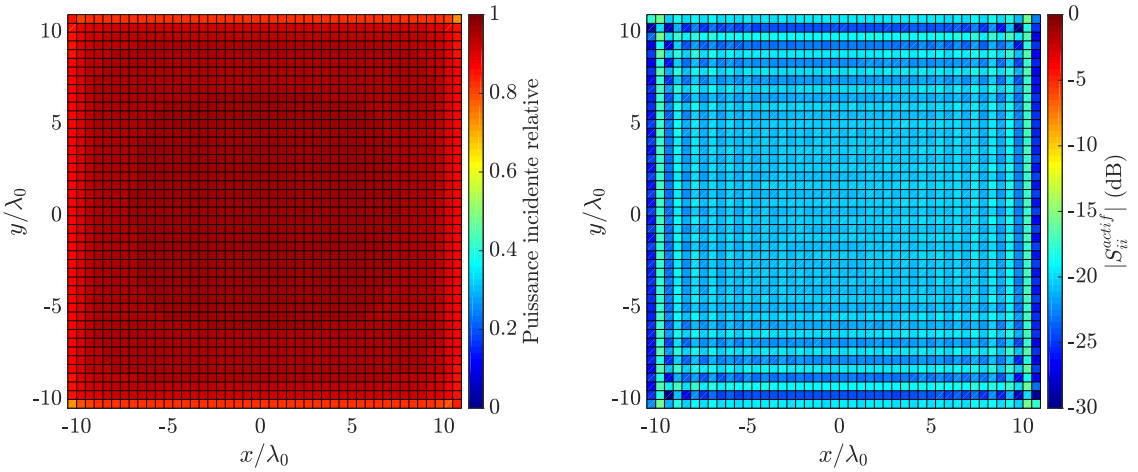
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.29 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.30 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

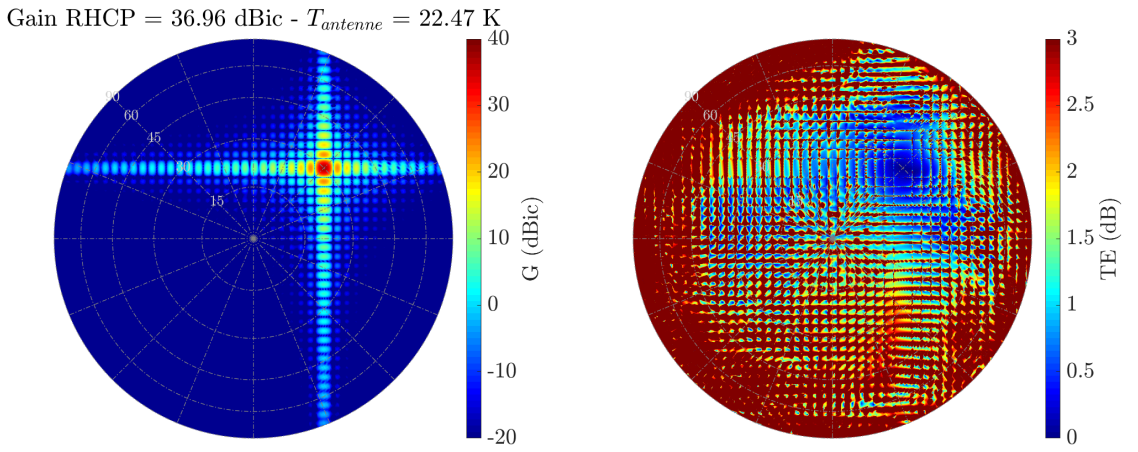


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.31 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

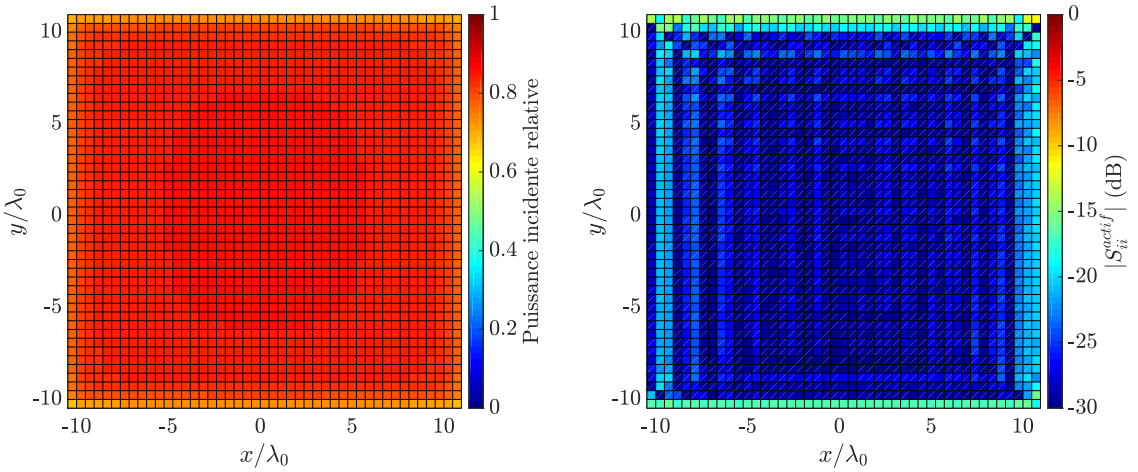
Les pondérations n'étant plus uniformes à cause des corrections appliquées pour le taux d'ellipticité, elles sont mises en regard des coefficients de réflexion actifs qu'elles engendrent sur les Figures 4.30 et 4.31. On observe une très faible variation de ces pondérations car le taux d'ellipticité dans ce cas de pointage était déjà très faible sans correction (Figure 4.27b).

4.5.4.2 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (30°; 45°)$



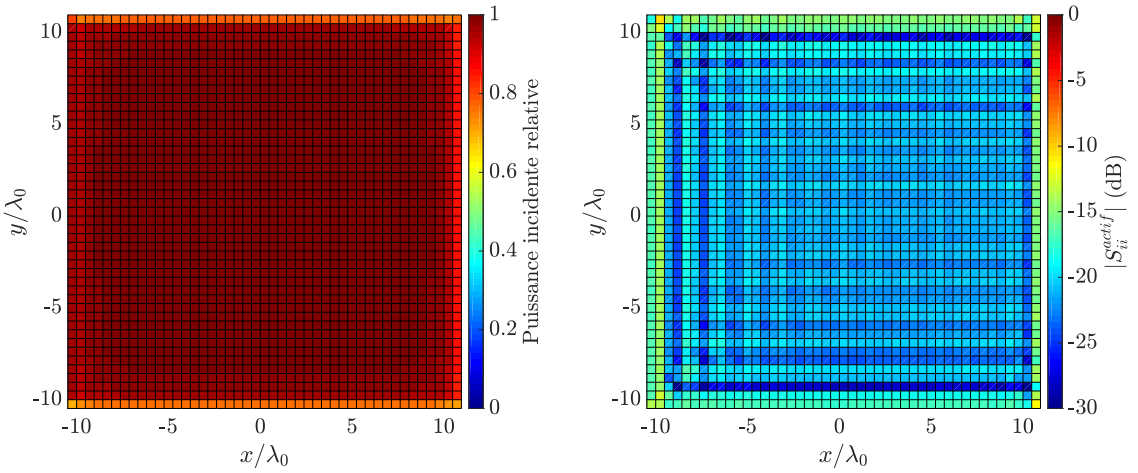
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.32 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.33 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP

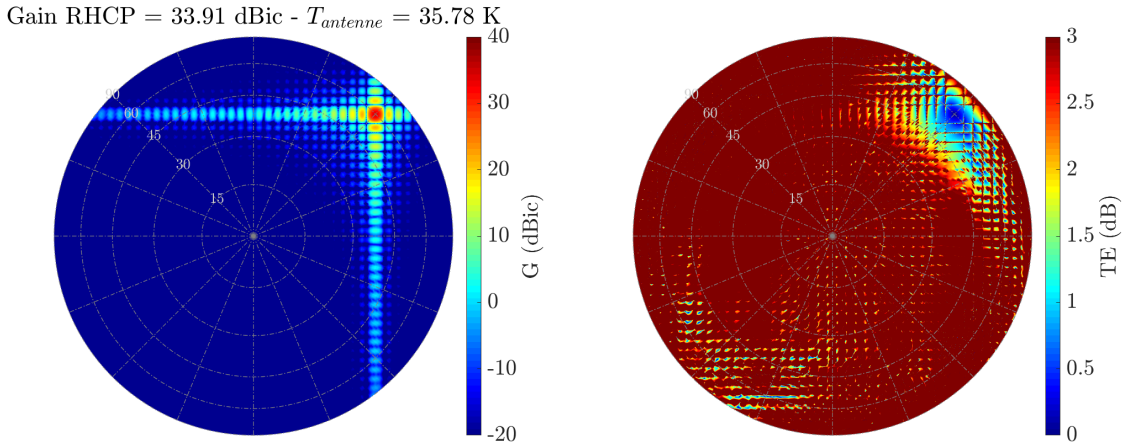


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.34 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP

Dans ce cas de pointage, la pureté de polarisation était aussi relativement bonne sans correction (Figure 4.27b), on observe alors peu de variations sur les pondérations des éléments. Cependant, on note une puissance globalement plus élevée sur les ports *Ey* (Figure 4.34a) par rapport aux ports *Ex* (Figure 4.33a). Les coefficients de réflexion actifs sont donc logiquement toujours plus élevés sur les ports *Ey* que sur les ports *Ex* (Figures 4.34b et 4.33b, respectivement).

4.5.4.3 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (60°; 45°)$

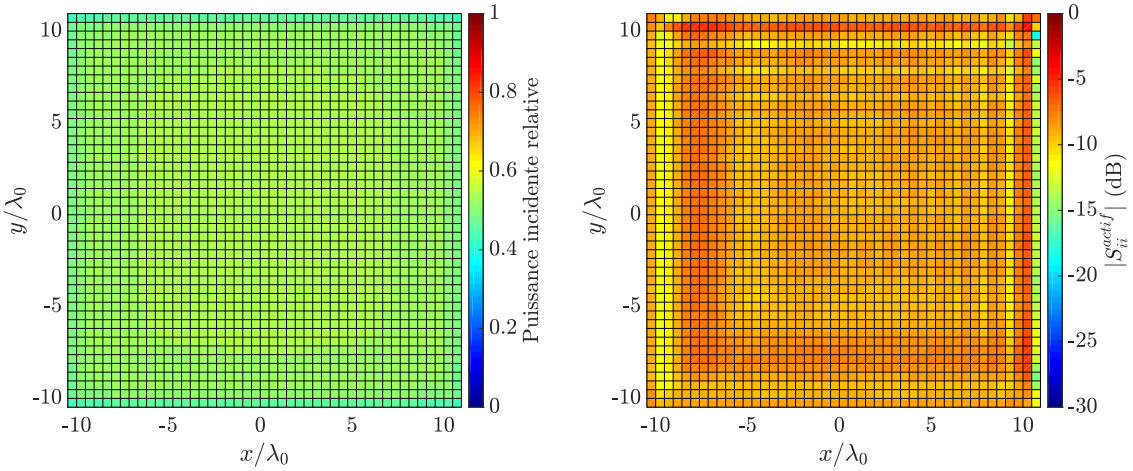


(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.35 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

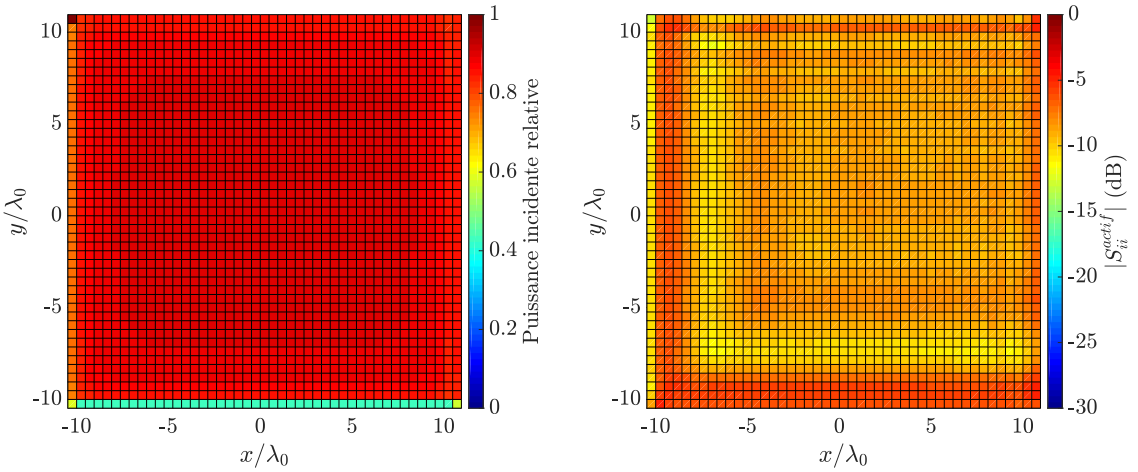
On constate, dans ce dernier cas de pointage, que la correction du taux d'ellipticité est très efficace puisque ce dernier est optimal dans la direction de pointage (Figure 4.35b). L'ouverture dans laquelle le taux d'ellipticité est acceptable est cependant assez faible, mais elle contient le lobe principal.

Cette optimisation du taux d'ellipticité induit une variation importante des puissances injectées entre les ports des deux voies (Figures 4.36 et 4.37). Cela a pour effet d'équilibrer les niveaux des coefficients de réflexion actifs entre les voies. On note globalement des coefficients de réflexion actifs élevés.



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.36 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

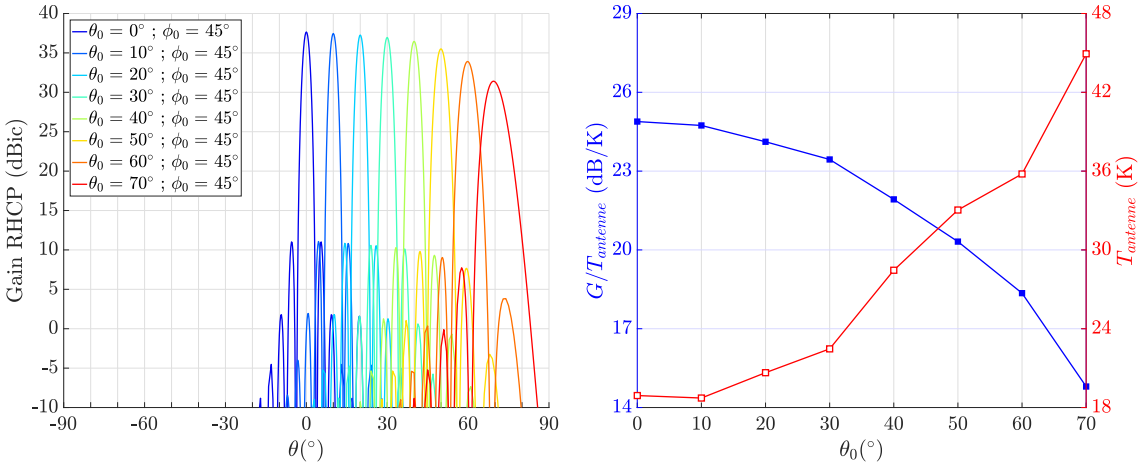


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.37 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

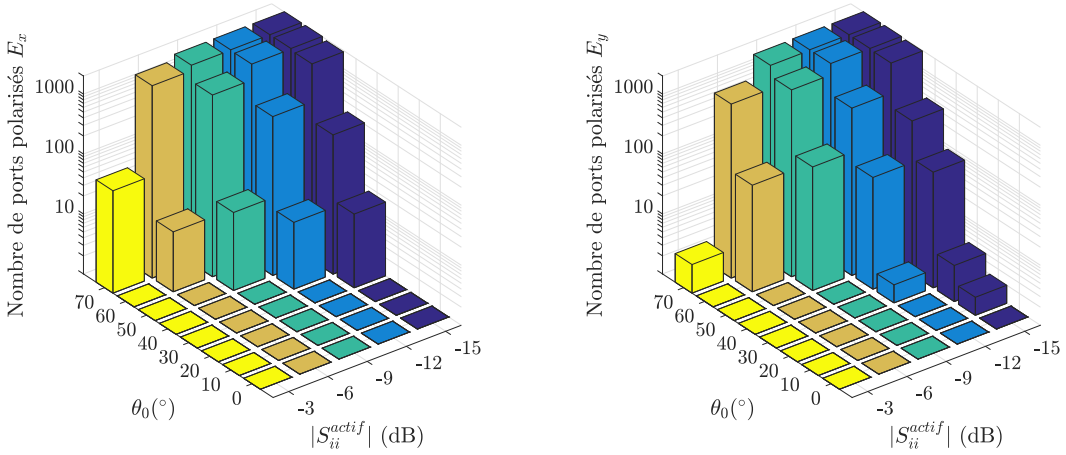
4.5.4.4 Synthèse des résultats

Les Figures 4.38 et 4.39 présentent la synthèse des caractéristiques du panneau en fonction de l'incidence en élévation. Dans ce cas, le taux d'ellipticité et la discrimination de polarisation ne sont pas représentés puisqu'ils sont optimaux dans chaque direction de pointage. On remarque que l'optimisation du taux d'ellipticité n'a que peu d'effet sur l'évolution du gain et du rapport $G/T_{antenne}$. Enfin, on constate qu'en incidence normale, où le TE était déjà très bon, on observe peu l'effet de cette correction sur la qualité de polarisation. En revanche, pour des incidences rasantes, l'effet est bien visible et se traduit par une variation des pondérations entre les deux voies du panneau.



(a) Rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ **(b)** $G/T_{antenne}$ et $T_{antenne}$

Figure 4.38 – Évolution du diagramme de rayonnement et du rapport $G/T_{antenne}$ à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP



(a) Ports polarisés Ex **(b)** Ports polarisés Ey

Figure 4.39 – Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP

Les coefficients de réflexion actifs sont cependant plus élevés que dans le cas précédent pour les fortes incidences. On constate également une homogénéisation des distributions des coefficients de réflexion actifs entre les ports des voies horizontales et verticales.

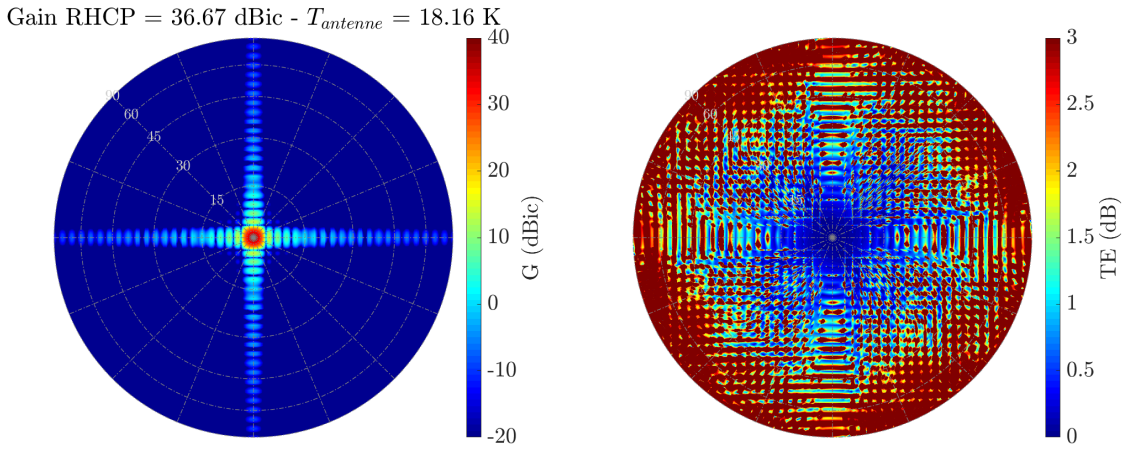
Suite à cette étude, il apparaît nécessaire d'implémenter une correction dynamique du taux d'ellipticité en fonction de la direction de pointage. En effet, comme cela a été démontré, le TE et le XPD se détériorent fortement pour les incidences les plus importantes. De plus, dans le cas présenté précédemment sans correction dynamique, les pertes associées à un coupleur hybride ne sont pas prises en compte et pourraient donc influer sur les valeurs de gain et de $G/T_{antenne}$. Ceci nous permet donc d'identifier la seconde architecture (Figure 4.19b) comme étant la plus adaptée aux contraintes de l'application. Dans la section suivante, une apodisation d'amplitude est appliquée afin d'étudier l'influence d'une baisse du niveau des lobes secondaires sur la température de bruit de l'antenne.

4.5.5 Application d'une pondération d'amplitude de type Dolph-Chebyshev

Cette section s'attache à présenter les résultats du panneau en fonction de l'incidence avec une correction dynamique du taux d'ellipticité et une apodisation d'amplitude de type Dolph-Chebyshev. Ce type de pondération permet d'optimiser le gain d'un réseau pour un niveau de lobes secondaires spécifié [17]. L'objectif de cette section est donc d'étudier l'influence que peut avoir une telle apodisation sur la réduction

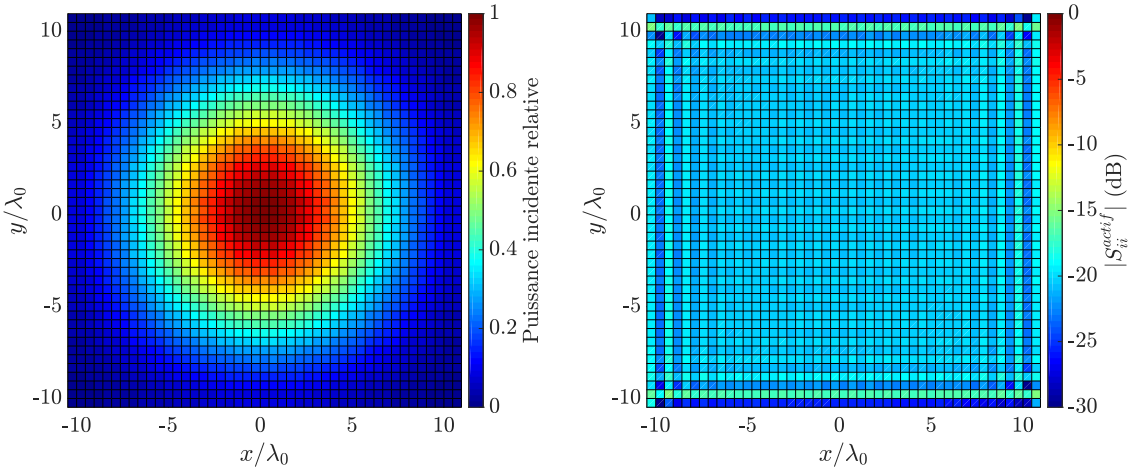
de la température de bruit de l'antenne. Il faut évidemment s'attendre à ce que cette apodisation engendre une perte de gain, l'objectif final étant d'évaluer son impact sur le rapport $G/T_{antenne}$. Dans la suite de cette section, les pondérations de Dolph-Chebyshev sont réalisées avec un objectif de contraste entre le lobe principal et les lobes secondaires de 25 dB.

4.5.5.1 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (0°; 45°)$



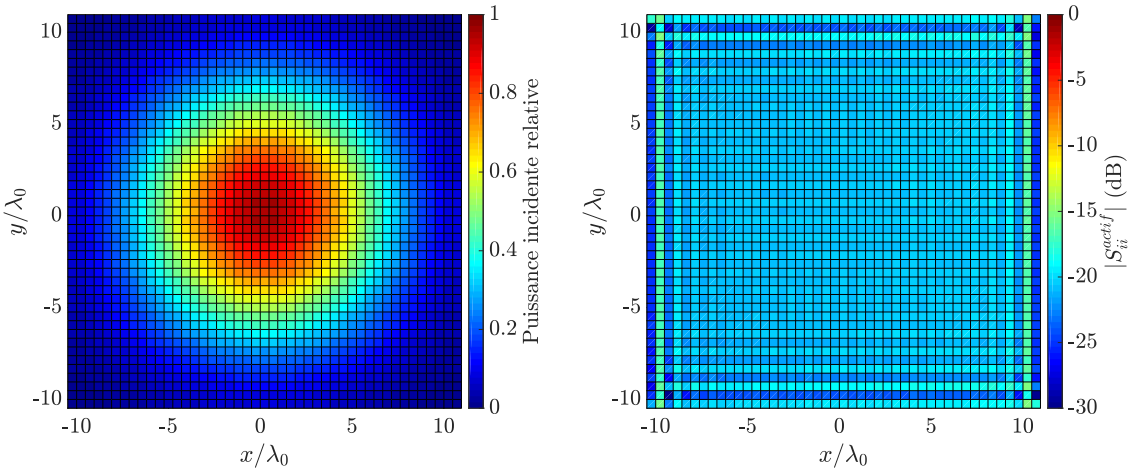
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.40 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.41 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

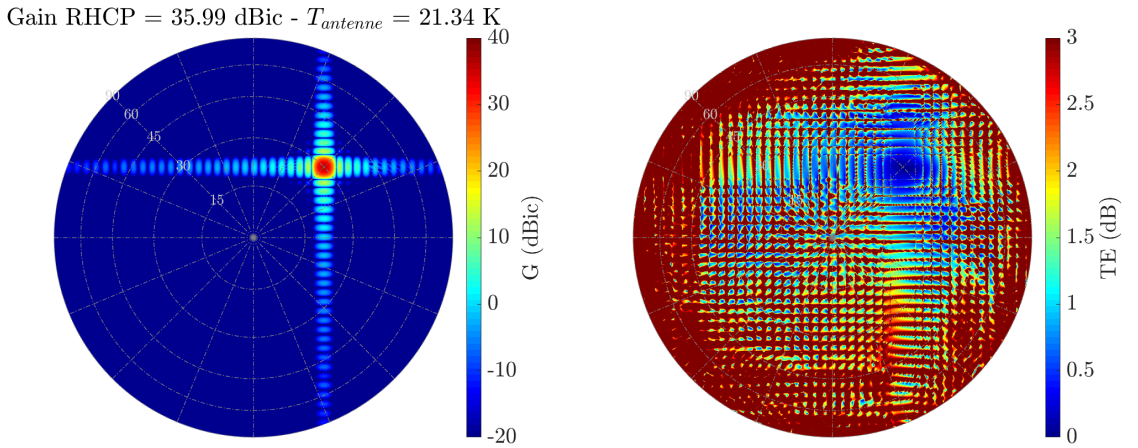


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.42 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

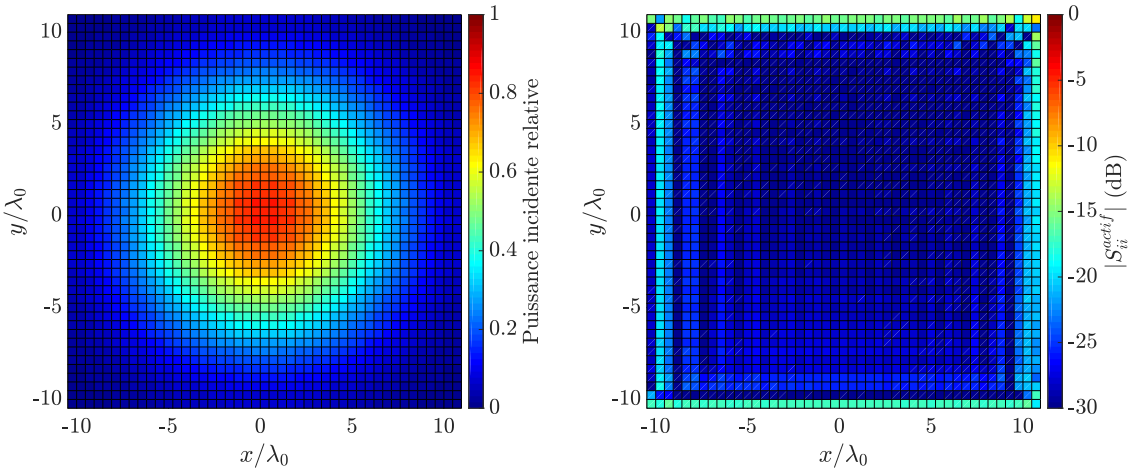
On distingue bien l'effet des pondérations de Dolph-Chebyshev sur le diagramme de rayonnement (Figure 4.40). En effet, par rapport aux différents cas précédents, on note une baisse importante du niveau des lobes secondaires. L'apodisation abrupte est visible sur les Figures 4.41 et 4.42. On note qu'au centre du réseau, la puissance est plus importante sur les ports *Ex* que sur les ports *Ey*.

4.5.5.2 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (30°; 45°)$



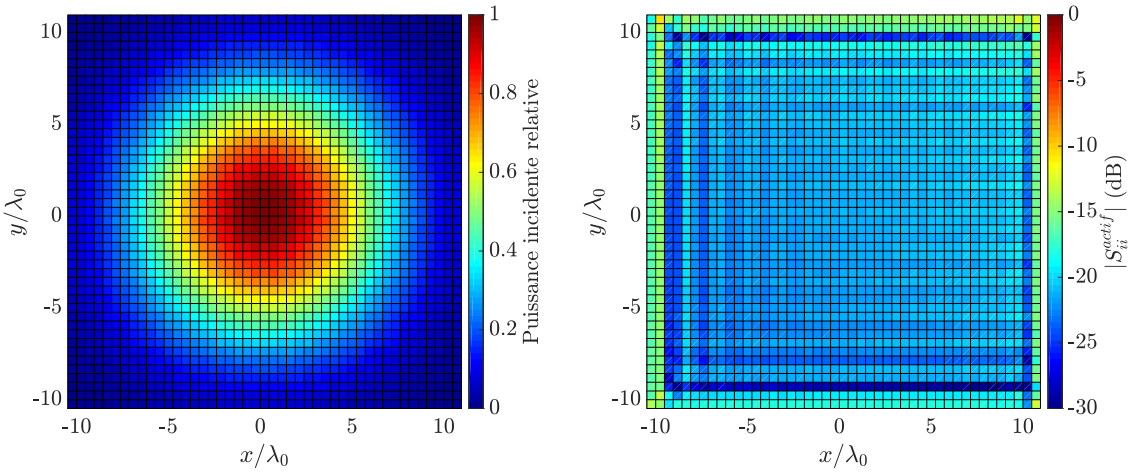
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.43 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.44 – Cartographie des puissances et injectées des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP

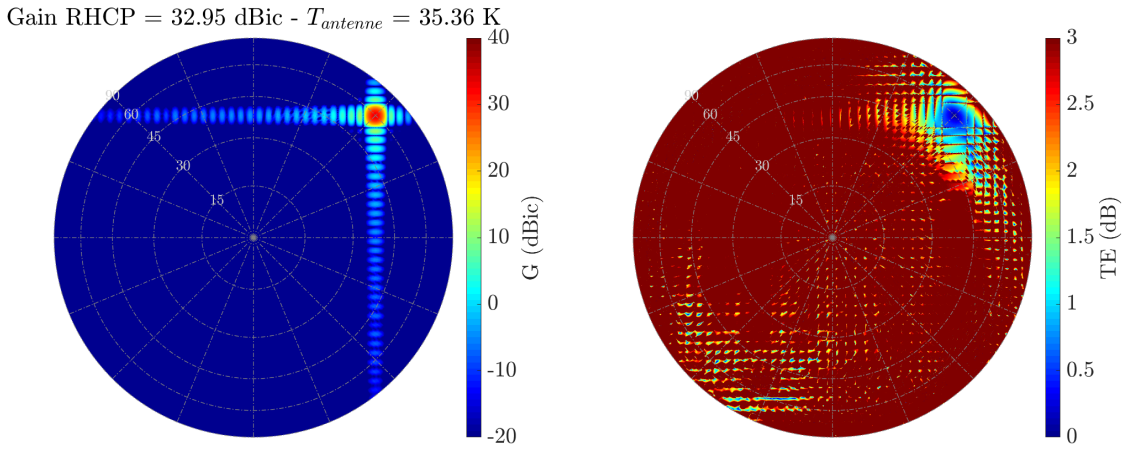


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.45 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP

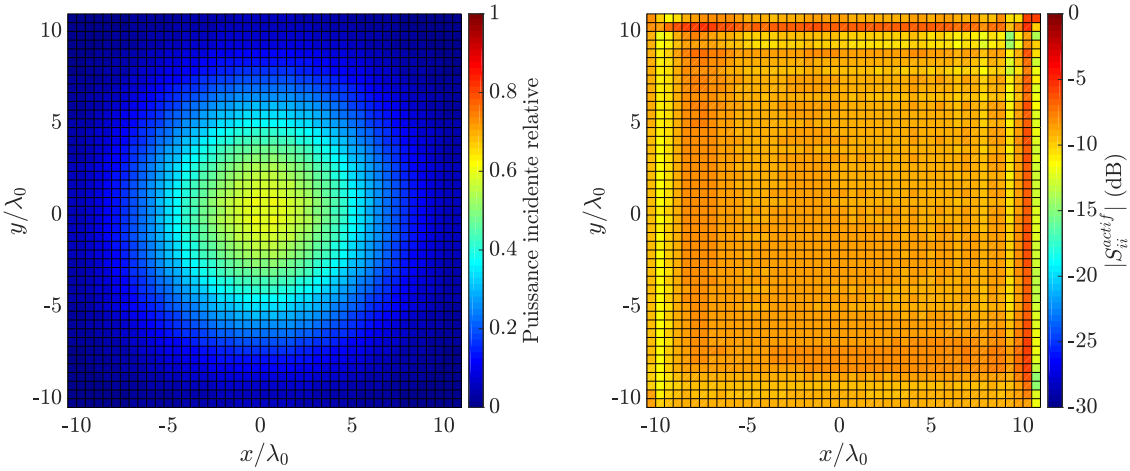
De même, dans ce cas de pointage, on note que les lobes secondaires sont toujours beaucoup plus bas que dans les cas précédents, sans apodisation. Le taux d'ellipticité reste optimal dans la direction principale de rayonnement (Figure 4.43). Les puissances injectées sur les ports des deux voies du panneau sont relativement similaires, toutefois, on note une puissance légèrement supérieure au centre du panneau sur les ports *Ey* par rapport aux ports *Ex*. Les coefficients de réflexion actifs étant du même ordre que dans les deux premiers cas, on en déduit que l'apodisation a peu d'effet sur l'adaptation des éléments (Figures 4.44 et 4.45).

4.5.5.3 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (60°; 45°)$



(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.46 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

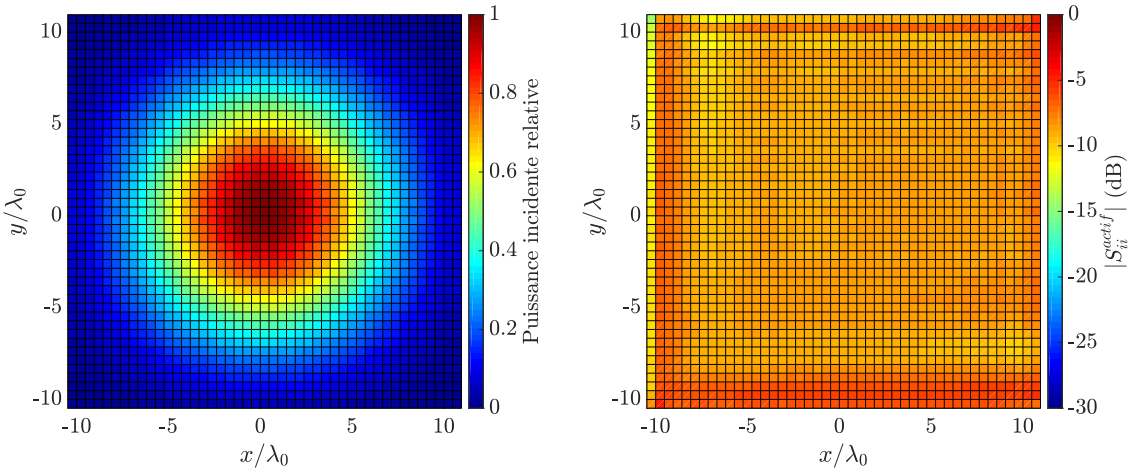


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.47 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

On remarque que, même dans le cas du dépointage à 60°, le diagramme est nettoyé de ses lobes secondaires en dehors des axes principaux du rayonnement. Les lobes secondaires présents dans ces axes sont fortement atténués et le taux d'ellipticité est optimal malgré le fort dépointage (Figure 4.46).

Comme dans le cas sans apodisation d'amplitude, pour un dépointage de 60°, les pondérations sont beaucoup plus importantes sur les ports *Ey* que sur les ports *Ex*. On observe toujours la répartition de l'énergie typique d'une pondération de Dolph-Chebyshev sur les ports des deux voies (Figures 4.47 et 4.48).

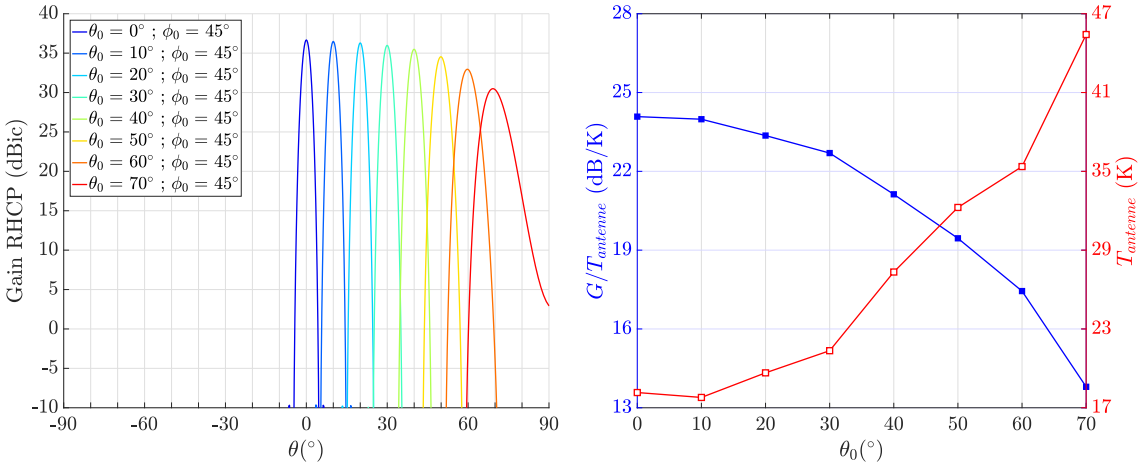


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.48 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP

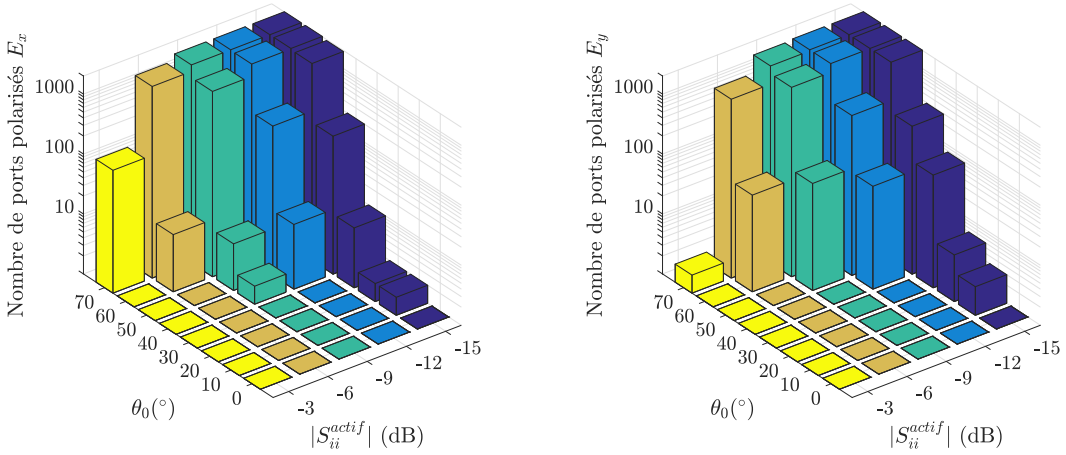
4.5.5.4 Synthèse des résultats

La synthèse des résultats en deux dimensions est présentée sur les Figures 4.49 et 4.50. La représentation de la Figure 4.49a nous permet de bien remarquer l'absence de lobes secondaires dans le plan $\phi = 45°$. La Figure 4.49b indique que, même si la température de bruit de l'antenne a été légèrement diminuée, le rapport $G/T_{antenne}$ est inférieur au cas sans apodisation. L'analyse des histogrammes cumulés de la Figure 4.50 indique un comportement similaire des éléments par rapport au cas sans pondération d'amplitude.



(a) Rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ **(b)** $G/T_{antenne}$ et $T_{antenne}$

Figure 4.49 – Évolution du diagramme de rayonnement et du rapport $G/T_{antenne}$ à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP



(a) Ports polarisés Ex **(b)** Ports polarisés Ey

Figure 4.50 – Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP

De manière générale, les puissances observées précédemment traduisent une efficacité d'ouverture très inférieure à l'illumination uniforme. Les niveaux très faibles des pondérations sur les bords imposent aussi une grande excursion des amplitudes fournies par les chaînes actives.

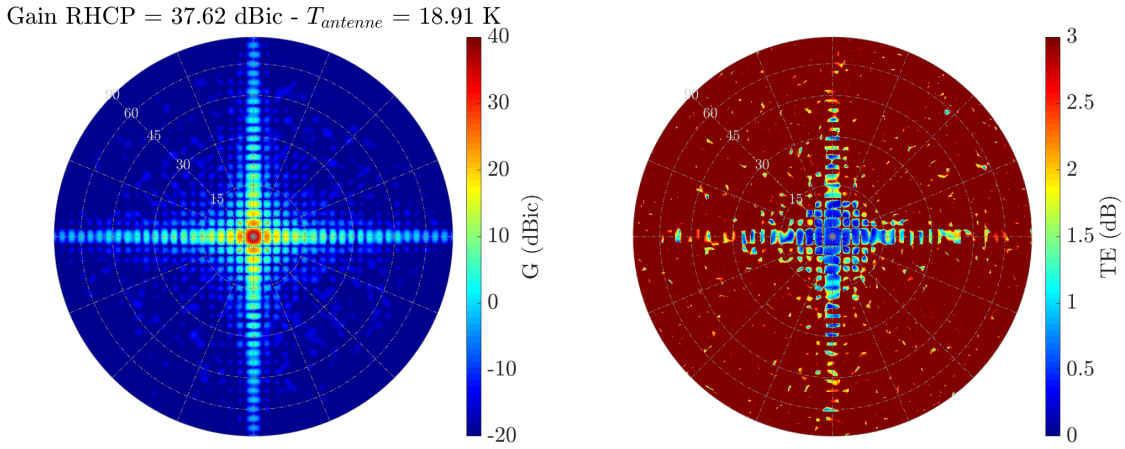
Il résulte de cette étude que le compromis entre la perte de gain et l'amélioration escomptée de la température d'antenne ne se montre pas avantageux par rapport au cas d'une illumination équi-amplitude (section 4.5.4). En effet, la température d'antenne augmente fortement avec l'incidence, ceci s'explique par le fait qu'avec ce type de pondération, la majeure partie de l'énergie se situe dans le lobe principal. Ainsi, lorsque le faisceau est dépointé fortement, la quasi-totalité de l'énergie du diagramme est pondérée par une température de bruit du ciel élevée, tandis qu'avec une illumination équi-amplitude, les lobes secondaires pointant au zénith, de niveaux plus élevés, contribuent à diminuer la température de bruit de l'antenne. Cette tendance croit à mesure que l'angle de dépointage augmente. On préférera alors le cas sans apodisation avec une optimisation dynamique du taux d'ellipticité.

4.5.6 Étude de l'influence d'une quantification des pondérations

Dans cette section, on souhaite mettre en évidence les effets des contraintes technologiques des chaînes actives. En effet, les amplificateurs et déphaseurs destinés à générer les pondérations d'amplitude et de phase, fonctionnent en général sur des états discrets. De plus, des dispersions peuvent intervenir dans les réponses des différentes chaînes. De façon à avoir une représentation proche de la réalité d'une chaîne active réelle, les pondérations d'amplitude et de phase sont maintenant quantifiées et bruitées.

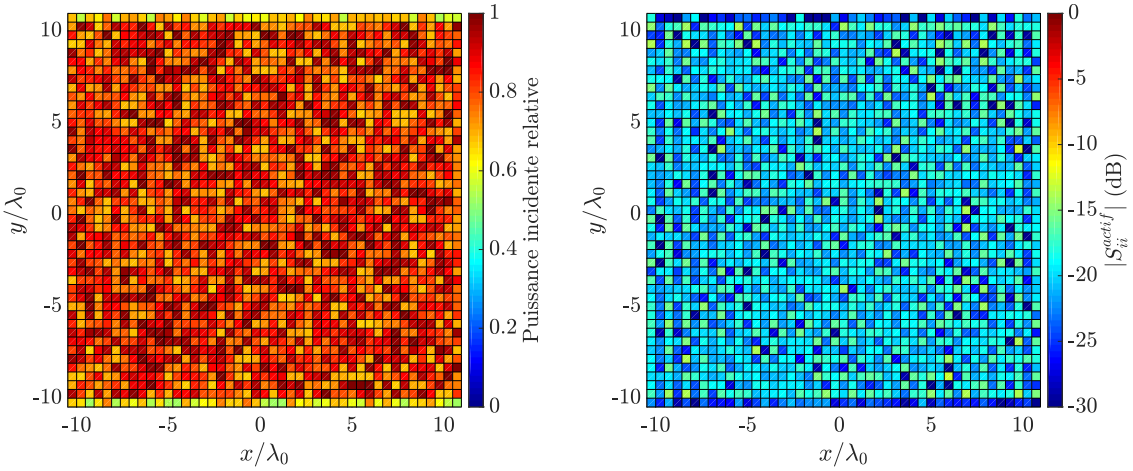
Après plusieurs essais, nous avons convergé vers un bon compromis qui donne des résultats satisfaisants. Concernant les pondérations d'amplitude, on considère donc un fonctionnement sur **3 bits** (soit 8 états d'amplitude), alors que pour les pondérations de phase, un déphaseur à **4 bits** est considéré (soit 16 états de phase). D'autre part, des dispersions aléatoires de **+/- 10 %** en amplitude (soit environ +/- 20 % en puissance) et **+/-5°** en phase sont appliquées. Le cas considéré pour cette étude est le second cas étudié, intégrant une correction dynamique du taux d'ellipticité sans apodisation.

4.5.6.1 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (0°; 45°)$



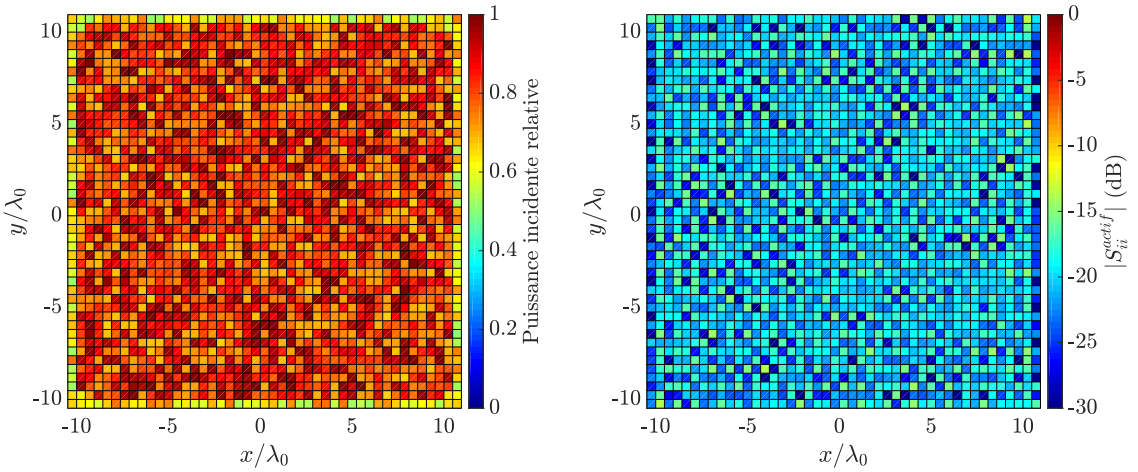
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.51 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.52 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

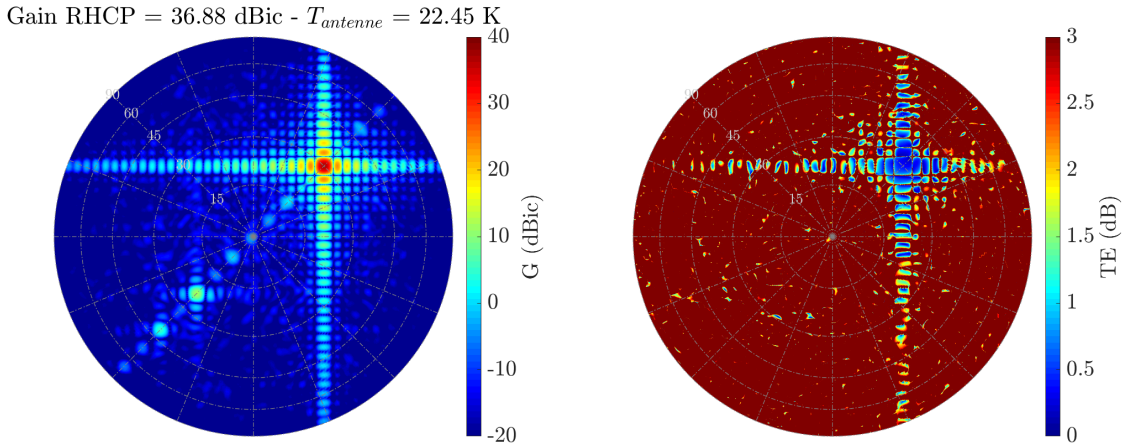


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.53 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

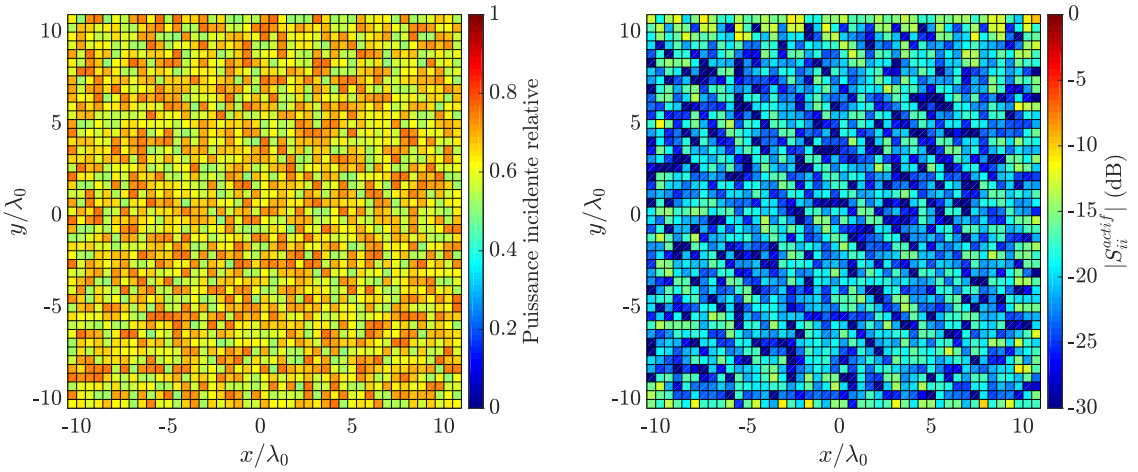
La Figure 4.51 permet d'identifier clairement les effets des contraintes appliquées aux chaînes actives. En effet, on constate une remontée globale du bruit dans le diagramme de rayonnement. De plus, la zone dans laquelle le taux d'ellipticité est optimal se réduit autour de la direction principale de rayonnement. Les Figures 4.52 et 4.53 permettent d'observer la dispersion des pondérations rayonnées due aux quantifications et aux bruits injectés. Ces dispersions se retrouvent également sur les cartographies des coefficients de réflexion actifs.

4.5.6.2 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (30°; 45°)$



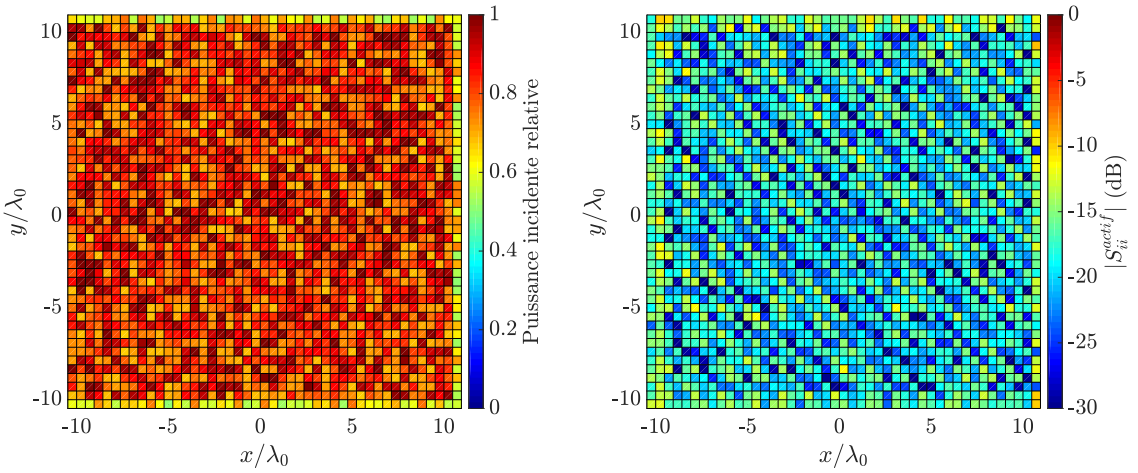
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure 4.54 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.55 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP

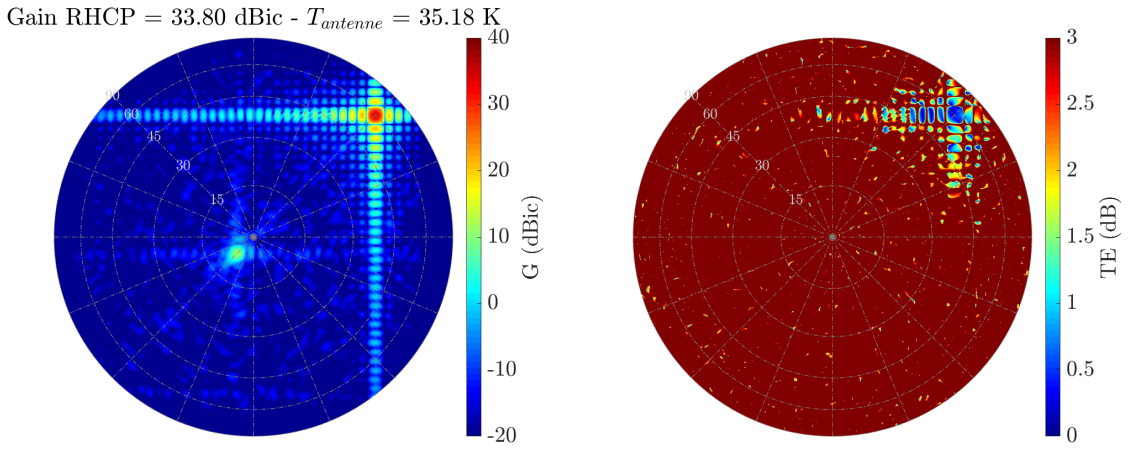


(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.56 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP

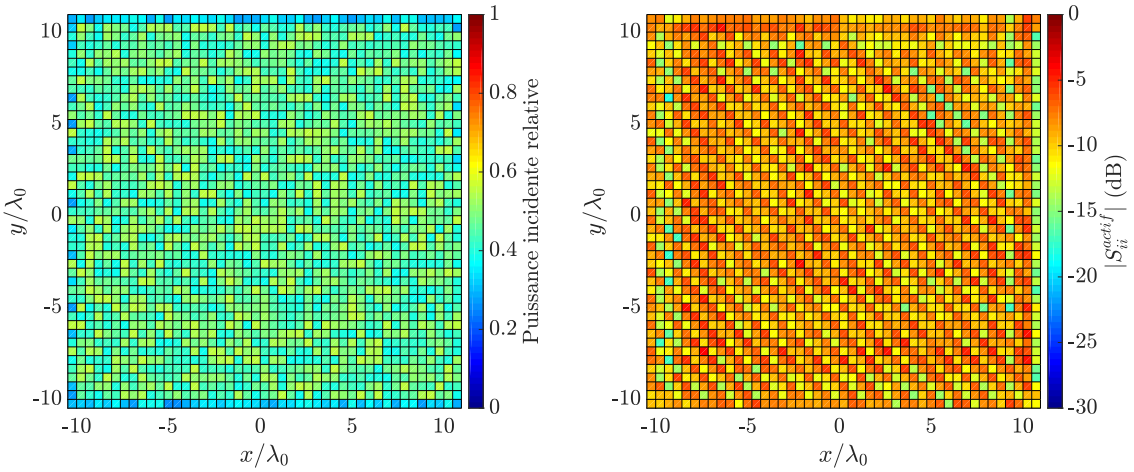
Dans ce nouveau cas de pointage, on observe toujours une remontée du bruit global du diagramme de rayonnement. En plus de ce bruit, déjà perceptible dans le cas du pointage axial, on note des remontées plus importantes de lobes secondaires dans certaines directions. Ces lobes, appelés lobes de quantification [18], sont dus à la discrétisation des états des pondérations de phase. Ils contribuent à une diminution du gain réalisé. Cependant, cette perte reste assez faible puisqu'elle est de l'ordre de 0.1 dB, elle s'accompagne également d'une très légère baisse de la température de bruit de l'antenne.

4.5.6.3 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (60°; 45°)$



(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

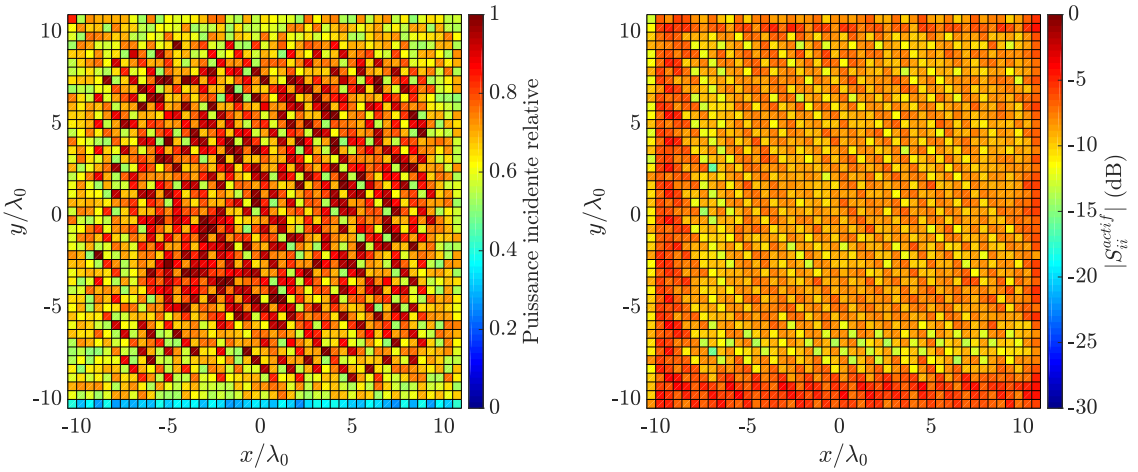
Figure 4.57 – Caractéristiques de rayonnement à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.58 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 19.25 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

Enfin, dans ce dernier cas de pointage, les mêmes phénomènes sont observés : augmentation du bruit dans le diagramme de rayonnement, légère perte de gain, apparition d'un lobe de quantification et resserrement de la zone autour de laquelle le taux d'ellipticité est optimal. Le lobe de quantification pointant au zénith (Figure 4.57), il contribue à diminuer légèrement la température d'antenne par rapport au cas idéal, comme c'était déjà le cas pour un pointage à $\theta_0 = 30°$. Aussi, la répartition des coefficients de réflexion actifs sur le panneau est moins homogène que dans le cas idéal et ce quelque soit le pointage considéré, cependant, les niveaux sont comparables.



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure 4.59 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 19.25 GHz pour un pointage à ($\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°$) en polarisation RHCP

4.5.6.4 Synthèse des résultats

L'analyse de la Figure 4.60 nous permet d'observer ce phénomène de lobes de quantification qui apparaît dès la première incidence considérée ($\theta_0 = 10°$).

La Figure 4.61a est relativement peu impactée par les quantifications et le bruitage. Par conséquent, le rapport $G/T_{antenne}$ ne subit qu'une très légère baisse par rapport au cas idéal. D'autre part, on note que l'effet des quantifications et du bruitage du vecteur de pondérations n'a que peu d'impact sur les valeurs de taux d'ellipticité et de XPD dans la direction de pointage (Figure 4.61b). En effet, le taux d'ellipticité reste inférieur à 0.5 dB pour toutes les incidences.

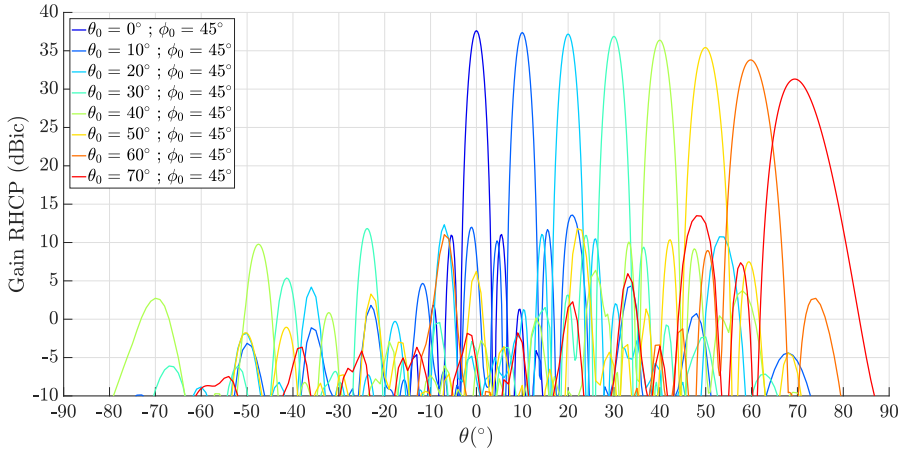
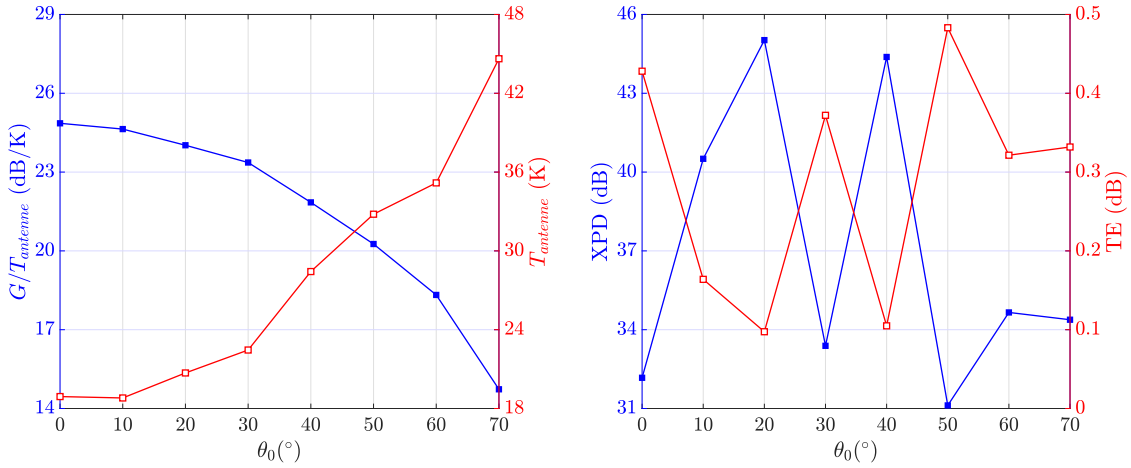
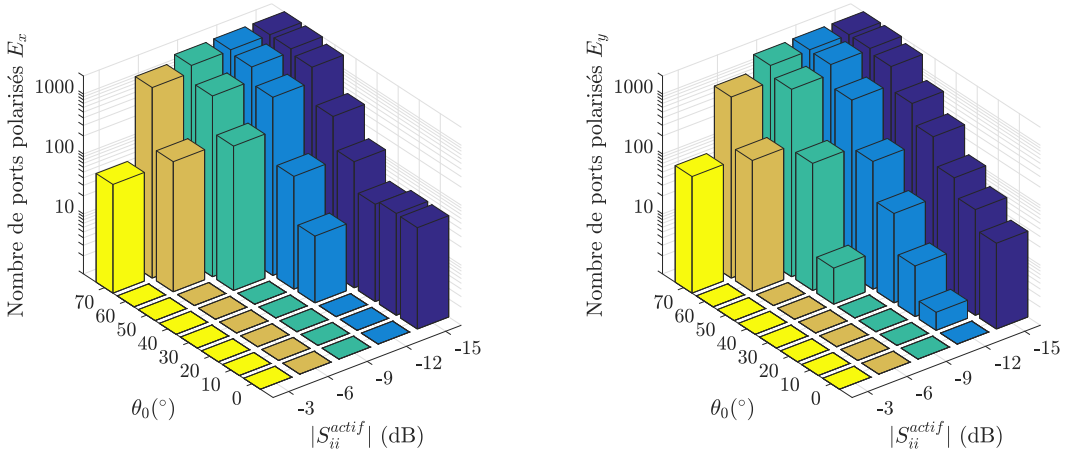


Figure 4.60 – Coupes du diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ à 19.25 GHz en polarisation RHCP pour un pointage en $\phi_0 = 45°$



(a) $G/T_{antenne}$ et $T_{antenne}$ **(b)** XPD et TE

Figure 4.61 – Évolution du rapport $G/T_{antenne}$ et du TE en fonction de l'incidence à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP



(a) Ports polarisés Ex **(b)** Ports polarisés Ey

Figure 4.62 – Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 19.25 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP

Finalement, après comparaison des histogrammes des Figures 4.62 et 4.39, on constate que les contraintes appliquées aux chaînes actives ont peu d'effet sur les coefficients de réflexion actifs. Une légère hausse est notable pour les faibles incidences, par rapport au cas idéal, là où les coefficients de réflexion actifs sont très bas.

Les différentes analyses qui ont été menées dans cette partie ont permis de définir l'architecture la plus appropriée concernant la génération de la polarisation circulaire. De plus, la perturbation du vecteur de pondérations par le biais de quantifications des états et d'injection de bruit aléatoire a démontré un faible impact sur le rapport $G/T_{antenne}$. Des chaînes actives à 3 bits et 4 bits respectivement, pour l'amplificateur et le déphaseur conviennent alors pour aborder ce type de problématique.

En outre, il est possible, à ce stade, d'estimer la température de bruit de la chaîne de réception nécessaire à l'obtention du rapport G/T requis. La température de bruit du système peut être décomposée en la somme de la température de bruit de l'antenne et de la température de bruit de la chaîne de réception :

$$\frac{G}{T_{sys}} = \frac{G}{T_{antenne} + T_{chaine}} \tag{4.7}$$

Pour un G/T requis de 15 dB/K en incidence normale (voir Tableau 1.5), on calcule une valeur maximale de T_{chaine} de 162 K, soit 22 dBK. Considérant cette température de bruit de la chaîne de réception, il est alors possible de calculer le rapport G/T obtenu pour un pointage à ($\theta_0 = 70°; \phi_0 = 45°$) à 19.25 GHz en polarisation RHCP (G = 31.31 dBic ; $T_{antenne}$ = 44.63 K). On estime la valeur à 8.2 dB/K. Pour améliorer cette valeur, il faudra diminuer la température de bruit de la chaîne de réception ou améliorer le gain de l'antenne à cette incidence en améliorant le comportement des coefficients de réflexion actifs ou en agrandissant la taille du panneau. Il convient de noter que les valeurs des coefficients de réflexion actifs se traduisent ici par des pertes sur le gain de l'antenne, toutefois, ces valeurs impacteront également la température de bruit du système à travers des perturbations des facteurs de bruit des amplificateurs placés en aval des éléments rayonnants [19].

4.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, les différentes étapes de l'analyse des performances d'un grand panneau fonctionnant en bi-polarisation circulaire ont été détaillées. Dans un premier temps, une cellule extraite de l'état de l'art a été adaptée pour tenter de répondre au mieux aux contraintes de l'application visée. Ensuite, les méthodologies mises en œuvre et validées au cours des précédents chapitres ont été appliquées pour extraire la matrice de couplage du panneau rayonnant et les diagrammes unitaires des différents éléments constituant le réseau.

Par la suite, l'analyse des performances du panneau a été menée. Tout d'abord, les différentes architectures permettant de générer une polarisation circulaire ont été présentées et leurs avantages et inconvénients respectifs ont été détaillés. Ensuite, les différentes caractéristiques du panneau telles que le diagramme de rayonnement, le taux d'ellipticité et les coefficients de réflexion actifs ont été extraits en fonction de l'incidence, pour quatre cas distincts. Le premier cas considère une apodisation uniforme sans possibilité de corriger le taux d'ellipticité de manière dynamique. À l'issue de cette étude,

il apparaît nécessaire d'implémenter une telle correction en fonction de l'incidence, c'est donc la configuration étudiée dans le second cas. Ensuite, à cette correction dynamique de la pureté de polarisation est couplée une apodisation de Dolph-Chebyshev, permettant de réduire le niveau des lobes secondaires du diagramme de rayonnement. Cette méthode s'avère efficace et permet en effet de réduire les lobes tout en optimisant le TE, cependant, la perte de gain engendrée a amené à préférer le second cas pour ses performances de $G/T_{antenne}$. Enfin, à la configuration du second cas ont été ajoutées des perturbations sur le vecteur de pondération (quantifications et bruits). Malgré une remontée du niveau de bruit, les performances de l'antenne sont très peu impactées par ces contraintes des chaînes actives. C'est grâce à cette analyse graduelle qu'il a été possible de converger vers une solution qui semble la plus appropriée par rapport aux contraintes fixées.

La conception d'une nouvelle cellule fonctionnant sur un spectre angulaire élargi permettrait d'envisager des performances optimales aux incidences les plus rasantes. La mise en place d'un réseau à maille triangulaire pourra également apparaître pertinente car elle permettrait de diminuer sensiblement le nombre de voies actives en augmentant la surface des cellules. Une analyse approfondie des conséquences d'un passage en maille triangulaire sera nécessaire, notamment concernant l'évolution des coefficients de réflexion actifs en fonction du pointage de l'antenne. Ainsi, il sera possible de s'appuyer sur les méthodes et outils développés pour extraire facilement les caractéristiques du panneau rayonnant.

Bibliographie

[1] O. Litschke, S. Holzwarth, H. Pawlak, A. Molke, and A. F. Jacob, "Circularly polarised digital beam forming transmitting array for mobile satellite communications," in *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, 2004.*, vol. 4, June 2004, pp. 3988–3991 Vol.4.

[2] S. Holzwarth, A. F. Jacob, A. Dreher, C. Hunscher, H. Fischer, A. Stark, B. Rohrdantz, A. Geise, K. Kuhlmann, R. Gieron, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon, P. Buchner, M. V. T. Heckler, and L. A. Greda, "Active antenna arrays at ka-band : Status and outlook of the santana project," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*, April 2010, pp. 1–5.

[3] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland, S. Bolioli, and L. L. Coq, "Design of a ka-band wide scanning phased array antenna," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, March 2009, pp. 1247–1251.

[4] T. Lambard, O. Lafond, M. Himdi, H. Jeuland, S. Bolioli, and L. L. Coq, "Ka-band phased array antenna for high-data-rate satcom," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 256–259, 2012.

[5] S. E. Valavan, D. Tran, A. G. Yarovoy, and A. G. Roederer, "Planar dual-band wide-scan phased array in x-band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 10, pp. 5370–5375, Oct 2014.

[6] J. Verpoorte, H. Schippers, P. Jorna, C. Roeloffzen, D. Marpaung, R. Baggen, and B. Sanadgol, *Architectures for Ku-band broadband airborne satellite ccommunication antennas.* European Space Research and Technology Centre (ESTEC), 10 2010, pp. 1–6.

[7] A. Stark, A. Dreher, H. Fischer, A. Geise, R. Gieron, M. V. T. Heckler, S. Holzwarth, C. Hunscher, A. F. Jacob, K. Kuhlmann, O. Litschke, D. Lohmann, W. Simon, F. Wotzel, and D. Zahn, "Santana : Advanced electronically steerable antennas at ka-band," in *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, March 2009, pp. 471–478.

[8] A. Hulzinga, J. Verpoorte, N. Venkatarayalu, and A. Thain, *Development of a broadband stacked patch antenna element for Ku-band phased array antenna.* European Space Research and Technology Centre (ESTEC), 10 2012, pp. 3–5.

[9] T. Chaloun, V. Ziegler, and W. Menzel, "Design of a dual-polarized stacked patch antenna for wide-angle scanning reflectarrays," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 8, pp. 3380–3390, Aug 2016.

[10] D. M. Pozar and S. D. Targonski, "Improved coupling for aperture coupled microstrip antennas," *Electronics Letters*, vol. 27, no. 13, pp. 1129–1131, June 1991.

[11] *Rogers Corporation*, RO3003, Fiche Technique. [Online]. Available : http://rogerscorp.com/documents/722/acs/RO3000-Laminate-Data-Sheet-RO3003-RO3006-RO3010-RO3035.pdf

[12] *Rogers Corporation*, RT/duroid 5870/5880, Fiche Technique. [Online]. Available : http://rogerscorp.com/documents/606/acs/RT-duroid-5870-5880-Data-Sheet.pdf

[13] P. F. Combes, *Micro-ondes : Circuits passifs, propagation, antennes - Cours et exercices.* Dunod, 1997, vol. 2.

[14] J. Fouany, M. Thevenot, E. Arnaud, F. Torres, T. Monediere, N. Adnet, R. Manrique, L. Duchesne, J. M. Baracco, and K. Elis, "Circurlaly polarized isoflux compact x band antenna for nano-satellites applications," in *2015 European Microwave Conference (EuMC)*, Sept 2015, pp. 1403–1406.

[15] L. Baggen, S. Vaccaro, D. L. del Rio, and J. Padilla, "A compact phased array for satcom applications," in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Oct 2013, pp. 232–239.

[16] J. Dijk, M. Jeuken, and E. J. Maanders, "Antenna noise temperature," *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 115, no. 10, pp. 1403–1410, October 1968.

[17] H. R. Ward, "Properties of dolph-chebyshev weighting functions," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-9, no. 5, pp. 785–786, Sept 1973.

[18] H. Kamoda, J. Tsumochi, and F. Suginoshita, "Reduction in quantization lobes due to digital phase shifters for phased array radars," in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, Dec 2011, pp. 1618–1621.

[19] E. Brookner, "Active electronically scanned array (aesa) system noise temperature," in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Oct 2013, pp. 760–767.

Conclusion générale et perspectives

Ce mémoire, articulé autour de quatre chapitres, présente les travaux effectués au cours de cette thèse. L'objectif de ces travaux étant la modélisation fine des comportements électromagnétiques de grands réseaux d'antennes imprimées, notre travail a porté sur les outils et techniques de simulation et sur la mise en œuvre de méthodes de modélisation spécifiques, qui se sont avérées indispensables pour réaliser des caractérisations numériques précises de panneaux de plusieurs centaines, voire plusieurs milliers d'éléments rayonnants. Ces travaux s'inscrivent dans la perspective d'une démarche plus globale de co-simulation système qui couplerait les chaînes actives du formateur de faisceau au panneau d'antennes pour réaliser l'optimisation globale des performances de l'antenne réseau active. Dans ce contexte, il est alors indispensable de disposer d'un modèle numérique précis du panneau rayonnant.

Les enjeux et le contexte de l'étude ont été présentés au sein d'un premier chapitre. Celui-ci décrit les principes des télécommunications par satellites, avant d'évoquer les différentes orbites sur lesquelles les satellites sont placés, détaillant ainsi les applications associées aux satellites géostationnaires et défilants. Ensuite, l'attention a été portée sur les satellites à haute capacité destinés à la fourniture de services à haut débit, principalement dans la bande Ka. Ces satellites multi-faisceaux placés sur l'orbite géostationnaire permettent en effet de fournir de la connectivité à haut débit dans les zones non desservies ou pour des plateformes mobiles. À terme, de tels services pourraient également se développer à travers des constellations de satellites défilants. Le contexte et le marché des télécommunications avec des mobiles ont ensuite été présentés et les services d'*In-Flight Connectivity* décrits. Ces services, permettant aux passagers des compagnies aériennes de bénéficier d'une connexion à internet durant le temps du vol, s'appuient sur le développement des satellites à haute capacité précédemment décrits. Il est enfin constaté que ce marché est en pleine croissance et que les compagnies aériennes tendent de plus en plus à proposer de tels services. Ensuite, un état de l'art des systèmes existants a été dressé, décrivant les solutions à balayage mécanique, hybride et électronique. Il apparaît alors l'existence d'un réel besoin de développements d'antennes à balayage électronique dans la bande Ka. Enfin, le projet, ses objectifs et le positionnement de la thèse au sein de ce projet ont été présentés.

Après cette mise en contexte, le second chapitre a permis de valider des méthodologies de conception développées au laboratoire XLIM. En premier lieu, les méthodes de simulation des réseaux d'antennes ont été décrites. L'accent a été mis sur les méthodes adaptées aux structures périodiques que sont les réseaux d'antennes. Les problématiques propres à ces réseaux, telles que les couplages inter-éléments, la propagation d'ondes de surface et l'apparition de lobes de réseaux ont été rappelées. Par la suite, la méthode de simulation des grands réseaux mise en œuvre à XLIM a

été présentée. Cette méthode permet d'extraire la matrice de couplage de panneaux rayonnants à partir de faibles volumes de calculs réalisés sur la cellule unitaire infiniment périodique. Les différentes étapes de la conception d'un réseau passif de 16 éléments ont ensuite été présentées. La conception et la modélisation de la cellule élémentaire puis du panneau rayonnant ont été détaillées. D'autre part, les détails de la conception d'un circuit de distribution à excitation uniforme et d'une connectique ont été présentés. Une fois toutes les briques de base de ce réseau conçues et modélisées à partir de calculs *full-wave*, la simulation globale du réseau a pu être effectuée en raccordant les matrices [S] des différents blocs. Dans le but de valider les technologies employées ainsi que les simulations *full-wave*, ce réseau de 16 éléments a été fabriqué et mesuré. Les résultats expérimentaux se sont montrés en bonne adéquation avec les simulations effectuées. Il a ensuite été question de la validation de la méthode d'extraction de matrices de couplage de panneaux rayonnants. Les résultats de l'extraction de la matrice d'un panneau 4x4 ont été comparés aux résultats issus de la simulation *full-wave* et les deux modèles se sont montrés en très bonne adéquation quels que soient la fréquence et le niveau de couplage. La matrice extraite a également été utilisée pour synthétiser les résultats du réseau complet, puis une matrice d'un réseau 8x4 a été extraite pour comparer les paramètres obtenus avec la simulation *full-wave* d'un réseau 8x4 dans deux cas de pointage en élévation. Dans tous les cas précédemment décrits, le modèle s'est montré conforme aux résultats des simulations *full-wave*.

L'objet du troisième chapitre a ensuite été d'appliquer les méthodologies validées au cours du chapitre précédent pour aboutir à la modélisation fidèle d'une antenne réseau grand gain de 1024 éléments rayonnants. Tout d'abord, la cellule élémentaire a été adaptée pour respecter les limites de fabrication des circuits imprimés et intégrer les exigences de fabrication, connues grâce aux réalisations effectuées dans le chapitre 2. L'extraction de la matrice [S] du grand panneau rayonnant a ensuite permis de mener l'analyse du réseau de taille finie et de calculer les coefficients de réflexion actifs des 1024 éléments. Les diagrammes élémentaires ont pu être extraits à partir de neuf positions caractéristiques sur un panneau rayonnant de 121 éléments. Concernant le circuit de distribution, des briques de base ont été simulées à l'aide de simulations *full-wave* puis le circuit complet a pu être reconstruit grâce au raccordement des matrices [S] des briques de base. L'obtention des matrices [S] du circuit et du panneau et des neuf diagrammes élémentaires ont alors permis d'analyser le comportement global du réseau en termes de pondérations rayonnées, de coefficient de réflexion et de diagrammes de rayonnement. Enfin, la caractérisation expérimentale du réseau fabriqué a démontré que les résultats prédits par les simulations mises en place sont en parfaite corrélation avec les mesures effectuées. Ces résultats expérimentaux ont alors permis de justifier les démarches mises

en œuvre pour aboutir à la modélisation précise d'un si grand réseau d'antennes.

Enfin, le quatrième chapitre s'est attaché à présenter l'analyse d'un panneau rayonnant grand gain destiné à rayonner en polarisation circulaire et acceptant d'importants angles d'incidence. Un état des lieux des cellules large bande à bi-polarisation a été dressé en portant une attention particulière à la capacité des cellules présentées à accepter d'importants angles de dépointage. Il apparaît, à la suite de cet état de l'art, que peu de cellules présentées dans la littérature sont adaptées aux contraintes de l'application visée. Ensuite, l'adaptation d'une cellule extraite de l'état de l'art aux contraintes spécifiées a été présentée. Après une description détaillée, les résultats de cette cellule en environnement infiniment périodique ont été présentés en fonction de l'incidence. Cette cellule fonctionnant en bi-polarisation, quatre paramètres [S] actifs sont alors extraits des calculs de chaque incidence. La méthode d'extraction validée numériquement et expérimentalement dans les chapitres 2 et 3 a alors pu être appliquée à l'extraction de la matrice de couplage d'un panneau de 2025 éléments basé sur cette nouvelle cellule bi-polarisation, soit 4050 ports d'excitation pour la totalité du panneau rayonnant. L'observation des diagrammes de cercles associés à cette cellule permet en effet de mieux apprécier son comportement en fonction de l'incidence et de la fréquence. Par la suite, l'analyse du fonctionnement du grand panneau a été effectuée. L'étude en polarisation circulaire avec une illumination équi-amplitude a permis d'analyser l'évolution des coefficients de réflexion actifs des éléments en fonction des incidences. Les différents diagrammes de rayonnement ainsi que le taux d'ellipticité et la température de bruit de l'antenne ont également été extraits pour différentes incidences. Ensuite, une optimisation dynamique du taux d'ellipticité a été implémentée, puis les effets d'une illumination non uniforme sur les caractéristiques de rayonnement et d'adaptation ont pu être évalués. En dernier lieu, l'effet d'une quantification et d'un bruitage des pondérations a pu être étudié. Les différentes analyses menées ont permis de conclure quant au fonctionnement optimal du panneau en fonction de ces différentes hypothèses. Une amélioration des performances aux incidences les plus rasantes peut être envisagée en abordant la conception d'une nouvelle cellule dont les performances intrinsèques permettraient de fonctionner à des incidences plus rasantes. Il peut aussi être envisagé de considérer une cellule à maille triangulaire, configuration permettant de réduire significativement le nombre de chaînes actives.

Outre cette nouvelle conception de cellule élémentaire, les perspectives de ces travaux sont nombreuses. Le développement en cours des fonctions actives, dont fait l'objet la thèse d'Anaël Lohou, devra permettre d'apporter des solutions technologiques aux commandes appliquées au panneau rayonnant. Il conviendra ensuite d'aborder la question de la co-simulation du panneau rayonnant et des éléments actifs. Pour cela, les

résultats de cette thèse devront être intégrés à l'outil SCERNE (Simulation de Chaînes d'Emission/Réception Nouvelle gEneration), développé au laboratoire XLIM. Il sera ensuite question de l'intégration des éléments actifs avec le panneau rayonnant et de leur pilotage. Toutes ces perspectives pourront alors être abordées dans le cadre du projet ESKaLAD (*Electronically Steerable Ka-band Low-profile Antenna Design*), financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR), réalisé en partenariat entre l'entreprise Zodiac Data Systems et le laboratoire XLIM. À plus long terme, la partie rayonnante ainsi que les parties actives devront être développées pour la bande Tx (28.1-30 GHz) afin de pouvoir proposer un système complet d'émission/réception permettant la fourniture de services à haut débit dans les cabines d'avions.

ANNEXES

Sommaire

Annexe A : Les antennes imprimées **225**
Annexe B : Les réseaux d'antennes : Notions fondamentales **231**
Annexe C : Compléments de résultats du chapitre 4 ..... **243**

Annexe A : Les antennes imprimées

A.1 Principe de fonctionnement

Une antenne imprimée se compose d'un conducteur métallique de forme arbitraire déposé sur un substrat diélectrique dont la face inférieure est entièrement métallisée pour réaliser un plan de masse. Le substrat diélectrique a un rôle de maintien mécanique de l'élément rayonnant au dessus de son plan de masse, mais ses caractéristiques physiques ont un rôle prépondérant sur les performances de l'antenne. En effet, sa hauteur et sa permittivité diélectrique sont des facteurs importants qui influent sur la bande-passante. Ainsi, un substrat de faible permittivité favorisera le rayonnement en évitant le confinement des champs dans la cavité comprise entre les deux plans métalliques. L'utilisation de substrats flexibles permet éventuellement de conformer le dispositif rayonnant.

La compréhension physique du fonctionnement des antennes imprimées passe par la connaissance du champ électromagnétique en zone proche de la structure rayonnante. Une approche simplifiée de ce problème consiste à assimiler l'antenne à une cavité limitée par deux murs électriques horizontaux qui correspondent à l'élément rayonnant et au plan de masse, et par quatre murs magnétiques transversaux à pertes (voir Figure A.1). Ce modèle simplifié est associé aux hypothèses suivantes :

— Les murs électriques sont idéaux

— Les murs magnétiques sont idéaux

— La hauteur du diélectrique est très inférieure à la longueur d'onde de fonctionnement de l'antenne

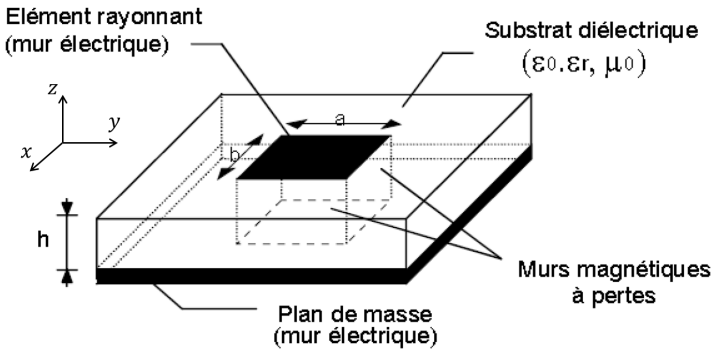


Figure A.1 – Modèle de la cavité à fuite servant à étudier l'antenne imprimée

Ces hypothèses ont plusieurs conséquences qui nous permettent d'appréhender le comportement du champ électromagnétique à l'intérieur de la cavité. D'une part, le champ électrique tangentiel dans les plans de l'élément rayonnant et du plan de masse est nul (murs électriques parfaits). Le champ électrique au niveau des conducteurs est donc orthogonal aux plans des conducteurs. D'autre part, le fait que la hauteur du diélectrique soit faible devant la longueur d'onde indique que le champ ne varie quasiment pas sur toute la hauteur du substrat. On en déduit donc que le champ électrique interne à la cavité est orienté suivant Oz et est constant sur une ligne de champ entre les deux plans conducteurs.

La cavité diélectrique assimilée à l'antenne emmagasine de l'énergie électromagnétique pour un ensemble discret de fréquences, appelées « fréquences de résonance », auxquelles correspondent des configurations particulières des champs, nommées modes. Les conditions aux limites sur les parois de la structure conduisent à des modes transverses magnétiques de type TM_{mnp} (selon la direction z) avec p=0, pour un substrat diélectrique d'épaisseur faible devant la longueur d'onde de résonance. Cette méthode de la cavité permet de déterminer de façon approchée la fréquence de résonance et la permittivité effective dans le cas d'un élément rayonnant rectangulaire de dimensions (a,b) :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_{eff}}}\sqrt{\left(\frac{m}{a_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b_{eff}}\right)^2} \tag{A.1}$$

avec

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{10h}{W}\right)^{-\alpha(u)\beta(\varepsilon_r)} \tag{A.2}$$

$$\alpha(u) = 1 + \frac{1}{49}\left[\ln\frac{u^4 + (u/52)^2}{u^4 + 0.432}\right] + \frac{1}{18.7}\ln\left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3\right] \tag{A.3}$$

$$\beta(\varepsilon_r) = 0.564\left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3}\right)^{0.053} \tag{A.4}$$

$$u = \frac{W}{h} \quad \text{avec } W = a \text{ ou } b \tag{A.5}$$

$$a_{eff} = a + \frac{h}{2} \tag{A.6}$$

$$b_{eff} = b + \frac{h}{2} \tag{A.7}$$

Les pertes dans les parois transversales traduisent le rayonnement d'une partie de l'énergie emmagasinée à une fréquence de résonance donnée. Comme l'illustre la Figure A.2, le phénomène est caractérisé par l'épanouissement des lignes de champ au voisinage des bords de l'élément rayonnant.

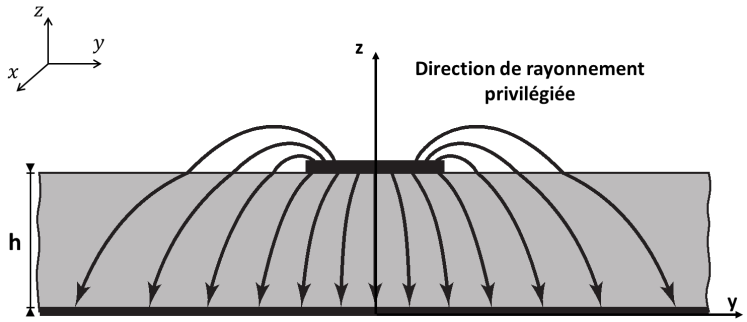


Figure A.2 – Allure des lignes de champ dans la cavité

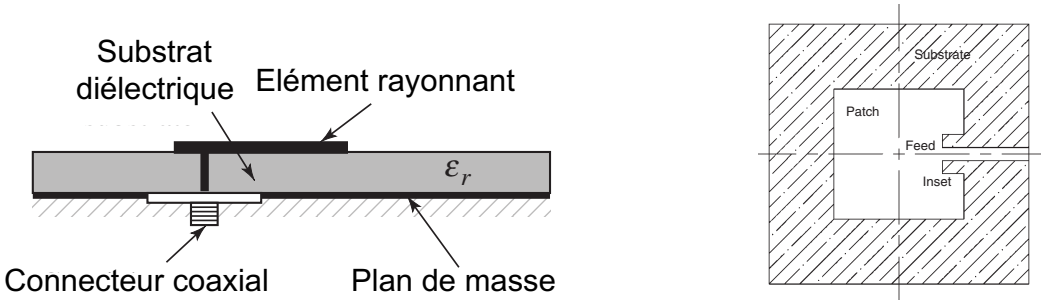
Ce modèle de la cavité à fuite permet d'expliquer simplement le fonctionnement des antennes imprimées. Cependant, cette approche ne permet pas de prendre en compte l'influence du dispositif d'excitation de l'antenne (sonde, connecteur, ligne *microstrip*, fente de couplage, etc.).

A.2 Les techniques d'alimentation

Différentes techniques d'excitation peuvent être mises en œuvre afin d'alimenter les antennes imprimées. Une technique courante consiste à exciter l'antenne par une sonde coaxiale dont l'âme est directement soudée sur l'élément rayonnant et dont l'embase est soudée au plan de masse (Figure A.3a). Il est également possible d'alimenter l'élément rayonnant par contact direct avec une ligne microruban. L'ajout d'encoches dans l'élément permet d'améliorer l'adaptation d'impédance (Figure A.3b). L'avantage de cette technique est de ne pas augmenter l'encombrement. En revanche, l'alimentation étant dans le même plan que l'élément rayonnant, elle peut perturber le rayonnement de ce dernier avec un rayonnement parasite.

L'alimentation par ligne microruban peut aussi se faire par couplage de proximité. La ligne d'excitation peut alors se trouver dans le même plan que l'élément imprimé, ou noyée dans le substrat (Figure A.4a). Cette technique permet de réduire le rayonnement parasite de la ligne et d'augmenter la bande passante. Enfin, l'antenne imprimée peut être

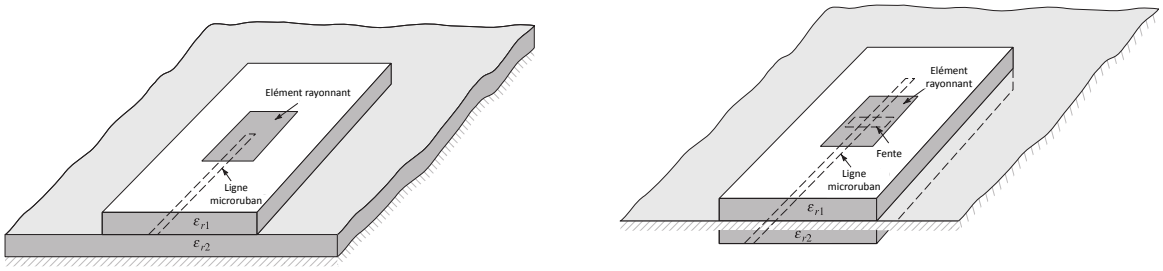
alimentée par couplage à travers une fente dans le plan de masse. Une ligne placée sous le plan de masse vient alors exciter l'élément rayonnant via l'iris de couplage (Figure A.4b). Ce mode d'alimentation est plus difficile à mettre en œuvre et requiert plusieurs couches de diélectrique, cependant il permet d'atténuer considérablement le rayonnement parasite de l'alimentation et d'augmenter la bande passante de l'antenne.



(a) Alimentation par sonde coaxiale

(b) Alimentation par ligne avec encoches d'adaptation dans l'élément rayonnant

Figure A.3 – Types d'alimentations par contact direct



(a) Alimentation par couplage de proximité

(b) Alimentation par couplage à travers une fente

Figure A.4 – Types d'alimentations par couplage

A.3 Avantages et inconvénients

Cette dernière section synthétise les avantages et inconvénients que présentent les antennes imprimées. Des pistes permettant de palier certains de ces inconvénients sont également présentées.

Avantages :

— Poids, encombrement

— Coût

— Facilité de fabrication

— Mise en réseau possible

— Intégration possible de composants actifs

— Conformation possible

— Reconfigurabilité possible

Inconvénients :

— Bande passante étroite

— Gain restreint

— Rayonnement parasite de l'alimentation et ondes de surface

— Pertes importantes

Il existe de nombreuses techniques permettant d'élargir la bande-passante des antennes imprimées. L'alimentation à travers une fente de couplage permet d'obtenir une bande-passante plus importante. Pour élargir encore la bande-passante, on peut ajouter des éléments parasites ou des fentes afin de créer plusieurs résonances. L'ajout d'éléments parasites servant de directeur (éléments empilés) permet également d'augmenter le gain de l'élément rayonnant.

En ce qui concerne, le rayonnement parasite de l'alimentation et la génération d'ondes de surface, il est possible de limiter leurs effets en choisissant une alimentation par couplage qui n'est pas placée dans le même plan que l'élément rayonnant (Figure A.4) et un substrat de faible permittivité diélectrique. Des substrats en mousse permettent de s'approcher de la permittivité de l'air, cependant tous les procédés de fabrication ne sont pas compatibles avec de tels substrats (empilements, vias, etc.). Enfin, le choix d'un matériau possédant de faibles pertes diélectriques pourra être un critère de sélection pour améliorer l'efficacité.

Annexe B : Les réseaux d'antennes : Notions fondamentales

B.1 Principes

Un réseau d'antennes peut être défini comme l'association de plusieurs éléments rayonnants, selon une répartition périodique ou non, en une, deux ou trois dimensions. Cette association d'éléments, couplée à un contrôle dynamique des amplitudes et des phases appliquées à chaque élément permet de maîtriser la répartition spatiale de l'énergie électromagnétique rayonnée. En d'autres termes, les réseaux d'antennes actives permettent d'accéder à des fonctions avancées telles que la formation de faisceau et le pointage électronique.

Concernant les réseaux périodiques en deux ou trois dimensions, les répartitions d'éléments les plus courantes obéissent à une distribution carrée ou triangulaire. Le type de distribution joue un rôle important sur la position des modes de Floquet, ainsi, une distribution triangulaire permet de travailler avec moins d'éléments rayonnants qu'une distribution carrée pour un diagramme de rayonnement affranchi de tout lobe de réseau.

B.2 Fonction caractéristique de rayonnement

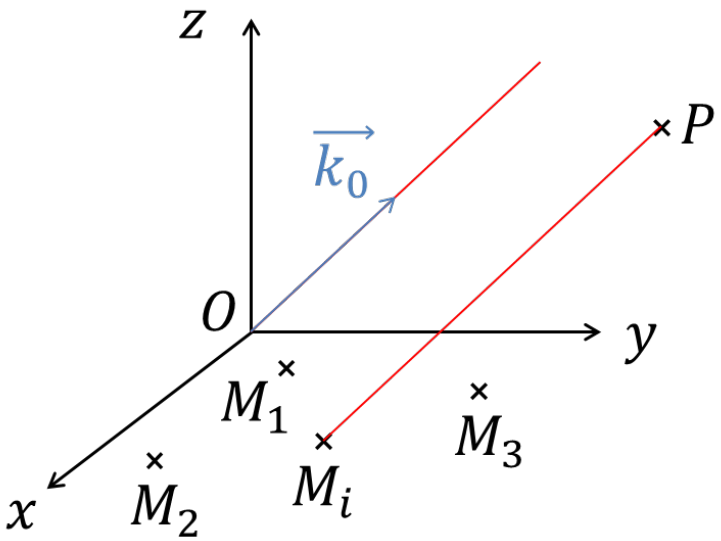


Figure B.1 – Ensemble de sources isotropes placées en des points M_i formant un réseau

Soit un ensemble de sources isotropes s_i placées en des points M_i (Figure B.1). Le champ rayonné par l'ensemble des sources formant le réseau est la combinaison linéaire des champs rayonnés par chaque source. Ainsi, le champ rayonné par le réseau en un point P situé dans la zone de champ lointain de ce réseau, est donné par la relation suivante :

$$\overrightarrow{F(\overrightarrow{k_0})} = \sum_i \frac{\exp^{-j\overrightarrow{k_0}.\overrightarrow{M_iP}}}{\|M_iP\|} \tag{B.1}$$

$$\overrightarrow{F(\overrightarrow{k_0})} = \sum_i \frac{\exp^{-j\overrightarrow{k_0}.(\overrightarrow{M_iO}+\overrightarrow{OP})}}{\|M_iP\|} \tag{B.2}$$

P étant dans la zone de rayonnement de champ lointain du réseau, ses dimensions sont négligeables devant $\|OP\|$. On peut donc faire l'approximation suivante :

$$\|M_iP\| = \|OP\| \tag{B.3}$$

Il vient alors :

$$\overrightarrow{F(\overrightarrow{k_0})} = \frac{\exp^{-j\overrightarrow{k_0}.\overrightarrow{OP}}}{\|OP\|}.\sum_i \exp^{j\overrightarrow{k_0}.\overrightarrow{OM_i}} \tag{B.4}$$

En normalisant l'amplitude, on obtient :

$$\overrightarrow{F(\overrightarrow{k_0})} = \sum_i \exp^{j\overrightarrow{k_0}.\overrightarrow{s_i}} \tag{B.5}$$

Où $\overrightarrow{s_i}$ désigne le vecteur de position de la source correspondante.

$\overrightarrow{F(\overrightarrow{k_0})}$ est appelé le « facteur de réseau » du réseau constitué de l'ensemble des sources s_i. Un terme complexe, a_i, pondérant les champs rayonnés par chaque source peut être introduit pour contrôler la forme et la direction principale de rayonnement :

$$\boxed{\overrightarrow{F(\overrightarrow{k_0})} = \sum_i a_i.\exp^{j\overrightarrow{k_0}.\overrightarrow{s_i}}} \tag{B.6}$$

Si tous les éléments du réseau possèdent le même diagramme de rayonnement, le diagramme de rayonnement du réseau s'écrit alors comme le produit du diagramme élémentaire et du facteur de réseau correspondant au rayonnement d'un réseau de sources isotropes :

$$\overrightarrow{\Phi_{Tot}(\overrightarrow{k_0})} = \overrightarrow{\Phi_{elem}(\overrightarrow{k_0})}.\overrightarrow{F(\overrightarrow{k_0})} \tag{B.7}$$

$$\overrightarrow{\Phi_{Tot}(\overrightarrow{k_0})} = \overrightarrow{\Phi_{elem}(\overrightarrow{k_0})}.\sum_i a_i.\exp^{j\overrightarrow{k_0}.\overrightarrow{s_i}} \tag{B.8}$$

Il s'avère cependant que par des effets de bords et de couplages, les diagrammes des éléments du réseau peuvent ne pas être considérés comme étant tous identiques. L'expression du diagramme de rayonnement du réseau est alors :

$$\boxed{\overrightarrow{\Phi_{Tot}(\overrightarrow{k_0})} = \sum_i a_i.\overrightarrow{\Phi_i(\overrightarrow{k_0})}.\exp^{j\overrightarrow{k_0}.\overrightarrow{s_i}}} \tag{B.9}$$

B.3 Solutions harmoniques

Le facteur de réseau étant une fonction périodique, des solutions harmoniques, appelées lobes de réseau, peuvent exister. L'apparition et les positions déterministes de ces lobes de réseau peuvent être calculées par l'étude du facteur de réseau ou des modes de Floquet. En effet, l'apparition d'un lobe de réseau se traduit par la propagation d'un mode de Floquet ou encore par l'existence d'une direction aveugle de rayonnement.

B.3.1 Lobes de réseau

Soit le cas du réseau linéaire de deux éléments, espacés d'une distance d, représenté sur la Figure B.2. Les champs rayonnés par les deux sources en un point P placé dans la zone de champ lointain s'écrivent :

$$\begin{cases} E_1 = \exp^{-jk(r+\delta)} \\ E_2 = \exp^{-jkr}.\exp^{j\varphi_2} \end{cases} \tag{B.10}$$

Avec $\delta = d\sin\theta$

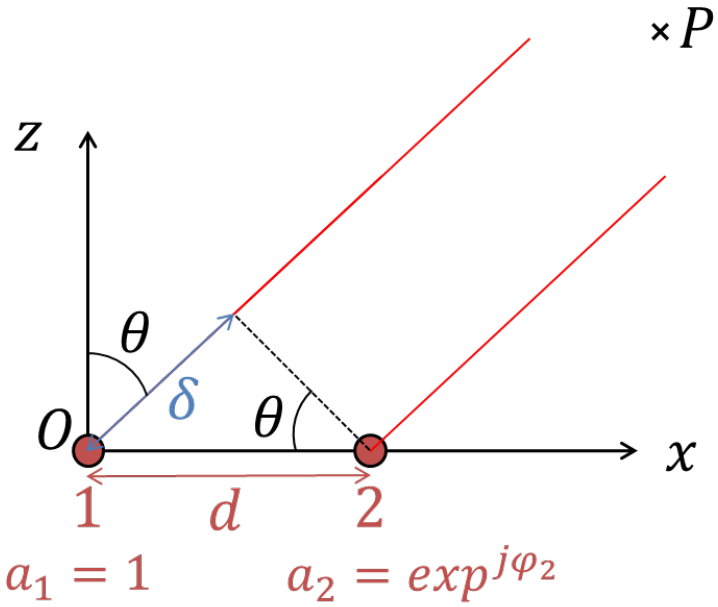


Figure B.2 – Réseau linéaire de deux sources dont l'une est déphasée par rapport à l'autre

Un rayonnement cohérent est obtenu dans la direction θ_0 si et seulement si :

$$Arg(E_1) = Arg(E_2) \tag{B.11}$$

$$k(r + \delta) = kr - \varphi_2 \tag{B.12}$$

$$\varphi_2 = -k\delta = -\frac{2\pi}{\lambda_0} d \sin\theta_0 \tag{B.13}$$

Pour une même phase φ_2, il peut exister une ou plusieurs directions θ_{LR} pour laquelle ou lesquelles le rayonnement est également cohérent. La condition de cohérence s'écrit alors :

$$k(r + \delta') = kr - \varphi_2 + 2n\pi \qquad n \in \mathbb{Z}^* \tag{B.14}$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} d \sin\theta_{LR} = -\varphi_2 + 2n\pi \tag{B.15}$$

$$\sin\theta_{LR} = -\varphi_2 \frac{\lambda_0}{2\pi d} + n\frac{\lambda_0}{d} \tag{B.16}$$

En injectant l'équation B.13 dans l'équation B.16, il vient :

$$\sin\theta_{LR} = \sin\theta_0 + n\frac{\lambda_0}{d} \tag{B.17}$$

$$\boxed{\theta_{LR} = \arcsin(\sin\theta_0 + n\frac{\lambda_0}{d})} \tag{B.18}$$

La ou les directions θ_{LR}, solutions harmoniques (ou lobes de réseau), n'existeront dans le domaine visible que si la condition suivante est respectée :

$$-1 \leqslant \sin\theta_{LR} \leqslant 1 \tag{B.19}$$

$$-1 \leqslant \sin\theta_0 + n\frac{\lambda_0}{d} \leqslant 1 \tag{B.20}$$

— Si $n > 0$

$$\boxed{d_{LR} \geqslant \frac{n\lambda_0}{1-\sin\theta_0}} \tag{B.21}$$

$$\boxed{f_{LR} \geqslant \frac{nc_0}{d(1-\sin\theta_0)}} \tag{B.22}$$

— Si $n < 0$

$$\boxed{d_{LR} \geqslant \frac{-n\lambda_0}{1+\sin\theta_0}} \tag{B.23}$$

$$\boxed{f_{LR} \geqslant \frac{-nc_0}{d(1+\sin\theta_0)}} \tag{B.24}$$

— d_{LR} est la distance à partir de laquelle une solution harmonique apparaît dans le domaine visible, pour une fréquence et une incidence données.

— f_{LR} est la fréquence à partir de laquelle une solution harmonique apparaît dans le domaine visible, pour un pas de réseau et une incidence donnés.

B.3.2 Modes de Floquet

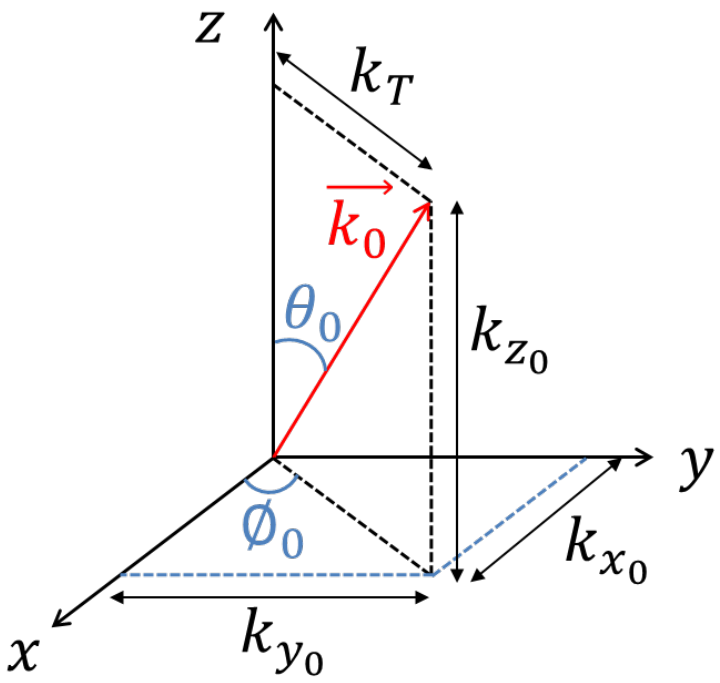


Figure B.3 – Vecteur d'onde et ses composantes dans un repère cartésien

Sur la Figure B.3, k_{x_0}, k_{y_0} et k_{z_0} représentent les composantes du vecteur d'onde $\overrightarrow{k_0}$ dans la direction $(\theta_0; \phi_0)$:

$$\begin{cases} k_{x_0} = k_0 \sin\theta_0 \cos\phi_0 \\ k_{y_0} = k_0 \sin\theta_0 \sin\phi_0 \\ k_{z_0} = k_0 \cos\theta_0 \end{cases} \tag{B.25}$$

et :

$$k_T = \sqrt{k_{x_0}^2 + k_{y_0}^2} \tag{B.26}$$

$$k_T = k_0 \sin\theta_0 \tag{B.27}$$

Il vient :

$$\begin{cases} \theta_0 = \arcsin\left(\dfrac{\sqrt{k_{x_0}^2 + k_{y_0}^2}}{k_0}\right) \\ \phi_0 = \arctan\left(\dfrac{k_{y_0}}{k_{x_0}}\right) \end{cases} \tag{B.28}$$

Il est possible de décomposer le comportement spectral d'une structure infiniment périodique en un ensemble de modes de Floquet d'ordre m et n dont certains sont rayonnés et d'autres évanescents.

La projection de $\overrightarrow{k_0}$ dans dans le plan xOy donnée par l'équation B.26 nous permet d'écrire :

$$k_{x_0}^2 + k_{y_0}^2 = k_T^2 \tag{B.29}$$

$$k_{x_0}^2 + k_{y_0}^2 = k_0^2 \sin^2\theta_0 \tag{B.30}$$

Par extension, pour un mode d'ordre (m, n), on a :

$$k_{x_{mn}}^2 + k_{y_{mn}}^2 = k_0^2 \sin^2\theta_{mn} \tag{B.31}$$

Avec, pour une distribution d'éléments quelconque telle que représentée sur la Figure B.4 :

$$\begin{cases} k_{x_{mn}} = k_{x_0} + \dfrac{2m\pi}{\Delta_x} \\ k_{y_{mn}} = k_{y_0} - \dfrac{2m\pi}{\Delta_x \tan\gamma} + \dfrac{2n\pi}{\Delta_y} \end{cases} \tag{B.32}$$

k_{x_0} et k_{y_0} correspondent aux composantes du mode fondamental associé à la direction de pointage $(\theta_0; \phi_0)$; γ est l'angle formé par les vecteurs de base du réseau (Figure B.4).

La condition de rayonnement d'un mode de Floquet d'ordre (m, n) est donnée par la relation suivante :

$$k_{x_{mn}}^2 + k_{y_{mn}}^2 \leqslant k_0^2 \tag{B.33}$$

D'après les équations B.30 et B.32, il vient :

$$\left(k_{x_{mn}} - \frac{2m\pi}{\Delta_x}\right)^2 + \left(k_{y_{mn}} - \frac{2n\pi}{\Delta_y} + \frac{2m\pi}{\Delta_x \tan\gamma}\right)^2 = k_0^2 \sin^2\theta_0 \leqslant k_0^2 \tag{B.34}$$

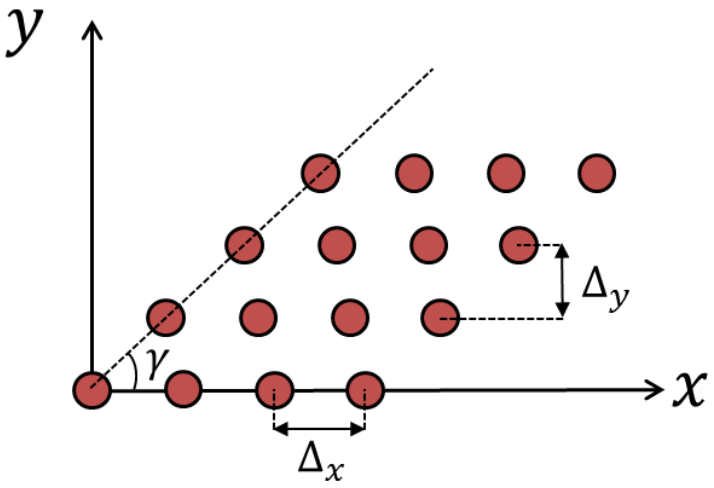
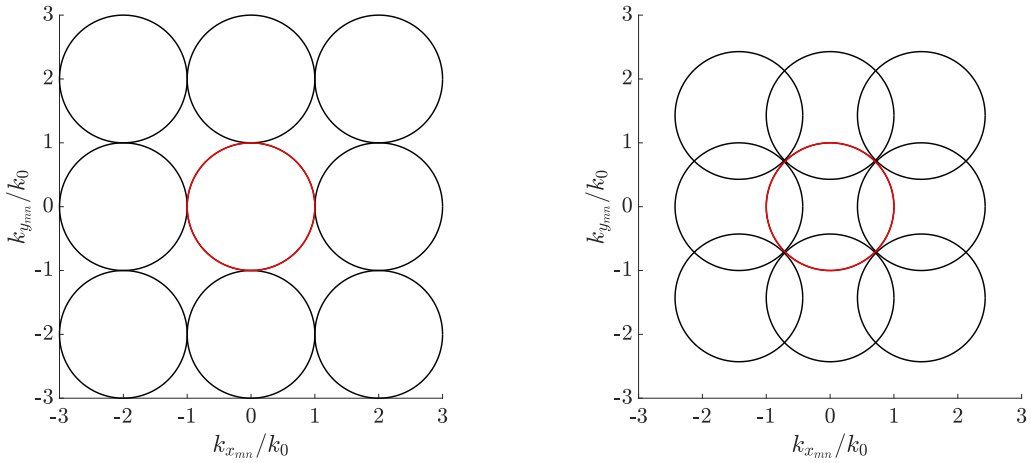


Figure B.4 – Répartition quelconque des éléments d'un réseau périodique

L'inégalité B.34 peut être représentée par un ensemble de cercles de rayon k_0 représentant chacun un mode de Floquet. Le cercle représentant le mode de Floquet d'ordre (m, n) est centré en $\left(\frac{2m\pi}{\Delta_x}; \frac{2n\pi}{\Delta_y} - \frac{2m\pi}{\Delta_x \tan\gamma}\right)$. La surface à l'intérieur du cercle de mode fondamental représente le domaine visible, en effet, tous les points se situant à l'intérieur de ce cercle satisfont la condition de rayonnement (inégalité B.33). Un mode d'ordre supérieur, se traduisant par l'apparition d'un lobe de réseau, est rayonné si le cercle associé entre en intersection avec le cercle du mode fondamental. La représentation sous forme de diagrammes de cercles permet alors de déterminer graphiquement l'apparition de lobes de réseau d'une structure périodique.

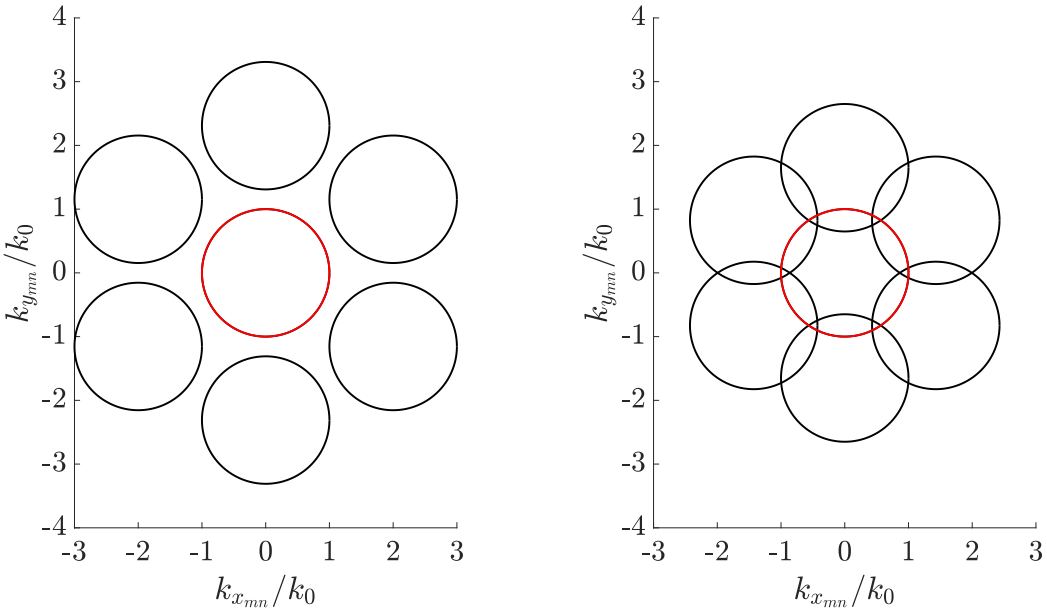
Les Figures B.5 et B.6 présentent des exemples de diagrammes de cercles pour une grille carrée ($\gamma = 90°$; $\Delta_x = \Delta_y$) et pour une grille triangulaire équilatérale ($\gamma = 60°$; $\Delta_y = \frac{\sqrt{3}}{2}\Delta_x$), respectivement. Dans chaque cas, les diagrammes sont représentés pour deux pas de réseau différents. On observe bien un rapprochement des cercles harmoniques vers le cercle du mode fondamental lorsque le pas du réseau augmente. Dans le cas de la grille carrée on observe bien une région de pointage sans solutions harmoniques rayonnées pour un pas d'une demi-longueur d'onde tandis que la région de dépointage sans lobe de réseau est réduite avec un pas supérieur. On note que dans le cas d'une grille triangulaire équilatérale, les positions des cercles harmoniques sont différentes, par rapport à la grille carrée. La distance entre le mode fondamental et les solutions harmoniques est constante

pour toutes les solutions, ce qui n'est pas le cas de la grille carrée. Par conséquent, à surface de cellule égale, une grille de type triangle équilatéral possède une capacité de dépointage plus importante qu'une grille carrée.



(a) $\Delta_x = \Delta_y = 0.5\lambda_0$ **(b)** $\Delta_x = \Delta_y = 0.7\lambda_0$

Figure B.5 – Modes de Floquet pour une distribution d'élément sur une grille carrée ($\gamma = 90°$)



(a) $\Delta_x = 0.5\lambda_0$ **(b)** $\Delta_x = 0.7\lambda_0$

Figure B.6 – Modes de Floquet pour une distribution d'élément sur une grille de type triangle équilatéral ($\gamma = 60°$; $\Delta_y = \frac{\sqrt{3}}{2}\Delta_x$)

B.4 Notion de coefficient de réflexion actif

Ce dernier point concerne le phénomène de coefficient de réflexion actif qui est une notion importante des réseaux d'antennes, actives ou non. La Figure B.7 représente un réseau de 3 éléments et les couplages entre les éléments et l'élément central.

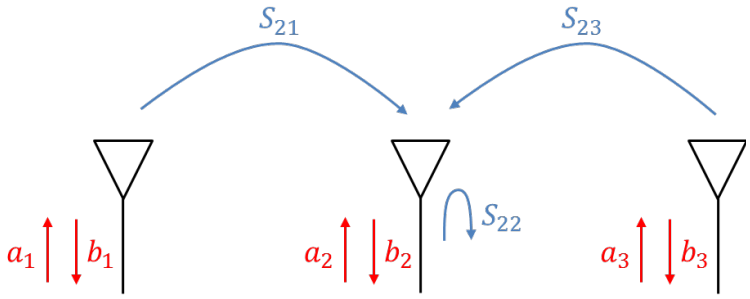


Figure B.7 – Couplages et ondes couplées au sein d'un réseau de 3 éléments

Lorsque seul l'élément central est excité et que les autres éléments sont chargés, l'onde couplée dans le port 2 s'écrit :

$$b_2 = S_{22}a_2 \tag{B.35}$$

Le paramètre S_{22} correspond alors au coefficient de réflexion de l'élément 2. Ce coefficient ainsi que ceux des autres éléments et les couplages inter-éléments forment la matrice [S] du réseau. Si tous les éléments du réseau sont alimentés simultanément, l'onde couplée dans le port de l'élément 2 devient :

$$b_2^{active} = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3 \tag{B.36}$$

Le coefficient de réflexion actif du second élément s'écrit alors :

$$S_{22}^{actif} = \frac{S_{21}a_1 + S_{22}a_2 + S_{23}a_3}{a_2} \tag{B.37}$$

Pour un réseau composé de N éléments, on a :

$$S_{ii}^{actif} = \frac{1}{a_i}\sum_{j=1}^{N} S_{ij}a_j \tag{B.38}$$

Ou encore, sous forme matricielle :

$$[S^{actif}] = [1/a].[S] \times [a] \tag{B.39}$$

Ce sont donc ces coefficients qui traduisent le comportement des éléments au sein d'un réseau. Ainsi, si l'on fait varier le vecteur d'excitation pour dépointer ou former le faisceau, les coefficients de réflexion actifs des éléments varient également. La fluctuation du coefficient de réflexion actif peut rendre difficile la conception de cellules élémentaires devant fonctionner sur de larges plages angulaires et de larges bandes de fréquences. La limite de fonctionnement d'une cellule, correspondant au rayonnement d'une solution harmonique, se traduit aussi par un coefficient de réflexion actif qui tend vers l'unité, ainsi le réseau ne peut pas accepter ou recevoir l'énergie. Ce phénomène est appelé « direction aveugle ».

Annexe C : Compléments de résultats du chapitre 4

L'objectif de cette annexe est de présenter des résultats complémentaires à ceux présentés dans le chapitre 4. Dans un premier temps, les hypothèses concernant les calculs des températures de bruit de l'antenne sont évoquées. Ensuite, les résultats du panneau rayonnant sont présentés pour les fréquences extrêmes de la bande passante (18.3 GHz et 20.2 GHz) dans le cas où les pondérations sont quantifiées et bruitées (3 bits d'amplitude et de phase, respectivement, +/- 10 % et +/-5° de dispersions aléatoires sur les amplitudes et les phases, respectivement). Les conditions de pointage restent les mêmes que dans le chapitre 4 : polarisation circulaire droite avec un dépointage variable en élévation dans le plan $\phi_0 = 45°$ et des pondérations équi-amplitudes avec une optimisation du TE.

C.1 Hypothèses concernant le calcul de la température de bruit de l'antenne

Dans l'équation 4.6, le terme $T_{ciel}(\theta, \phi)$ correspond à la température de bruit du ciel. La Figure C.1 donne la distribution de cette température en fonction de l'élévation dans un plan de coupe. La distribution en 3D est obtenue par symétrie de révolution.

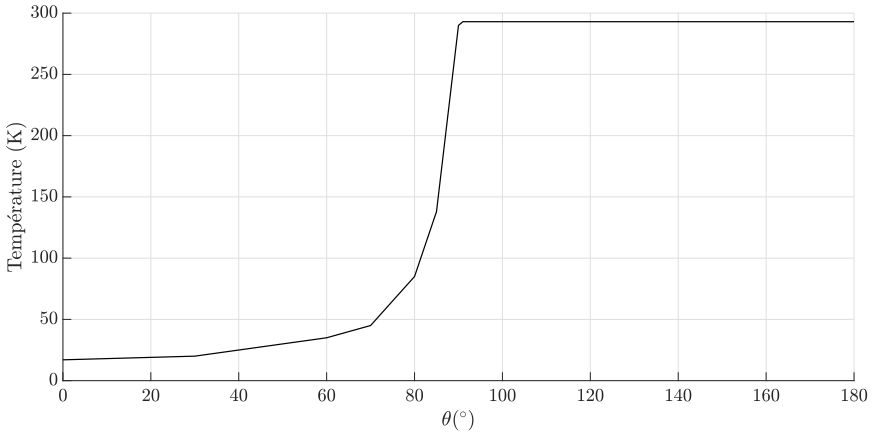
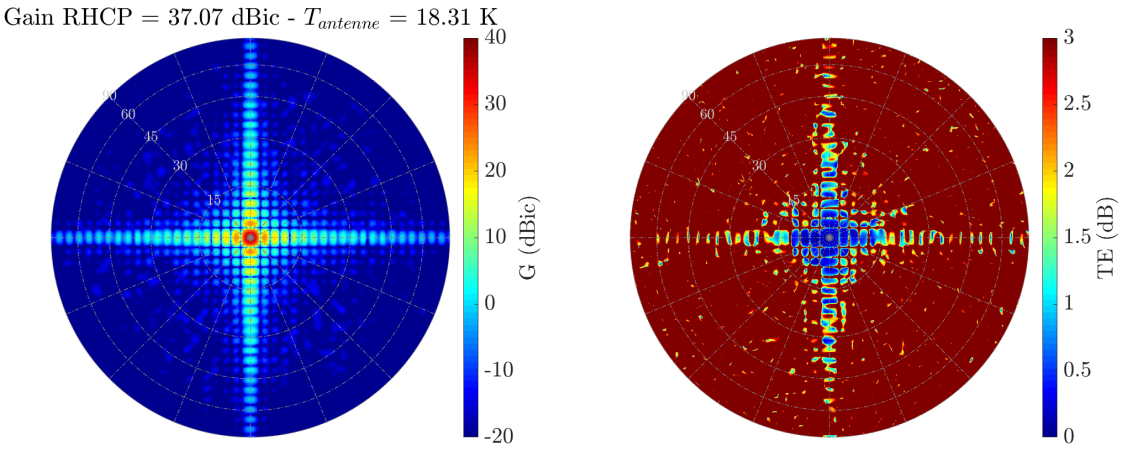


Figure C.1 – Distribution de température de bruit du ciel utilisée pour les calculs de la température de bruit de l'antenne

Enfin, il convient de noter que les températures calculées dans le chapitre 4 ne prennent pas en compte un éventuel environnement porteur de l'antenne. On se place ainsi dans l'hypothèse dans laquelle l'antenne est dans le vide.

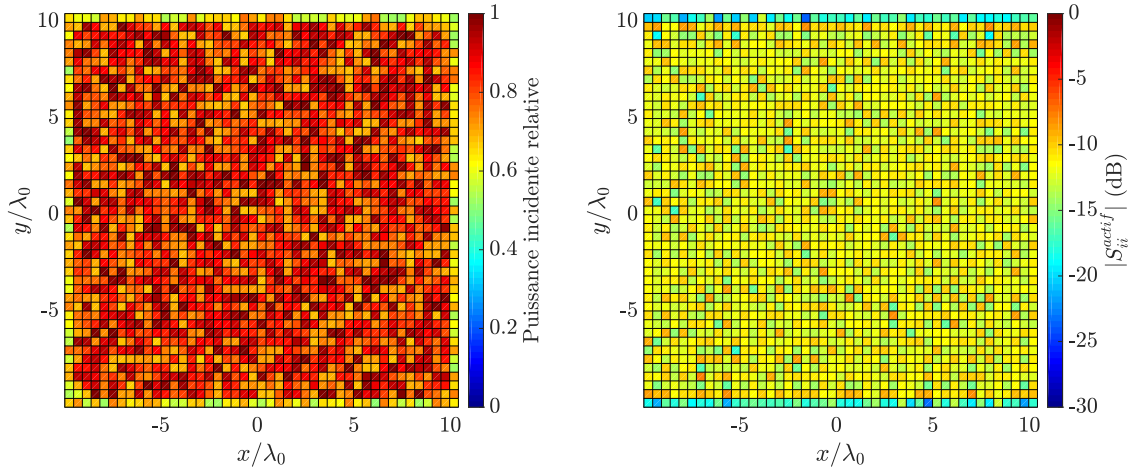
C.2 Résultats du panneau rayonnant à 18.3 GHz

C.2.1 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (0°; 45°)$



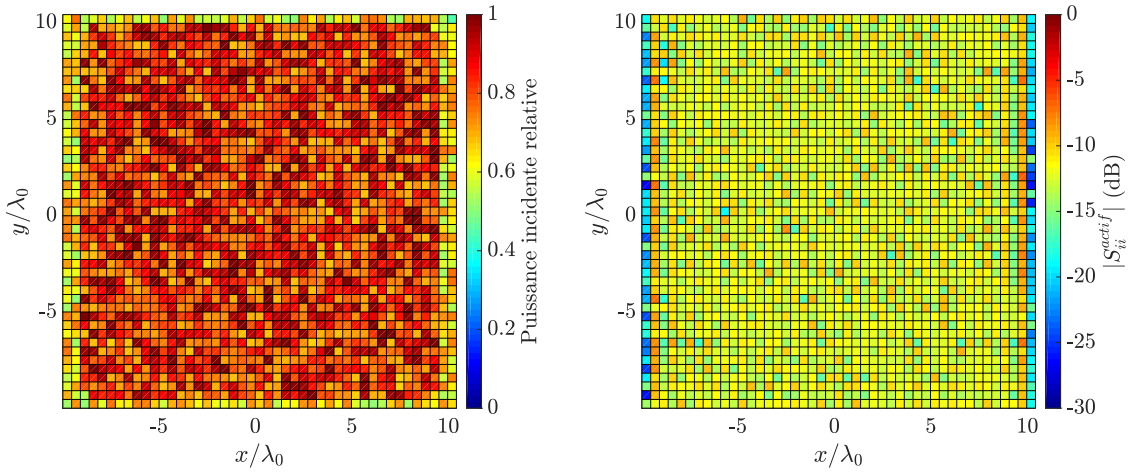
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure C.2 – Caractéristiques de rayonnement à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

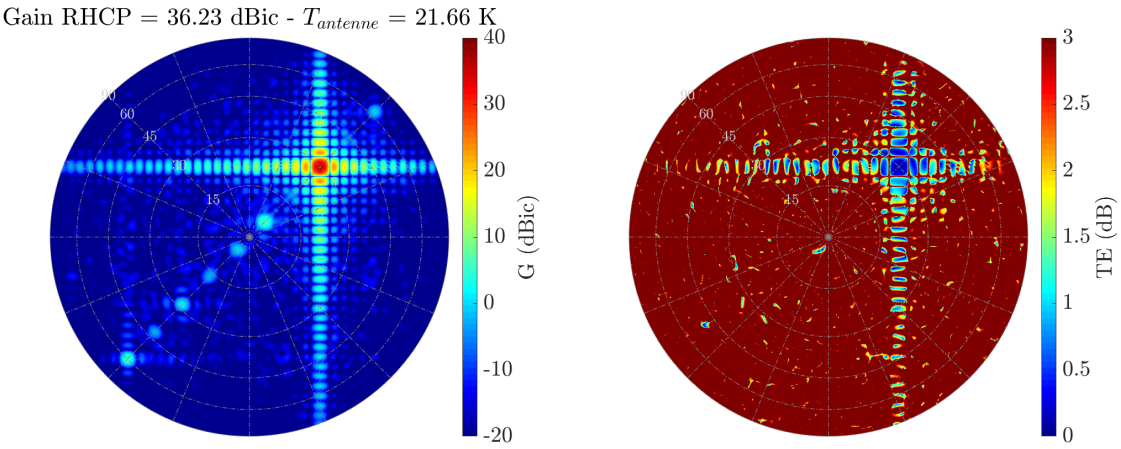
Figure C.3 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

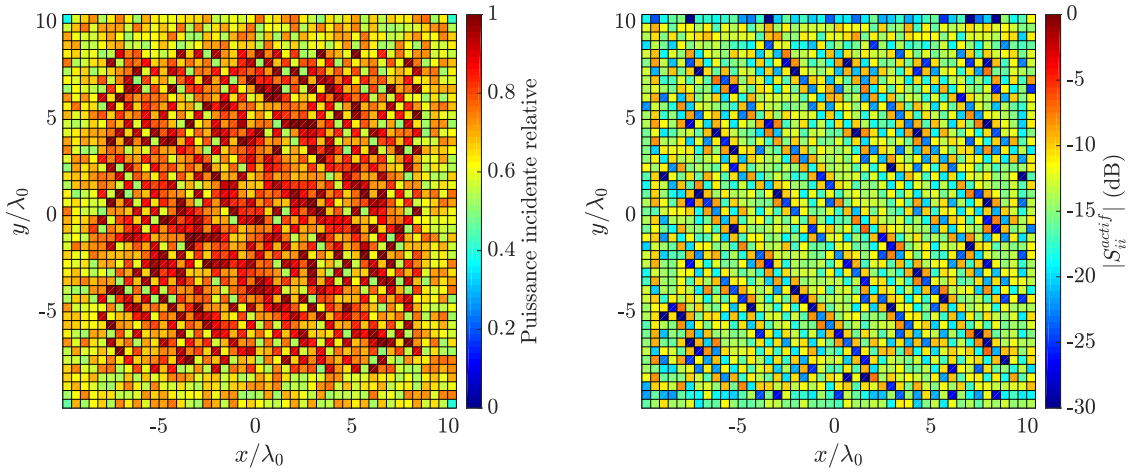
Figure C.4 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

C.2.2 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (30°; 45°)$



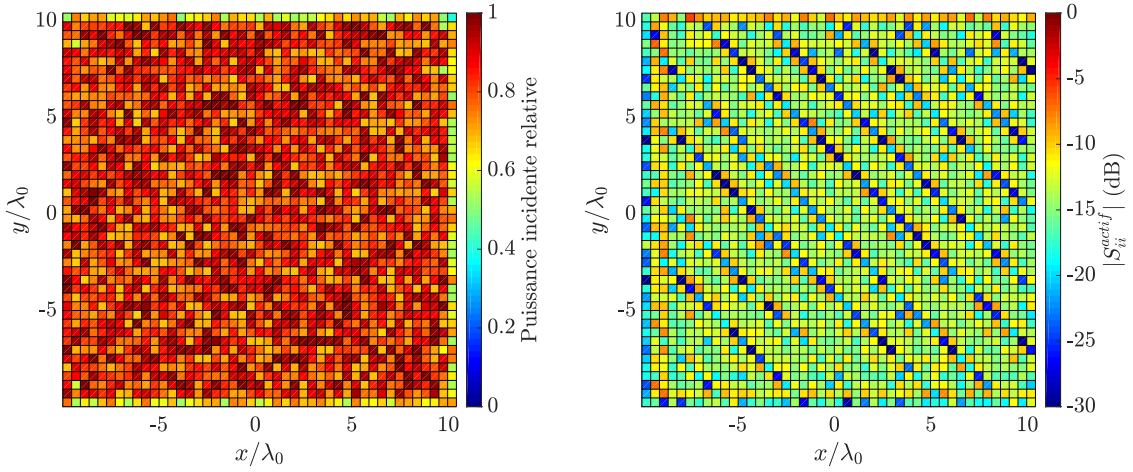
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure C.5 – Caractéristiques de rayonnement à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

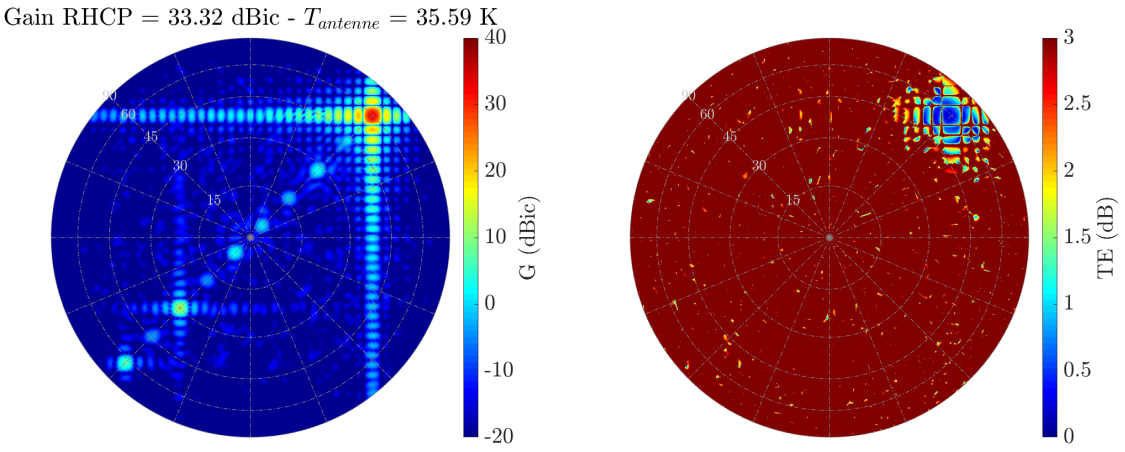
Figure C.6 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

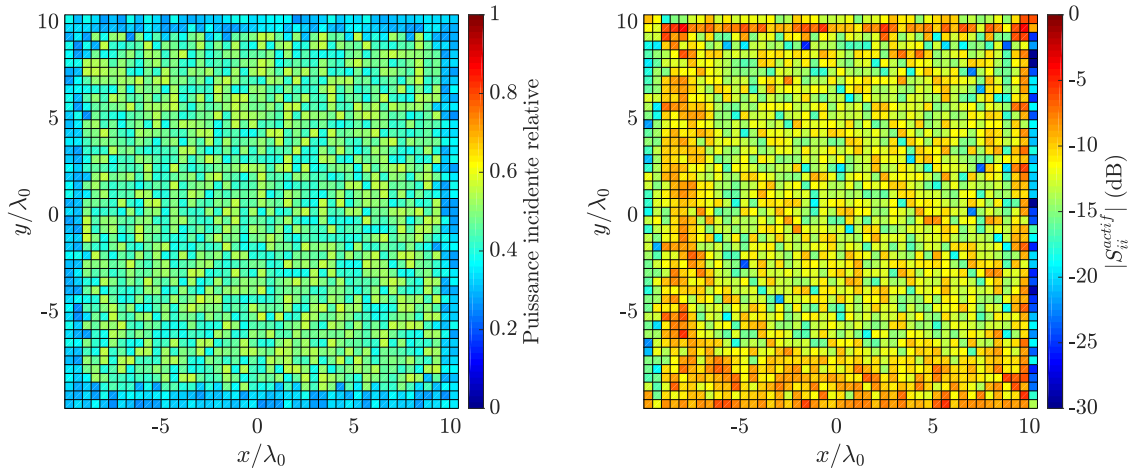
Figure C.7 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

C.2.3 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (60°; 45°)$



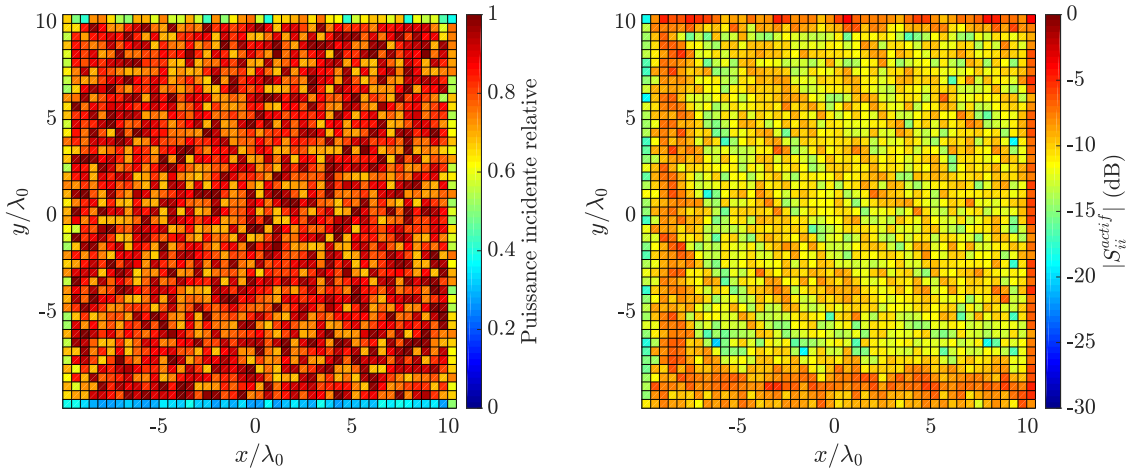
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure C.8 – Caractéristiques de rayonnement à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure C.9 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure C.10 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 18.3 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

C.2.4 Synthèse des résultats

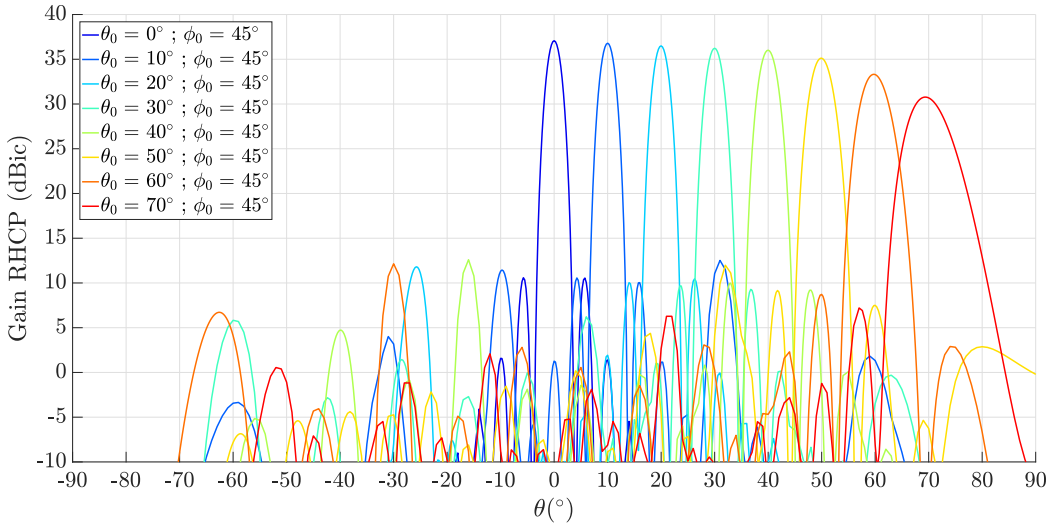
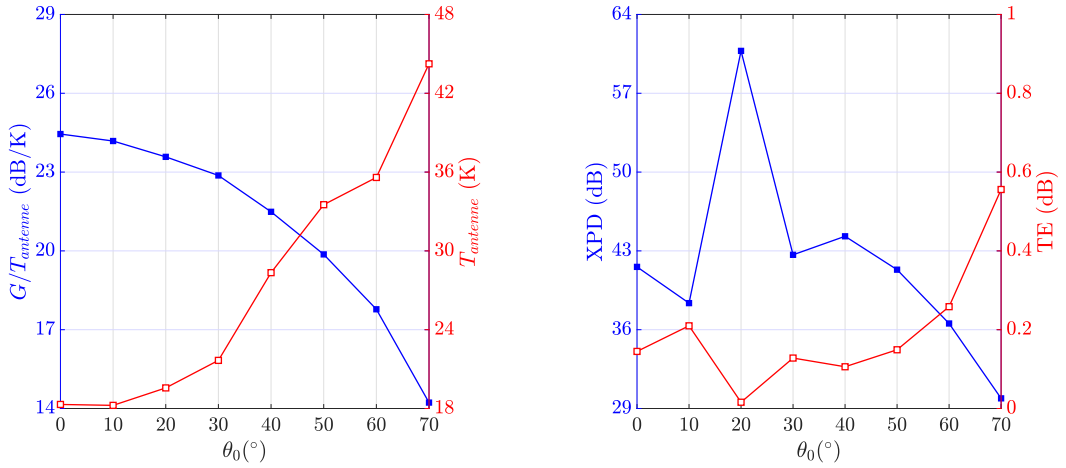
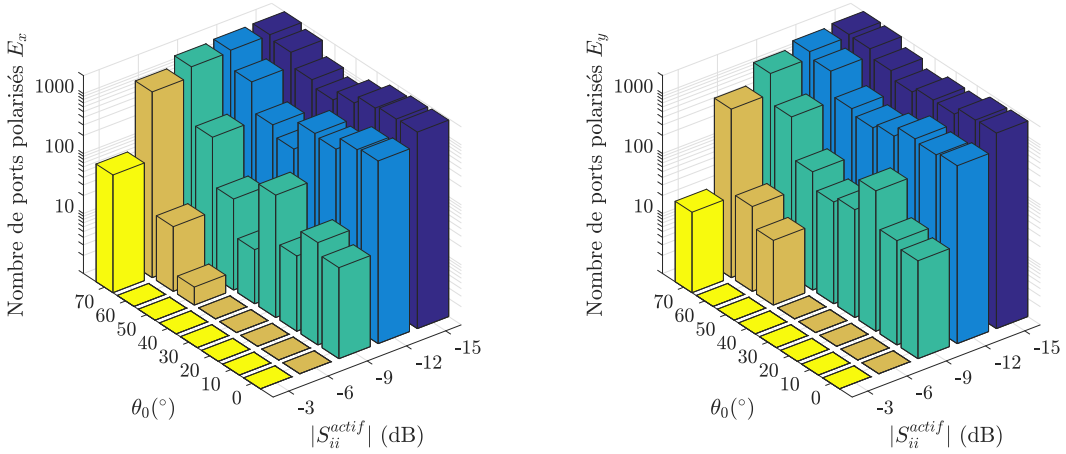


Figure C.11 – Coupes du diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ à 18.3 GHz en polarisation RHCP pour un pointage en $\phi_0 = 45°$



(a) $G/T_{antenne}$ et $T_{antenne}$ **(b)** XPD et TE

Figure C.12 – Évolution du rapport $G/T_{antenne}$ et du TE en fonction de l'incidence à 18.3 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP



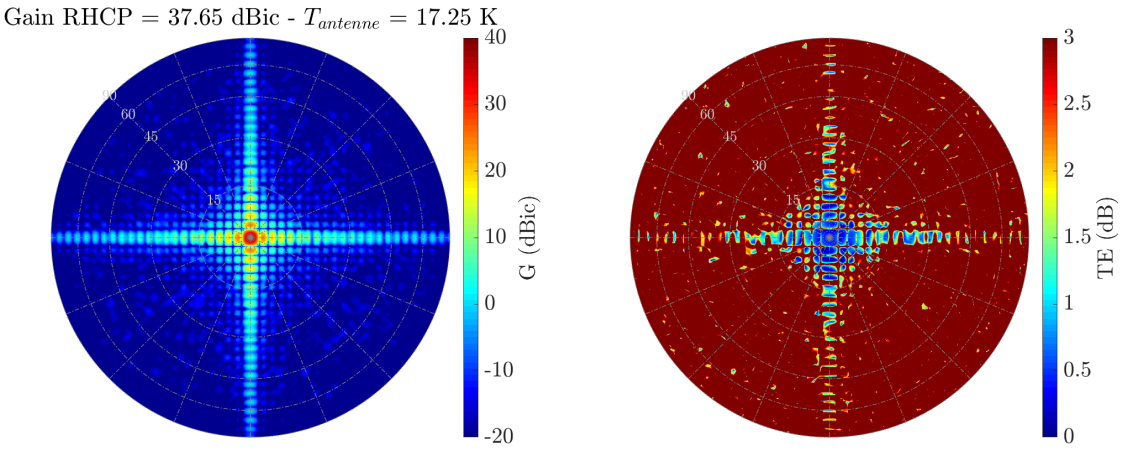
(a) Ports polarisés Ex **(b)** Ports polarisés Ey

Figure C.13 – Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 18.3 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP

On constate qu'en début de bande le gain est inférieur d'une valeur environ égale à 0.6 dB, en fonction de l'incidence, par rapport à la fréquence centrale. Ceci s'explique principalement par la réduction de l'aire effective du panneau engendrée par la réduction de la fréquence de travail. D'autre part, on note que les coefficients de réflexion actifs sont globalement plus élevés pour les incidences faibles et moyennes, ce qui peut également expliquer une perte de gain supplémentaire. Le changement de fréquence de travail a peu d'effet sur le rapport $G/T_{antenne}$ et sur la pureté de polarisation.

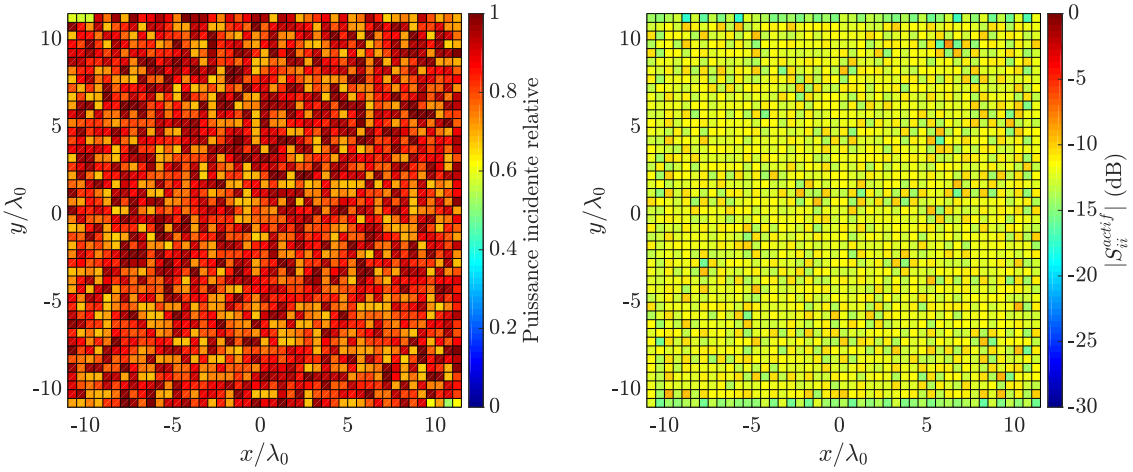
C.3 Résultats du panneau rayonnant à 20.2 GHz

C.3.1 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (0°; 45°)$



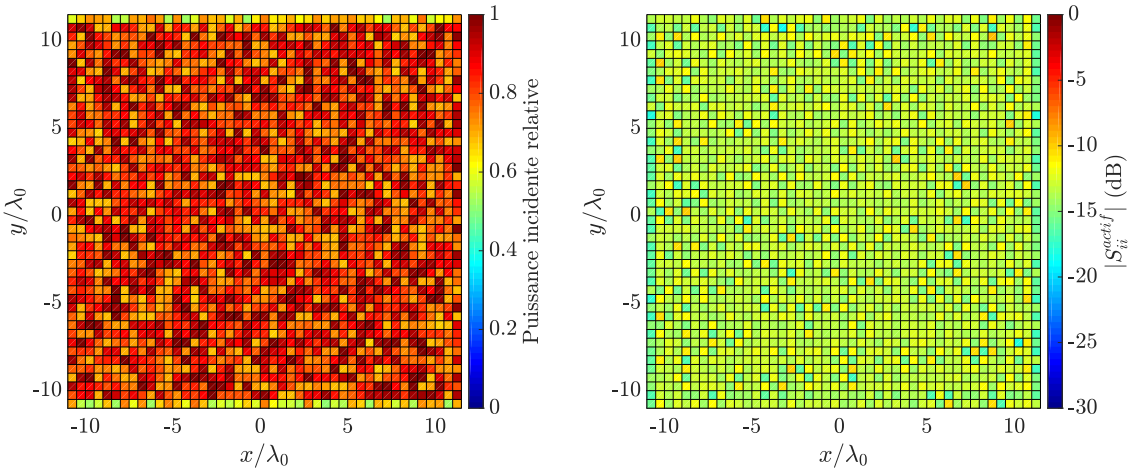
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure C.14 – Caractéristiques de rayonnement à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

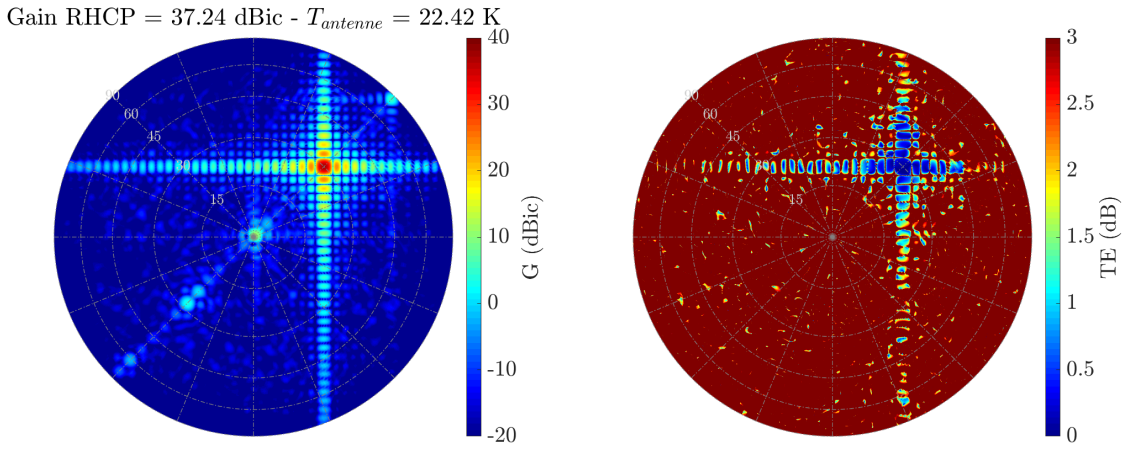
Figure C.15 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

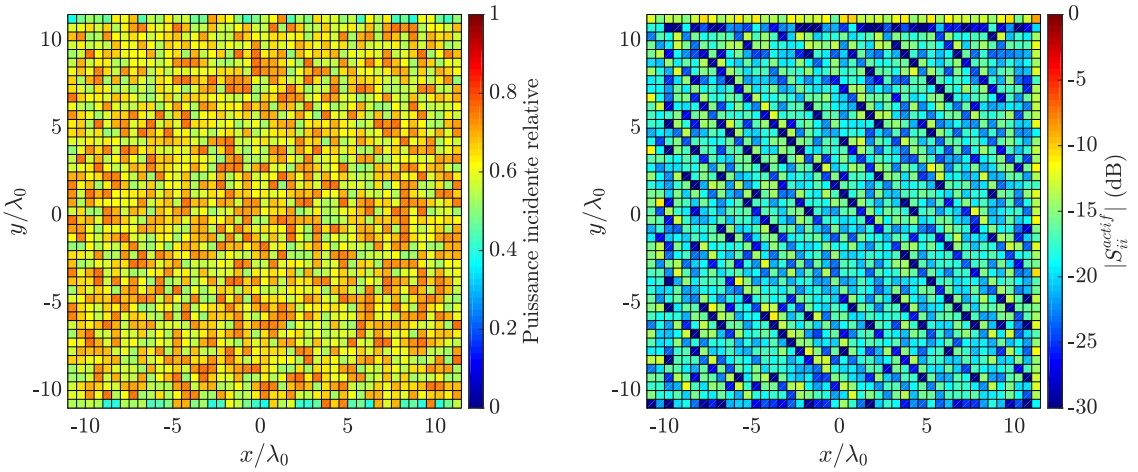
Figure C.16 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 0°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

C.3.2 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (30°; 45°)$



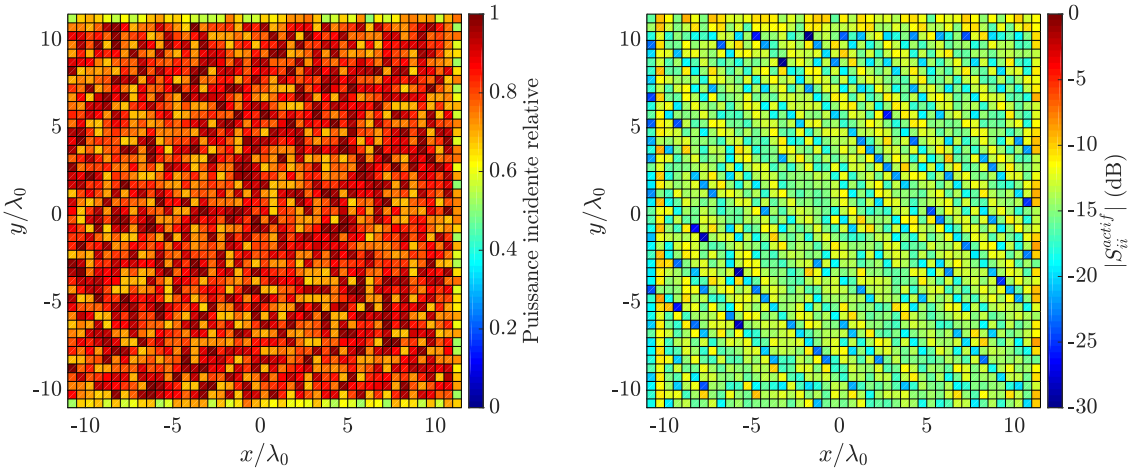
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure C.17 – Caractéristiques de rayonnement à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

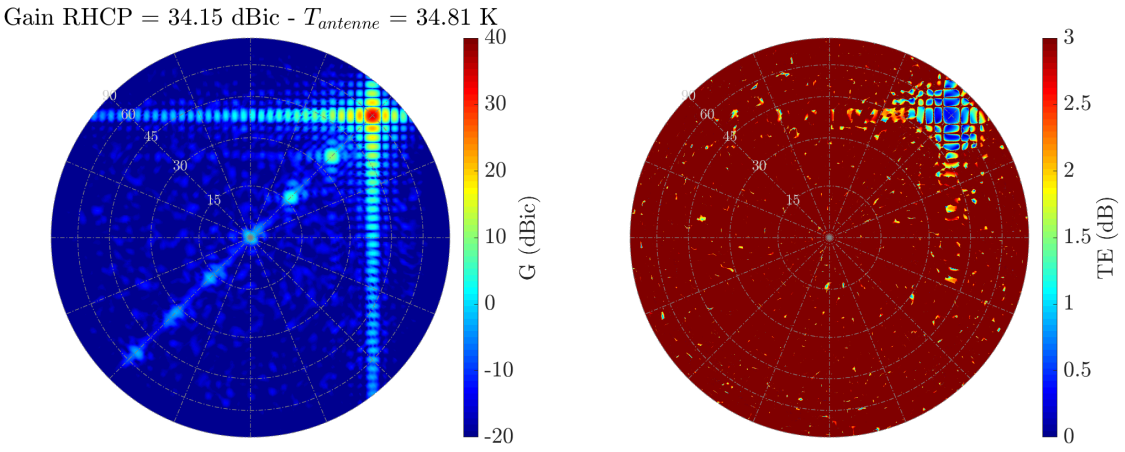
Figure C.18 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

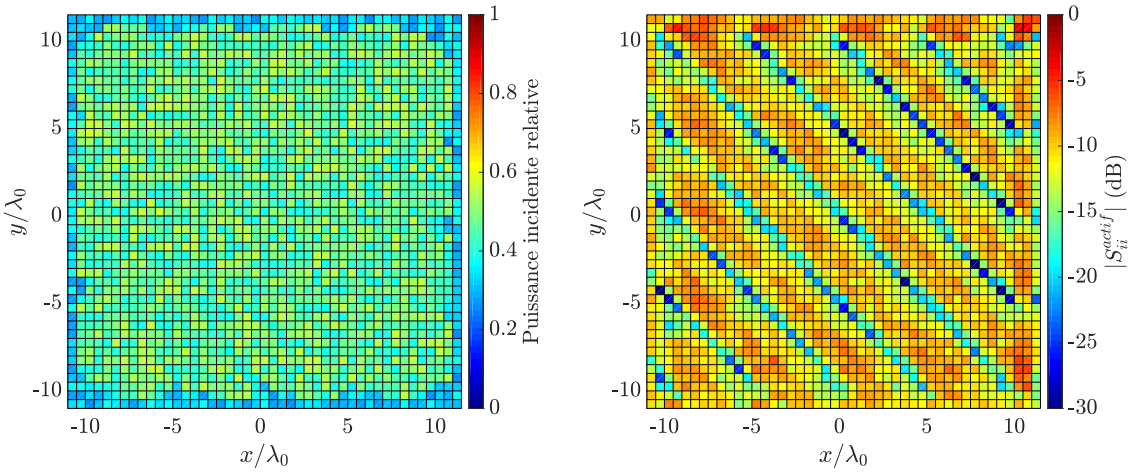
Figure C.19 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 30°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

C.3.3 Pointage $(\theta_0; \phi_0) = (60°; 45°)$



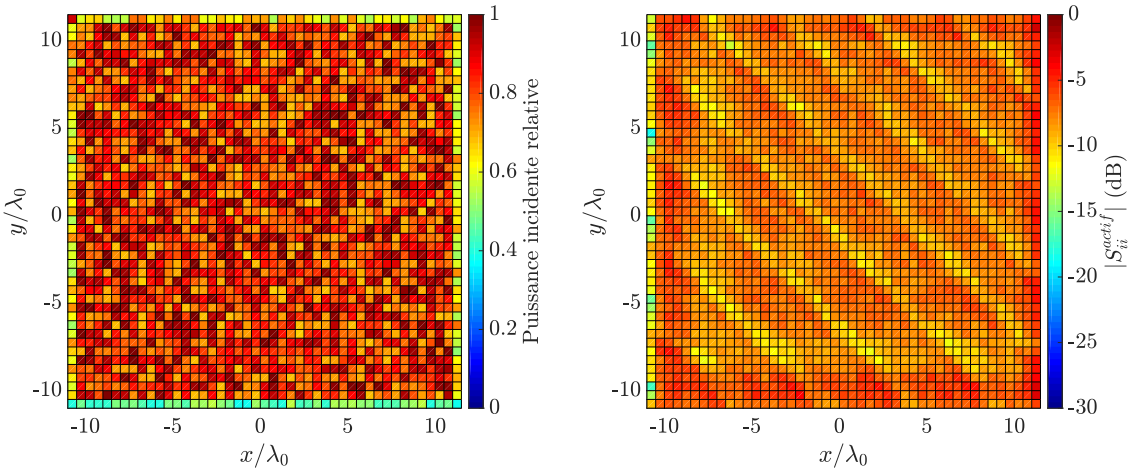
(a) Gain RHCP **(b)** Taux d'ellipticité

Figure C.20 – Caractéristiques de rayonnement à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure C.21 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ex* à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP



(a) Puissances injectées **(b)** Coefficients de réflexion actifs

Figure C.22 – Cartographie des puissances injectées et des coefficients de réflexion actifs des ports *Ey* à 20.2 GHz pour un pointage à $(\theta_0 = 60°; \phi_0 = 45°)$ en polarisation RHCP

C.3.4 Synthèse des résultats

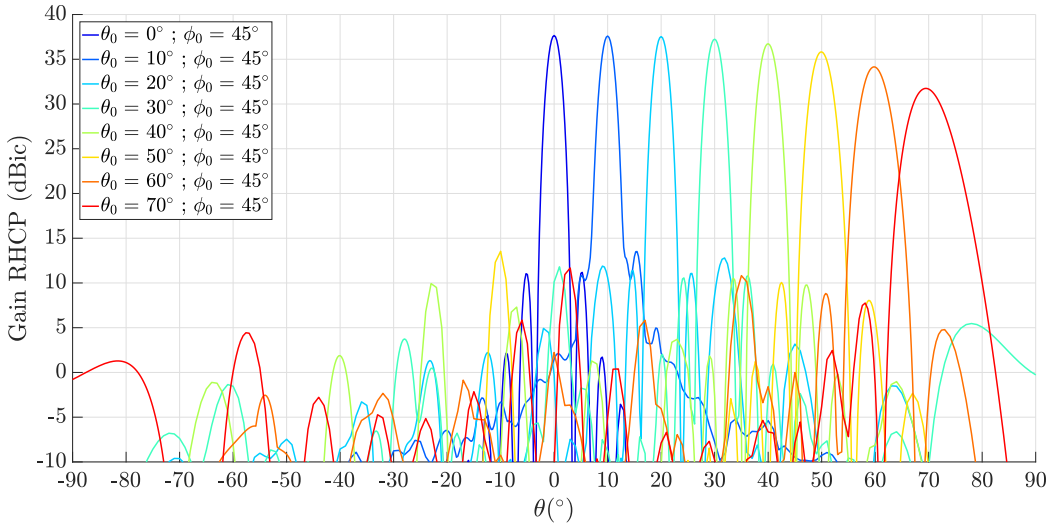
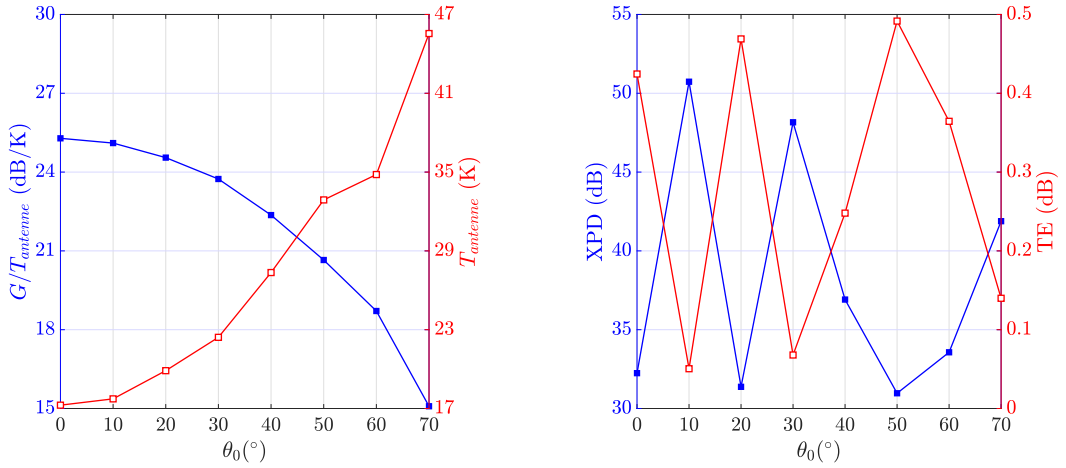
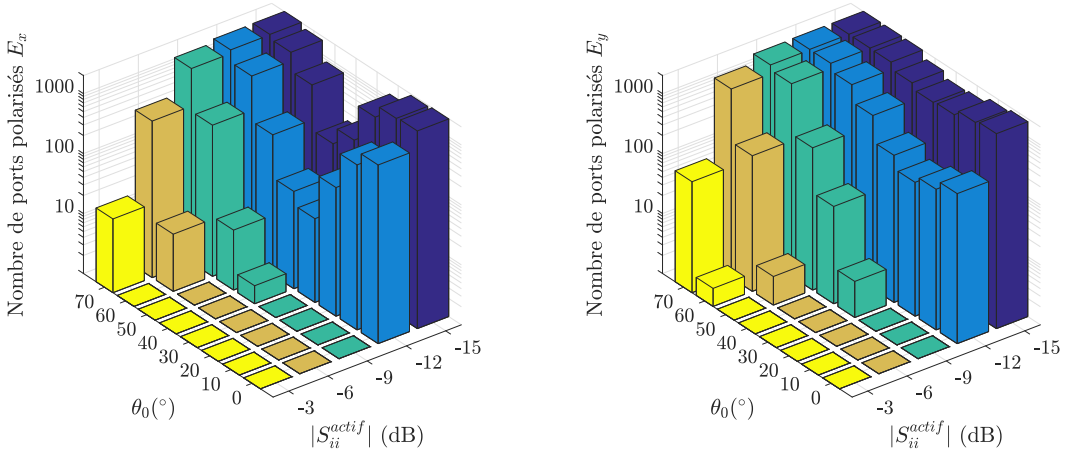


Figure C.23 – Coupes du diagramme de rayonnement dans le plan $\phi = 45°$ à 20.2 GHz en polarisation RHCP pour un pointage en $\phi_0 = 45°$



(a) $G/T_{antenne}$ et $T_{antenne}$ **(b)** XPD et TE

Figure C.24 – Évolution du rapport $G/T_{antenne}$ et du TE en fonction de l'incidence à 20.2 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP



(a) Ports polarisés Ex **(b)** Ports polarisés Ey

Figure C.25 – Nombre d'éléments cumulé en fonction du coefficient de réflexion actif et du dépointage en élévation à 20.2 GHz pour un pointage en $\phi_0 = 45°$ en polarisation RHCP

En ce qui concerne la fin de la bande passante, le gain est logiquement légèrement supérieur au gain du milieu de la bande. Les coefficients de réflexion actifs des ports polarisés *Ex* sont globalement plus élevés pour les faibles incidences et la tendance s'inverse pour les incidences les plus fortes. Concernant les ports polarisés *Ey*, le comportement des coefficients de réflexion actifs est relativement similaire à celui observé au milieu de la bande.

Liste des travaux

Journaux internationaux à comité de lecture

— B. Lesur, M. Thevenot, E. Arnaud, T. Monediere, C. Melle, D. Chaimbault, and A. Karas, "*An Accurate Modeling Technique for Periodic Antenna Arrays — Experimental Validation,*" in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 16, pp. 1573-1576, 2017

Conférences internationales à comité de lecture

— B. Lesur, M. Thevenot, E. Arnaud, T. Monediere, C. Melle, D. Chaimbault, and A. Karas, "*Accurate Modelling and Experimental Validation of a Large Antenna Array in Ka-band,*" 2017 European Microwave Conference / European Radar Conference (EuMW/EuRAD), Nuremberg, 2017, pp. 1365-1368

— B. Lesur, A. Maati, M. Thevenot, C. Menudier, T. Monediere, C. Melle, D. Chaimbault, and A. Karas, "*Development and Validation of Modelling Techniques for Large Periodic Arrays in Ka-band,*" 2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Paris, 2017, pp. 3728-3732

— B. Lesur, M. Thevenot, T. Monediere, and C. Melle "*Accurate Simulation and Experimental Validation of a 4-by-4 Antenna Array for Ka-band,*" 2016 CST European User Conference (EUC), Strasbourg, 2016

Conférences nationales à comité de lecture

— B. Lesur, M. Thevenot, E. Arnaud, T. Monediere, C. Melle, D. Chaimbault, and A. Karas "*Modélisation et caractérisation expérimentale d'une antenne réseau grand gain en bande Ka,*" Assemblée générale GDR Ondes, Sophia-Antipolis, 2017

— B. Lesur, M. Thevenot, E. Arnaud, T. Monediere, C. Melle, D. Chaimbault, and A. Karas "*Défi de Modélisation d'un Grand Réseau d'Antennes en Bande Ka et Validation Expérimentale des Méthodologies Mises en Œuvre,*" XX^{è} Journées Nationales Microondes (JNM), Saint-Malo, 2017

— A. Lohou, B. Lesur, J. Lintignat, M. Thevenot, B. Jarry, T. Monediere, C. Melle, D. Chaimbault, and A. Karas "*Antenne à Balayage Électronique en Bande Ka,*" XX^{è} Journées Nationales Microondes (JNM), Saint-Malo, 2017

Validations de modèles numériques de grands réseaux pour l'optimisation d'antennes à pointage électronique en bande Ka

Résumé : L'essor des communications par satellites et des nouvelles technologies de l'information et de la communication conduisent à une demande croissante de la part des utilisateurs. Ainsi, afin de répondre à ces nouveaux besoins, des services proposant de la connectivité en vol pour les passagers des compagnies aériennes voient le jour. Les travaux présentés dans ce mémoire portent sur la réalisation de modèles numériques rigoureux de grands réseaux d'antennes destinés à couvrir ce champ applicatif. Après une mise en contexte et un rappel des contraintes liées aux réseaux d'antennes, des véhicules de test numériques et expérimentaux, permettant de valider les méthodologies de modélisation, sont réalisés. La modélisation d'un grand panneau rayonnant à bi-polarisation circulaire et acceptant d'importants angles de dépointage est enfin abordée. Cette étude permet alors de statuer sur les performances du panneau, en fonction des consignes de pointage et des dispersions éventuelles des chaînes actives.

Mots clés : Modélisation de grands réseaux d'antennes, polarisation circulaire, coefficient de réflexion actif, bande Ka, connectivité en vol.

Validations of large arrays numerical models for optimizing electronically steerable antennas in Ka-band

Abstract : The rapid expansion of satellite communications and information and communications technology led to an increasing demand from end-users. Hence, services offering In-Flight Connectivity for airlines passengers are emerging. This work is focused on the implementation of accurate numerical models of large antenna arrays meant for this scope. After having put things into context and recalled issues linked to antenna arrays, numerical and experimental test vehicles are made, allowing to validate the modelling methodologies. Finally, the modelling of a large, dual circular polarization and wide-angle scanning radiating panel is addressed. This study then allows to estimate the performance of the panel function of steering requirements and possible dispersions from the active channels.

Keywords : Large antenna arrays modelling, circular polarization, active reflection coefficient Ka-band, In-Flight Connectivity.

Institut de Recherche XLIM - UMR CNRS n°7252
Axe Systèmes RF
123 Avenue Albert Thomas - 87060 LIMOGES CEDEX