



HAL
open science

Méthodes de conception de réseaux réflecteurs bifréquences exploitant la cellule Phoenix - Validation expérimentale en bande K/Ka

Guillaume Courtin

► **To cite this version:**

Guillaume Courtin. Méthodes de conception de réseaux réflecteurs bifréquences exploitant la cellule Phoenix - Validation expérimentale en bande K/Ka. Traitement du signal et de l'image [eess.SP]. INSA de Rennes, 2022. Français. NNT : 2022ISAR0007 . tel-04475399

HAL Id: tel-04475399

<https://theses.hal.science/tel-04475399>

Submitted on 23 Feb 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE DE DOCTORAT DE

L'INSTITUT NATIONAL DES
SCIENCES APPLIQUÉES RENNES

ÉCOLE DOCTORALE N° 601
*Mathématiques et Sciences et Technologies
de l'Information et de la Communication*
Spécialité : *Electronique*

Par

Guillaume COURTIN

**Méthodes de conception de réseaux réflecteurs bifréquences
exploitant la cellule Phoenix - Validation expérimentale en bande
K/Ka**

Thèse présentée et soutenue à Rennes, le 15 Mars 2022

Unité de recherche : IETR (UMR CNRS 6164)

Thèse N° : 22ISAR 05 / D22 - 05

Rapporteurs avant soutenance :

Xavier BEGAUD Professeur à Télécom Paris
Thierry MONEDIERE Professeur à l'Université de Limoges

Composition du Jury :

Président :	Xavier BEGAUD	Professeur à Télécom Paris
Examineurs :	Jean-Lou DUBARD	Professeur à l'Université Côte d'Azur
	Thierry MONEDIERE	Professeur à l'Université de Limoges
	Priscillia DAQUIN	Docteure / Ingénieure Antennes au CNES à Toulouse (Co-encadrante industriel)
Dir. de thèse :	Raphaël GILLARD	Professeur à l'INSA Rennes
Co-dir. de thèse :	Renaud LOISON	Professeur à l'INSA Rennes

Invité(s) :

Hervé LEGAY Docteur / Ingénieur de Recherche chez Thales Alenia Space (Co-encadrant industriel)

Remerciements

Ces remerciements mettent fin à mes travaux de thèse, co-financés par le CNES et Thales Alenia Space et effectués au sein du laboratoire IETR de l'INSA Rennes. J'adresse ces remerciements à l'ensemble des personnes que j'ai eu la chance de rencontrer et avec qui j'ai eu le plaisir d'interagir.

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude à Raphaël Gillard et Renaud Loison pour m'avoir encadré durant ces trois années. Raphaël et Renaud sont des encadrants exceptionnels, doté de qualités scientifiques hors-pairs. Leur gentillesse et leur bienveillance m'ont permis d'avancer avec confiance tout au long de cette thèse. C'est une véritable chance d'avoir pu réaliser cette thèse à leur côté.

Un grand merci à mes encadrants au CNES, avec Maxime Romier qui a guidé le début de mes recherches, puis Priscillia Daquin et Aurélie Bornot qui ont ensuite accompagné ces travaux. Leur soutien et leur appui technique ont grandement facilité la collaboration au cours de cette thèse. Merci à Hervé Legay et Daniele Bresciani à Thales Alenia Space pour leur regard avisé et leur expertise sur les antennes à réseaux réflecteurs. Merci pour l'aide et les conseils apportés tout au long de la thèse.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à l'ensemble du jury de cette thèse. À messieurs Xavier Begaud et Thierry Monédière pour avoir rapporté sur mes travaux de thèse et à monsieur Jean-Lou Dubard pour ces remarques qui ont permis d'améliorer la qualité du manuscrit. Je les remercie pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail. Je remercie aussi monsieur Begaud pour avoir accepté de présider ce jury et permis le bon déroulement de la soutenance.

Merci à tous ceux qui ont conseillé et influencé la conception et la réalisation du prototype, je pense notamment à Laurent Lecoq, Gwenn Lefur, Jérôme Sol, Patrick Weber et son équipe du service de fabrication mécanique de l'INSA Rennes. Merci aussi à Mickaël Jacquemet pour son implication cette campagne de mesure.

J'adresse également mes remerciements à tous les membres du laboratoire IETR de l'INSA Rennes avec qui j'ai partagé quotidiennement mes pauses. L'atmosphère chaleureuse et bienveillante qui règne dans ce laboratoire en font un lieu de travail idéal. Un grand merci à l'ensemble des thésards que j'ai côtoyé pendant ces trois années de thèse. Merci à Aurélie et Paul pour m'avoir accueilli dans leur bureau, je pense aussi à Othman pour ces premiers mois

de thèse partagé ensemble. Merci à Andrea, Sarah, Jean-Claude, Matthieu, Diego, Clément, Lisa, Hugo pour ces moments partagé autour d'un café et aussi les autres. Merci pour ces moments de bonnes humeurs qui ont rendu le quotidien si agréable.

Enfin hors du laboratoire, merci à tous mes amis du lycée, de l'école... Merci à Corentin, Lucie et Florian pour ces dimanches après-midi jeux de sociétés. Merci à ma famille d'avoir été à mes côtés pendant toutes ces années d'études. Et enfin, merci à ma chère et tendre Léopoldine d'avoir partagé avec moi ces mois de confinements et bien plus. Merci de m'avoir soutenu et encouragé dans cette dernière partie de thèse.

Sommaire

Introduction	9
1 La technologie des antennes à réseau réflecteur	13
1.1 Introduction	13
1.2 Origine du concept des antennes à réseau réflecteur	15
1.3 Concepts généraux sur les antennes à réseau réflecteur	18
1.3.1 Les enjeux de la configuration antennaire	18
1.3.2 Principe de fonctionnement	20
1.3.3 Les cellules déphaseuses	23
1.3.4 Méthode de caractérisation des cellules	24
1.4 Les réseaux réflecteurs bibandes passifs	26
1.4.1 Principales techniques de contrôle de la phase avec les éléments	27
1.4.2 Techniques de contrôle de la phase bibande	28
1.5 Concept de la cellule Phoenix	36
1.5.1 Genèse	36
1.5.2 Généralisation du concept	38
1.5.3 Utilisation de cellules Phoenix d'ordre élevé pour des réseaux réflecteurs bifréquences	40
1.6 Conclusion	42
2 Étude d'un phénomène de résonances parasites sur les cellules Phoenix	45
2.1 Introduction	45
2.2 Observation des résonances parasites	46
2.2.1 Avec une cellule en environnement infini périodique	46
2.2.2 Avec un réseau fini (illuminé par une onde plane)	47
2.3 Interprétation à l'aide de la théorie des antennes à ondes de fuite	52
2.3.1 Rappels théoriques sur les antennes à ondes de fuites	52
2.3.2 Simulation de la structure étudiée à l'émission	53
2.3.3 Analyse et discussion du phénomène	58

2.4	Validation du modèle proposé	59
2.4.1	Résonances parasites à des angles d'incidences faibles	59
2.4.2	La résonance sous incidence normale	61
2.5	Règle de conception	62
2.6	Conclusion	64
3	Outils de modélisation et de représentation de la cellule Phoenix bibande	67
3.1	Introduction	67
3.2	Analyse préliminaire des potentialités de la cellule Phoenix en fonctionnement bifréquence	69
3.2.1	Comportement bifréquence de la cellule Phoenix inductive d'ordre 4	69
3.2.2	Représentation des cellules dans une cartographie bifréquence	70
3.3	Production de bases de données	73
3.3.1	Production de bases de données par circuit équivalent	73
3.3.2	Production de bases de données par l'outil MIX3D	88
3.4	Choix des figures de mérite les plus pertinentes pour la base de données	88
3.4.1	Caractéristiques des cellules Phoenix dans une base de données bifré- quence	89
3.4.2	Figure de mérite essentielle pour une synthèse bifréquence	91
3.5	Conclusion	93
4	Méthodologie pour la conception de réseaux bifréquences avec les cellules Phoenix	95
4.1	Introduction	95
4.2	Choix préliminaires des caractéristiques générales du réseau réflecteur	96
4.2.1	Les éléments rayonnants	96
4.2.2	Dimension de la maille	97
4.2.3	Choix de l'empilement	98
4.3	Présentation préliminaire des potentialités de la base de données	101
4.4	Mise en place du choix des cellules des réseaux bifréquences	104
4.4.1	Configuration du système antenne pour la simulation de petits réseaux	104
4.4.2	Synthèse d'un réseau de référence	105
4.4.3	Diagrammes de rayonnement du réseau de référence	108
4.5	Stratégies de synthèse de réseaux réflecteurs bifréquences avec les cellules Phoenix	113
4.5.1	Préfiltrage de la base de données	114
4.5.2	Critères de sélection sur les cellules dans la base préfiltrée	120
4.5.3	Modification de l'offset de phase	128
4.6	Conclusion	130

5 Validation expérimentale	133
5.1 Conception du système antenneaire	133
5.1.1 Position des sources primaires et direction de rayonnement	133
5.1.2 Conception des cornets pyramidaux	135
5.1.3 Conception du support pour la mesure	137
5.2 Conception et mesures des réseaux réflecteurs	139
5.2.1 Synthèse du réseau réflecteur n°1	139
5.2.2 Résultats de mesure	141
5.2.3 Synthèse du réseau réflecteur n°2	147
5.2.4 Résultats de mesure	148
5.3 Conclusion	152
Conclusion générale et Perspectives	153
A Méthodologie de synthèse : Modification de l'offset de phase	157
B Résultats détaillés des mesures du réseau réflecteur n°2	163
C Publications Personnelles	167
Bibliographie	169

Introduction

Cette étude s'inscrit dans le champ des communications spatiales et plus particulièrement dans la thématique des antennes embarquées sur satellite. Les technologies d'antennes pour ces communications doivent répondre à des critères de performances et de fiabilité toujours plus variés. Néanmoins, on retrouve des considérations communes telles que les exigences en termes de taille, de poids, de puissance et de coût de fabrication.

Dans ce cadre, les antennes à réseau réflecteur (« Reflectarray » ou RA, en anglais) constituent une solution attrayante. En règle générale, les RA sont constituées d'un panneau réflecteur composé de motifs réfléchissants (plusieurs milliers) éclairés par une source primaire. Le choix judicieux de la géométrie des motifs, ou cellules, permet de contrôler le rayonnement de l'antenne. Depuis les années 1990-2000 et le développement considérable de la fabrication des circuits imprimés, de nombreuses études ont été menées pour améliorer les performances de cette technologie.

Cette thèse s'intéresse à l'exploitation de motifs pour la conception de RA bifréquence en technologie imprimée. Cette étude vise à explorer des solutions fiables pour concevoir les antennes destinées aux satellites du futur. Elle s'inscrit dans la continuité des recherches menées au sein de l'Institut d'Électronique et des Technologies du numÉrique (IETR) sur la thématique des RA. Par ailleurs, cette thèse bénéficie d'un partenariat avec le Centre National d'Études Spatiales (CNES) et avec l'entreprise Thales Alenia Space (TAS), dans le cadre du laboratoire Merlin (laboratoire commun IETR-TAS).

Compte tenu des conditions extrêmes de l'environnement spatial, des précautions structurelles sont nécessaires pour garantir une bonne fiabilité des RA. Les déformations thermoélastiques subies par les matériaux conduisent à privilégier des solutions composées d'une seule couche de métallisation. Ces contraintes mécaniques complexifient la conception de RA bifréquence. En effet, cela réduit le nombre de degrés de liberté pour contrôler les ondes réfléchies à deux fréquences.

L'une des contraintes supplémentaires induites par la stratégie de conception des RA consiste à garantir une certaine régularité de la géométrie à la surface du réseau. De ce fait, on diminue les risques de dégradations sur les performances du rayonnement de l'antenne.

De nombreuses études ont été menées dans ce sens au sein du laboratoire pour développer

des outils de synthèse [1] et des éléments assurant une bonne régularité géométrique. C'est ainsi qu'en 2011, Lina Moustafa et al. [2] ont développé une cellule aux propriétés large bande avec un comportement cyclique qui permet de limiter les irrégularités de géométrie : la cellule Phoenix. L'étude de l'élément et de son comportement en rayonnement ont notamment été poursuivies lors de la thèse de Mohammed Kharbech [3]. Par la suite, Tony Makdissy [4] s'est intéressé à la complémentarité des motifs « inductifs » et « capacitifs ». Ces travaux de thèse ont marqué une étape essentielle dans le développement du concept Phoenix. Plus récemment, les thèses de Vincent Richard [5] et d'Andrea Guarriello (thèse soutenue en 2021) ont montré que cette cellule peut être déclinée en plusieurs motifs (inductif/capacitif, multiplicité des ordres). Elle offre alors de nombreux degrés de liberté pour contrôler le champ réfléchi. Des méthodologies de synthèse et d'optimisation ont été développées pour concevoir des RA. Mais ces travaux se sont cantonnés à des problématiques plutôt à une seule bande.

L'originalité de cette thèse est d'explorer les capacités de la cellule Phoenix pour aborder la problématique des RA bibrandes. L'objectif principal est de mettre en oeuvre une stratégie de synthèse pour concevoir un RA bibréquence complet.

Dans le premier chapitre, après avoir introduit le principe de fonctionnement des RA, nous présentons un état de l'art sur les principales techniques et solutions de cellules passives pour des applications bibréquences. Nous nous intéressons particulièrement aux solutions employant une seule couche de métallisation. Puis, nous présentons le concept de la cellule Phoenix que nous souhaitons plus spécifiquement étudier dans cette thèse.

Dans le deuxième chapitre, nous étudions un phénomène de « résonance parasite » qui peut apparaître dans des réseaux périodiques et que nous examinons ici dans le cas des cellules Phoenix. Ces résonances, détectées lorsque les cellules sont illuminées par une onde en incidence oblique, provoquent de forts niveaux d'absorption en réflexion. L'étude en simulation de réseaux périodiques révèle la présence d'un phénomène à onde de fuite. Afin d'éviter ces résonances parasites dans les RA, qui peuvent dégrader le diagramme de rayonnement, une règle de conception est déduite. Bien que le phénomène étudié dans ce chapitre ne soit pas directement associé à la conception de RA bibréquences, de telles résonances peuvent être rencontrées dans une problématique bibréquence. Il est important de pouvoir comprendre leur origine afin de pouvoir les éviter.

Dans le troisième chapitre, après avoir démontré les potentialités de la cellule Phoenix d'ordre 4 pour les applications bibréquences, nous développons les outils nécessaires à la synthèse. Dans l'objectif de réaliser tout type de diagramme de rayonnement, il est préférable de disposer de cellules permettant de couvrir des gammes de phases complètes aux deux fréquences. Dans cette thèse, nous nous orientons vers une stratégie s'appuyant sur la construction de base de données. Dans ce sens, nous présentons un modèle quasi-analytique basé sur une approche circuit équivalent du fonctionnement de la cellule Phoenix. Nous présentons notamment les étapes de validation du circuit équivalent en étudiant une base de données complète.

Enfin, en analysant les caractéristiques des cellules dans la base de données, nous identifions les figures de mérites pertinentes sur lesquelles s'appuyer pour construire une méthodologie de synthèse d'un RA bifréquence.

Dans le quatrième chapitre, nous exploitons les outils développés au chapitre précédent. Le circuit équivalent est utilisé pour analyser l'effet de l'empilement diélectrique sur les performances réalisables en bifréquence (notamment en termes de gammes de phases réalisables aux deux fréquences). Puis des stratégies de synthèses bifréquences sont étudiées. La sélection des cellules repose sur l'application de « filtres » pour limiter les pertes et les trop fortes variations géométriques sur l'ouverture rayonnante. Les différentes stratégies sont comparées en analysant les performances des diagrammes de rayonnement de petits réseaux de cellules (27×27 éléments) obtenus à l'aide de simulations électromagnétiques.

Enfin dans le dernier chapitre, nous concevons un démonstrateur pour la validation expérimentale des stratégies étudiées au chapitre précédent. Les résultats de mesure de deux RA de 51×51 éléments fonctionnant à 19 et 29 GHz sont présentés. L'objectif est de montrer que les cellules Phoenix peuvent être une solution attrayante pour la conception de RA bifréquence et à l'avenir bibande.

CHAPITRE 1

La technologie des antennes à réseau réflecteur

1.1 Introduction

Dans le domaine spatial, les systèmes de communications doivent répondre à des critères de performances élevés pour pouvoir réaliser diverses missions de télécommunications (mobiles, TV), d'observation de la Terre ou encore d'exploration scientifique. Afin de pouvoir établir une communication entre un émetteur et un récepteur, le niveau de puissance du signal reçu doit être suffisamment élevé par rapport au seuil de bruit (bruit électronique, thermique). Or, lors de ces missions, les ondes peuvent subir de fortes atténuations. Ces pertes peuvent être liées aux distances de propagation élevées (cas des missions spatiales dans l'espace profond où la distance de propagation est supérieure à 2 millions de kilomètres), mais elles peuvent aussi être liées à la traversée de l'atmosphère terrestre (la pluie atténue fortement les ondes pour les fréquences supérieures à 10 GHz).

Pour compenser ces fortes atténuations dans le canal de propagation, les systèmes de communication des satellites peuvent compter sur les nombreux amplificateurs embarqués à bord et sur la présence de l'antenne. L'antenne joue un rôle important pour le niveau de gain fourni dans cette chaîne de communication puisqu'elle permet de collimater l'énergie de rayonnement dans une direction souhaitée. Les caractéristiques des diagrammes de rayonnement sont déterminantes et varient en fonction des applications. Selon les missions, on souhaitera réaliser plutôt des diagrammes directifs (concentration de l'énergie dans une direction souhaitée) ou des diagrammes multifaisceaux ou formés (afin de maximiser le gain sur une zone d'intérêt, par exemple les zones habitées, ou pour minimiser le gain dans les zones blanches, par exemple les océans).

Historiquement, les antennes de type réflecteur et les réseaux d'antennes sont les deux principales familles d'antennes largement employées pour réaliser ces applications. Aujourd'hui, une alternative existe avec la technologie des RA. Comparée aux premières technologies, elle bénéficie de plusieurs avantages pour être embarquée sur des satellites : légèreté, bonne intégration

au format du satellite, déployabilité en vol et enfin faible coût de réalisation notamment en raison du temps de développement rapide.

La technologie arrive aujourd'hui à un bon niveau de maturité. Elle a notamment fait ses preuves au cours de plusieurs missions spatiales [6], [7]. La photographie (figure 1.1) montre le reflectarray sur le satellite MarCO (Mars Cube One) [7] qui a servi à retransmettre, vers la Terre, des données de télémétries provenant du robot InSight atterrissant sur Mars. On distingue à gauche le reflectarray replié parfaitement intégré au nanosatellite et sur la droite l'antenne déployée dans sa configuration de vol. Les éléments métalliques carrés disposés sur le réflecteur permettent d'obtenir un diagramme de rayonnement directif en bande X (8,425 GHz). Un gain supérieur à 28 dBi est obtenu sur une bande de 50 MHz.

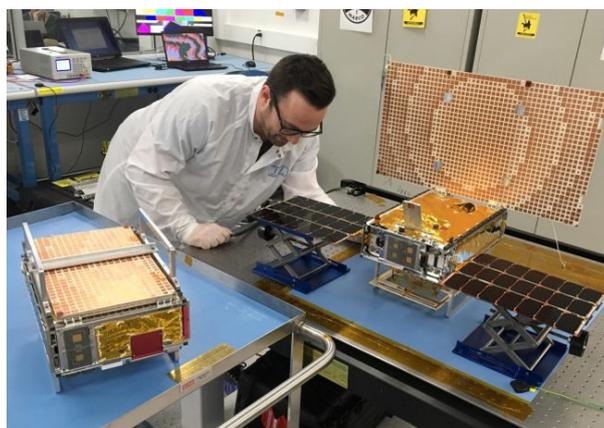


FIGURE 1.1 – Photographie du satellite MarCO embarquant une antenne reflectarray déployable pour la première mission « CubeSat » vers Mars (NASA/JPL-Caltech).

D'une manière générale, la contrainte majeure associée à cette technologie vient de la difficulté à faire fonctionner l'antenne sur de large bande et à de multiples fréquences. Au cours des dernières décennies, de nombreuses études ont ainsi cherché à augmenter les performances en fréquence des reflectarrays. De nombreuses solutions ont été proposées.

En plus des contraintes électromagnétiques, nous cherchons une solution adaptée aux contraintes de l'environnement spatial. Les antennes envoyées dans l'espace sont soumises à de fortes contraintes et les critères de sélection sont très stricts : légèreté, faible encombrement, faible coût, robustesse vis-à-vis de l'environnement.

Cette thèse s'inscrit dans cet objectif : proposer une structure respectant les contraintes liées à l'environnement spatial et permettant de réaliser des communications bidirectionnelles avec une fréquence d'émission (Tx) et une fréquence de réception (Rx).

Nous nous intéresserons au développement d'une antenne RA avec un type d'élément métallique disposé sur une simple couche de substrat. Les reflectarrays composés d'une simple couche de substrat sont contraignantes au niveau de la synthèse du diagramme de rayonnement, mais permettent plus facilement de respecter les critères liés à l'environnement spatial. Elles présentent notamment l'avantage de limiter les déformations pouvant apparaître sur la structure à cause des variations de températures extrêmes.

La difficulté principale est de trouver un type d'élément métallique permettant de réaliser les diagrammes de rayonnement souhaités sur les deux bandes de fréquences requises. Le travail de cette thèse consiste à investiguer les capacités bibandes d'une famille d'élément unique, appelée la cellule Phoenix.

Dans ce premier chapitre, nous commencerons par une présentation générale des principes de base des RA. Puis nous présenterons les différentes techniques présentes dans la littérature scientifique pour réaliser des applications bibandes. Enfin, nous présenterons le concept de la cellule Phoenix que nous souhaitons plus spécifiquement étudier pour des applications bibandes.

1.2 Origine du concept des antennes à réseau réflecteur

La technologie des RA est issue de la combinaison des deux technologies d'antennes directives historiquement utilisées : les antennes réflecteurs et les antennes réseaux.

Les antennes réflecteurs

Une antenne réflecteur [8] est composée d'une source primaire (généralement une antenne cornet) illuminant une surface réfléchissante (figure 1.2a). La forme du diagramme de rayonnement est déterminée par les propriétés géométriques du réflecteur. La courbure naturelle de la parabole permet de concentrer tous les rayons dans une même direction afin d'obtenir des diagrammes de rayonnement directifs. Cette technologie d'antennes est aujourd'hui largement utilisée pour obtenir des diagrammes de rayonnement plus complexes en utilisant des réflecteurs dits « formés ». Ils sont obtenus à l'aide de moules de fabrication pouvant être complexe à réaliser. Une plus grande précision de fabrication est notamment nécessaire quand les fréquences de fonctionnement augmentent.

L'intérêt principal des réflecteurs paraboliques est d'obtenir un fort gain avec une complexité relativement faible, car une seule source d'excitation est nécessaire pour illuminer la surface réfléchissante. De plus, cette technologie présente de bonnes caractéristiques face aux effets thermiques et aux efforts mécaniques (faible déformation de la structure), ce qui en fait une technologie fiable pour les applications spatiales.

Néanmoins plusieurs inconvénients pénalisent cette technologie. Du point de vue structurel, le poids et le volume imposant du réflecteur sont des défauts de taille vis-à-vis des critères imposés par les applications sur satellite. Du point de vue électromagnétique, la configuration des antennes paraboliques classiques fait face à des problèmes de masquage (les ondes réfléchies sont partiellement interceptées par la source). Des techniques de positionnement variées ont été mises en place pour parer à ce problème : configuration décalée (« en offset ») [9], configurations Cassegrain ou Grégoriennes [10]. Mais ces dernières solutions nécessitent toutefois la mise en place d'un système plus complexe avec l'ajout d'un sous réflecteur, au prix d'une masse plus élevée. Enfin, les antennes réflecteurs avec un diagramme de rayonne-

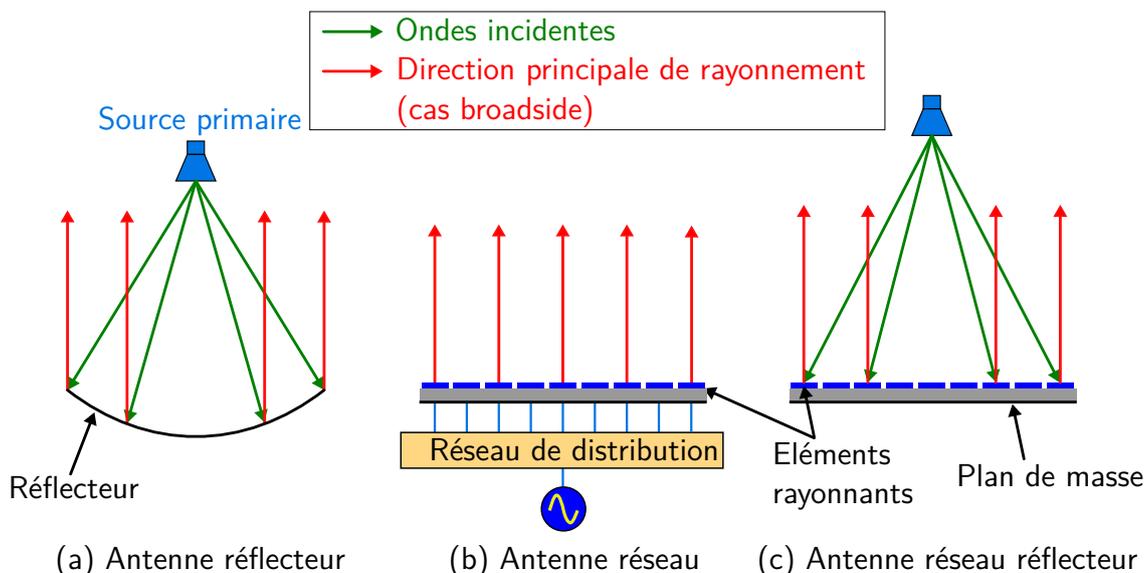


FIGURE 1.2 – Schémas de principe (a) d’une antenne réflecteur parabolique avec une source centrée, (b) d’une antenne réseau en technologie circuits imprimés, (c) d’une antenne à réseau réflecteur en technologie circuits imprimés.

ment reconfigurable sont limitées au dépointage du faisceau par des techniques de rotation mécanique. Ces systèmes sont plus complexes à mettre en oeuvre mécaniquement et sont dans l’incapacité de commuter instantanément entre deux positions très différentes. Tous ces inconvénients fixent les limites d’utilisation des antennes réflecteurs.

D’autres concepts d’antennes existent et permettent d’éviter certains inconvénients présents chez les antennes réflecteurs, c’est le cas des antennes réseaux.

Les antennes réseaux

Une antenne réseau [11] est un dispositif regroupant plusieurs sources élémentaires rayonnantes (généralement identiques), réparties sur une surface et formant ainsi un réseau d’éléments (figure 1.2b). L’amplitude et la phase de l’alimentation de chacun de ces éléments sont contrôlées à l’aide d’un réseau de répartition. La pondération des éléments du réseau permet ainsi de former des diagrammes de rayonnement quelconques (directif, dépointé, formé, etc.).

Cette technologie possède l’avantage d’être réalisable en utilisant la technologie imprimée, ce qui permet d’obtenir une structure moins encombrante (en épaisseur) et globalement moins coûteuse que les antennes réflecteurs. Cependant, ces performances sont obtenues au prix d’une complexité accrue, due à la mise en place du réseau de distribution de puissance nécessaire pour alimenter chacun des éléments [12]. Les pertes directement liées au réseau de distribution peuvent être compensées mais imposent l’utilisation d’amplificateurs, coûteux et encombrants.

Les pertes engendrées par le réseau de répartition sont d’autant plus importantes que le réseau intègre un grand nombre d’éléments ou que la fréquence de fonctionnement est élevée. Malgré les études menées pour réduire le nombre d’éléments et ainsi réduire les pertes et la

complexité du système [13]-[15], ces pertes restent élevées.

Face à ces contraintes élevées auxquelles ni les antennes réflecteurs, ni les antennes réseaux ne semblent convenir, un concept à mi-chemin entre les deux a été intelligemment imaginé : l'antenne à réseau réflecteur.

Les antennes à réseau réflecteur

Le concept du reflectarray bénéficie des atouts des antennes réseaux pour le contrôle du diagramme de rayonnement et de ceux des antennes réflecteurs n'utilisant qu'une seule source. L'antenne reflectarray est donc constituée d'un réseau d'éléments rayonnants apposé sur une surface, généralement plane, qui est illuminée par une source primaire (figure 1.2c). Selon la théorie des antennes réseaux, en choisissant méthodiquement les phases réalisées par chacun des éléments à la surface du réflecteur, il est possible d'obtenir des diagrammes de rayonnement directifs ou formés. De par leur fonction, on appelle les éléments à la surface du réflecteur des *cellules déphaseuses*.

La première antenne reflectarray remonte à 1963 [16]. Berry, Malech et Kennedy présentèrent une structure composée de guides d'ondes juxtaposés les uns aux autres (figure 1.3), ouverts sur l'avant et terminés par un plan de court-circuit sur l'arrière. La profondeur des guides permet de contrôler la phase de l'onde réfléchi et ainsi de produire un rayonnement dans la direction souhaitée. Néanmoins, cette structure présente des défauts, liés notamment à sa taille et à son poids, peu adaptés pour des applications d'antennes satellites.

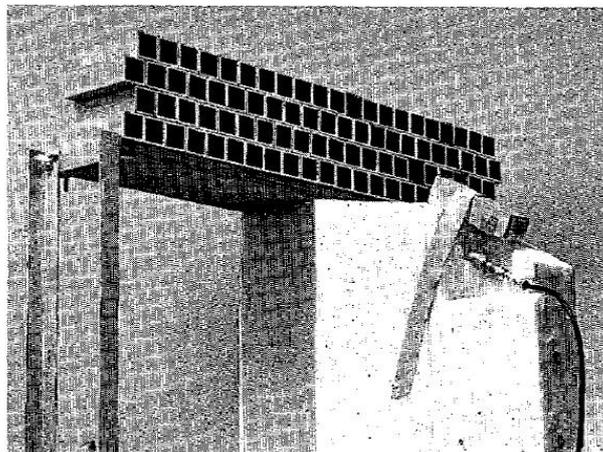


FIGURE 1.3 – Photographie d'un reflectarray utilisant des éléments en guide d'ondes fermés à l'extrémité [16].

À partir des années 1980, la technologie des circuits imprimés, déjà utilisée pour les antennes réseaux [17], donne un nouveau souffle aux antennes reflectarrays [18]-[20]. Les structures réfléchissantes en guides d'ondes se transforment en superposition de couches de substrats, simplifiant ainsi la fabrication et allégeant considérablement l'antenne. Grâce à ce processus de fabrication plus simple, les durées de conception et les coûts diminuent, et l'intégration

de circuits électroniques offrant des capacités de reconfigurabilité devient possible. Enfin, les structures étant plus compactes, les applications spatiales deviennent envisageables. De nombreuses études mécaniques permettant d'aboutir à des techniques d'antennes déployables et gonflables sont envisagées.

Au-delà des avantages apportés par la technologie des circuits imprimés, les RA bénéficient de performances électromagnétiques intéressantes par rapport aux antennes réflecteurs et aux antennes réseaux. L'utilisation d'une seule source primaire évite l'implémentation d'un réseau de répartition complexe et dissipatif. Même si le nombre d'éléments rayonnants composant la surface réfléchissante du reflectarray augmente, les pertes associées ne sont pas significatives et permettent la réalisation de forts gains.

Cependant, les RA possèdent un défaut majeur : la limitation de la bande passante. Quatre facteurs principaux sont responsables : la bande passante de l'élément rayonnant, la taille de la maille (distance entre deux éléments), la bande passante de la source primaire (comme pour les antennes réflecteurs) et les différences de trajets séparant la source du panneau [21].

Le sujet des antennes RA a fait l'objet de nombreuses études au cours des dernières dizaines d'années. Le volume de références à ce sujet est par conséquent important. Quelques références majeures rassemblent les principales évolutions et les développements de cette technologie d'antenne sur les 30 dernières années [22]-[24].

1.3 Concepts généraux sur les antennes à réseau réflecteur

Dans cette partie, nous introduisons les notions utiles pour la compréhension du fonctionnement d'une antenne RA. L'enjeu principal est de répondre aux principales questions qui se posent lors de la conception d'une antenne RA.

Nous commençons par présenter les éléments du système antenne et les paramètres importants pour réaliser une antenne avec de bonnes performances. Puis, nous nous intéressons aux éléments composant la surface du réflecteur qui permettent de produire les diagrammes de rayonnements souhaités.

Par simplicité, l'exemple utilisé tout au long de cette section est la configuration d'un RA illuminé par une source primaire centrée et produisant un rayonnement directif. La configuration est décrite sur la figure 1.4.

1.3.1 Les enjeux de la configuration antenne

Pour un reflectarray, comme pour les antennes réflecteurs, une source primaire illumine la surface réfléchissante qui re-rayonne l'énergie incidente. La quantité d'énergie re-rayonnée par le panneau détermine les performances de l'antenne. Cela dépend de plusieurs paramètres liés au positionnement de la source et aux caractéristiques de son diagramme de rayonnement.

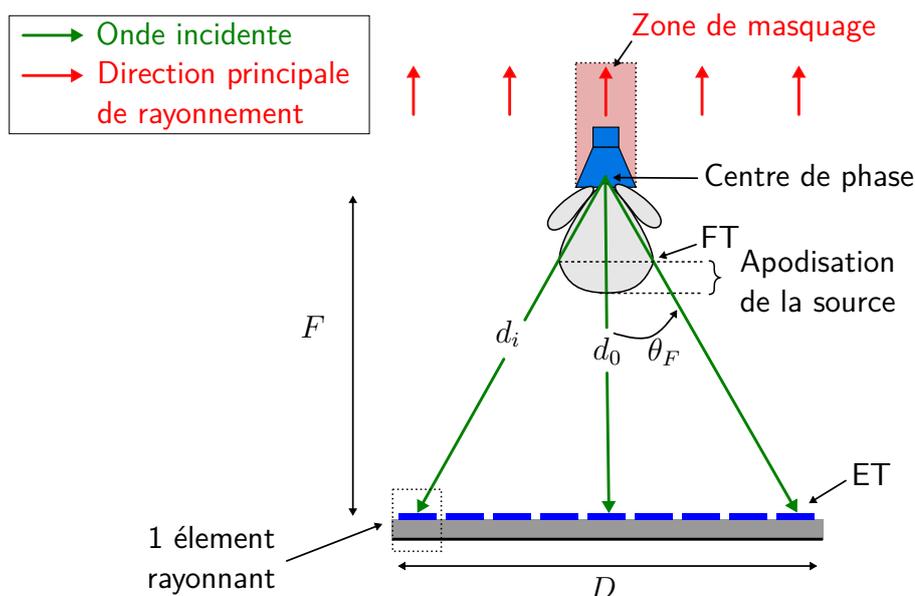


FIGURE 1.4 – Configuration antenne d'un réseau réflecteur.

Le positionnement de la source est défini par un rapport F/D avec F correspondant à la distance de la source au centre du panneau réflecteur et D à la longueur du réflecteur (figure 1.4). Cette définition est similaire à celle utilisée pour les antennes réflecteurs [25] (Chap. 15).

Afin d'obtenir une antenne avec une bonne efficacité, la source primaire est tenue de rayonner un maximum d'énergie sur le panneau et d'éviter de rayonner au-delà des bords. On prend généralement comme grandeur de référence l'apodisation sur les bords du panneau. Elle correspond au rapport entre l'intensité de champ reçue sur le bord du panneau (ET pour « Edge taper ») dépend de l'apodisation de la source focale dans cette direction (FT pour « Feed taper ») et de l'atténuation en espace libre entre le bord et le centre du RA (rapport trajet d_i / d_0).

$$ET_{dB} = FT_{dB} + 20 \log \left(\frac{d_i}{d_0} \right). \quad (1.1)$$

En première approximation, il est fréquent d'estimer le diagramme de rayonnement de la source focale selon un modèle mathématique simple en $\cos^q(\theta_F)$ où q est un coefficient définissant la directivité du diagramme de rayonnement [24]. Il est ainsi possible de calculer l'atténuation du diagramme de rayonnement FT pour l'angle θ_F dans la direction du réseau.

L'apodisation sur le RA évolue donc avec l'angle d'ouverture de la source primaire et le rapport F/D . La connaissance de l'angle d'ouverture permet de déterminer le rapport F/D pour respecter une valeur d'apodisation donnée sur le bord du panneau.

Le choix de la configuration antenne relève donc d'un compromis entre la directivité de la source primaire et le rapport F/D . Si la source est très directive, l'apodisation est élevée et les éléments périphériques sont peu éclairés. L'efficacité de surface de l'antenne est

faible. Au contraire, dans le cas où la source est peu directive, une portion importante de la puissance de la source primaire est rayonnée au-delà des bords du réflecteur et une forte partie de l'énergie est perdue par débordement (« spillover », en anglais). Ces pertes réduisent également l'efficacité de surface. L'influence de ces différents paramètres sont présentés dans [24].

Finalement, on notera que pour un RA, le maximum de puissance se situe généralement au centre du panneau. Par conséquent, les cellules au centre contribuent de manière plus importante au rayonnement de l'antenne. Leurs caractéristiques doivent donc être choisies avec précaution pour obtenir les diagrammes de rayonnement souhaités.

1.3.2 Principe de fonctionnement

La forme du rayonnement d'une antenne RA est donnée par les éléments rayonnants qui composent sa surface réflectrice. Les caractéristiques de chacun des éléments rayonnants permettent de contrôler le champ réfléchi en tout point de l'ouverture et ainsi de générer le diagramme de rayonnement souhaité. L'objectif de cette section est de présenter le rôle des éléments rayonnants qui composent cette surface réflectrice.

1.3.2.1 Définitions

Les éléments rayonnants reçoivent une partie de l'onde émise par la source et la re-rayonne. Par conséquent, la connaissance des propriétés électromagnétiques en réflexion de chacun des éléments rayonnants est un élément clef pour la conception d'un reflectarray. On définit ici le formalisme utilisé pour exprimer les propriétés EM de l'onde réfléchie.

On place un repère (O, x, y, z) à la surface d'un élément permettant de définir un plan de référence (figure 1.5). On considère une onde incidente plane se propageant vers le centre de la cellule avec un angle $(\theta_{inc}, \varphi_{inc})$. Le vecteur champ électrique incident peut s'écrire :

$$\vec{E}_{inc} = \begin{pmatrix} E_{\theta_{inc}}^{inc} \\ E_{\varphi_{inc}}^{inc} \end{pmatrix}.$$

Les caractéristiques de la surface réfléchissante ont un effet sur les propriétés de l'onde réfléchie. Ici, la surface est composée d'éléments disposés selon un certain maillage m identique dans les directions x et y . La maille correspondant à la périodicité du motif sur la surface. Afin de simplifier l'expression du champ réfléchi, on exprime deux hypothèses importantes. On considère que la cellule se situe dans un réseau infini périodique (la cellule est environnée par des géométries strictement identiques) et que la distance entre deux éléments du réseau est suffisamment petite, vis-à-vis de la longueur d'onde, pour garantir l'absence de propagation de mode supérieur sur le réseau (absence de lobe de réseau). Ces hypothèses correspondent aux conditions de Floquet [26] et imposent généralement une maille inférieure à une demi-longueur d'onde.

Ces conditions de Floquet garantissent que l'onde réfléchie puisse s'exprimer simplement comme une onde plane se propageant dans la direction \vec{k}_{ref} avec un angle $(\theta_{ref}, \varphi_{ref})$. Le

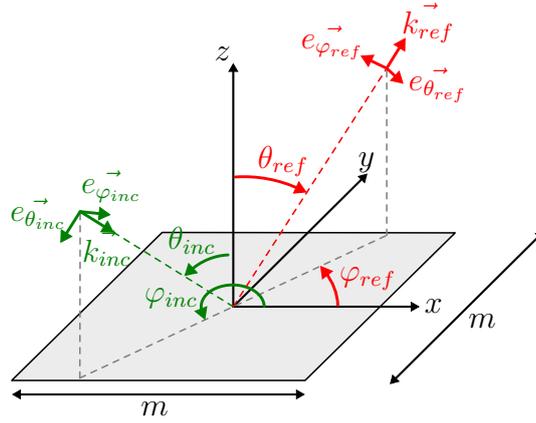


FIGURE 1.5 – Repère en coordonnées sphériques utilisé pour exprimer l'onde incidente et l'onde réfléchie.

champ électrique réfléchi s'écrit : $E_{ref}^{\vec{}} = \begin{pmatrix} E_{\theta_{ref}}^{ref} \\ E_{\varphi_{ref}}^{ref} \end{pmatrix}$. De plus, avec un réseau infini périodique, on notera que l'angle de réflexion est le même que l'angle d'incidence (réflexion spéculaire). Ainsi, on a $\theta_{ref} = \theta_{inc}$ et $\varphi_{ref} = \varphi_{inc} + \pi$.

La relation générale entre le champ incident et réfléchi est donnée par la matrice de réflexion Γ [27].

$$E_{ref}^{\vec{}} = \Gamma E_{inc}^{\vec{}} \iff \begin{pmatrix} E_{\theta_{ref}}^{ref} \\ E_{\varphi_{ref}}^{ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Gamma_{\theta\theta} & \Gamma_{\theta\varphi} \\ \Gamma_{\varphi\theta} & \Gamma_{\varphi\varphi} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_{\theta_{inc}}^{inc} \\ E_{\varphi_{inc}}^{inc} \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

Les quatre termes complexes de la matrice de réflexion Γ sont définis de la manière suivante :

$$\Gamma_{\theta\theta} = \left. \frac{E_{\theta_{ref}}^{ref}}{E_{\theta_{inc}}^{inc}} \right|_{E_{\varphi_{inc}}^{inc}=0} \quad \Gamma_{\theta\varphi} = \left. \frac{E_{\theta_{ref}}^{ref}}{E_{\varphi_{inc}}^{inc}} \right|_{E_{\theta_{inc}}^{inc}=0} \quad \Gamma_{\varphi\theta} = \left. \frac{E_{\varphi_{ref}}^{ref}}{E_{\theta_{inc}}^{inc}} \right|_{E_{\varphi_{inc}}^{inc}=0} \quad \Gamma_{\varphi\varphi} = \left. \frac{E_{\varphi_{ref}}^{ref}}{E_{\varphi_{inc}}^{inc}} \right|_{E_{\theta_{inc}}^{inc}=0} \quad (1.3)$$

Le cas général étant relativement complexe à traiter, il est possible de se concentrer sur l'étude de certains cas particuliers. À titre d'exemple, un cas relativement simple consiste à étudier le coefficient de réflexion dans les plans principaux du repère (plan yOz ou plan xOz) pour une cellule symétrique par rapport à ces 2 plans. Ces simplifications permettent de se concentrer sur l'étude des coefficients de réflexion $\Gamma_{\theta\theta}$ et $\Gamma_{\varphi\varphi}$.

Les coefficients de réflexion Γ dépendent ainsi de l'angle d'excitation ($\theta_{inc}, \varphi_{inc}$), de la fréquence et de la forme de l'élément.

1.3.2.2 Le rôle des éléments rayonnants

Chaque élément rayonnant à la surface du réflecteur contribue au rayonnement de l'antenne. Comme pour les antennes réseaux, la forme et l'orientation du diagramme de rayonne-

ment d'un RA dépendent des caractéristiques des éléments du réseau. Dans cette partie, on s'intéresse à la fonction de chacun de ces éléments.

Afin de représenter le phénomène de propagation de l'onde dans les différentes directions, on la décompose en rayons correspondant aux trajets vers les différents éléments (figure 1.6). À cause de la surface plane du réflecteur, la distance des trajets entre la source primaire (centre de phase) et les cellules déphaseuses est différente. La phase de l'onde incidente ϕ^{inc} est par conséquent différente pour chaque élément à la surface du réseau.

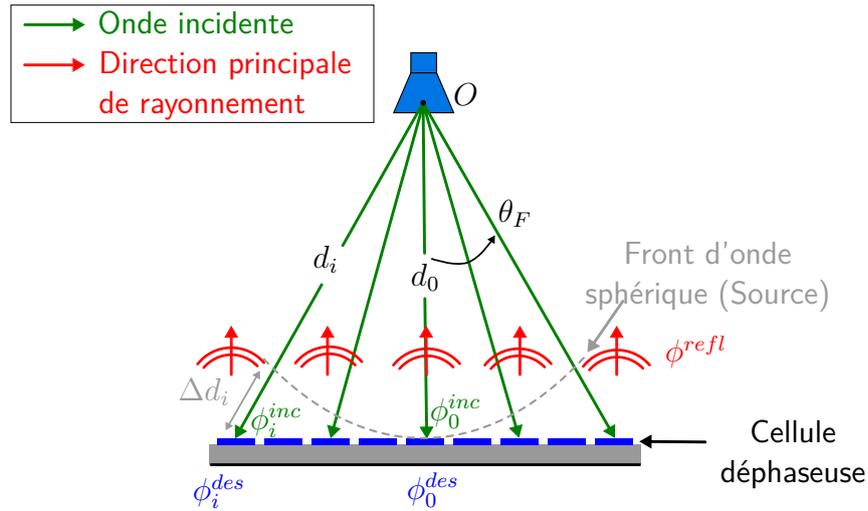


FIGURE 1.6 – Schéma de fonctionnement du réseau réflecteur.

Les distances entre le centre de phase de la source primaire O et l'élément du réseau i est notée d_i . Le déphasage induit par la propagation de l'onde entre la source et l'élément i est défini à la fréquence f par :

$$\phi_i^{inc}(k_0) = -k_0 d_i = \frac{-2\pi d_i}{\lambda_0}, \quad (1.4)$$

où λ_0 et k_0 sont respectivement la longueur et le nombre d'onde à la fréquence f_0 . Par convention, la référence de phase est fixée au niveau de la source primaire au point O.

Dans le cas où l'on souhaite obtenir un maximum de rayonnement dans la direction normale à la surface réfléchissante. Par conséquent, cela implique que la phase du champ réfléchi ϕ^{refl} soit constante dans l'ouverture (principe similaire aux antennes réseaux). Le rôle des cellules déphaseuses est ainsi de compenser parfaitement les écarts de phases induits par les différents trajets.

$$\phi_i^{refl}(k_0) = \phi_i^{inc}(k_0) + \phi_i^{des}(k_0), \quad (1.5)$$

où le déphasage désiré par la cellule i à la fréquence f est noté $\phi_i^{des}(k_0)$.

En pratique, la différence de trajet associée à l'élément i est définie en fonction d'une cellule de référence dans le réseau : $\Delta d_i = d_i - d_{ref}$. Cette cellule est arbitrairement prise au centre du réseau, et la distance correspondant à cette cellule est notée $d_{ref} = d_0$.

Le déphasage à réaliser par chacune des cellules i permettant d'obtenir une loi uniforme dans l'ouverture peut ainsi être défini en fonction de la cellule de référence.

$$\phi_i^{des}(k_0) = \phi_0^{inc}(k_0) + k_0 \Delta d_i. \quad (1.6)$$

Dans ce cas, le retard induit par la propagation des ondes entre la source primaire et la cellule i est parfaitement compensé.

En fonction des applications visées, on pourra vouloir réaliser des diagrammes de rayonnement dépointés ou à lobes formés. Pour effectuer ces types de rayonnement, il suffira alors d'ajouter à la compensation de phase initiale, une loi de phase « fonctionnelle », comme cela se fait pour les antennes réseaux.

1.3.3 Les cellules déphaseuses

Le déphasage à réaliser évolue en fonction de la position de la cellule sur la surface du réseau. Idéalement, il faut pouvoir trouver un élément qui dans le réseau produit le déphasage souhaité. C'est l'étape de la synthèse dans la conception du RA. Pour les grands réseaux, les phases à réaliser sur le panneau varient généralement de plusieurs cycles de phase de 360° . Ainsi, l'un des objectifs lors de la recherche des cellules déphaseuses est de disposer d'éléments permettant de réaliser toutes les phases dans une gamme de 360° .

Les caractéristiques électriques typiques des cellules déphaseuses utilisées dans un réflectarray sont présentées sur la figure 1.7.

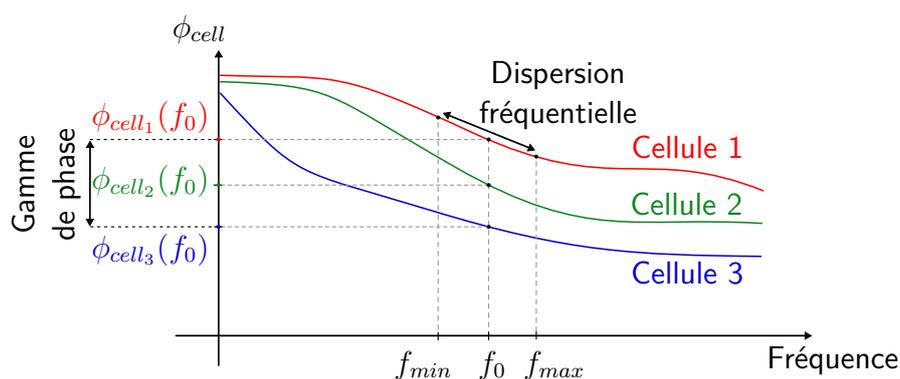


FIGURE 1.7 – Comportement de la phase réfléchie en fonction de la fréquence pour différentes géométries de cellules.

La réponse en phase d'une cellule déphaseuse peut être contrôlée à une fréquence en modifiant les caractéristiques de l'élément. Pour les éléments passifs, on peut modifier la phase grâce à plusieurs paramètres tels que les grandeurs géométriques de la cellule, l'orientation de

l'élément par rapport au champ incident ou encore les caractéristiques diélectriques du substrat entre la cellule et le plan de masse. Sur la figure 1.7, on représente la variation de phases ϕ_{cell} de trois cellules en fonction de la fréquence.

La diversité des phases produites par les cellules permet de compenser les différences de trajets sur le réflecteur et de réaliser les diagrammes de rayonnement désirés. La synthèse consiste à sélectionner les cellules correspondant aux déphasages requis en tout point du réseau. Un comportement large bande peut être ainsi obtenu si les cellules sélectionnées sont capables de réaliser les déphasages requis sur une large bande de fréquence autour de f_0 entre f_{min} et f_{max} par exemple. L'enjeu est de garantir le bon déphasage pour toute la bande malgré les variations de phase de la cellule en fonction de la fréquence. L'évolution de la phase en fonction de la fréquence s'appelle la *dispersion fréquentielle* σ_{cell} et est donnée par l'équation (1.7). On peut considérer la dispersion fréquentielle comme étant la pente de variation de la phase sur une bande de fréquence autour de f_0 . La phase diminuant quand la fréquence augmente, la dispersion fréquentielle est toujours négative.

$$\sigma_{cell}(f_0) = \frac{\phi_{cell}(f_{max}) - \phi_{cell}(f_{min})}{f_{max} - f_{min}} \quad (1.7)$$

On notera que pour une antenne RA bibande, les cellules déphaseuses disposées sur la surface réfléchissante doivent permettre de contrôler les phases réfléchies autour des deux bandes de fréquences. Cela rajoute un degré de complexité supplémentaire pour la conception des antennes RA puisque la sélection des cellules doit satisfaire la condition de déphasages aux deux fréquences.

1.3.4 Méthode de caractérisation des cellules

La surface du réflecteur est composée de nombreux éléments qui sont choisis de manière à réfléchir le champ incident avec la phase appropriée. Cette étape de synthèse n'est possible que si les propriétés en réflexion des éléments sont déterminées en amont. La complexité de cette étape de caractérisation des éléments résulte de la variabilité du comportement des éléments. En effet, leurs propriétés en réflexion varient en fonction de plusieurs paramètres : la forme et les dimensions du motif, la fréquence, l'angle d'incidence et peut dépendre du couplage mutuel avec les cellules environnantes. Le couplage mutuel avec les cellules environnantes est le paramètre le plus difficile à anticiper car la position de l'élément n'est pas un paramètre connu, a priori.

La solution relève de l'étude du comportement des éléments dans un milieu périodique. Il s'agit d'évaluer les propriétés en réflexion des géométries d'éléments en considérant les différents paramètres (fréquence, angle d'incidence, polarisation, cellules environnantes) puis de les stocker dans une base de données.

Différentes méthodes de caractérisation des éléments ont été étudiées à l'IETR. L'approche de la « cellule environnée » [28] consiste à étudier le comportement d'une cellule élémentaire

en présence des plus proches cellules voisines qui l'entourent au sein du RA. Cette approche permet d'évaluer précisément les couplages tels qu'ils apparaissent sur le réflecteur. Cependant, elle présente des difficultés de mise en oeuvre lorsque le nombre d'éléments à caractériser est élevé, car le choix des cellules environnantes est trop grand pour pouvoir simuler toutes les combinaisons.

L'approche qui consiste à utiliser les conditions de Floquet est aujourd'hui largement répandue. Cette méthode fait l'hypothèse que le déphasage d'une cellule dans un RA peut être estimé en considérant un réseau de cellules totalement identiques (cas d'un réseau infini périodique). La méthode des conditions de Floquet consiste à éclairer un réseau de cellules par une onde plane incidente. Le champ rayonné par le réseau peut alors être écrit comme une somme finie d'ondes planes et un nombre infini d'ondes évanescentes. Afin d'assurer qu'une seule onde plane se propage, on pose une condition sur la maille périodique du réseau et sur l'angle de l'onde incidente. Cette condition revient à garantir l'absence de lobes de réseaux (condition généralement utilisée pour les antennes réseaux).

$$\frac{m}{\lambda_0} = \frac{1}{1 + \sin(\theta)} \quad (1.8)$$

où m est la taille de la maille, λ_0 est la longueur d'onde dans le vide, et θ est l'angle d'incidence ou l'angle de dépointage du lobe principal défini à partir de la direction normal au réseau. Cette condition signifie que pour éviter l'apparition de lobes de réseau pour tous les angles d'incidence, on assure généralement une longueur de maille inférieure à $\lambda_0/2$.

En pratique, on définit un motif élémentaire qui se répète à la surface du réseau, on l'appelle cellule unitaire (figure 1.8). Il suffit alors de modéliser la géométrie de la cellule seule et de définir les caractéristiques de la distribution des éléments dans le réseau (par exemple grille périodique carrée ou hexagonale). La mise en oeuvre de la périodicité nécessite la définition de conditions périodiques en périphérie du volume de calcul.

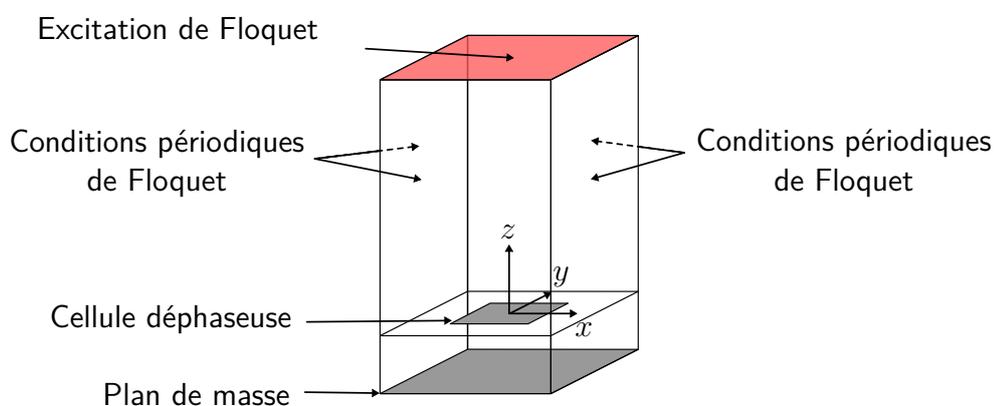


FIGURE 1.8 – Simulation d'une cellule avec l'approche Floquet

La stratégie de caractérisation des éléments qui consiste à utiliser les hypothèses des conditions de Floquet a un impact fort sur la mise en oeuvre de la synthèse du RA. En effet, le

fait de caractériser les cellules dans un réseau infini périodique (environnée par des géométries strictement identiques) est à prendre en compte pour le placement des cellules dans le réseau. Si les cellules venaient à se retrouver dans un réseau entourées d'éléments avec des géométries très différentes, les couplages entre les éléments seraient alors différents, ce qui entraînerait une modification des phases produites par les éléments, voire des perturbations inattendues sur le diagramme de rayonnement du réseau. Par conséquent, afin d'assurer une bonne prédiction du comportement des cellules dans le réseau, on essaiera de maintenir localement une bonne similarité entre les géométries d'éléments. Nous verrons dans la suite de ce manuscrit, comment des stratégies peuvent être mises en place pour garantir un bon respect des conditions de périodicité infinie sur le réseau.

Depuis quelques années, les logiciels de simulation commerciaux, qui permettent de résoudre numériquement les équations de Maxwell, sont largement utilisés. Les plus connus sont Ansys HFSS [29], CST Studio [30] ou FEKO [31] qui intègrent les outils permettant d'évaluer le comportement de surfaces périodiques avec les conditions de Floquet. Le temps de calcul de ces logiciels étant parfois important, de nombreux outils « ad hoc » plus performants ont aussi été développés dans les laboratoires académiques et chez les industriels.

Dans cette thèse, nous utiliserons donc le logiciel Ansys HFSS pour caractériser les cellules unitaires avec les conditions de Floquet et pour simuler des RA. Lorsque le nombre d'éléments à caractériser sera très élevé, nous privilégierons l'utilisation d'un outil « ad hoc » conçu par l'entreprise Thales Alenia Space, appelé MIX [32].

Dans ce début de chapitre, nous avons présenté les principales notions nécessaires à la compréhension des étapes de développement d'une antenne RA. L'enjeu de cette thèse étant de réaliser une antenne RA bifréquence, nous allons maintenant nous intéresser aux techniques qui permettent de contrôler le champ dans l'ouverture à deux fréquences différentes.

1.4 Les réseaux réflecteurs bibandes passifs

En technologie imprimée, la structure réfléchissante planaire est généralement constituée sur une face d'éléments déphaseurs, et sur l'autre face d'un plan de masse. La disposition, la forme et les dimensions des éléments permettent de contrôler la phase réfléchie aux fréquences de fonctionnement.

Afin de pouvoir réaliser tous les diagrammes de rayonnement (tous les déphasages sur le panneau), l'objectif est de disposer d'éléments produisant des gammes de phases complètes de 360° pour les fréquences de fonctionnement. De nombreuses études ont été menées dans ce sens pour proposer des solutions large bande et multibandes. Cette partie présente les principales solutions développées pour les réflecteurs bibandes.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons aux solutions d'éléments déphaseurs en technologie imprimée permettant de réaliser des antennes RA passif (avec un diagramme de rayonnement fixe).

1.4.1 Principales techniques de contrôle de la phase avec les éléments

À cause des contraintes dues à la faible bande passante des RA, de nombreuses solutions techniques ont été développées pour étendre le fonctionnement de cette technologie. Dans cette partie, on s'intéresse aux différentes techniques proposées pour contrôler la phase à deux fréquences.

Les techniques de contrôle de la phase à deux fréquences sont une évolution, généralement plus complexe, des techniques de contrôle de la phase à une fréquence. Intéressons-nous brièvement aux techniques de contrôle de la phase à une fréquence. Dans la littérature, on distingue trois principales techniques utilisées pour contrôler la phase réfléchie à une fréquence : les éléments auxquels on ajoute un stub de longueur variable [20], [33], les éléments avec des dimensions de taille variable [34], les éléments auxquels on applique une rotation angulaire variable [35]. Ces techniques sont présentées sur la figure 1.9 schématiquement avec des éléments de type « patches ». Les éléments patches représentés sont des éléments relativement simples qui permettent de contrôler la phase à une fréquence de fonctionnement.

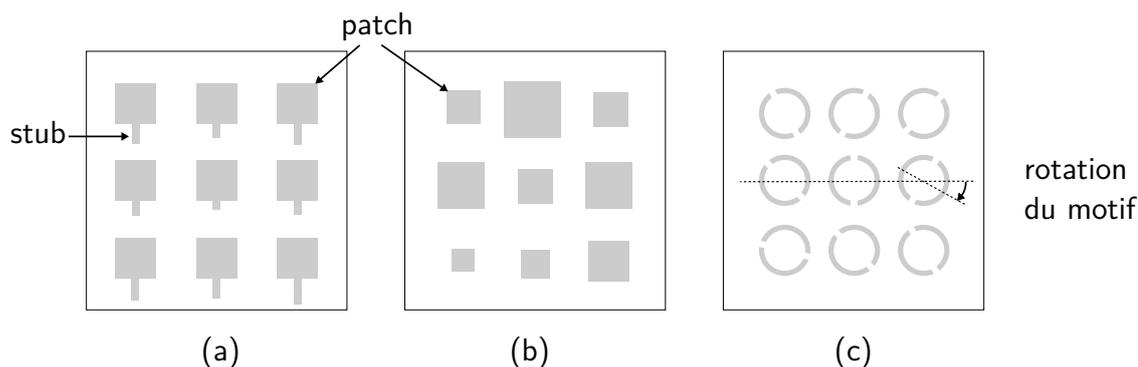


FIGURE 1.9 – Techniques de contrôle de la phase. (a) Ajout d'un stub à longueur variable (ici polarisation linéaire) [20]. (b) Dimensions de tailles variables [34]. (c) Rotation angulaire variable [35].

La technique de contrôle de la phase avec un stub de longueur variable (figure 1.9a) consiste à ajuster la longueur de la ligne en fonction du retard souhaité sur la phase réfléchie. Avec un stub suffisamment long, le contrôle de la phase sur une gamme de phases supérieure à 360° est possible, mais la distance entre deux éléments dans la direction du stub sera importante. L'orientation du stub détermine le sens de la polarisation (le cas d'une polarisation linéaire est représenté sur le schéma).

Avec la seconde technique, le contrôle de la phase est réalisé en utilisant des éléments avec des dimensions variables (figure 1.9b). Les dimensions d'un élément dans la direction de polarisation fixent la fréquence de résonance. Enfin, la troisième façon de contrôler la phase est d'utiliser la technique à rotation angulaire variable (figure 1.9c). Dans ce cas, c'est l'orientation angulaire du motif qui permet de fixer la fréquence de résonance. Avec un motif de type patch,

la méthode des dimensions variables peut être employée pour contrôler la phase soit pour une polarisation linéaire ou double linéaire, alors que la méthode à rotation angulaire variable ne convient que pour une polarisation circulaire. L'utilisation d'un patch (motif avec une seule fréquence de résonance) n'est généralement pas suffisante pour réaliser des gammes de phases complètes de 360° à une fréquence.

C'est pourquoi des techniques exploitant plusieurs résonances ont été proposées pour augmenter la gamme des phases réalisables. Les techniques développées ont permis de proposer des solutions large bande mais aussi multibandes. Nous développerons dans la suite les techniques destinées à la conception de reflectarrays bibandes (passifs et réalisables en technologie circuit imprimé).

1.4.2 Techniques de contrôle de la phase bibande

L'emploi de stub à longueur variable est l'une des premières techniques proposées pour contrôler la phase bifréquence [20], [36]. On reprend sur la figure 1.10, le concept présenté par J. Huang et al. dans [20]. Le principe est de disposer des éléments de différentes tailles répartis à la surface d'un substrat. Les petits patches fonctionnent à la fréquence haute et les plus grands éléments, entourant les petits, fonctionnent à la fréquence basse. Avec cette structure, les anneaux disposés à l'intérieur ont une périodicité deux fois plus grande que les grands anneaux, ce qui implique que la fréquence haute soit environ deux fois supérieure à la fréquence basse.

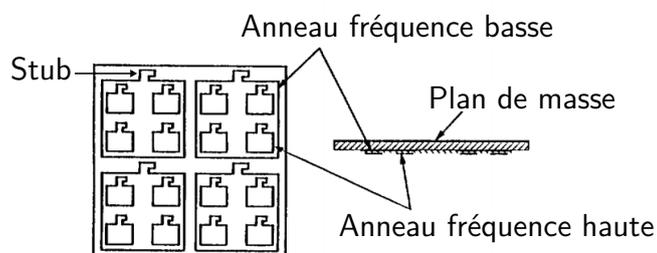


FIGURE 1.10 – Entrelacement de cellules annulaires carrées avec un contrôle de la phase avec un stub [20].

Par ailleurs, ce concept présente quelques limitations en termes de bande passante. La première est liée à l'espacement entre les éléments et le plan de masse. En règle générale, la distance entre les cellules et le plan de masse est fixée à $\lambda_0/4$. Or ici, la disposition des deux jeux d'éléments à une même distance ne peut pas être idéale pour les gammes de phases réalisées aux deux fréquences. La seconde vient de l'encombrement du stub, le faible espace disponible pour les éléments peut rendre complexe l'arrangement permettant d'obtenir une gamme de phases complète de 360° aux deux fréquences [22].

En raison de ces limitations, d'autres solutions plus performantes ont été développées. On peut classer les techniques selon deux catégories : les techniques dites « multicouches » qui

consistent à répartir les éléments sur plusieurs niveaux de substrats et les techniques utilisant des éléments possédant de multiples résonances sur un seul niveau de substrat. Nous verrons que ces techniques peuvent aussi être combinées entre elles.

1.4.2.1 Les techniques multicouches bibandes

Les solutions basées sur des technologies multicouches (figure 1.11) consistent à répartir les éléments sur différentes couches de substrat. La disposition des éléments à différentes hauteurs au-dessus du plan de masse permet d'améliorer les gammes de phase produites. Ceci permet d'étendre le fonctionnement des éléments sur une bande plus large.

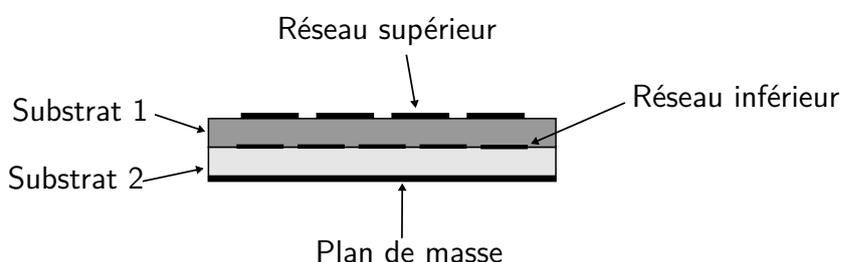


FIGURE 1.11 – Techniques de contrôle de la phase à deux fréquences par superposition des éléments sur différentes couches de substrat : technique « multicouche ».

En fonction des dimensions des éléments et de l'espacement avec le plan de masse, les écarts entre la fréquence basse et la fréquence haute varient. On peut distinguer les techniques vis-à-vis de l'écart entre la fréquence basse et la fréquence haute correspondant au ratio f_h/f_b , où f_h correspond à la fréquence haute et f_b la fréquence basse.

La solution proposée par Han et al. [37] (figure 1.12a) exploite la technique multicouche en répartissant des réseaux de cellules sur deux couches avec des espacements vis-à-vis du plan de masse très différents. Le réseau d'éléments annulaires sur le dessus fonctionne à 7,3 GHz tandis que le réseau du dessous fonctionne à 31,75 GHz, soit un écart f_h/f_b correspondant à 4,3. Afin que le réseau disposé au-dessus ne perturbe pas le réseau du dessous, les éléments de la couche supérieure doivent être relativement transparents aux hautes fréquences. De ce fait, la configuration dans cet exemple reste réservée aux applications où les écarts entre les fréquences de fonctionnement sont très éloignés ($f_h/f_b > 2$).

Lorsque les fréquences de fonctionnement sont relativement proches ($f_h/f_b = 1,2$) des structures multicouches employant des éléments résonants à des fréquences proches peuvent être utilisées. Encinar et al. [38] (figure 1.12b) ont proposé un empilement de 3 patchs carrés de dimensions différentes pour réaliser un reflectarray en bande Ku fonctionnant à une fréquence centrale d'émission de 11,95 GHz et de réception de 14 GHz. Cette technique est issue d'une technique large bande proposée par les mêmes auteurs [40]. Cet empilement de patchs

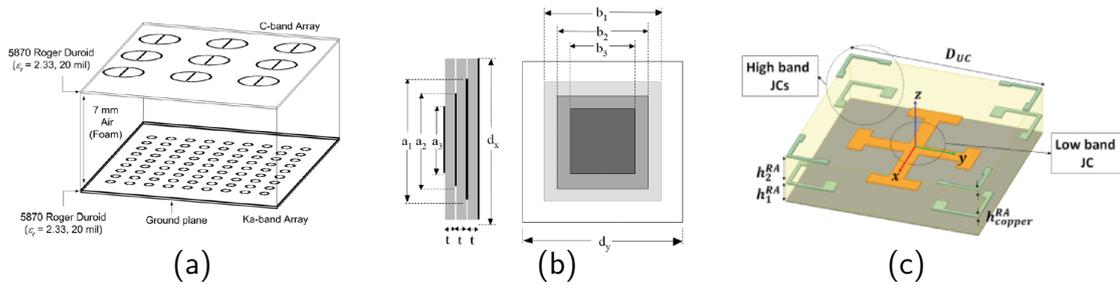


FIGURE 1.12 – Solutions bifréquences avec des structures multicouches. (a) Deux réseaux d'anneaux avec une distance par rapport au plan de masse très différente pour un fonctionnement à deux fréquences très espacées (4,3) [37]. (b) Empilement tricouches pour un fonctionnement avec un faible écart entre les deux fréquences (1,17) [38]. (c) Entrelacement de deux réseaux d'éléments sur trois couches différentes, l'espacement entre les deux fréquences est de 1,5 [39].

permet d'augmenter très largement la gamme de phases d'un patch simple en bénéficiant de la fréquence de résonance proche des autres patches. Néanmoins, la présence de plusieurs éléments résonants à une fréquence proche génère des couplages importants entre les éléments. Lors de la synthèse, la mise en place d'une stratégie d'optimisation est nécessaire pour prendre en compte l'influence des patches sur les différents niveaux de substrat. Cette structure est très sensible. Enfin, l'empilement de plusieurs couches de substrat peut augmenter fortement les pertes. L'utilisation de structures avec de faibles pertes, du type nid d'abeilles, est nécessaire pour obtenir de bonnes performances. Ces choix complexifient l'étape de fabrication.

Pour les cas où les écarts entre les fréquences correspondent à un ratio f_h/f_b intermédiaire (environ 1,5), les solutions proposées sont basées sur des techniques d'entrelacement de deux réseaux d'éléments [41]. Récemment, Naseri et al. [39] ont utilisé cette technique pour contrôler la phase réfléchie à 18,55 GHz et 27,25 GHz (soit un ratio de 1,47). La cellule unitaire utilisée est présentée sur la figure 1.12c. La structure est composée de deux réseaux de croix de Jérusalem (JC) placés sur trois niveaux de substrat différents (sur le premier et le troisième niveau sont disposés les JC fonctionnant à la fréquence haute et le deuxième niveau contient les JC pour la fréquence basse). Les éléments unitaires utilisés permettent d'obtenir des gammes de phases de 323° à la fréquence basse et 381° à la fréquence haute avec un contrôle indépendant de la phase et de la polarisation aux deux fréquences. Cette configuration multicouche semble donc bien adaptée à des écarts de fréquences d'environ 1,5. Toutefois, une augmentation de la gamme de phases à la fréquence basse semble compliquée sans augmenter les couplages entre les éléments et par conséquent, en perdant le contrôle indépendant entre les deux fréquences.

Les techniques multicouches semblent donc particulièrement intéressantes pour la conception de RA bifréquence. Néanmoins, l'empilement de différentes couches reste complexe et de nombreuses précautions doivent être prises. La disposition des éléments est un paramètre important. En effet, ils doivent être correctement disposés pour minimiser les interférences entre les différentes couches. On notera aussi que lorsque les fréquences de fonctionnement sont proches, les couplages deviennent importants et leur prise en compte dans la stratégie de

synthèse est déterminante pour les performances de l'antenne. Enfin, le degré de liberté gagné avec les différentes couches de substrat présente le désavantage d'augmenter directement le volume de l'antenne et la complexité de mise en oeuvre impactant les coûts de fabrication.

1.4.2.2 Les éléments à résonances multiples simples couches

Une autre approche consiste à disposer des éléments imprimés sur une simple couche de substrat. Les résonances sont alors produites grâce à la combinaison de motifs de différentes dimensions permettant de contrôler les fréquences des résonances.

Le fonctionnement bifréquence peut être obtenu en entrelaçant deux réseaux d'éléments sur une même surface. Un premier type de géométrie contrôle la phase à la fréquence basse et un second type la phase à la fréquence haute. Cette solution a été proposée par Chaharmir et al. [42] en alternant des éléments en forme d'anneaux carrés fendus pour le contrôle de la phase à la fréquence haute et en forme de croix bouclées fendues pour la fréquence basse (figure 1.13a).

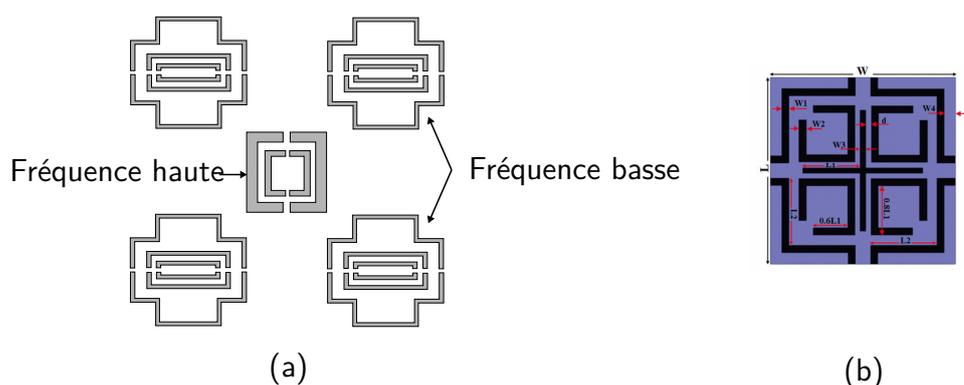


FIGURE 1.13 – Technique d'entrelacement d'éléments (a) Entrelacement de deux réseaux de cellules. Les deux croix annulaires contrôlent la phase dans la bande de réception (Rx) 11,4 – 12,8 GHz, les deux anneaux carrés contrôlent la phase dans la bande d'émission 13,7 – 14,5 GHz [42], (b) Cellule unitaire proposée dans [43] composée d'une croix et d'anneau carré coupé pour le contrôle de la phase à la fréquence haute et de croix en forme de boucle pour la phase à la fréquence basse.

L'utilisation d'éléments avec plusieurs résonances permet d'étendre la gamme de phases aux deux fréquences et ainsi d'obtenir de bonnes performances sur une plus large bande. L'espacement entre les fréquences f_h/f_b égal à 1,17 impose d'utiliser des éléments de dimensions similaires, ce qui nécessite d'utiliser une longueur de maille élevée susceptible de générer des problèmes de lobes de réseau à la fréquence haute. Enfin, l'inconvénient principal de l'entrelacement d'éléments vient des phénomènes de couplages entre les deux réseaux d'éléments [44]. Pour limiter les erreurs de phases liées dans le réseau final, l'évaluation des couplages entre les éléments des deux réseaux est indispensable dès l'étape de caractérisation des coefficients de réflexion.

Dans [43], une cellule unitaire composée des éléments des deux réseaux est utilisée pour prendre en compte les couplages entre les différents éléments de la maille (figure 1.13b). Le

réseau final est ainsi composé d'éléments entrelacés respectant une périodicité d'une demi-longueur d'onde à la fréquence haute. Les éléments présents sur le contour de la cellule unitaire forment, dans le réseau final, des croix bouclées pour contrôler la phase à la fréquence basse (20 GHz). Les motifs à l'intérieur de la maille, composés de deux dipôles croisés auxquels ont été ajoutés des anneaux carrés tronqués pour étendre la gamme de phases à la fréquence haute, permettent de contrôler la phase à la fréquence haute (30 GHz). Cette technique d'entrelacement donne de bonnes performances pour un espacement des fréquences f_h/f_b égal à 1,5, mais peut présenter des difficultés de mise en oeuvre pour des écarts de fréquence plus faibles. Pour des écarts de fréquence plus élevés, des difficultés pour réaliser des gammes de phase suffisamment grandes peuvent apparaître.

Afin d'éviter l'utilisation de techniques d'entrelacement d'éléments, d'autres solutions alternatives ont été développées. Les techniques proposées reposent sur l'arrangement de différents motifs, généralement une combinaison de motifs élémentaires de type dipôle, patch, anneau, fente, disposés dans une même maille pour contrôler différentes résonances. L'enjeu est ainsi de trouver des éléments pour contrôler simultanément deux fréquences de résonances et respecter la longueur de la maille inférieure à la demi-longueur d'onde.

Un grand nombre d'éléments a été proposé pour le contrôle de la phase à deux fréquences. On peut différencier ces éléments selon la capacité du motif à contrôler la phase pour un type de polarisation et l'espacement entre les fréquences de fonctionnement. Les éléments de petite taille, généralement au centre de la cellule, contrôlent la phase à la fréquence haute et les éléments avec de grandes dimensions, généralement situés autour des petites, contrôlent la phase à la fréquence basse.

Les cellules déphaseuses utilisées pour une polarisation simple linéaire présentent généralement une symétrie axiale [45], [46]. À titre d'exemple, la cellule proposée dans [45] et présentée sur la figure 1.14a fonctionne avec un espacement f_h/f_b de 1,5. Le contrôle selon une seule polarisation limite l'utilisation de ces éléments à un petit nombre d'applications.

Les cellules déphaseuses utilisées pour une polarisation double linéaire permettent d'étendre la plage d'application des cellules. Ces cellules présentent généralement des plans de symétrie avec un angle de périodicité de 90° . Voici quelques éléments permettant un contrôle de la phase selon une polarisation double linéaire avec un espacement f_h/f_b autour de 1,13 [50] ou avec un espacement f_h/f_b autour de 1,5 [51], [47]. À titre d'exemple, l'élément proposé dans [47] est représenté sur la figure 1.14b, il permet d'obtenir un contrôle de la phase sur de grandes gammes aux deux fréquences : 530° sur la bande basse [7,2 - 9,2] GHz et 780° sur la bande haute [12,2 - 14,2] GHz.

Des solutions pour des applications nécessitant une polarisation linéaire orthogonale ont aussi été proposées pour un espacement f_h/f_b égal à 2 [52].

Enfin de nombreuses cellules déphaseuses ont été proposées pour des applications en polarisation circulaire. On peut les classer par leur capacité à contrôler la phase à des fréquences plus ou moins éloignées. L'élément proposé dans [53] est plutôt destinée à des applications

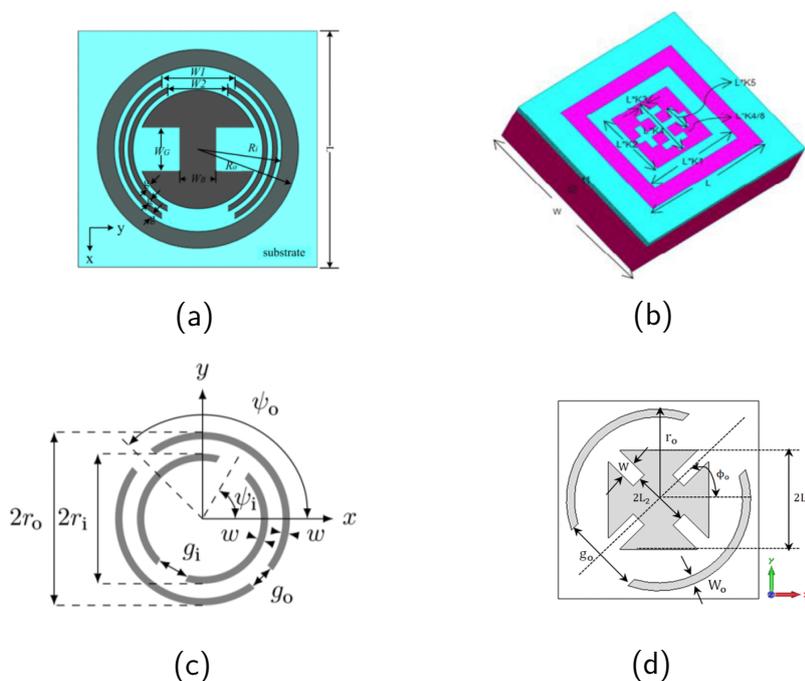


FIGURE 1.14 – (a) Combinaison d'un anneau, de deux anneaux concentriques et d'un dipôle en forme de I pour contrôler 4 fréquences de résonances [45]. Le contrôle de la phase est réalisé avec la technique des dimensions variables. (b) Élément composé d'un anneau carré et d'un patch avec des fentes [47]). (c) Élément composé de deux anneaux concentriques [48]. Contrôle de la phase réalisé avec la technique de rotation angulaire variable. (d) Élément composé d'un anneau concentrique fendu (technique de rotation angulaire variable) et d'une croix de Malte (technique des dimensions variables) [49].

où les fréquences de fonctionnement sont rapprochées ($f_h/f_b = 1,11$). Les éléments proposés dans [48] (figure 1.14c), dans [49] (figure 1.14d) ou encore dans [54] conviennent pour un ratio f_h/f_b égal à 1,5. Pour des ratios f_h/f_b plus élevés (typiquement 2), une solution est proposée dans [55].

D'une manière générale, les éléments multirésonants simples couches possèdent un grand nombre de degrés de liberté sur la géométrie. La sélection des éléments géométriques permettant de contrôler au mieux la phase est donc essentielle. Afin d'obtenir des gammes de phase élevées aux deux fréquences, les dimensions des éléments varient dans l'intégralité de la place disponible dans la maille. Des interférences physiques et électriques sont inévitables. La phase et les pertes réalisées à une fréquence peuvent ainsi être influencées par les éléments contrôlant la phase à l'autre fréquence.

Une analyse précise du comportement des éléments est alors indispensable pour prendre en compte les effets de couplage entre les éléments dans une même maille ainsi que les interférences avec les éléments voisins.

L'utilisation de deux résonances permettant de contrôler la phase aux deux fréquences est une technique permettant de réduire grandement la taille de la maille sur le réseau. Malheureusement, en fonction de la géométrie des éléments les gammes de phase couvertes n'atteignent

pas toujours 360° aux deux fréquences. C'est pourquoi, dans l'objectif de développer des solutions permettant un contrôle de la phase sur de plus large bande aux différentes fréquences de fonctionnement, la combinaison des techniques multicouches et d'éléments avec plusieurs résonances a mené à des solutions hybrides.

1.4.2.3 Les techniques hybrides bibandes

Les techniques hybrides permettent d'obtenir des degrés de liberté supplémentaires pour le contrôle de la phase à plusieurs fréquences. L'objectif est de bénéficier de l'avantage de différentes techniques en les combinant.

On peut considérer la structure en figure 1.15a comme hybride car elle combine une structure multicouche, deux réseaux entrelacés et sur la couche inférieure des éléments multirésonnants. Cette configuration proposée par Pan et al. [56] est constituée de deux réseaux d'éléments fonctionnant avec un ratio f_h/f_b égal à 1,5. Les croix situées sur la couche supérieure contrôlent la phase à la fréquence basse. Leur forme et la position des éléments ont été choisies pour être relativement transparentes (surface métallique faible) et limiter les interférences avec les éléments de la fréquence haute situés sur le substrat du dessous. Néanmoins, ces éléments ne contrôlant qu'une seule résonance, ils ne permettent pas d'obtenir une gamme de phases de 360° à la fréquence basse. Pour le contrôle de la phase à la fréquence haute, la structure est complétée avec un réseau entrelacé avec le premier mais sur une couche différente. Les éléments sont des anneaux concentriques qui possèdent deux résonances. Les deux résonances permettent d'obtenir une gamme de phases supérieure à 360° à la fréquence haute. La difficulté principale pour le contrôle de la phase aux deux fréquences vient des interférences entre les éléments des deux réseaux.

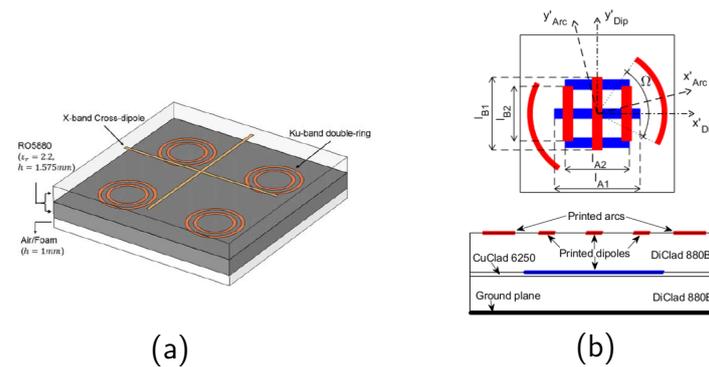


FIGURE 1.15 – Structure bifréquence hybride (a) Structure composée de réseaux de croix et d'anneaux concentriques entrelacés sur deux couches de substrat [56] (b) Structure composée d'un anneau concentrique fendu pour le contrôle de la phase à la fréquence basse et deux jeux de trois dipôles disposés sur deux couches de substrat différentes pour le contrôle de la phase à la fréquence haute [57].

Une autre technique hybride a été proposée par D. Martinez-de-Rioja et al. [57]. Celle-ci combine deux groupes d'éléments (figure 1.15b), chacun contrôle la phase à une fréquence. Le

premier groupe est constitué des deux arcs symétriques et la technique de rotation angulaire est utilisée pour le contrôle de la phase à la fréquence basse. Le second groupe est constitué des deux jeux de trois dipôles [58] disposés sur deux niveaux de substrat. On considère que la structure est hybride, car la phase à la fréquence haute est principalement contrôlée avec les éléments situés sur deux couches différentes. Le contrôle de la phase réfléchi à la fréquence haute est réalisé en modifiant l'orientation angulaire et la longueur des dipôles. Avec cette structure, le contrôle de la phase à la fréquence haute est plus sensible qu'à la fréquence basse et dépend aussi légèrement de l'orientation angulaire des arcs.

En outre, le concept d'antenne RA peut être combiné à d'autres concepts de surfaces utilisant des éléments périodiques, tels que les surfaces sélectives en fréquence (« Frequency Selective Surface » ou FSS, en anglais).

Les surfaces sélectives en fréquence agissent comme un filtre. En fonction de la fréquence, le réseau d'éléments de la FSS peut réfléchir l'onde incidente (c'est-à-dire se comporter comme un plan de masse) ou la transmettre (surface transparente). Une telle surface peut donc être utilisée naturellement comme un plan de masse variable en fréquence. À titre d'exemple, l'utilisation de FSS présente un intérêt pour les structures multicouches avec des fréquences de fonctionnement éloignées [59], [60]. En jouant sur la transparence de certaines couches à certaines fréquences, elles permettent de combiner plusieurs structures dans un même encombrement.

En résumé, il existe différentes techniques pour réaliser des RA fonctionnant à plusieurs fréquences. Le choix des techniques et des éléments dépend principalement du nombre de fréquences de fonctionnement requises, de l'espacement entre celles-ci, de la polarisation souhaitée et de contraintes technologiques imposées.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons à la conception d'une antenne RA pour des applications de communications spatiales. L'environnement spatial dans lequel vont évoluer les antennes impose de prendre certaines précautions technologiques. En effet, les matériaux sont exposés à de fortes variations de température (entre les zones d'ombre et d'exposition directe au soleil), ce qui peut produire des déformations mécaniques importantes. Or, pour assurer un bon fonctionnement du réflecteur, les distances entre la source et les cellules doivent impérativement être constantes. Les méthodes de fabrication d'antennes pour réaliser des structures multicouches emploient généralement de la colle pour assembler les différentes couches et les caractéristiques thermoélastiques des différents matériaux engendrent des déformations de la structure qui peuvent diminuer les performances de l'antenne. C'est pourquoi, nous nous orientons vers des solutions de cellules déphaseuses simples couches.

Dans cette thèse nous proposons d'étudier une famille d'éléments pour la conception de RA bifréquences. Par conséquent, nous nous intéresserons dans la suite à des éléments rayonnants adaptés à des fonctionnements bifréquences sur des structures simples couches.

1.5 Concept de la cellule Phoenix

Dans cette partie, nous présentons la famille de cellules Phoenix en revenant aux origines de sa conception et en présentant les différents travaux menés pour améliorer sa mise en oeuvre.

1.5.1 Genèse

Prenons le comportement d'un élément de type patch classiquement utilisé pour produire les déphasages à la surface d'un panneau. Comme nous l'avons vu dans la section 1.3.2.2, l'évolution de la phase à la surface d'un panneau réflecteur est amenée à effectuer plusieurs cycles de 360° . Si l'on prend un élément de type patch et que l'on applique la technique de variation de dimensions pour contrôler la phase, on obtient un cycle de phase complet (figure 1.16). On notera que le cycle de 360° considéré ici, correspond à la gamme de phases maximum produite par la variation des dimensions d'un patch dans la maille, soit en réalité une gamme de phases maximale limitée à 330° [27]. Après le cycle de 360° , un nouveau cycle commence, l'évolution de la phase est donc continue. En revanche, le patch nécessaire pour commencer un nouveau cycle est géométriquement différent du précédent. Le passage d'une géométrie à l'autre est abrupt. L'hypothèse des conditions de Floquet, considérant les cellules dans un réseau infini périodique, n'est donc plus respectée sur le panneau réflecteur. Par conséquent, les différences de couplages entre les éléments peuvent provoquer des erreurs de phases différentes en fonction des éléments voisins et ainsi engendrer des perturbations sur les diagrammes de rayonnement difficilement prédictibles [61].

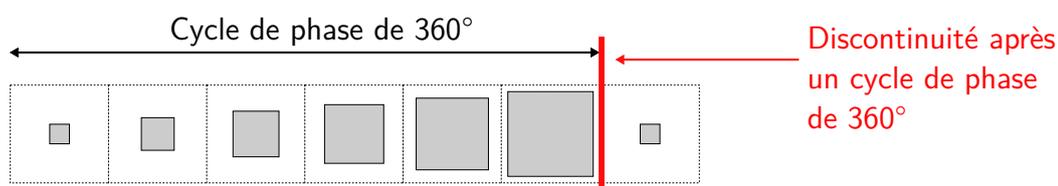


FIGURE 1.16 – Évolution classique de la géométrie d'un élément patch en fonction de la phase produite en utilisant la technique des dimensions variables.

Afin d'éviter des perturbations sur le diagramme de rayonnement, des stratégies ont été étudiées pour éviter les discontinuités géométriques entre les cellules [1], [62]. La stratégie est d'assurer une forte similarité géométrique entre les éléments pendant l'évolution du cycle de phase. La cellule Phoenix [2] est une solution proposée par L. Moustafa et al. en 2011 pour répondre à ces enjeux de continuité géométrique sur le réseau.

Le principe, présenté en figure 1.17a, repose sur l'évolution d'un anneau au centre d'une ouverture annulaire pour obtenir un cycle complet de phase. L'évolution géométrique de l'élément (variation du périmètre moyen de l'anneau L_r) permet d'obtenir la même géométrie de cellule en début et en fin de cycle de phase. Le nom de cellule Phoenix [2] a été donné à

ce concept pour cette capacité de « renaissance » du motif après un cycle complet de phase. Cette stratégie permet d'éviter les variations rapides de géométries après un cycle de phase de 360° et ainsi de mieux respecter les conditions de périodicité infinie utilisées lors de la caractérisation du coefficient de réflexion.

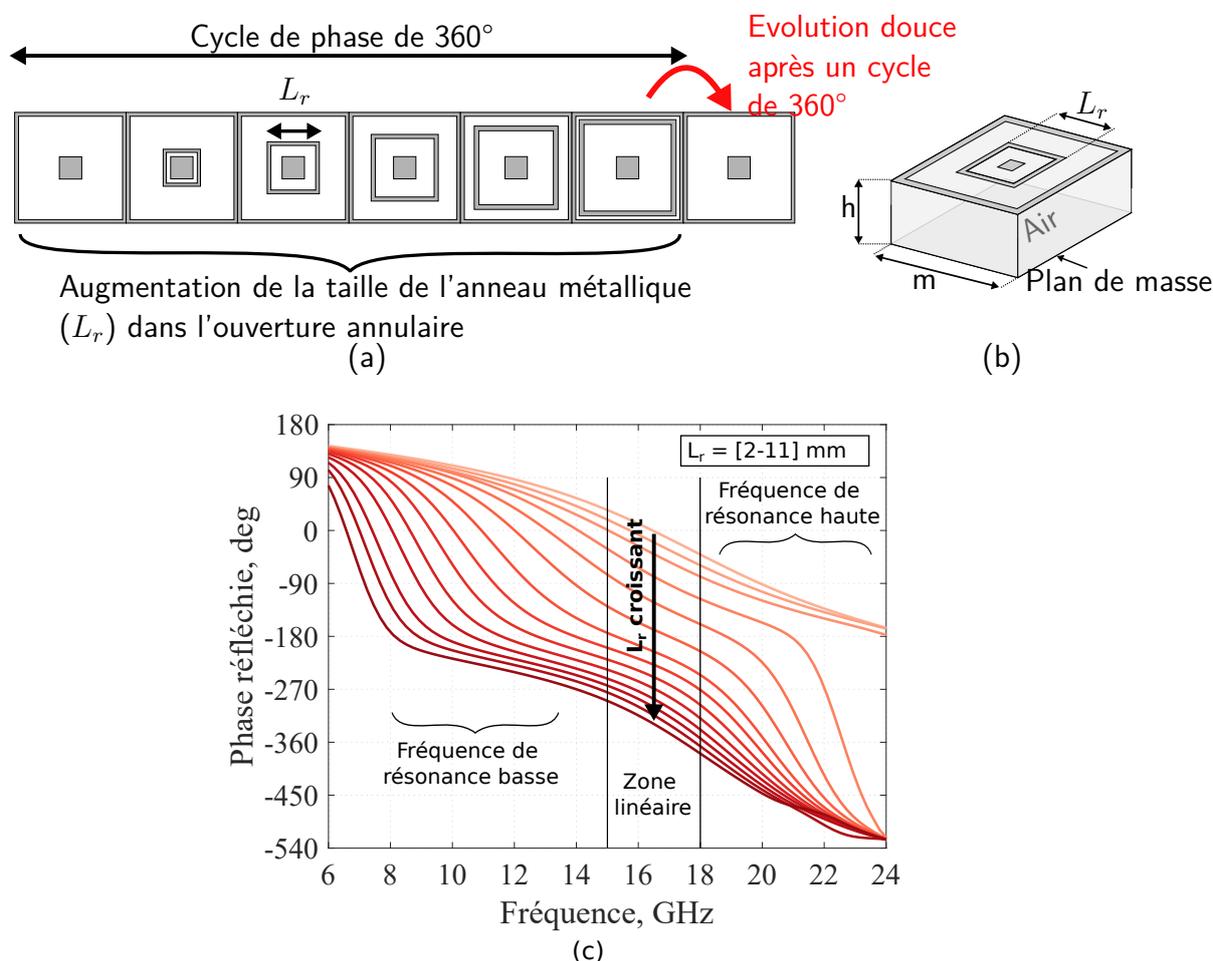
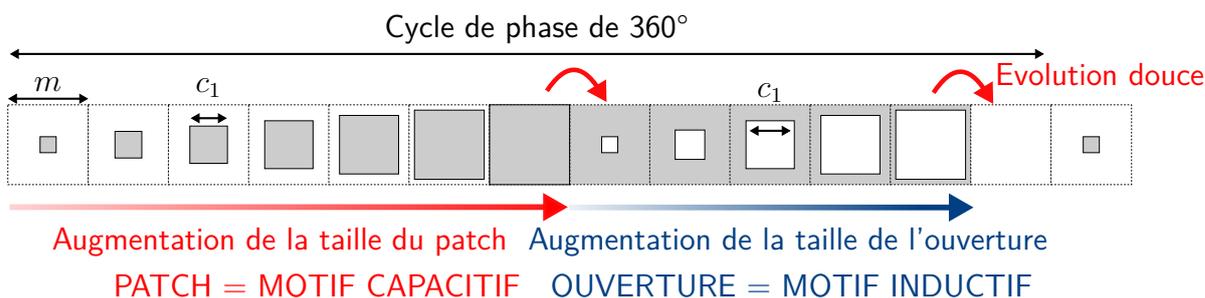


FIGURE 1.17 – (a) Concept original de la cellule Phoenix [2]. (b) Empilement maille = 12mm et hauteur du substrat $h = 6$ mm. (c) Évolution de la phase en fonction de la fréquence pour une dimension L_r croissant entre 2 et 11 mm (du rouge clair au rouge foncé).

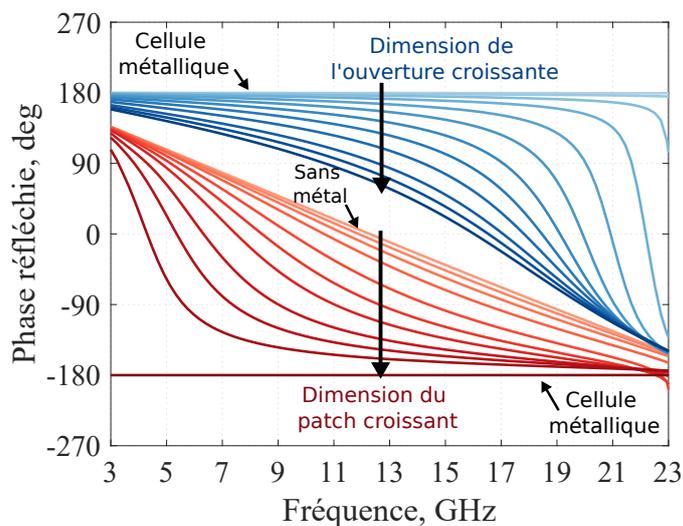
La figure 1.17c présente l'évolution de la réponse en phase associée au cycle Phoenix original. L'apparition de l'anneau au centre de la cellule crée deux fentes annulaires. La fente extérieure contrôle la fréquence de résonance vers les basses fréquences et la fente intérieure celle vers les hautes fréquences. L'augmentation du périmètre de l'anneau, avec le paramètre L_r , crée une plage de phase linéaire et avec une faible dispersion entre les deux fréquences de résonance pour une gamme de phases proche de 360° . Le cycle géométrique de la cellule Phoenix permet d'obtenir les caractéristiques requises pour une utilisation sur une large bande (18%) [2].

1.5.2 Généralisation du concept

L'approche Phoenix peut aussi être adaptée à des cellules plus simples comme le patch et la forme complémentaire du patch : l'ouverture [63], [64]. Le cycle Phoenix réalisé avec ces motifs s'effectue en deux phases (figure 1.18). La première correspond à l'augmentation de la taille du patch dans la maille jusqu'à obtenir un patch occupant toute la surface de la maille de longueur m . Puis la seconde phase consiste à introduire une ouverture carrée au centre du plan de masse obtenu (patch de grande taille). La taille de l'ouverture augmente à son tour jusqu'à disparaître complètement pour laisser place à une maille sans métallisation. Cette dernière étape marque la transition entre la fin d'un cycle de 360° et le début d'un nouveau.



(a)



(b)

FIGURE 1.18 – (a) Concept Phoenix étendu aux éléments de type patch et ouverture. Ici, un seul paramètre géométrique contrôle les dimensions du patch c_1 , puis de l'ouverture c_1 , on associe donc ce cycle de cellule Phoenix à un cycle d'ordre 1. (b) Évolution de la phase en fonction de la fréquence pour des dimensions c_1 croissantes. Les dimensions varient progressivement dans la maille (du rouge clair au rouge foncé). Longueur de la maille = 12 mm [2].

Usuellement, on distingue les deux étapes du cycle par le comportement électrique des éléments [63]. La cellule constituée d'un patch est associée à un comportement électrique de type capacitif, à l'inverse, la cellule constituée d'une ouverture est associée à un comportement inductif. Dans le cas spécifique d'un patch simple et d'une ouverture simple, un seul

paramètre géométrique est nécessaire pour définir la taille du patch et de l'ouverture c_1 . Dès lors, on attribuera pour le patch simple, le nom de cellule Phoenix capacitive d'ordre 1 et pour l'ouverture simple, le nom cellule Phoenix d'ordre 1 inductive. Enfin, on notera m la taille de la maille périodique.

À titre d'exemple, on représente sur la figure 1.18b, l'évolution des réponses en phase des cellules du cycle sur une très large bande. Ces réponses en phase ont été obtenues en utilisant la même configuration (empilement et longueur de la maille) que pour la figure 1.17. Les réponses en phase des deux étapes du cycle, augmentation de la taille du patch et augmentation de la taille de l'ouverture sont représentées en bleu et en rouge, respectivement. Ces réponses en phase montrent que le cycle Phoenix, composé des cellules capacitatives et inductives, permet de fournir deux gammes de phase complémentaires pour former le cycle de 360° . Comme pour le cycle Phoenix (figure 1.17), on retrouve une évolution de la phase avec la fréquence quasiment linéaire sur une partie de la bande. Les cellules Phoenix d'ordre 1 souffrent malgré tout de leur unique degré de liberté pour couvrir toute la gamme de 360° .

L'avantage du cycle Phoenix est de pouvoir facilement augmenter le nombre de degrés de liberté de la géométrie pour offrir une plus grande diversité de phases à différentes fréquences. Le principe de base utilisé pour l'évolution du motif Phoenix repose sur le fait de pouvoir intégrer des motifs carrés de type patchs ou fentes au centre des cellules (figure 1.19a). Le motif patch ou ouverture initial définit toujours le type de la cellule : capacitive ou inductive. Chaque degré de liberté supplémentaire correspond donc à un nouveau paramètre géométrique sur la cellule. Il devient ainsi possible de distinguer les cellules Phoenix par leur nombre de paramètres variables. Pour donner une définition générale du motif Phoenix, on associe le nombre de degrés de liberté dans la géométrie à l'ordre de la cellule considérée. Ainsi, un motif avec 2 paramètres géométriques variables correspond à une cellule Phoenix d'ordre 2, un motif avec 3 paramètres géométriques variables est une cellule Phoenix d'ordre 3...

À première vue, l'ajout d'un degré de liberté dans la géométrie des cellules complexifie l'obtention de la continuité géométrique. Les travaux de thèse de V. Richard [5] ont permis de combiner les cycles de cellules Phoenix à l'ordre 1 et à l'ordre 2 (figure 1.19b). Les cellules sont classées à l'aide d'un outil de représentation sphérique (figure 1.19c) qui permet de définir une surface continue, fermée et périodique. Chaque cellule est juxtaposée à côté d'une cellule avec une géométrie similaire et produisant une phase proche. Ainsi, cette représentation sphérique permet d'assurer une bonne continuité géométrie des cellules, une fois placées dans le réseau.

Dans les travaux de thèse de A. Guarriello [66], l'utilisation d'un substrat très fin (plus fin que la hauteur conventionnelle de $\lambda_0/4$) a nécessité l'utilisation de cellule d'ordre 3 pour garder une diversité suffisamment élevée dans le choix des cellules pour pouvoir obtenir des gammes de phase complètes. Une base de données réduite incluant des cellules d'ordre 1 à 3 a ainsi été conçue pour garantir une bonne continuité géométrique sur le réseau.

Enfin, la définition du motif Phoenix donnée dans cette partie permet d'intégrer le cycle Phoenix original (figure 1.17) dans la classification. La cellule correspond à une ouverture dans

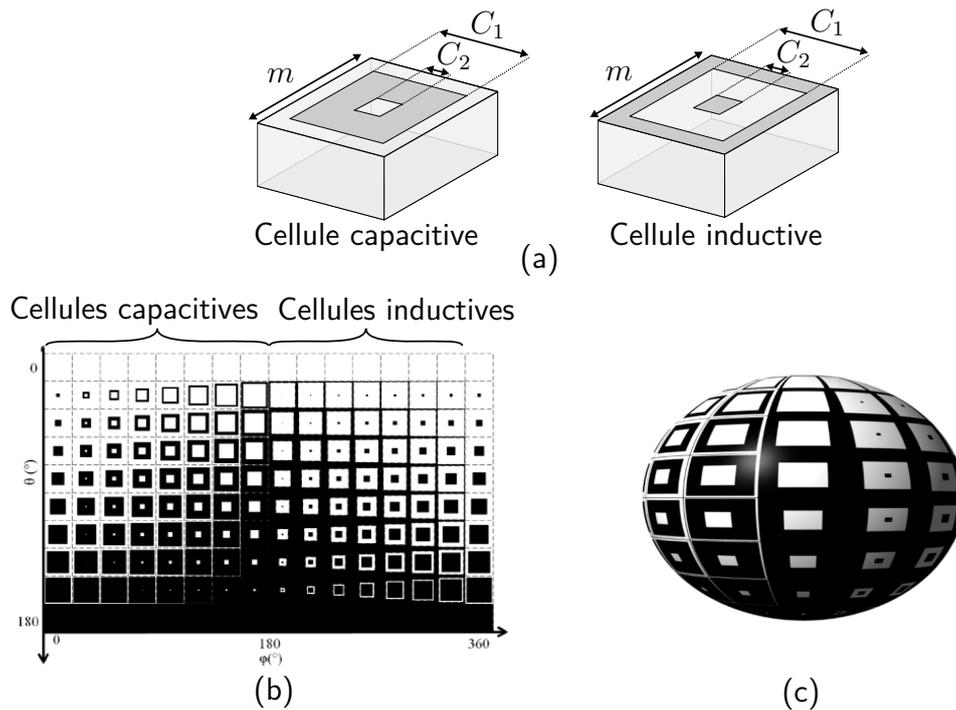


FIGURE 1.19 – (a) Cellules Phoenix capacitive d'ordre 2 (2 paramètres géométriques variables c_1 et c_2), à gauche, et inductive, à droite. (b) Représentation sphérique de la base réduite composée de cellules Phoenix d'ordre 1 et 2 capacitives et inductives assurant une bonne continuité géométrique pour les cellules à proximité, à gauche représentation planaire, à droite représentation sphérique. [65].

laquelle a été placée un patch troué (formant l'anneau), puis de nouveau un patch au centre de la cellule. Le cycle Phoenix introduit dans [2] correspond donc une évolution particulière de la géométrie pour une cellule Phoenix d'ordre 4 inductive.

La généralisation du concept de la cellule Phoenix à plusieurs ordres et selon les deux types capacitif et inductif offre de nombreuses possibilités pour contrôler la phase en assurant une bonne continuité géométrique. Plusieurs synthèses ont ainsi été réalisées en utilisant le motif Phoenix pour remplir les exigences en phase de reflectarrays large bande. La famille de cellules Phoenix a permis d'obtenir de bonnes performances des diagrammes de rayonnement formés [65], [67]. Récemment, le concept de la cellule Phoenix a aussi été utilisé pour des applications bifréquences.

1.5.3 Utilisation de cellules Phoenix d'ordre élevé pour des réseaux réflecteurs bifréquences

Le concept de la cellule Phoenix se décline sous plusieurs formes de motifs composés de patches et d'ouvertures. L'imbrication de patches et d'ouvertures dans la maille rend, théoriquement, le nombre de degrés de liberté infini. La principale limite est fixée par les tolérances de fabrication qui ne permettent pas de créer des fentes et des lignes trop étroites. L'augmentation du nombre de degrés dans la géométrie est un bon moyen pour augmenter les possibilités

de contrôle de la phase à différentes fréquences, mais cela se fait généralement aux dépens d'une complexité de mise en oeuvre accrue.

Néanmoins, l'augmentation du nombre de degrés de contrôle de la phase a permis à R. Deng et al. [68] et T. Makdissy et al. [69] d'utiliser le concept de cellule pour réaliser des synthèses de reflectarrays bifréquences.

Dans [68], R. Deng et al. ont utilisé la cellule Phoenix pour réaliser un reflectarray avec un espacement entre les deux fréquences f_h/f_b de 1,5 (30/20 GHz). La publication montre que la cellule Phoenix peut aussi être utilisée pour des ratios f_h/f_b de 1,5 et 2,5, mais seuls les résultats en simulation sont présentés. Selon notre définition de la famille des cellules Phoenix, le reflectarray bifréquence réalisé est constitué de cellules Phoenix uniquement capacitives. En effet, lors de l'étude paramétrique réalisée pour constituer la base de données contenant les phases réfléchies des cellules aux deux fréquences, le paramètre L_1 (figure 1.20 (a)) n'est jamais égal à la taille de la maille p . De plus, malgré l'utilisation de cellule Phoenix d'ordre 5 (5 paramètres variables), la base de données constituée (figure 1.20b) semble relativement vide au vu du nombre de degrés de liberté sur la cellule. Le cycle Phoenix réalisé semble incomplet et tous les ordres des cellules ne semblent pas être utilisés. Bien que le reflectarray présenté obtienne de bonnes performances, l'utilisation de la cellule capacitive ne permet pas de couvrir des gammes de phases complètes de 360° aux deux fréquences, nécessaires pour la réalisation de grands RA.

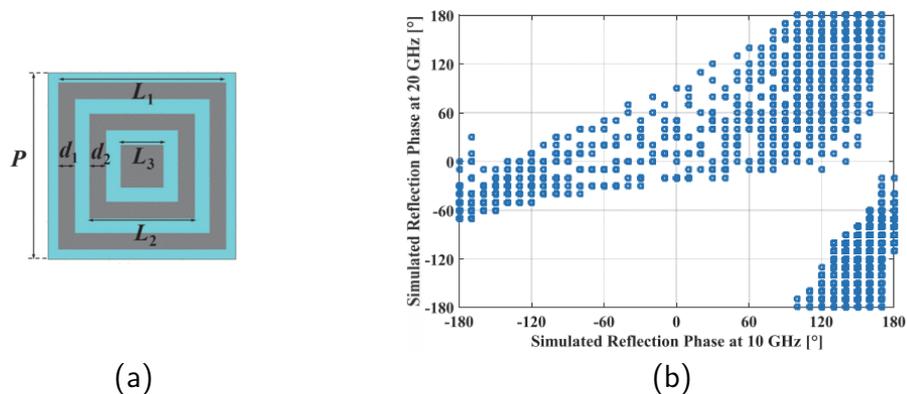


FIGURE 1.20 – Utilisation de la cellule Phoenix pour un réseau réflecteur bifréquence présenté dans la publication [68] (a) Définition de l'élément Phoenix utilisé (b) Base de données constituée à partir d'un balayage paramétrique. Chaque marqueur représente un couple de phases réalisées par une cellule à la fréquence basse (en abscisse) et à la fréquence haute (en ordonnée).

La publication [68] n'utilise donc que partiellement le concept Phoenix. La sélection des cellules dans la base de données réduite est limitée et de nombreux couples de phases ne sont pas réalisables, ce qui limite l'utilisation à de petits panneaux RA.

Une solution utilisant des cellules Phoenix avec des ordres très élevés, jusqu'à l'ordre 8 a été proposée par T. Makdissy et al. dans [69]. L'utilisation d'ordres très élevés permet d'obtenir un grand nombre de fréquences de résonance qui permettent de contrôler la phase précisément à deux fréquences. L'inconvénient est l'apparition de multiples anneaux avec des métallisations

très fines (0,05 mm), ce qui augmente la sensibilité des cellules. De plus, à ces dimensions les cellules approchent les limites fixées par les tolérances de fabrication. Des erreurs de fabrication pourraient grandement modifier le comportement d'une cellule et créer une erreur de phase importante sur le réseau. Le projet d'un tel réflecteur n'a pour le moment été étudié qu'en simulation.

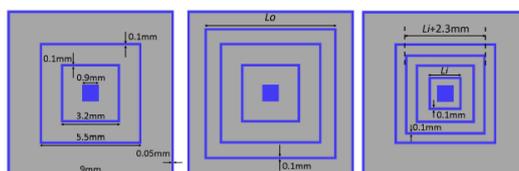


FIGURE 1.21 – Utilisation de cellules Phoenix d'ordre élevé (jusqu'à l'ordre 8) pour le contrôle bifréquence de la phase [69].

La cellule Phoenix semble donc être une bonne candidate pour réaliser des RA bifréquences. Contrairement aux articles précédents, on propose dans cette thèse d'étudier toutes les potentialités de la cellule Phoenix qui consiste à exploiter la combinaison de différents ordres et la complémentarité des types capacitif et inductif pour contrôler la phase aux deux fréquences.

1.6 Conclusion

Ce premier chapitre présente les concepts fondamentaux liés à la technologie des RA. Le principe de fonctionnement et les principales solutions permettant de contrôler la phase à deux fréquences sont abordés.

Lors de la conception d'un RA, le défi majeur est de pouvoir réaliser des gammes de phase de 360° aux fréquences de fonctionnement. Pour les RA bifréquences l'enjeu est de taille, car il faut réussir à combiner des motifs de différentes dimensions pour contrôler les différentes fréquences. Les solutions multicouches ont l'avantage de répartir les motifs sur plusieurs niveaux. Néanmoins, ces structures possèdent des inconvénients importants pour les applications spatiales où l'on cherche à éviter les empilements de métallisations et de substrats pour réduire les déformations thermoélastiques des matériaux. Dans le cadre de cette thèse, l'objectif est par conséquent d'étudier une solution de cellule déphaseuse avec une seule couche de métallisation.

Par ailleurs, pour assurer un comportement stable d'un point de vue électromagnétique, il est préférable de maintenir une évolution de la géométrie douce et régulière sur l'ensemble du RA. Cette contrainte permet de garantir le respect des conditions de Floquet utilisées lors de la caractérisation des coefficients de réflexion des éléments. De ce fait, le comportement des cellules dans le RA est plus stable et les performances du RA sont mieux prédictibles.

La cellule Phoenix répond aux contraintes imposées. Aussi, dans cette thèse, nous proposons d'étudier les capacités de cette cellule pour contrôler la phase à deux fréquences. La

multiplicité des motifs qu'offre la cellule Phoenix lui offre un grand nombre de degrés de liberté et par conséquent un bon potentiel pour contrôler la phase à deux fréquences.

CHAPITRE 2

Étude d'un phénomène de résonances parasites sur les cellules Phoenix

2.1 Introduction

Ce chapitre s'inscrit dans le projet de conception d'une antenne RA bifréquence dans les bandes K/Ka (19 GHz et 29 GHz). L'objectif de cette thèse est de réaliser la synthèse bifréquence avec des cellules Phoenix (CP). Pour réaliser cette synthèse, une des étapes consiste à caractériser la matrice de réflexion des CP. L'analyse du module et de la phase des coefficients de réflexion en incidence oblique a fait apparaître une résonance avec un niveau d'absorption sur le module très élevé (plusieurs dB). Des niveaux de pertes en réflexion aussi forts doivent être à tout prix évités lors de la synthèse d'un RA. Avec de tels niveaux de pertes dans un RA, les performances de rayonnement pourraient être fortement diminuées.

Par le passé, des phénomènes de résonance avec de forts niveaux d'absorption semblent avoir été observés sur des surfaces périodiques [4], [70] ou quasi-périodiques [67]. Le point commun entre toutes ces études est l'apparition de résonances sur le module du coefficient de réflexion, lorsque la structure est illuminée par une onde en incidence oblique. Le phénomène observé dans ces différents travaux est associé aux anomalies de Wood [71], mais à notre connaissance cette hypothèse n'a pas été vérifiée. Ce chapitre est l'occasion d'approfondir l'analyse de ce phénomène.

D'une manière plus générale, une étude théorique [72] datant des années 1960 associe les anomalies de Wood à un phénomène à onde de fuites apparaissant dans des structures périodiques. Cette publication ajoute une interprétation hyperfréquence aux anomalies de Wood (issue à l'origine de la physique optique). Le phénomène de résonances parasites identifié pourrait être similaire.

Dans ce chapitre, on propose d'étudier ces résonances parasites dans le cas particulier de réseaux périodiques formés de CP. Nous commencerons par identifier précisément la présence

d'une résonance parasite. Puis à l'aide de simulations électromagnétiques, nous observerons son comportement à l'échelle d'un réseau de cellules. À partir de ces observations, nous proposerons une analyse de ce phénomène permettant d'expliquer leur origine. Enfin, nous validerons cette analyse en élargissant le domaine d'observation pour différentes conditions d'apparition de ce phénomène. Cette étude se conclura par la définition d'une règle de conception permettant à de telles résonances de ne pas apparaître dans un réseau.

2.2 Observation des résonances parasites

2.2.1 Avec une cellule en environnement infini périodique

Les résonances parasites sont apparues au cours de la caractérisation du coefficient de réflexion des cellules Phoenix d'ordre 4 en environnement infini périodique. La géométrie de la cellule, avec laquelle la résonance a été observée, est présentée en figure 2.1. Ses dimensions sont regroupées dans le tableau TABLEAU 2.1. La longueur de la maille est choisie pour être égale à $0,4\lambda_0$ à la fréquence centrale de 24,5 GHz sur la bande [19 – 29 GHz] où λ_0 est la longueur d'onde dans le vide. Cette longueur de maille permet de respecter les conditions de non-apparition des lobes de réseaux à la fréquence haute de fonctionnement du réseau ($l < \lambda_0/2$ à 29 GHz). La cellule est placée sur un substrat ASTRA-MT77 de constante diélectrique $\epsilon_r = 3$ et de facteur de dissipation $\tan \delta = 0,0017$. La hauteur est fixée à 1,5 mm, soit une dimension de $0,21\lambda_{g0}$ à la fréquence centrale (24,5 GHz) où λ_{g0} est la longueur d'onde dans le substrat. À 19 GHz et 29 GHz, la hauteur est égale à $0,16\lambda_{g0}$ et $0,25\lambda_{g0}$. Un plan de masse est placé en dessous du substrat pour terminer la structure réfléchissante.

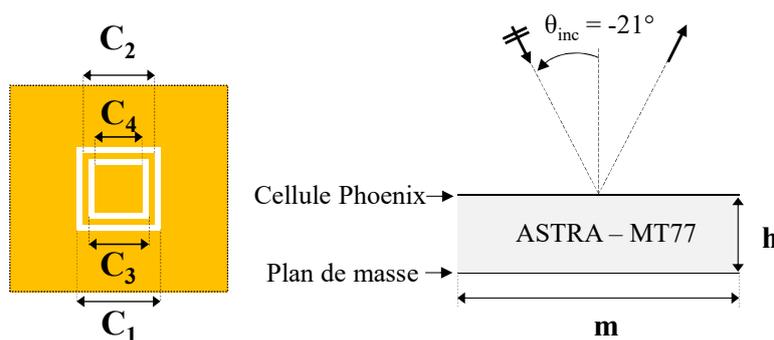


FIGURE 2.1 – Géométrie de la cellule Phoenix d'ordre 4 inductive.

La matrice de réflexion de la cellule est calculée numériquement dans un environnement infini périodique (condition de Floquet) à l'aide du logiciel HFSS. Dans ce chapitre, on considère deux états de polarisations. Le cas, où le champ E est perpendiculaire au plan d'incidence : polarisation Transverse Électrique (TE) et le cas où le champ E est contenu dans le plan d'incidence : polarisation Transverse Magnétique (TM). On note le coefficient de réflexion sur

Dimensions (en mm)					Substrat ASTRA MT77		
C1	C2	C3	C4	m	h	ϵ_r	$\tan \delta$
1,61	1,38	1,15	0,92	4,9	1,5	3	0,0017

TABLEAU 2.1 – Dimensions de la cellule Phoenix d'ordre 4 inductive et propriétés du substrat.

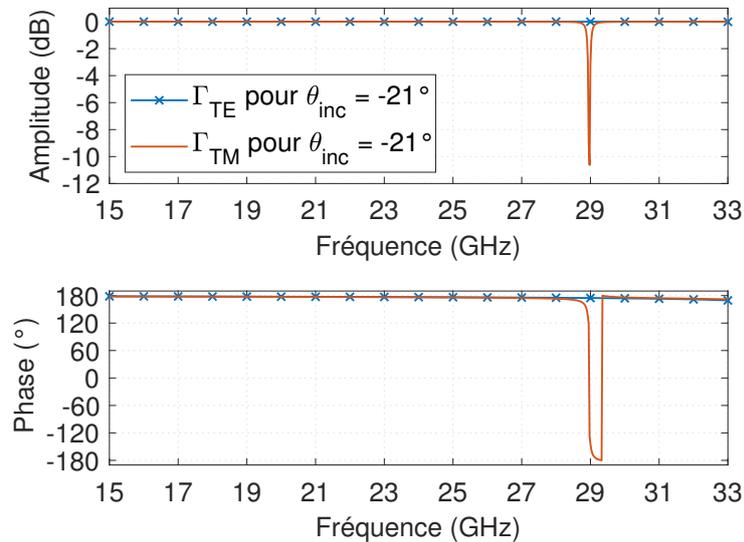


FIGURE 2.2 – Amplitude et Phase du coefficient de réflexion pour une onde incidente oblique en polarisation TE et TM.

la surface de la cellule Γ . Sur la figure 2.2, on présente le coefficient de réflexion en TE et TM, en amplitude et en phase. Une résonance est visible sur le coefficient TM à la fréquence de 29 GHz et pour un angle d'incidence $\theta_{inc} = -21^\circ$. On remarque que la résonance se produit sur une bande très étroite et se caractérise par une forte absorption, supérieure à 10 dB. À la résonance, la phase subit une variation très rapide de 360° . On estime la dispersion à 29 GHz environ égale à $350^\circ/\text{GHz}$.

Similairement aux observations réalisées en [4] et [67], nous avons été capables d'identifier la présence d'une résonance parasite dans un environnement infini périodique. Mais, bien que cette simulation soit pertinente pour caractériser le coefficient de réflexion, elle n'est pas suffisante pour comprendre tous les mécanismes impliqués dans l'apparition des résonances parasites. C'est pourquoi nous proposons dans la partie suivante une approche réseau en considérant le problème à une échelle différente.

2.2.2 Avec un réseau fini (illuminé par une onde plane)

L'approche réseau permet de compléter les résultats de simulation, obtenus en environnement infini périodique, en ajoutant notamment le calcul des diagrammes de rayonnement et en observant le champ proche au niveau de la structure. Différentes configurations de simulation

sont étudiées dans cette partie.

La première modélisation propose une approche d'un réseau de cellules environné par de l'air. La configuration de simulation est décrite sur la figure 2.3a. Le réseau (figure 2.3b) est composé de 21 cellules identiques à celle décrite à la figure 2.1, équivalent à une longueur de $10\lambda_0$. Ce réseau est fini dans sa longueur, pour la simulation, des conditions d'absorption parfaite (PML) représentée en rose sont placées autour de l'air. Afin de retrouver les conditions d'apparition de la résonance parasite, le réseau est excité par une onde plane polarisée TM et avec un angle d'incidence $\theta_{inc} = -21^\circ$. Pour différencier la direction de l'onde incidente vis-à-vis des directions de rayonnement, nous choisissons de noter θ les angles associés au digramme de rayonnement du réseau.

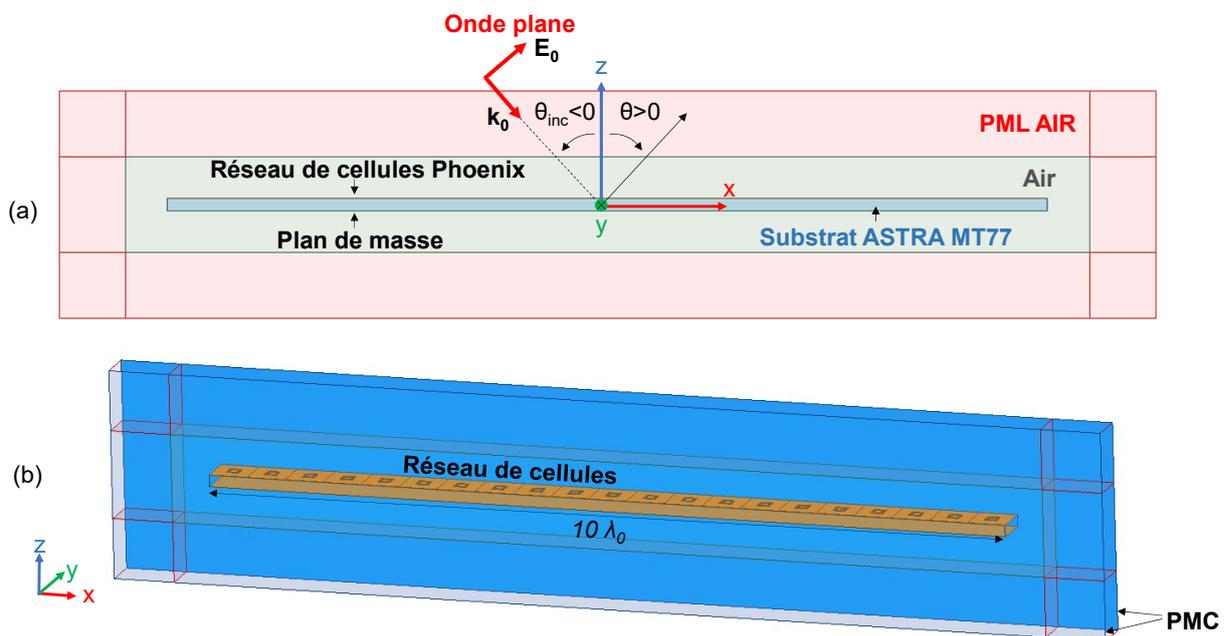


FIGURE 2.3 – (a) Volume de calcul (vue de côté) du réseau fini dans un environnement « air ». L'excitation est réalisée avec une onde plane polarisée TM et avec un angle d'incidence $\theta_{inc} = -21^\circ$. (b) Le réseau est infini en y , les conditions limites dans les plans Oxz sont égales à $\vec{H}_{transverse} = \vec{0}$. En simulation cela se traduit par la définition de murs magnétiques, aussi appelés « Perfect Magnetic Conductor » ou PMC, en anglais. Le réseau de longueur $10\lambda_0$ est composé de 21 cellules Phoenix d'ordre 4.

Comparons le diagramme de rayonnement de la structure dans l'air à deux fréquences (figure 2.4). Pour différencier la direction de l'onde incidente vis-à-vis des directions de rayonnement, nous choisissons de noter θ les angles associés au digramme de rayonnement du réseau. À 19 GHz, le diagramme de rayonnement en champ lointain montre un rayonnement du réseau dans la direction spéculaire en $\theta = +21^\circ$. Ce diagramme de rayonnement correspond à celui attendu pour un réseau uniforme (pas de variation de la phase entre les éléments). À 29 GHz, le réseau réfléchit aussi l'onde incidente dans la direction spéculaire. La fréquence de fonctionnement étant plus haute, le lobe de rayonnement dans cette direction est par conséquent plus

étroit qu'à 19 GHz. On remarque, en plus, l'apparition d'un lobe parasite dans la direction de l'onde incidente $\theta = -21^\circ$. On remarque aussi une remontée générale de l'amplitude des lobes de rayonnement vers les θ négatifs et dans la direction longitudinale au réseau $\theta = \pm 90^\circ$.

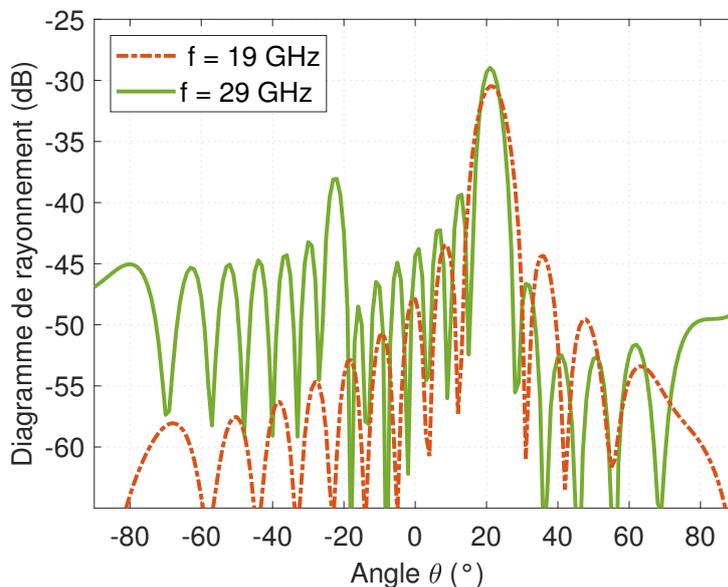


FIGURE 2.4 – Diagramme de rayonnement du réseau à 19 et 29 GHz, dans le plan Oxz , pour une onde plane incidente dans la direction $\theta_{inc} = -21^\circ$.

Afin de compléter l'analyse du rayonnement en champ lointain, intéressons-nous au champ proche. Une représentation temporelle du champ électrique réfléchi est donnée aux fréquences de 19 et 29 GHz sur la figure 2.5. Au-dessus du réseau, on retrouve une onde qui s'apparente globalement à une onde plane dans la direction spéculaire. Cette observation est cohérente avec les lobes relevés sur le diagramme de rayonnement aux deux fréquences. Sous le réseau, on remarque une onde également quasi-plane se propageant vers les z négatifs. Il s'agit d'un artefact lié au mode de représentation. La simulation produit un champ réfléchi pour compenser l'onde incidente présente au-dessous de la structure, et ainsi faire en sorte que le champ total soit nul (ou faible puisqu'il peut y avoir un peu de rayonnement arrière). Ce champ réfléchi vers l'arrière n'est donc pas vraiment représentatif du véritable champ total à cet endroit et on se limitera à l'analyse du champ dans le demi-espace supérieur.

Focalisons-nous maintenant, sur le champ électrique entre le réseau de cellules Phœnix et le plan de masse. À 19 GHz, l'amplitude du champ dans le substrat est faible, à cette fréquence, il n'y a pas de stockage dans le substrat. En revanche, on remarque qu'à 29 GHz l'amplitude du champ augmente. Cette concentration du champ électrique montre qu'une partie de l'énergie est stockée dans le substrat. Aux extrémités de la structure, une partie de l'énergie est réfléchi, tandis que l'autre est rayonnée. L'onde rayonnée aux extrémités explique en partie l'augmentation du niveau des lobes de rayonnement pour des angles θ élevés sur la figure 2.4, notamment $\theta = \pm 90^\circ$.

La modélisation proposée sur la figure 2.3 révèle que la résonance observée en infini périodique se traduit par l'apparition d'un lobe de rayonnement dans une direction parasite et

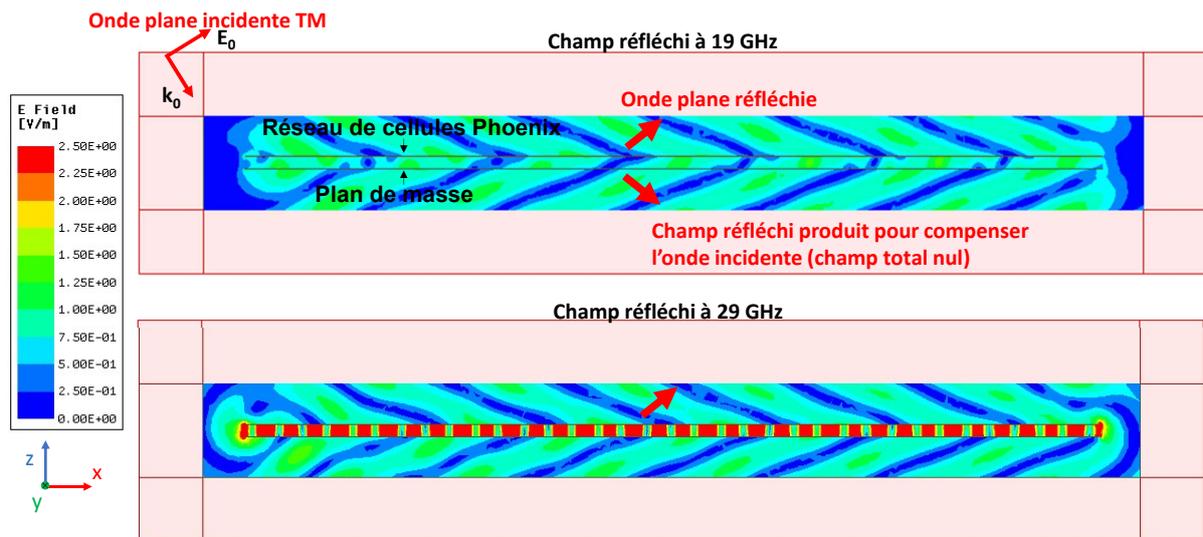


FIGURE 2.5 – Représentation temporelle du module du champ électrique réfléchi en champ proche dans un réseau environné par de l'air. La structure est excitée par une onde plane avec un angle d'incidence $\theta_{inc} = -21^\circ$, à la fréquence de 29 GHz.

par une augmentation du champ électrique dans le substrat. Nous avons constaté avec cette configuration que les réflexions aux extrémités du substrat sont importantes. Afin d'améliorer l'analyse du phénomène, nous proposons une nouvelle configuration permettant d'éliminer ces réflexions.

La nouvelle configuration de simulation, représentée sur la figure 2.6, intègre des conditions absorbantes aux extrémités du substrat. Pour cela, on insère dans le modèle de simulation des conditions d'absorption parfaite (PML) dans le prolongement du substrat. Les conditions limites latérales, parallèles au plan xOz sont toujours des PMC.

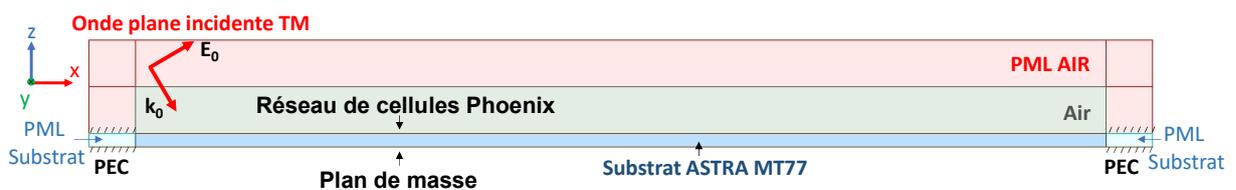


FIGURE 2.6 – Réseau fini de longueur $10\lambda_0$ avec des conditions d'absorption parfaite (PML) aux extrémités du substrat.

La polarisation, l'incidence et la fréquence d'excitation restent les mêmes que précédemment. Sur la figure 2.7, on compare le diagramme de rayonnement de cette nouvelle configuration PML avec celui du réseau dans l'air à 29 GHz. Dans les deux configurations, le réseau réfléchit l'onde plane dans la direction spéculaire en $\theta = +21^\circ$. Mais, l'ajout des PML, éliminant les réflexions multiples, diminue nettement les lobes de rayonnement parasites pour les angles θ élevés ($\theta < -20^\circ$). Le niveau du lobe parasite, dans la direction $\theta = -21^\circ$, devient lui aussi très faible.

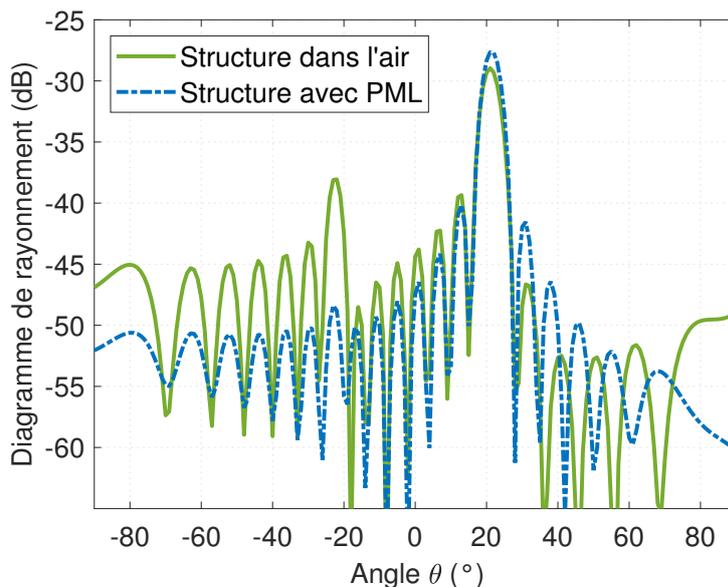


FIGURE 2.7 – Diagramme de rayonnement du réseau à 29 GHz, dans le plan Oxz , de la structure avec air et avec PML. Les deux configurations sont excitées avec une onde plane incidente en polarisation TM et dans la direction $\theta = -21^\circ$.

Analysons le champ proche sur la structure avec la figure 2.8. Comme précédemment, l'onde plane est réfléchiée dans la direction spéculaire. Dans le substrat, l'absence de réflexion aux extrémités fait apparaître une augmentation progressive de l'amplitude du champ électrique vers les x négatifs. L'onde transmise dans le substrat semble se propager vers les x négatifs. La visualisation animée du champ réel (qu'il n'est pas possible de présenter dans ce document) montre clairement cette propagation vers les x négatifs. Dans la simulation précédente sans PML, le champ montrait les caractéristiques d'une onde stationnaire.

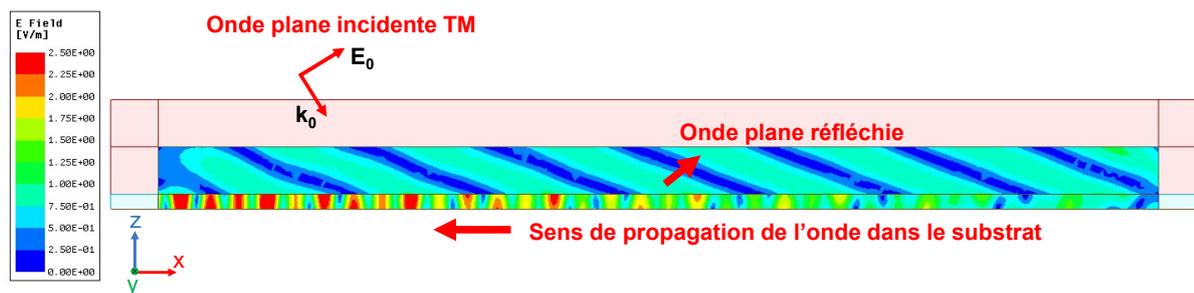


FIGURE 2.8 – Représentation temporelle du module du champ électrique réfléchi dans un réseau terminé par des PML. La structure est excitée par une onde plane avec un angle d'incidence $\theta = -21^\circ$ et à la fréquence de 29 GHz.

À travers les différentes simulations réalisées dans cette partie, nous avons pu mettre en évidence les premiers phénomènes physiques semblant être liés à la résonance parasite. Pour résumer, la résonance parasite est caractérisée par une forte absorption sur le module du coefficient de réflexion. Ceci signifie qu'une partie de l'énergie reçue par la cellule n'est pas réfléchiée dans la direction spéculaire à l'onde incidente. Cette idée est cohérente avec ce que

nous avons pu observer à l'échelle d'un réseau, avec la présence d'une onde transmise dans le substrat. L'onde transmise se propage dans la structure entre le réseau de cellules Phoenix et le plan de masse métallique. Ces deux surfaces parallèles forment une structure équivalente à un guide qui permet à l'onde transmise de se propager.

Est-il possible que cette onde guidée puisse à son tour être rayonnée à travers les cellules Phoenix? Sous certaines conditions, une onde guidée peut rayonner à travers une ouverture (les cellules Phoenix considérées possèdent 2 fentes annulaires). C'est le cas des structures à ondes de fuite. Nous proposons d'étudier le réseau dans la partie suivante avec une approche antenne à ondes de fuite.

2.3 Interprétation à l'aide de la théorie des antennes à ondes de fuite

2.3.1 Rappels théoriques sur les antennes à ondes de fuites

Les antennes à ondes de fuite (Leaky Wave ou LW) exploitent le phénomène d'onde de fuite pour contrôler la direction de rayonnement de l'antenne. Le principe consiste à exciter une onde qui se propage dans une structure guidée et qui fuit progressivement à travers les ouvertures laissées dans la structure. Ce mécanisme de rayonnement permet de contrôler l'angle de rayonnement en fonction de la fréquence. La géométrie et les dimensions des ouvertures définissent les modes de rayonnement des antennes à ondes de fuite. On peut ainsi classer les antennes à ondes de fuite selon deux catégories, les LW uniformes (ou quasi-uniformes) et les LW périodiques. Leur fonctionnement est rigoureusement détaillé dans les chapitres des livres [73] et [74].

Intéressons-nous au fonctionnement des antennes LW périodiques. Une représentation est donnée en figure 2.9. La structure guidée est composée sur la surface supérieure d'un motif périodique et sur la surface inférieure d'un plan métallique continu (plan de masse). Une couche diélectrique sépare les deux surfaces. Considérons que la structure est excitée, à l'extrémité gauche, dans le milieu diélectrique.

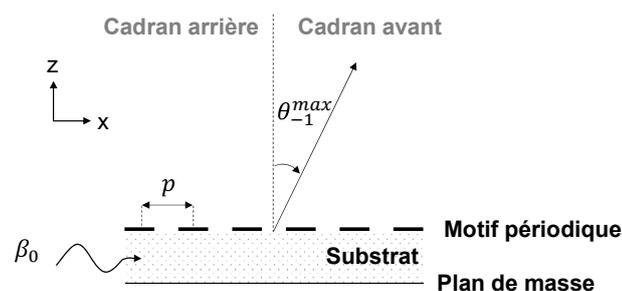


FIGURE 2.9 – Structure d'une Leaky Wave périodique, le mode fondamental β_0 se propage mais ne rayonne pas. Le motif périodique permet le rayonnement de l'harmonique d'espace $n = -1$.

À cause du substrat diélectrique, le mode dominant de constante de propagation β_0 (ou fondamental) dans la structure est une onde lente ($\beta_0 > k_0$). Celle-ci se propage avec une vitesse de phase inférieure à la vitesse de la lumière et ne peut pas rayonner.

La surface périodique placée sur la structure permet de créer une infinité d'harmoniques d'espace n (aussi appelées modes de Floquet). Ces harmoniques d'espace peuvent être caractérisées par leur constante de propagation β_n :

$$\beta_n = \beta_0 + \frac{n2\pi}{p} \quad (2.1)$$

n est un entier relatif représentant l'ordre de l'harmonique d'espace associé au lobe rayonné, p correspond à la périodicité du motif selon l'axe x et $\beta_0 = 2\pi/\lambda_{g0}$ où λ_{g0} est la longueur d'onde guidée. Pour que ces harmoniques d'ordres supérieurs rayonnent, leur vitesse de phase doit être supérieure à celle de la lumière (fast wave, en anglais) :

$$-k_0 < \beta_n < k_0 \quad (2.2)$$

avec $k_0 = 2\pi/\lambda_0$ correspondant au nombre d'onde dans la vide. Généralement, les antennes LW périodiques rayonnent dans une seule direction principale. On choisit les paramètres pour que l'harmonique d'espace $n = -1$ soit la seule onde rapide dans la structure. La direction du lobe principal de rayonnement θ_{-1}^{max} est donnée par la relation suivante :

$$\theta_{-1}^{max} = \arcsin\left(\frac{\beta_{-1}}{k_0}\right) = \arcsin\left(\frac{\beta_0}{k_0} - \frac{2\pi}{k_0 p}\right) \quad (2.3)$$

La direction de rayonnement peut alors varier du cadran arrière ($\theta_{-1}^{max} < 0$) au cadran avant ($\theta_{-1}^{max} > 0$) lorsque la fréquence d'excitation varie. Le rayonnement de la LW s'annule autour de la direction normale à la structure. Le rayonnement des structures LW périodiques dépend donc des propriétés de la surface périodique, de la structure du guide et de la fréquence à laquelle elles sont excitées.

Reprenons la configuration du réseau de cellules Phoenix décrit en figure 2.6 et vérifions si le comportement onde de fuite est cohérent avec la situation observée en figure 2.8. L'onde se propageant dans le substrat est-elle responsable du rayonnement dans une direction parasite ?

2.3.2 Simulation de la structure étudiée à l'émission

Afin d'évaluer le mode de fonctionnement LW de la structure, nous proposons de modifier la technique d'alimentation du réseau étudié sur la figure 2.6. Cette nouvelle configuration est décrite sur la figure 2.10. Le réseau est excité en plaçant un port d'onde (« waveport », en anglais) à l'extrémité gauche du substrat.

L'onde se propage dans le substrat dans la direction des x positifs. À l'extrémité droite du substrat, on simule une charge adaptée. On choisit d'exciter la structure à trois fréquences

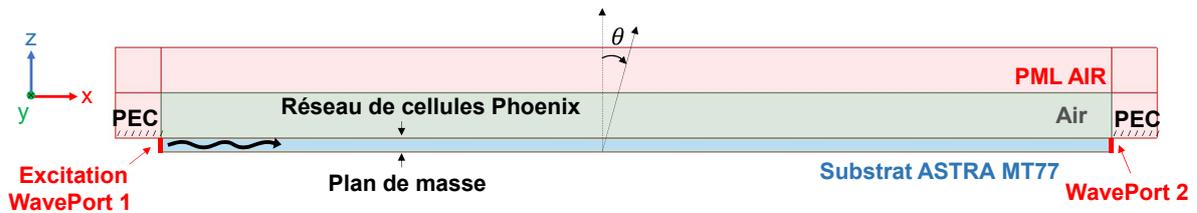


FIGURE 2.10 – Réseau fini avec une approche antenne à ondes de fuites. La structure est excitée à l'extrémité gauche du substrat par le « Waveport 1 » (en rouge).

(29, 33 et 38 GHz). L'objectif est d'observer le rayonnement de la structure lorsqu'une onde se propage entre les motifs périodiques et le plan de masse.

Commençons par étudier les effets de l'excitation LW en observant le module du champ électrique réfléchi (figure 2.11). À chaque fréquence, l'excitation entraîne la propagation d'une onde sur toute la longueur du réseau. On remarque qu'à 29 GHz, un seul mode de propagation semble présent (les maximums et minimums de champ apparaissent régulièrement et avec une amplitude assez uniforme). Afin d'estimer la constante de propagation associée au mode principal propagé visible sur la simulation, on mesure la longueur d'onde dans le substrat $\lambda_{g0}^{estimé}$ (Table 2.2). Pour améliorer le résultat, on estime, lorsque c'est possible, cette longueur d'onde moyenne dans le substrat $\lambda_{g0}^{estimé}$ à partir de la longueur de 10 périodes (soit la distance séparant 21 extremums du champ électrique). On peut alors déduire la constante de propagation dans le substrat associé $\beta_0 = 2\pi/\lambda_{g0}$. On utilise la même méthode pour le calcul de la constante de propagation à 33 et 38 GHz, même si la configuration des champs est un peu moins distincte.

Fréquence (GHz)	29	33	38
$\lambda_{g0}^{estimé}$ avec la simulation (mm)	5,82	5,1	4,38
$\beta_0^{estimé}$ (°/mm)	61,9	70,6	82,2

TABLEAU 2.2 – Estimation de la constante de propagation du mode fondamental β_0 à partir de la longueur d'onde λ_{g0} estimé avec les simulations LW.

On peut remarquer que la structure simulée (figure 2.12a), avec le réseau de cellules (au-dessus), le substrat diélectrique et le plan de masse (en dessous) est comparable à la topologie d'un guide d'onde à plaque parallèle (« Parallel Plate Waveguide » ou PPW, en anglais) (figure 2.12b). En effet, en plaçant le waveport à l'extrémité du substrat, il voit une section de guide rectangulaire PEC/PMC. Ce guide est du type PPW. Il supporte le mode fondamental Transverse ElectroMagnétique (TEM). Le waveport excite le guide LW avec ce mode fondamental. Néanmoins, cela ne veut pas dire que c'est ce mode qui se propage, si propagation il y a.

Nous proposons de comparer les caractéristiques des deux structures en calculant, la constante de propagation d'une structure PPW avec les mêmes propriétés diélectriques que la

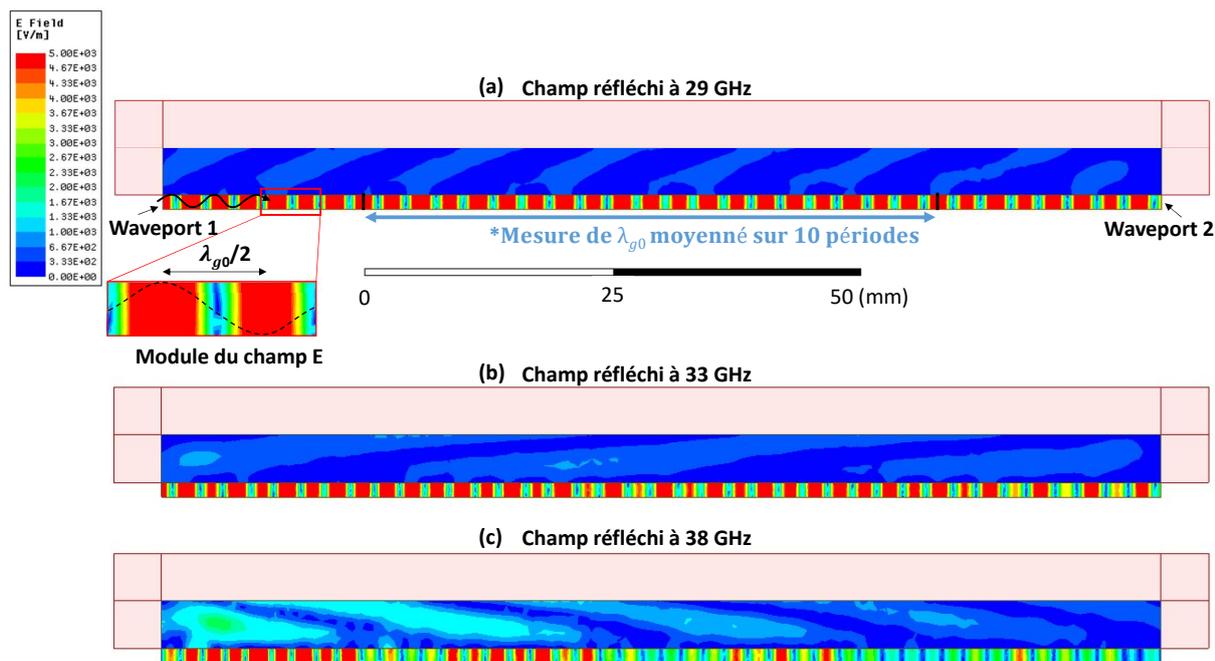


FIGURE 2.11 – Représentation temporelle du module du champ électrique réfléchi dans un réseau LW. La structure est excitée à l'extrémité gauche du substrat à trois fréquences (a) 29 GHz, (b) 33 GHz et (c) 38 GHz.

LW (tableau 2.3). On détermine $\beta_0^{PPW} = 2\pi/\lambda_{g0}$ avec $\lambda_{g0} = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r}$.

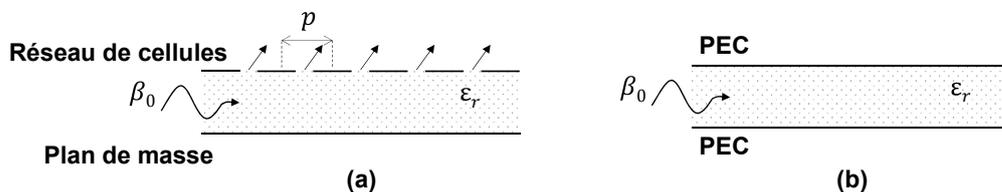


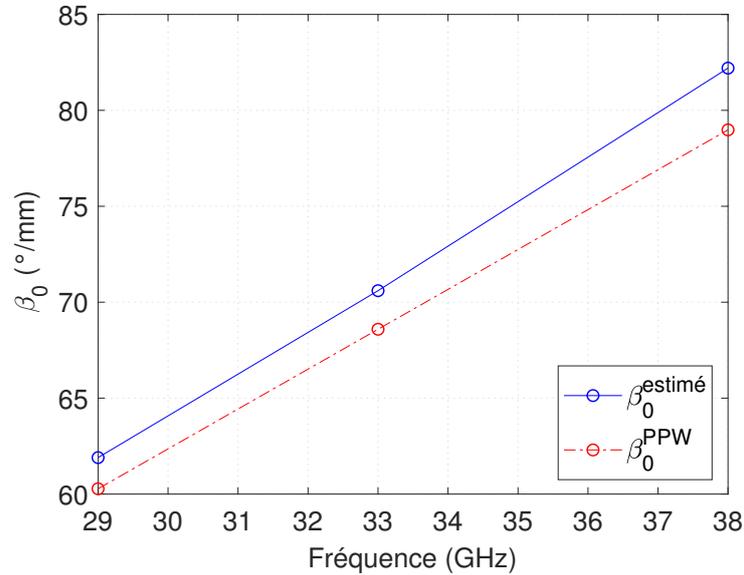
FIGURE 2.12 – (a) Structure LW avec un motif périodique. (b) Structure guide d'onde à plaque parallèle (PPW).

Fréquence (GHz)	29	33	38
λ_{g0}^{PPW} (mm)	5,95	5,25	4,56
β_0^{PPW} (°/mm)	60,5	68,5	78,9

TABLEAU 2.3 – Estimation de la constante de propagation du mode fondamental β_0 dans une structure PPW.

On constate que les constantes de propagation, dans le réseau LW simulé et dans la structure PPW, sont similaires pour les trois fréquences (figure 2.13). L'onde qui se propage dans le réseau LW est un mode proche d'un mode TEM. Les différences entre les valeurs des β_0^{PPW} et des $\beta_0^{estimé}$ peuvent s'expliquer d'une part, par la méthode d'estimation utilisée qui reste

approximative et d'autre part par le réseau de cellules qui apporte des pertes par rayonnement, qui ne sont pas présentes lors du calcul de la constante de propagation d'un guide PPW fermé. Il est important de noter aussi que pour la cellule choisie la surface est majoritairement métallique (figure 2.1), cette géométrie peut peut-être expliquer la ressemblance avec un guide PPW.



Fréquence (GHz)	29	33	38
$Ecart = \frac{ \beta_0^{estimé} - \beta_0^{PPW} }{\beta_0^{PPW}} (\%)$	2,3	3	4,1

FIGURE 2.13 – Évaluation du mode fondamental propagé dans le substrat à partir des simulations LW du réseau.

Selon la théorie des antennes LW, on peut estimer la direction de rayonnement θ à partir de la constante de propagation du mode fondamental β_0 (équation 2.1). Pour une LW périodique, l'harmonique d'espace respectant généralement les conditions de rayonnement (onde rapide) est l'harmonique $n = -1$. Ainsi à partir de $\beta_0^{estimé}$, on calcule la constante de propagation associée $\beta_{-1}^{estimé}$ (Tableau 2.4), puis l'angle de rayonnement θ_{-1}^{max} (équation 2.4). On note que la condition d'onde rapide ($k_0 < \beta_{-1} < k_0$) est respectée.

Comparons ces résultats avec les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation (figure 2.14). Pour chaque fréquence d'excitation, on peut associer une direction principale de rayonnement. On observe, lorsque la fréquence augmente, que la direction du lobe de rayonnement de la structure LW varie du cadran arrière ($\theta < 0$) au cadran avant ($\theta > 0$). Les directions de rayonnement sont relativement proches de celles estimées pour les fréquences à 29, 33 et 38 GHz (Tableau 2.4). On remarque aussi qu'à la fréquence de 36 GHz, le lobe de rayonnement est dans la direction $\theta^{max} = 0^\circ$, la direction normale au réseau. À cette fréquence, l'amplitude du lobe de rayonnement est plus faible, car une LW périodique ne peut

Fréquence (GHz)	29	33	38
k_0 (°/mm)	34,8	39,6	45,6
$\beta_{-1}^{estimé}$ (°/mm)	-11,5	-2,9	8,73
Direction θ_{-1}^{max} du lobe principal de rayonnement (°)	-19,2	-4,2	11

TABLEAU 2.4 – Estimation de la direction de rayonnement θ_{-1}^{max} à partir de la constante de propagation β_{-1} associée à l'harmonique d'espace $n = -1$.

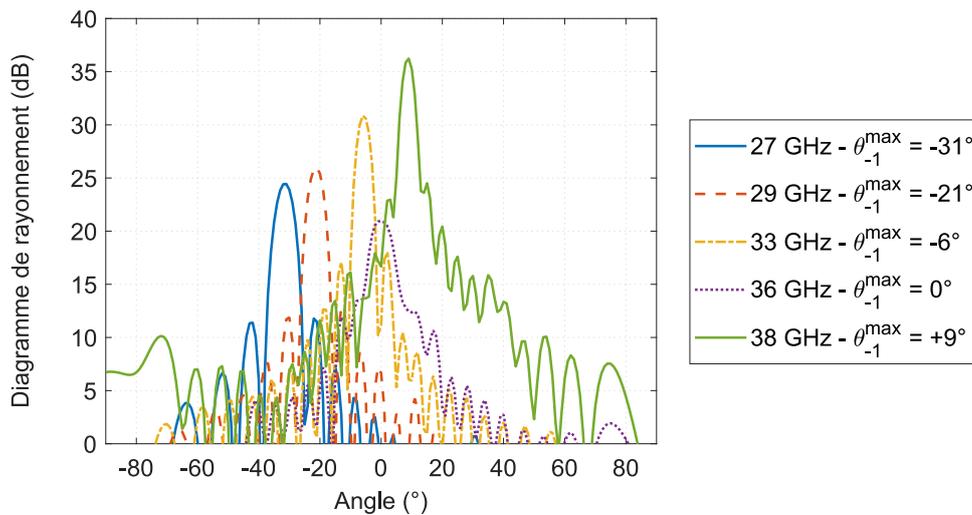


FIGURE 2.14 – Diagrammes de rayonnement de la structure excitée comme une antenne LW. Chaque fréquence est associée à une direction de rayonnement maximale θ_{-1}^{max} .

pas exciter l'harmonique d'espace $n = -1$ dans cette direction.

L'approche réseau LW, utilisée ici, permet de montrer qu'une onde se propageant dans le substrat peut entraîner un rayonnement de type onde de fuite. Pour résumer, nous venons de montrer que pour les trois fréquences (29, 33 et 38 GHz), la structure se comporte comme une antenne à onde de fuite à l'émission. Le mode fondamental propagé dans le substrat est une onde lente qui ne rayonne pas. Les caractéristiques géométriques du motif périodique permettent la présence d'une onde rapide, l'harmonique d'espace $n = -1$, qui rayonne dans une direction pouvant varier du cadran arrière au cadran avant en fonction de la fréquence.

À la fréquence de 29 GHz, la direction de rayonnement de la LW est égale $\theta = -21^\circ$. Cet angle correspond, d'une part, à la direction du lobe de rayonnement parasite (figure 2.4) et d'autre part, à l'angle de l'onde plane incidente provoquant l'apparition d'une résonance parasite sur le coefficient de réflexion (figure 2.2). À partir de ces observations, on propose de donner une explication du phénomène des résonances parasites apparaissant sur la cellule Phoenix inductive.

2.3.3 Analyse et discussion du phénomène

Considérons à l'échelle d'un réseau, des cellules identiques formant une surface partiellement réfléchissante (PRS). Lorsqu'elle est éclairée par une onde plane, la surface réfléchit l'onde plane dans la direction spéculaire. Si la PRS et le plan de masse agissent comme une surface parfaitement réfléchissante, toute l'énergie de l'onde incidente se retrouve dans la direction spéculaire. Pour une onde plane incidente en $\theta = -21^\circ$ à la fréquence de 29 GHz (figure 2.15a), la PRS n'est pas totalement réfléchissante. Une partie de l'onde est bien réfléchi dans la direction $\theta = +21^\circ$, tandis qu'une autre partie est transmise dans le substrat dans la direction des x négatifs (onde rétrograde).

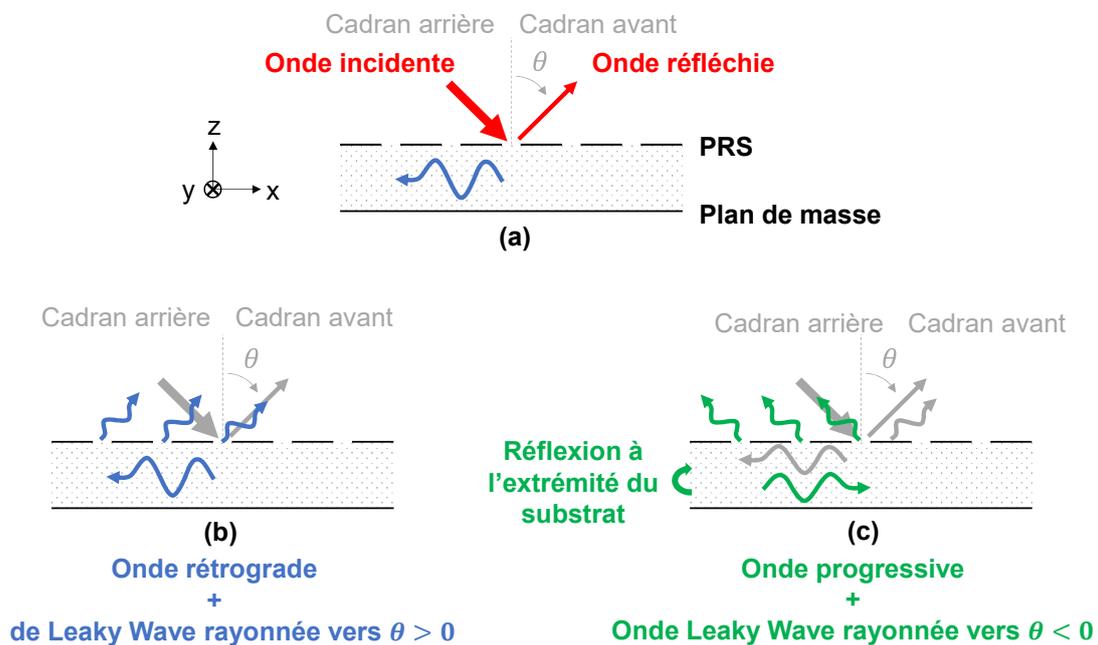


FIGURE 2.15 – Schématisation du phénomène observé à 29 GHz. (a) L'onde incidence est réfléchi sur le PRS et transmise dans le guide formé par la PRS et le plan de masse, (b) l'onde guidée rayonne par effet onde de fuite dans la direction de l'onde réfléchi, (c) après réflexion, l'onde guidée rayonne par effet onde de fuite dans la direction de l'onde réfléchi incidente.

Par ailleurs, nous avons vu qu'une onde se propageant dans le substrat peut introduire un fonctionnement LW. À 29 GHz, le réseau LW rayonne dans la direction opposée à la direction de propagation de l'onde (figure 2.15b), si bien que l'onde rétrograde rayonne dans la direction $\theta = +21^\circ$. Ici, l'onde LW rayonnée se couple à l'onde réfléchi qui est orientée dans la même direction. Lorsque l'onde rétrograde arrive à l'extrémité du substrat (figure 2.15c), l'onde est réfléchi et se propage vers les x positifs (onde progressive). À 29 GHz, elle rayonne dans la direction $\theta = -21^\circ$. Ce fonctionnement LW explique la présence du lobe de rayonnement dans la direction parasite à la direction de réflexion du réseau lorsqu'il n'y a pas de PML autour du substrat (cas de la structure avec air de la (figure 2.7)). Il explique également pourquoi l'introduction de ces PML, en supprimant l'onde progressive, élimine ce lobe parasite.

On note que ce phénomène est possible en vertu du principe de réciprocité des antennes, en figure 2.15a, la structure fonctionne comme une LW à la réception. L'onde transmise dans le substrat dépend de l'angle d'incidence de l'onde et de la fréquence d'excitation. Sur la figure 2.15b et figure 2.15c, la structure fonctionne comme une antenne LW à l'émission.

Cette analyse donne une interprétation physique à la présence de la résonance abrupte à 29 GHz. Ainsi une résonance apparaît quand la fréquence et l'angle d'incidence excitent un mode LW sur la surface périodique.

On pourra noter que cette interprétation LW a déjà été évoquée en 1965 par A. Hessel et A.A. Oliner dans [72]. Cette publication a d'ailleurs pu être trouvée grâce à de nouvelles recherches dans la littérature incluant les termes « Leaky wave ». L'étude théorique présentée dans cette publication montre aussi qu'à partir d'une onde incidence oblique la structure périodique, un phénomène d'onde de fuite peut apparaître et être guidé dans la structure. Ces travaux présentent expressément le lien entre le phénomène LW et les anomalies de Wood.

Avec cette interprétation, on peut déduire qu'il existe donc plusieurs configurations (couple fréquence/angles d'incidence) où un mode LW peut être excité. Afin de valider cette hypothèse sur un plus grand nombre de cas, nous étudierons dans la prochaine partie la réponse de la cellule pour des angles d'incidence faibles.

2.4 Validation du modèle proposé

Dans cette partie, nous proposons d'étudier de façon plus exhaustive le fonctionnement LW décrit dans la partie précédente. Nous nous intéresserons à l'évolution du coefficient de réflexion en polarisation TM pour des ondes planes avec de faibles angles d'incidence. Enfin, nous finirons par l'étude du cas en incidence normale.

2.4.1 Résonances parasites à des angles d'incidences faibles

Remarque : les fréquences d'observations des résonances sont supérieures à 29 GHz, la maille fixée en début de rapport est toujours égale à 4,9 mm ($0,47\lambda_0$ à la fréquence de 29 GHz). À la fréquence maximale d'étude (39 GHz), la dimension de la maille est égale à $0,64\lambda_0$. Les conditions d'évitement des lobes de réseau sont respectées pour les angles d'incidence traités.

Reprenons la cellule Phoenix inductive (figure 2.1) et étudions l'amplitude et la phase du coefficient de réflexion pour des angles d'incidence θ compris entre 0° et 10° (figure 2.16). Pour les angles d'incidence θ supérieurs à 2° , trois résonances distinctes apparaissent. On peut même identifier 3 groupes de résonances.

Dans la suite, on notera θ_{inc} l'angle de l'onde incidente en environnement infini périodique et θ^{LW} l'angle de l'onde rayonnée par fonctionnement LW.

L'objectif est d'identifier les résonances liées au fonctionnement LW. Prenons, par exemple sur la figure 2.16, le coefficient de réflexion en $\theta^{inc} = 6^\circ$. La première résonance apparaît

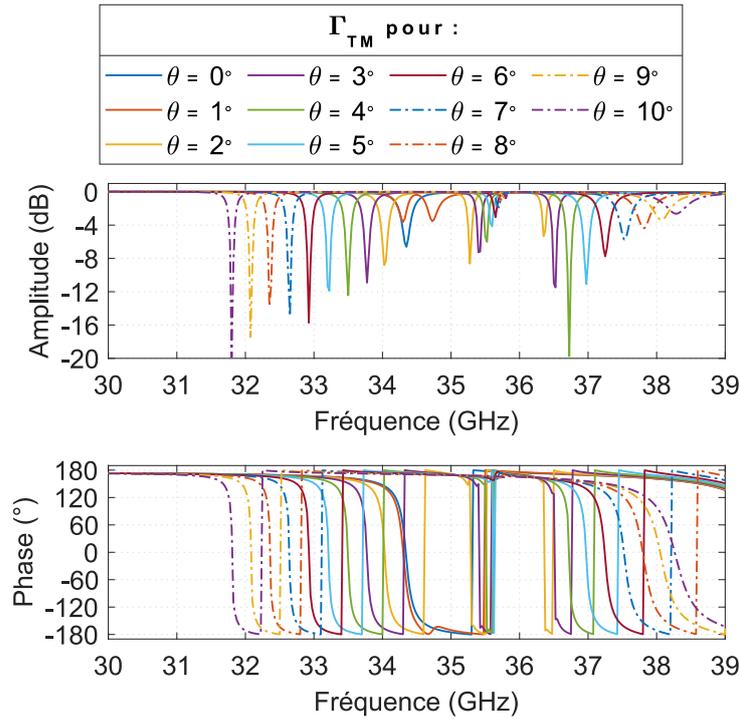


FIGURE 2.16 – Observation des résonances parasites aux incidences faibles $\theta_{inc} = [0^\circ - 10^\circ]$.

environ à 33 GHz. À cette fréquence, nous savons que la LW rayonne dans la direction $\theta^{LW} = -6^\circ$ (figure 2.14). D'après l'analyse présentée dans la partie précédente, on comprend que la résonance observée à 33GHz (figure 2.16) est causée par le fonctionnement LW. Pour poursuivre l'analyse, on estime par le calcul la fréquence pour laquelle la LW rayonne dans la direction $\theta^{LW} = +6^\circ$. Nous savons que la structure LW est similaire à un guide PPW. On peut donc estimer approximativement la constante de propagation du mode fondamental dans la structure guidée, on a $\beta_0 = 2\pi\sqrt{\epsilon_r}/\lambda_0$. À partir de la relation 2.4, on obtient la direction de rayonnement associée à l'harmonique d'espace $n = -1$:

$$\theta_{-1}^{max} = \arcsin\left(\frac{1}{k_0} \times \frac{2\pi\sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} - \frac{2\pi}{k_0 p}\right) \quad (2.4)$$

Inversement, on peut estimer approximativement la fréquence du mode fondamental associée à l'angle de rayonnement de la LW périodique :

$$f_{n=-1}^{LW} = \frac{c}{p(\sqrt{\epsilon_r} - \sin(\theta_{-1}))} \quad (2.5)$$

Avec un substrat de permittivité relative $\epsilon_r = 3$ et pour un angle de rayonnement dans la direction $\theta_{-1}^{LW} = +6^\circ$, on estime que la fréquence d'excitation doit être de 37,6 GHz. Cette estimation coïncide avec l'apparition de la troisième résonance du coefficient de réflexion (courbe $\theta_{inc} = 6^\circ$) à 37,25 GHz (figure 2.16). À partir de la relation 2.5, on retrouve que les résonances inférieures à 34 GHz correspondent à l'excitation d'un mode guidé qui rayonne ensuite par fonctionnement LW dans la direction $\theta < 0^\circ$. De même, on peut retrouver que les

résonances supérieures à 36 GHz correspondent à l'excitation d'un mode guidé qui rayonne par fonctionnement LW dans la direction $\theta > 0^\circ$.

En ce qui concerne le second groupe de résonances, situé entre 35 et 36 GHz, nous pouvons remarquer que la fréquence des résonances augmente lorsque l'angle de l'onde incidente augmente. Mais, à ce stade des travaux, nous ne sommes pas en mesure d'expliquer les causes de ces résonances.

On remarque aussi que l'intensité des résonances varie en fonction de l'angle d'incidence et de la fréquence. Une hypothèse probable à ce stade est que le couplage entre le mode rayonné et le mode guidé dépendent des conditions d'incidence (sans que l'on ait d'élément pour prédire ce mécanisme).

Pour le coefficient de réflexion en incidence $\theta = 1^\circ$, seules 2 résonances avec une forte atténuation apparaissent. Un phénomène de transition semble s'opérer entre le cas en incidence normale et les cas en incidences obliques.

En résumé, l'interprétation LW des résonances parasites s'applique aussi aux angles d'incidence faibles. Afin de comprendre la présence de la résonance en incidence normale, nous proposons d'étudier ce cas dans la partie suivante.

2.4.2 La résonance sous incidence normale

Dans cette partie, nous nous intéressons au cas de la résonance en incidence normale (figure 2.17). Lorsque la cellule Phœnix est illuminée par une onde plane en polarisation TM, une résonance apparaît sur l'amplitude du coefficient de réflexion TM à la fréquence de 34,35 GHz.

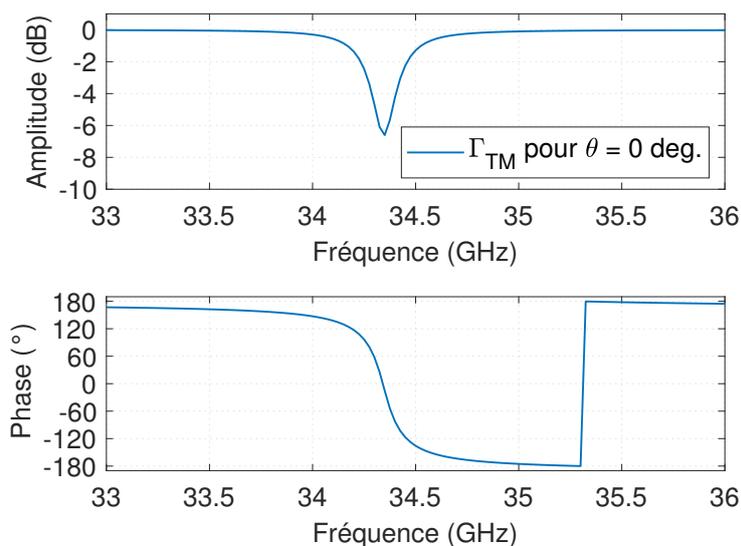


FIGURE 2.17 – Observation de la résonance parasite pour une onde plane en incidence $\theta = 0^\circ$.

Analysons les vecteurs du champ E au niveau de la cellule et dans le substrat à la fréquence de 34,35 GHz (figure 2.18). En polarisation TM, le vecteur de champ E est parallèle à la cellule

Phoenix. Une partie du champ s'introduit par les fentes dans la cellule. On remarque que le champ créé dans le substrat, entre la cellule et le plan de masse, devient perpendiculaire à la cellule. Un champ perpendiculaire au réseau est caractéristique d'une résonance transverse.

Calculons la longueur d'onde dans le substrat ($\epsilon_r = 3$) à la fréquence de résonance de 34,35 GHz.

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.6)$$

La longueur d'onde calculée dans la diélectrique à 34,35 GHz est égale à 5,04 mm, soit approximativement la dimension de la période m égale à 4,9 mm. La résonance apparaît en incidence normale quand la taille de la maille vaut une longueur d'onde dans le substrat.

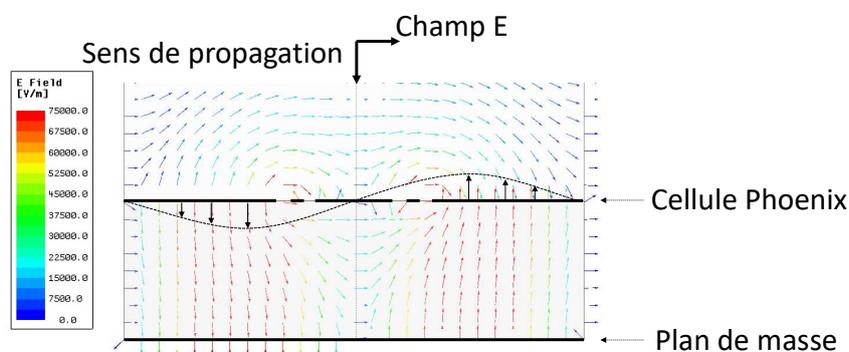


FIGURE 2.18 – Vecteur du champ électrique pour une onde plane en incidence normale ($\theta = 0^\circ$).

Ce type de structure peut donc être problématique en incidence normale, mais compte tenu des dimensions de maille choisie dans la réalité, la résonance ne devrait pas se produire.

Par ailleurs, maintenant que nous connaissons l'origine des résonances, nous pouvons faire en sorte d'éviter qu'elle apparaisse. C'est pourquoi dans la partie suivante, nous proposons une règle de conception permettant d'éviter les résonances du type LW.

2.5 Règle de conception

En se basant sur les résultats obtenus à partir des travaux sur les résonances parasites, on propose d'en déduire une règle de conception simple dans l'objectif d'éviter l'apparition de ces résonances. Cette règle permettra de définir la longueur de la maille maximale en fonction de la permittivité du substrat choisie.

Nous avons mesuré en simulation que la constante de propagation du mode fondamental β_0 dans la structure LW (figure 2.12a) est similaire à la constante de propagation d'une structure guide d'onde à plaque parallèle (figure 2.12b).

Cette corrélation permet d'écrire l'approximation suivante :

$$\beta_0 = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.7)$$

avec k_0 le nombre d'onde égal à $2\pi/\lambda_0$ et λ_0 la longueur d'onde.

Ce qui permet d'exprimer les constantes de propagations des harmoniques supérieurs comme :

$$\beta_n = k_0 \sqrt{\epsilon_r} + \frac{2\pi n}{p} \quad (2.8)$$

On notera que cette approximation entre la constante de propagation et le nombre d'onde a été vérifiée en simulation pour la cellule inductive. Tant que le mode de propagation dans la structure LW est un mode TEM, celle-ci reste valide.

On rappelle que les harmoniques d'espaces supérieurs rayonnent si la condition d'onde rapide est respectée :

$$-k_0 \leq \beta_n \leq k_0 \quad (2.9)$$

À partir de cette condition, on peut déduire l'ordre des modes qui se propagent dans la structure LW.

Pour $n \geq 0$, on a $\beta_n > n$ donc les modes avec des ordres positifs ne se propagent pas.

Pour l'harmonique d'espace $n = -1$, on a :

$$-k_0 \leq k_0 \sqrt{\epsilon_r} - \frac{2\pi}{p} \leq k_0 \quad (2.10)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_0}(1 + \sqrt{\epsilon_r}) \geq \frac{2\pi}{p} \geq \frac{2\pi}{\lambda_0}(\sqrt{\epsilon_r} - 1) \quad (2.11)$$

Ce qui permet de définir les valeurs limites sur la maille p pour la propagation du mode $n = -1$:

$$\frac{\lambda_0}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \leq p \leq \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r} - 1} \quad (2.12)$$

On peut ainsi en déduire les valeurs limites de p pour qu'il n'y ait pas propagation du mode $n = -1$:

$$p > \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r} - 1} \quad (2.13)$$

ou

$$p < \frac{\lambda_0}{1 + \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.14)$$

Si la condition relation (2.14) est vérifiée, tous les modes d'indices inférieurs sont également non propagatifs.

Cette règle permet de calculer en figure 2.19, les longueurs maximales de maille autorisées

en fonction de différentes valeurs de permittivité diélectrique. Par exemple, avec le substrat ASTRA MT77, la permittivité diélectrique du matériau ϵ_r est égale à 3. On a $p < \lambda_0/2,73$ ou encore $p < 0,366\lambda_0$. À la fréquence de 29 GHz ($\lambda_0 = 10,34$ mm), la longueur de maille p doit être inférieure à 3,79 mm pour éviter la résonance parasite due à l'apparition du mécanisme LW.

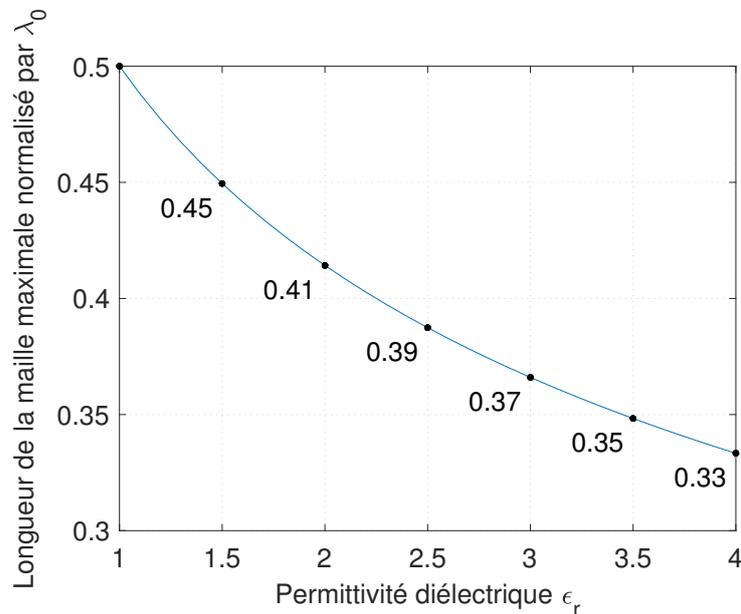


FIGURE 2.19 – Longueur de maille maximale donnée par la règle de conception.

En résumé, cette règle fixe une nouvelle contrainte sur la longueur de la maille. Cette règle est plus stricte que la condition sur la maille égale à $\lambda_0/2$ traditionnellement utilisée pour éviter les lobes de réseau.

2.6 Conclusion

Le phénomène des résonances parasites, tel qu'il est observé sur la cellule Phoenix inductive d'ordre 4, est produit par l'apparition d'une onde guidée dans le substrat qui rayonne ensuite comme une onde LW. Le phénomène se produit quand l'onde incidente excite un harmonique d'espace de la structure LW.

Au final, dans la réalité, toutes les résonances identifiées ne devront pas être problématiques.

- Le cas de la résonance sous incidence normale ne devrait en pratique jamais se rencontrer (si on limite la taille de la maille).
- Pour l'incidence oblique, on peut théoriquement estimer la limite en incidence pour une fréquence donnée (la fréquence maximale sera le cas le plus critique) et un substrat donné (en faisant l'hypothèse d'un mode TEM) en lien avec la taille de la maille.

Afin d'éviter l'apparition de ces résonances parasites, une règle de conception a ainsi été déduite de cette étude. Elle fixe une nouvelle contrainte sur la longueur de la maille, plus stricte que la

condition sur la maille égale à $\lambda_0/2$, traditionnellement utilisée pour éviter les lobes de réseau. L'étude réalisée dans ce chapitre a fait l'objet d'une publication scientifique qui a été présentée lors de la conférence EuCAP 2021.

CHAPITRE 3

Outils de modélisation et de représentation de la cellule Phoenix bibande

3.1 Introduction

Lors de la conception d'un RA, le défi majeur est de pouvoir réaliser des gammes de phases de 360° aux fréquences de fonctionnement. Pour les RA bifréquences, la difficulté est d'obtenir ces gammes de phases complètes à deux fréquences souvent éloignées. Le premier objectif de ce chapitre est d'évaluer les capacités de la cellule Phoenix pour pouvoir contrôler la phase à deux fréquences. L'analyse du fonctionnement de la CP sous une perspective bifréquence a notamment pour but d'identifier le nombre de degrés de liberté nécessaires sur la géométrie pour obtenir ces gammes de phases complètes.

Comme expliqué dans le chapitre 1, la synthèse d'un RA consiste à placer judicieusement des motifs géométriques sur un panneau réflecteur, afin de produire les phases réfléchies correspondant à la loi de phase souhaitée. Pour réaliser cette synthèse, il est préférable de connaître en amont les caractéristiques des éléments en réflexion. Pour ce faire, il existe plusieurs stratégies. L'une d'elles consiste à définir des lois de variations sur les paramètres géométriques. Ainsi il est possible d'associer une valeur d'un paramètre géométrique à une valeur de phase réfléchi par exemple. Cette technique est très largement utilisée pour des éléments avec peu de paramètres géométriques. Cependant, elle devient complexe à mettre en oeuvre lorsque le nombre de paramètres géométriques augmente.

Une autre stratégie consiste à caractériser, avec un outil de simulation EM par exemple, un grand nombre de géométries avec plusieurs paramètres afin de construire une base de données dans laquelle on peut venir sélectionner les cellules lors de la synthèse. Cette approche nécessite de calculer des bases de données coûteuses en temps de calcul, mais nous verrons que dans le cadre de cette thèse nous sommes contraints d'utiliser cette stratégie. L'objectif est de trouver une méthode pour limiter ce temps de calcul et obtenir des bases de données de CP fiables

relativement rapidement.

Il existe différentes approches pour caractériser les coefficients de réflexion des éléments pour construire une base de données.

Les logiciels de simulation électromagnétique, tels que Ansys HFSS ou CST Studio, sont aujourd'hui considérés comme des outils fiables pour caractériser avec précision les coefficients de réflexion des éléments. L'avantage de ces logiciels est leur capacité à pouvoir modéliser et caractériser tous types de structures (d'un simple patch sur un substrat monocouche à des formes géométriques plus complexes en 3 dimensions). À titre indicatif, on notera que la simulation de coefficients de réflexion à deux fréquences de plusieurs milliers de cellules Phoenix peut durer de quelques jours à plusieurs semaines. Bien que les performances de calcul des ordinateurs augmentent progressivement, le temps de simulation des logiciels de simulation EM n'est donc pas négligeable.

Une autre approche consiste à utiliser des modèles analytiques. Ils présentent de réels avantages en termes de rapidité de temps de calcul vis-à-vis des logiciels de simulation électromagnétique. Il existe aujourd'hui des modèles analytiques fiables pour estimer les coefficients de réflexion de structure relativement simple (patch, anneau, grille). Ces modèles obtiennent de très bons accords avec les logiciels de simulation pour un temps de calcul très court (quelques secondes pour plusieurs milliers de cellules). En revanche, ils sont complexes à développer et difficiles à généraliser à des formes quelconques. De tels outils nécessitent, parfois plusieurs années de travail avant d'obtenir un bon accord avec les logiciels de simulation EM. En dépit de cette complexité, nous nous intéressons quand même à cette stratégie. En effet, la cellule Phoenix est étudiée depuis plusieurs années dans le laboratoire et son comportement général est bien connu [4], [5]. Ces connaissances permettent ainsi de développer un modèle analytique basé sur une approche circuit équivalent de la cellule Phoenix. La seconde partie de ce chapitre présente ce modèle analytique et les étapes de validation réalisées pour s'assurer de la fiabilité du modèle.

Enfin, une réflexion est menée sur le nombre de points de fréquence que doit contenir la base de données pour pouvoir réaliser une synthèse bifréquence fonctionnant sur des bandes de fréquence étroites. Cette question est étudiée dans la dernière partie de ce chapitre.

Finalement, les objectifs de ce chapitre sont multiples. Il regroupe différentes études qui nous ont permis d'améliorer notre compréhension du fonctionnement de la CP. Il présente aussi les différents outils mis en place pour construire une méthodologie de synthèse bifréquence.

Dans un premier temps, nous commençons par une phase d'analyse du fonctionnement de la cellule Phoenix dans un contexte bifréquence. Cette partie se concentre sur le comportement de la cellule Phoenix inductive d'ordre 4. L'objectif est d'identifier le nombre de degrés de liberté nécessaires dans la géométrie de la CP pour réaliser un RA bifréquence.

Dans un deuxième temps, nous présentons un modèle analytique de la cellule Phoenix pour le calcul rapide de base de données. Cet outil permet de caractériser la phase réfléchie d'un grand nombre de géométries, afin d'estimer rapidement les gammes de phases réalisables aux

deux fréquences. Les performances du modèle sont comparées à des résultats de simulation électromagnétique fiable.

Enfin dans une troisième et dernière partie, nous nous intéressons aux propriétés générales des cellules dans une base de données. L'objectif de cette partie est d'identifier les figures de mérite pertinentes à stocker dans la base de données pour construire une méthodologie de synthèse d'un RA bifréquence.

3.2 Analyse préliminaire des potentialités de la cellule Phoenix en fonctionnement bifréquence

Commençons par étudier les capacités bifréquences de la cellule Phoenix. Cette étude présente le comportement de la cellule Phoenix à deux fréquences distinctes quand ses paramètres géométriques varient.

3.2.1 Comportement bifréquence de la cellule Phoenix inductive d'ordre 4

Concentrons nous sur le motif de la cellule Phoenix inductive d'ordre 4, introduit dans [2]. Il est particulièrement intéressant car il permet de produire deux fréquences de résonance. Dans cette partie, nous nous intéresserons à ce motif Phoenix d'ordre 4 pour montrer que ses deux fréquences de résonance peuvent être exploitées pour contrôler les phases à deux fréquences différentes.

La géométrie initiale de la cellule (figure 3.1) est composée de deux ouvertures annulaires concentriques. Cette structure se comporte comme deux résonateurs et par conséquent possède deux fréquences de résonance (figure 1.17). La première résonance (la plus basse en fréquence) est associée à la résonance de la fente extérieure. Cette fréquence de résonance est principalement contrôlée par les dimensions géométriques c_1 et c_2 . De la même manière, la fréquence de résonance, la plus haute en fréquence est principalement contrôlée par la fente intérieure avec les dimensions géométriques c_3 et c_4 . Grâce à ce fonctionnement, il est possible de contrôler les deux fréquences de résonance du motif.

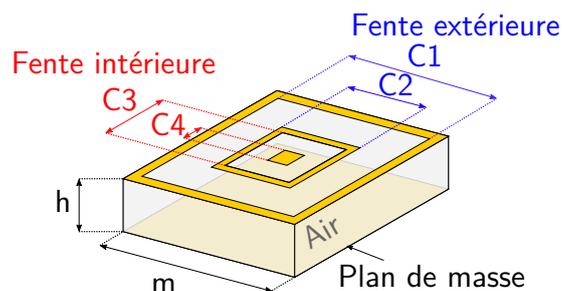


FIGURE 3.1 – Géométrie de la cellule Phoenix inductive d'ordre 4.

Afin d'explorer plus en détail les potentialités bifréquence de la cellule Phoenix, nous considérons une configuration particulière fonctionnant aux fréquences de 9,5 GHz et 16,5 GHz. La configuration géométrique est la même que celle décrite dans [2]. La maille périodique choisie m est égale à 12 mm (soit $0,66\lambda_0$ à 16,5 GHz) et la cellule métallique est séparée du plan de masse par une couche d'air de hauteur 6 mm.

Dans cette section, toutes les simulations électromagnétiques sont réalisées avec HFSS, en considérant une illumination de la cellule en incidence normale et en appliquant aux limites de la cellule des conditions d'infinie périodicité. Les quatre paramètres géométriques, représentés sur la figure 3.1, sont étudiés successivement. Pour toutes les configurations, nous avons fixé arbitrairement la largeur minimum de l'anneau métallique ($c_2 - c_3$) à 0,6 mm et les paramètres varient avec un pas géométrique constant de 0,4 mm.

Comme nous pouvions le prévoir, on observe sur la figure 3.2a que la variation de c_1 modifie principalement la première fréquence de résonance. Le périmètre moyen de la fente extérieure décroît (du rouge foncé au rouge clair) quand c_1 est réduit, ce qui a pour conséquence d'augmenter la première fréquence de résonance. On constate aussi que lorsque le paramètre c_1 varie, la seconde fréquence de résonance reste quasiment constante. Avec les paramètres choisis pour cet exemple, la gamme de phases couverte à la fréquence de 9,5 GHz est seulement de 108° (de 40° à 148°).

De la même manière, la figure 3.2b montre que le paramètre c_2 modifie principalement la première fréquence de résonance. Le périmètre moyen de la fente extérieure grandit quand la dimension de c_2 diminue, ce qui a pour effet de diminuer la première fréquence de résonance. De plus, lorsque c_2 varie, la seconde fréquence de résonance reste quasiment invariante.

Si on s'intéresse maintenant aux figure 3.2c et figure 3.2d, on constate que les variations de c_3 et c_4 agissent principalement sur la seconde fréquence de résonance. Le périmètre moyen de la fente intérieure diminue (respectivement augmente) quand c_3 décroît (c_4 grandit), ce qui a pour effet d'augmenter (diminuer) la fréquence de résonance. On notera que lorsque les paramètres c_3 et c_4 varient, la première fréquence de résonance reste stable.

Ces premiers résultats donnent une bonne idée de la relation qui existe entre les quatre paramètres géométriques du motif Phoenix d'ordre 4. Dans la partie suivante, on propose d'observer le comportement des cellules étudiées avec une nouvelle représentation graphique des phases réfléchies, plus adaptée à une analyse bifréquence.

3.2.2 Représentation des cellules dans une cartographie bifréquence

Afin d'évaluer la capacité de la cellule Phoenix à couvrir des gammes de phases aux deux fréquences (9,5 GHz et 16,5 GHz), on représente dans une cartographie (figure 3.3) les couples de phases réfléchies à la fréquence basse, en abscisse, et à la fréquence haute, en ordonnée, pour les différentes valeurs de c_1 , c_2 , c_3 et c_4 . Chaque géométrie de cellule est représentée par un point rouge, allant du plus clair au plus foncé quand la dimension grandit. Pour pouvoir

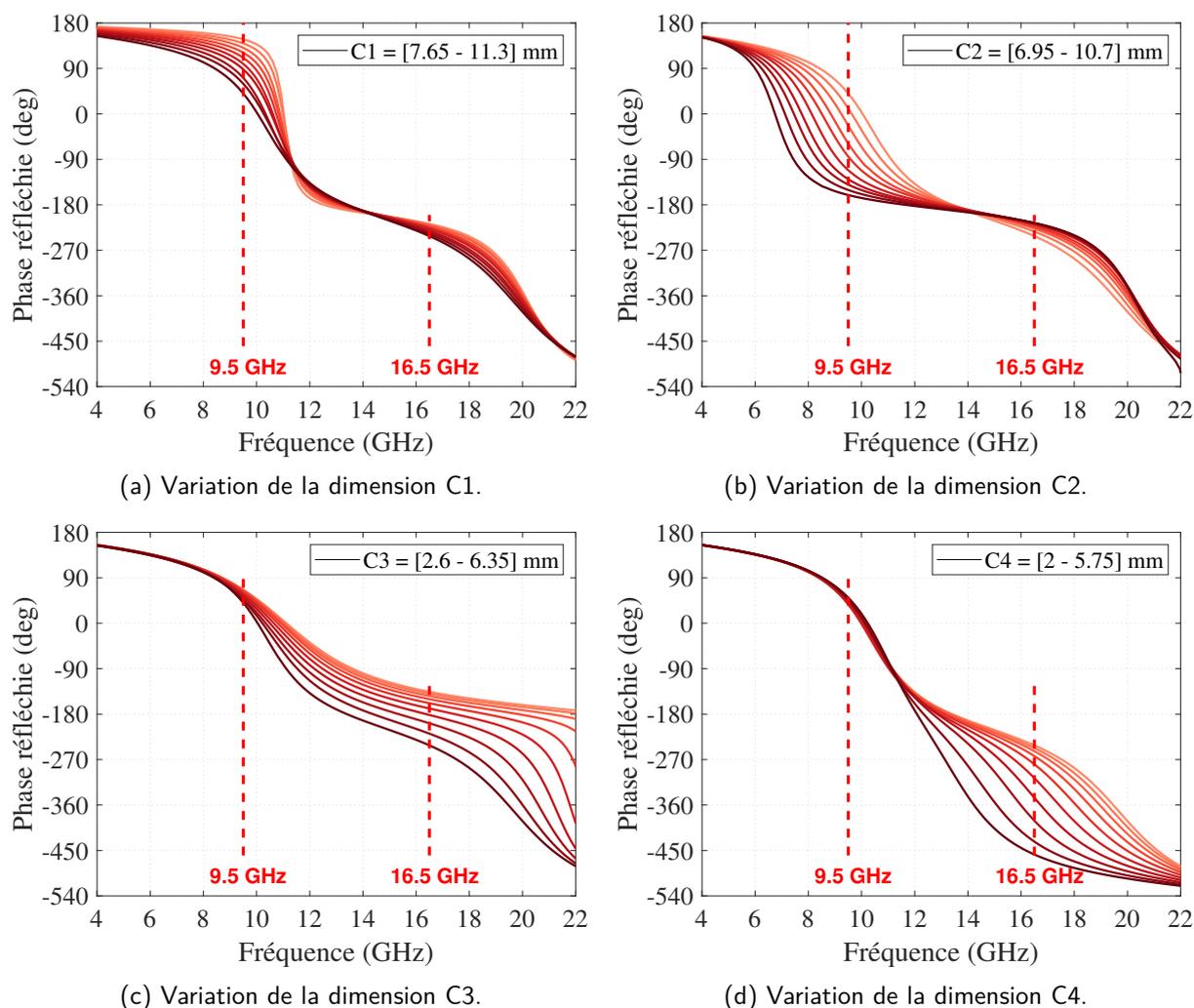


FIGURE 3.2 – Variation des dimensions c_1 , c_2 , c_3 et c_4 du motif Phoenix d'ordre 4. Les dimensions nominales sont $m = 12$, $h = 6$, $c_1 = 11,3$, $c_2 = 6,95$, $c_3 = 6,35$, $c_4 = 2$ (mm). L'évolution croissante des dimensions est représentée par le dégradé de couleur, du rouge clair au rouge foncé.

évaluer la couverture de la gamme de phases de 360° à chacune des fréquences, nous avons choisi de représenter les phases repliées entre -180° et $+180^\circ$.

On retrouve le comportement en phase identifié précédemment. Les variations des paramètres c_1 et c_2 modifient la phase à la fréquence basse (déplacement quasiment horizontal) et les variations des paramètres c_3 et c_4 agissent sur la phase à la fréquence haute (déplacement quasiment vertical). À partir de ces géométries, on peut voir que la distribution des points sur l'axe horizontal et vertical n'est pas uniforme, cela résulte directement de l'évolution non linéaire de la phase quand les paramètres géométriques varient.

Cette première étude du comportement de la cellule Phoenix inductive d'ordre 4 montre qu'il est possible de contrôler presque indépendamment la phase réfléchie à la fréquence basse et à la fréquence haute, en limitant le nombre de degrés de liberté sur la géométrie à seulement quatre paramètres variables.

Dans cette partie, on peut observer que les évolutions de la phase aux deux fréquences

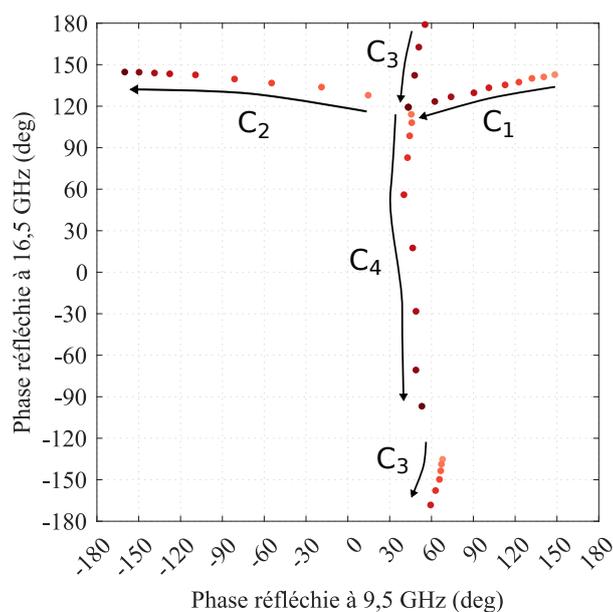


FIGURE 3.3 – Représentation des phases réfléchies dans une cartographie bifréquence.

choisies (9,5 GHz et 16,5 GHz) sont fortement corrélées à des variations de paramètre géométrique. De ce fait, il pourrait être possible de définir des lois de variations sur les paramètres pour approximer certaines valeurs de phases réfléchies. Cette mise en oeuvre peut tout de même être complexe, car les paramètres géométriques ne sont pas complètement indépendants. Dans cette première partie, il est important de noter deux points. Le premier, la longueur de la maille ici fixée à 12 mm est égale à $0,66\lambda_0$ à la fréquence haute (16,5 GHz). La condition de non-apparition des lobes de réseaux la plus stricte ($\lambda_0/2$) n'est donc pas respectée. Le risque d'apparition de résonance parasite due à un phénomène à onde de fuite est aussi important. Ensuite, le second point concerne l'écart entre les deux fréquences. Il correspond à un ratio f_h/f_b égal à 1,73. Or les fréquences (9,5 GHz et 16,5 GHz) ont été choisies en début de thèse arbitrairement, mais ne correspondent pas à une application spécifique dans le secteur des communications spatiales.

De ce fait, dans la suite de ce manuscrit, les fréquences de fonctionnement sont modifiées pour répondre à un besoin applicatif plus précis avec des fréquences de fonctionnement utilisées pour les communications spatiales. La fréquence basse de fonctionnement est définie à 19 et la fréquence haute à 29 GHz. Ces fréquences se situent respectivement dans les bandes descendantes / montantes en bande K/Ka. L'éloignement entre les deux fréquences correspond à un ratio de 1,5, il est plus faible. Nous verrons dans la suite de ce manuscrit que l'évolution des phases réfléchies n'est plus aussi simple et que les différents paramètres géométriques n'agissent plus de façon aussi indépendante. C'est pourquoi, nous sommes contraints de construire des bases de données en caractérisant un grand nombre de géométries de cellules avec différentes combinaisons des paramètres géométriques c_1 , c_2 , c_3 et c_4 .

La stratégie employée permettant de construire des bases de données relativement rapidement est détaillée dans la suite de ce chapitre.

3.3 Production de bases de données

La production de base de données permet de rendre le processus de synthèse efficace et rapide pour la génération de nombreux RA. En effet, les coefficients de réflexion de la cellule déphaseuse sont simulés une fois pour toutes à différentes géométries, angles d'incidence et fréquences, puis sont stockés dans une base de données.

Avec les logiciels de simulation électromagnétique actuels (Ansys HFSS, CST Studio), le temps de calcul de ces bases de données ne peut pas être négligé dans le temps de conception d'un RA. En fonction de l'échantillonnage des paramètres géométriques des cellules dans la base de données, le temps de calcul peut varier de quelques heures à plusieurs semaines. Il faut noter que tout changement du motif de la cellule, de la hauteur du substrat, de la longueur de la maille ou encore de la bande de fréquences nécessite la génération d'une nouvelle base de données.

Afin de réaliser des analyses rapides lors de la sélection des paramètres communs à toutes les cellules, un modèle analytique pour le pré-dimensionnement a été développé. Cet outil décrit le comportement des cellules Phoenix à partir de la réponse d'un circuit électrique passif (capacité, inductance) que l'on appelle circuit équivalent. Ce modèle est présenté dans cette section et les étapes de validation sont détaillées en comparant les résultats du circuit équivalent à ceux obtenus avec une simulation électromagnétique fiable.

3.3.1 Production de bases de données par circuit équivalent

3.3.1.1 Description du Circuit Equivalent de la cellule Phoenix

Ce circuit équivalent (CE) a été développé dans le but d'introduire une description généralisée du modèle de la cellule Phoenix. Il a fait l'objet d'une publication dans un journal présentant son fonctionnement en détail [75].

Ce modèle analytique s'appuie sur différents travaux effectués au sein du laboratoire [2], [4]. Les différentes études sur la cellule Phoenix ont notamment permis de développer une bonne compréhension de leur comportement électrique. Ces précédents travaux ont été repris par Andrea Guarriello au cours de sa thèse (soutenue en 2021) et ont ainsi permis de formuler une base pour concevoir un modèle analytique généralisé de la cellule Phoenix.

D'un point de vue géométrique (figure 3.4), les cellules Phoenix sont composées de patches, d'anneaux métalliques, de trous et de fentes. Le principe général du modèle est donc de modéliser les zones métalliques, parallèles au champ électrique, à des bobines associées aux flux des charges circulant sur les lignes de métal. Les trous et les fentes sont modélisés par des condensateurs qui représentent l'accumulation de charges entre deux zones métalliques orthogonalement au champ électrique. Sur la figure 3.4, les éléments localisés (capacités et inductances) associés à la géométrie sont issus de la réponse de la cellule à une onde polarisée selon x (champ électrique parallèle à x). La difficulté est de trouver une méthode pour calculer

les valeurs des bobines et des condensateurs en fonction des dimensions géométriques de cellules.

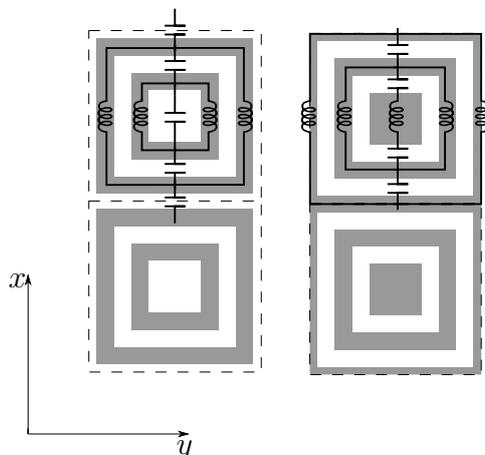


FIGURE 3.4 – Représentation de la cellule Phoenix d'ordre 4 et des éléments localisés associés. Deux cellules capacitives consécutives sont représentées à gauche et deux cellules inductives consécutives sont représentées à droite.

L'approche intuitive présentée ici permet de décrire le comportement en phase des cellules Phoenix à l'ordre N et pour les deux natures d'élément : capacitive et inductive. Ce modèle peut ainsi être vu comme une extension de modèles présents dans la littérature pour des motifs de cellule Phoenix d'ordre faible (cellules Phoenix capacitive et inductive d'ordre 1 [76], cellules Phoenix d'ordre 3 et 4 [77], [78]).

L'interprétation physique générale permet de construire le circuit équivalent pour une cellule d'ordre N . Pour illustrer cela, on considère une cellule capacitive d'ordre N impair (figure 3.5a) et son circuit équivalent (figure 3.5b). Sur la géométrie de la cellule, la dimension m correspond à la longueur de la maille et d_N est la dimension du plus petit élément. On suppose ici que la longueur de la maille est petite par rapport à la longueur d'onde en espace libre λ ($m \ll \lambda$).

Pour relier les paramètres géométriques (figure 3.5a) aux éléments localisés (figure 3.5b), on prend la convention suivante : X correspond à la réactance et B correspond à la susceptance. De manière plus détaillée, la susceptance capacitive B_1 est associée à l'accumulation de charge au bord des métallisations de la longueur c_1 de deux cellules consécutives (figure 3.4). La réactance inductive $X_{1,2}$ est apparentée au flux de charges des chemins métalliques symétriques verticaux définis par les longueurs c_1 et c_2 . Elle permet de prendre en compte la connexion en parallèle des deux inductances symétriques. Le modèle est dit « général » car toutes les réactances et susceptances du circuit sont ainsi décrites avec le même procédé. La cellule inductive complémentaire est quant à elle obtenue en appliquant le principe de Babinet.

En pratique, l'équation 3.1 donnée dans [79] permet de calculer l'inductance de lignes métalliques continues (figure 3.6) pour une polarisation du champ parallèle aux lignes. Cette expression permet de calculer la valeur de l'inductance X en fonction des paramètres géométriques (w et g) et de la longueur d'onde λ , où w correspond à la largeur des lignes et

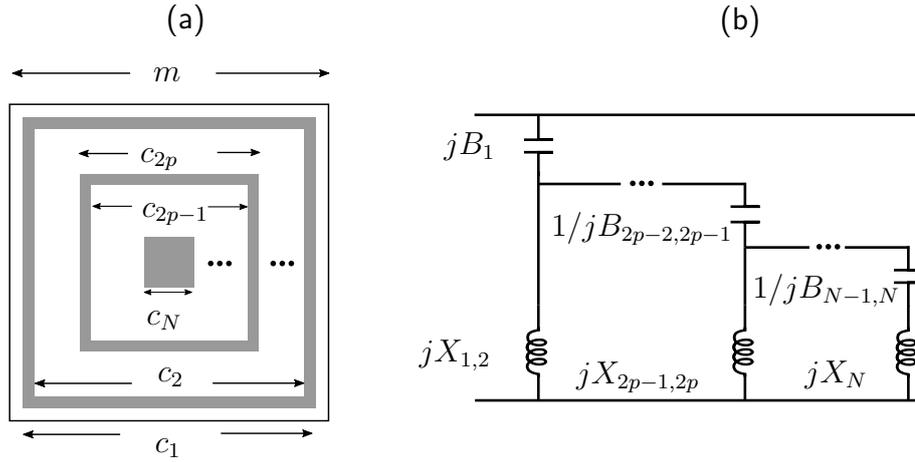


FIGURE 3.5 – Construction du modèle circuit équivalent de la cellule Phoenix à l'ordre N impair. (a) Géométrie de la cellule. (b) Schéma du circuit équivalent.

$g = m - w$ à l'espace entre deux lignes.

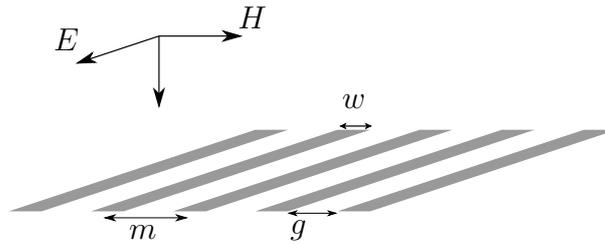


FIGURE 3.6 – Grille périodique de lignes parallèles métalliques avec une réponse inductive (lorsque le champ électrique est parallèle aux lignes).

$$\frac{X(m, w, \lambda)}{\eta_0} = f(m, w, \lambda) = \frac{m}{\lambda} \left[\ln \csc \frac{\pi w}{2m} \right], \quad (3.1)$$

avec \csc correspondant à la fonction cosécante. Dans cette équation, l'impédance de l'onde plane en espace libre η_0 en incidence normale est donnée par $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}$.

Similairement, lorsque le champ électrique est polarisé perpendiculairement aux lignes, alors la réponse est capacitive. La valeur de la capacitance B associée aux lignes peut être déduite à partir du principe de Babinet :

$$\eta_0 B(m, g, \lambda) = 4f(m, g, \lambda). \quad (3.2)$$

Pour une cellule Phoenix capacitive à l'ordre N , les expressions récurrentes décrivant la susceptance B sont de la forme suivante :

$$\eta_0 B_1 = 4f(m, m - c_1, \lambda) \frac{c_1}{m} \quad (3.3)$$

$$\eta_0 B_{2p-2,2p-1} = \frac{1}{2} 4f\left(m, \frac{c_{2p-2} - c_{2p-1}}{2}, \lambda\right) \frac{\sqrt{c_{2p-2}c_{2p-1}}}{m} \quad (3.4)$$

$$\eta_0 B_N = 4f\left(m, c_N, \lambda\right) \frac{c_N}{m} \quad (3.5)$$

et les réactances X sont données par

$$\frac{X_{2p-1,2p}}{\eta_0} = \frac{1}{2} f\left(m, \frac{c_{2p-1} - c_{2p}}{2}, \lambda\right) \frac{\sqrt{c_{2p-1}c_{2p}}}{m} \quad (3.6)$$

$$\frac{X_N}{\eta_0} = f\left(m, c_N, \lambda\right) \frac{c_N}{m}. \quad (3.7)$$

Pour déterminer les valeurs des susceptances et des réactances pour chaque géométrie de cellule, on associe les équations 3.1 et 3.2 à un facteur d'échelle (terme de droite dans les équations 3.3 à 3.7). Ce facteur d'échelle permet de déduire l'impédance de lignes finies à partir de l'impédance de lignes continues. La valeur du facteur d'échelle est estimée en calculant la moyenne géométrique entre deux dimensions consécutives de la cellule. Ce choix est issu d'une étude empirique qui est détaillée dans la section suivante.

Une fois les valeurs des éléments localisés calculées avec les équations 3.3, 3.4, 3.5, 3.6, 3.7, on peut déterminer l'impédance normalisée z_{cell} de la cellule. Pour cela, on assemble les éléments localisés en suivant le schéma du circuit équivalent (figure 3.5b). À titre d'exemple, pour une cellule Phoenix capacitive d'ordre 1, l'impédance z_{cell} est obtenue en assemblant la susceptance B_1 en série avec la réactance X_1 : $z_{cell} = \frac{1}{\eta_0} [jX_1 + 1/(jB_1)]$ où X_1 à la valeur associée à l'effet inductif du patch et B_1 à l'effet capacitif entre deux patches consécutifs et séparés par une longueur de maille m .

Enfin, dans le cas des RA la cellule Phoenix se situe à une certaine distance h au-dessus d'un plan de masse. Pour obtenir la réponse en réflexion de la cellule, on modélise (figure 3.7) une onde traversant une impédance localisée z_{cell} et se propageant dans une ligne de transmission, pour représenter la distance séparant la cellule du plan de masse par une onde. Cette ligne de transmission est ensuite terminée par un court-circuit pour représenter le plan de masse.

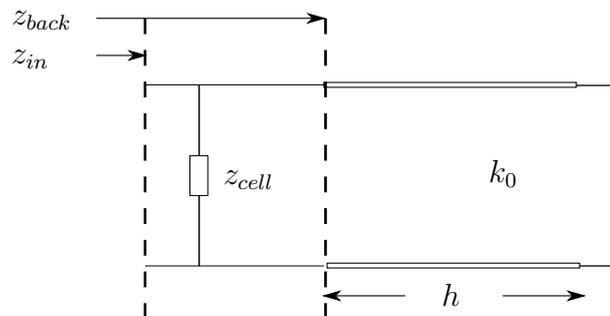


FIGURE 3.7 – Le modèle de la ligne de transmission pour la cellule Phoenix séparé du plan de masse par de l'air.

L'impédance d'entrée de la ligne de transmission z_{in} est dérivée de la connexion parallèle de l'impédance de la cellule z_{cell} et de l'impédance de la ligne de transmission court-circuitée $z_{back} = j \tan k_0 h$, où k_0 est le nombre d'onde en espace libre et h la hauteur de la couche d'air. L'impédance d'entrée s'écrit alors :

$$z_{in}^{-1} = z_{cell}^{-1} + z_{back}^{-1} \quad (3.8)$$

d'où l'on peut déduire le coefficient de réflexion R :

$$R = \frac{z_{in} - 1}{z_{in} + 1}. \quad (3.9)$$

On notera que le modèle utilisé est constitué d'élément purement réactif. Par conséquent, l'amplitude du coefficient de réflexion est supposée être toujours égale à 0 dB. On considère que cette hypothèse est vraie tant que l'on évite les résonances abruptes, ce qui est généralement le cas pour les réseaux réflecteurs. Ce modèle permet donc de calculer uniquement les variations en phase du coefficient de réflexion.

En résumé, cette partie présente le modèle analytique développé en collaboration avec Andrea Guarriello. Ma contribution personnelle au développement de ce modèle analytique est présentée dans la suite.

3.3.1.2 Contribution personnelle au modèle circuit équivalent

Le modèle CE se base sur des équations analytiques introduites par Marcuwitz [79]. Ces équations permettent de calculer l'impédance d'un réseau de lignes métalliques continues. En appliquant un facteur d'échelle (aussi appelé terme de correction), le modèle permet d'approximer les effets capacitifs et inductifs des éléments de la géométrie de longueurs finis. Ce principe de pondération par un facteur d'échelle a été utilisé à plusieurs reprises par Langley pour le calcul de coefficient de transmission sur des motifs annulaires carrés [77], [78], [80].

Dans la littérature, le facteur d'échelle est déterminé à partir d'études empiriques qui, à notre connaissance, ne sont pas précisément détaillées. Afin de présenter clairement la construction de notre circuit équivalent, nous proposons une étude comparant différents facteurs d'échelle. L'objectif est d'identifier un facteur d'échelle simple et général, adapté au plus grand nombre de géométries de cellules Phoenix, et assurant une bonne prédiction de la phase réfléchie vis-à-vis de logiciels de simulations électromagnétiques.

Le facteur d'échelle est donc un coefficient qui vient pondérer la valeur de la réactance ou de la susceptance en fonction des dimensions géométriques de l'élément considéré (patch, anneau, fente). On choisit de calculer d'une manière simple la valeur du facteur d'échelle en appliquant une moyenne entre deux dimensions consécutives de l'élément (p et $p - 1$ selon la figure 3.5). Différentes méthodes de calcul de moyennes sont proposées : moyenne arithmétique (équation 3.10), moyenne géométrique (équation 3.11), moyenne harmonique (équation 3.12), moyenne quadratique (équation 3.13).

$$FE(m, c_{2p-2}, c_{2p-1}) = \frac{c_{2p-2} + c_{2p-1}}{2m}. \quad (3.10)$$

$$FE(m, c_{2p-2}, c_{2p-1}) = \frac{\sqrt{c_{2p-2}c_{2p-1}}}{m}. \quad (3.11)$$

$$FE(m, c_{2p-2}, c_{2p-1}) = \frac{2}{\left(\frac{1}{c_{2p-2}} + \frac{1}{c_{2p-1}}\right)m}. \quad (3.12)$$

$$FE(m, c_{2p-2}, c_{2p-1}) = \frac{\sqrt{c_{2p-2}^2 + c_{2p-1}^2}}{2m}. \quad (3.13)$$

Afin d'évaluer ces différentes méthodes, nous choisissons huit géométries de cellules Phoenix d'ordre 4 (figure 3.8) issues du cycle Phoenix [2]. Chaque cellule a un périmètre d'anneau central différent (variation des paramètres c_2 et c_3). Les dimensions sont précisées dans le tableau 3.1. La dimension de maille m est ici toujours égale à 12 mm pour être en accord avec les géométries présentées dans [2]. La cellule Phoenix est séparée du plan de masse par une couche d'air d'une hauteur h égale à 6 mm.

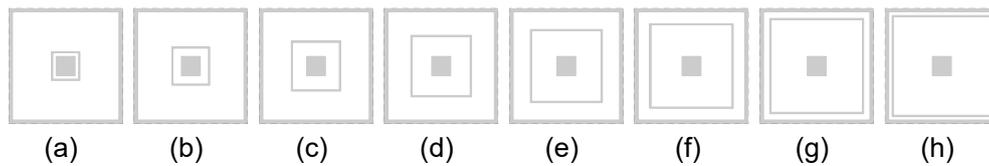
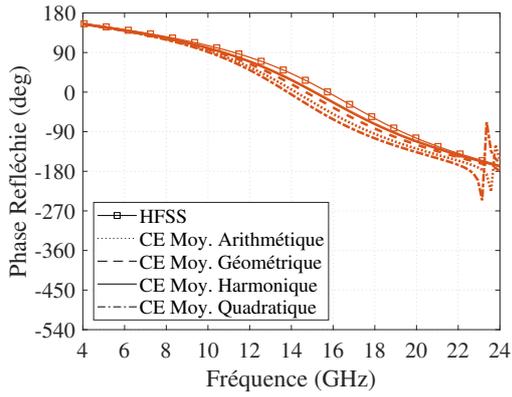


FIGURE 3.8 – Géométrie des 8 cellules Phoenix d'ordre 4 inductive

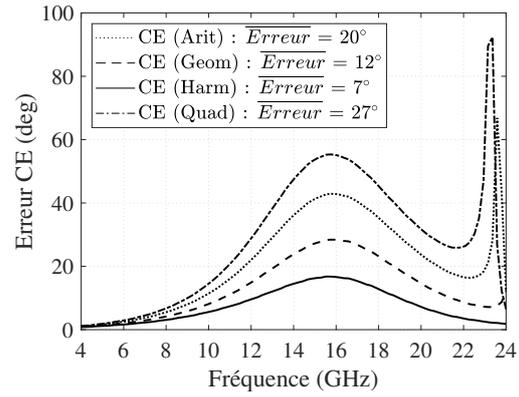
	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)
c_1 (mm)	11,3	11,3	11,3	11,3	11,3	11,3	11,3	11,3
c_2 (mm)	2,6	3,8	5	6,2	7,4	8,6	9,8	11
c_3 (mm)	2,3	3,5	4,7	5,9	7,1	8,3	9,5	10,7
c_4 (mm)	2	2	2	2	2	2	2	2

TABLEAU 3.1 – Dimensions des 8 cellules d'ordre 4 utilisées pour la validation du CE.

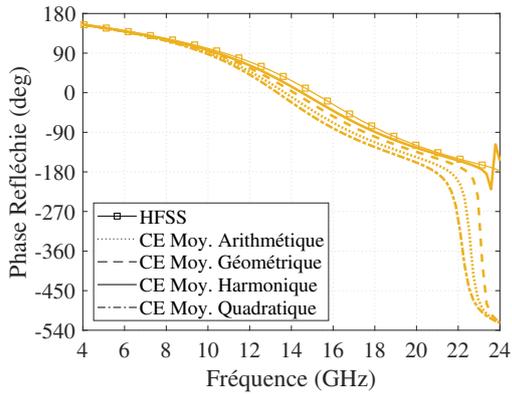
Les phases réfléchies des cellules (a) à (h) sont simulées d'une part avec un logiciel de simulation EM (HFSS) en incidence normale, et d'autre part calculées avec les différentes moyennes du CE. Les résultats obtenus pour les différentes cellules sont présentés sur la figure 3.9 en colonne de gauche. Afin d'évaluer précisément les écarts entre le modèle CE et la simulation, on calcule l'erreur produite par les différentes moyennes sur la bande de fréquence [4-24 GHz]. L'erreur sur la bande est présentée pour chacune des cellules sur la figure 3.9 (colonne de droite).



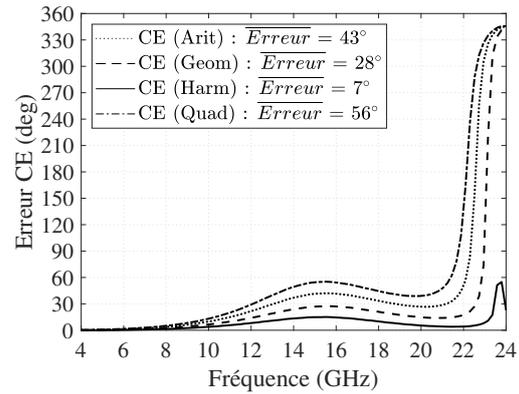
(a) Cellule (a) : Réponse en fréquence.



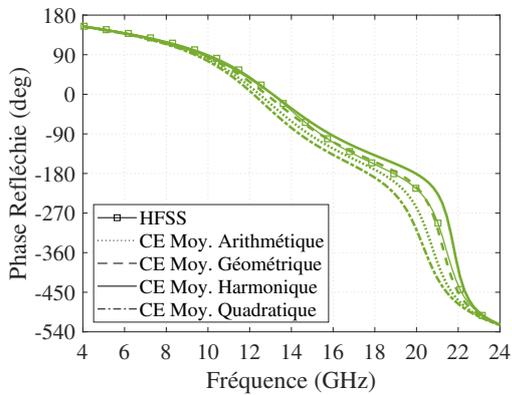
(b) Cellule (a) : Erreur absolue HFSS/CE.



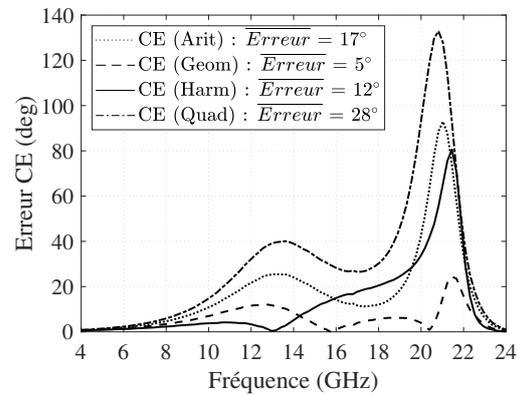
(c) Cellule (b) : Réponse en fréquence.



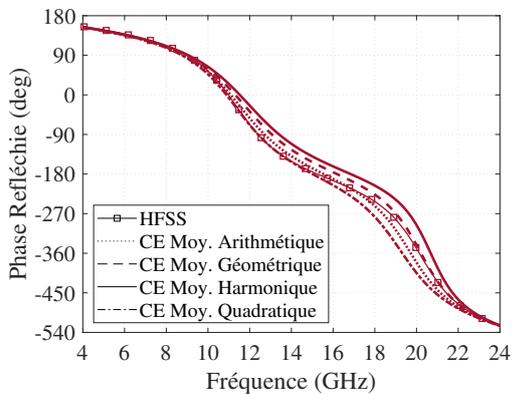
(d) Cellule (b) : Erreur absolue HFSS/CE.



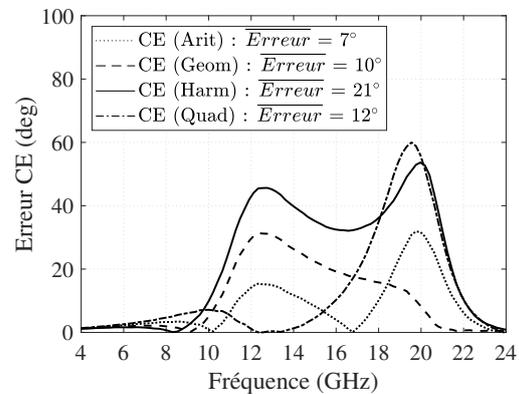
(e) Cellule (c) : Réponse en fréquence.



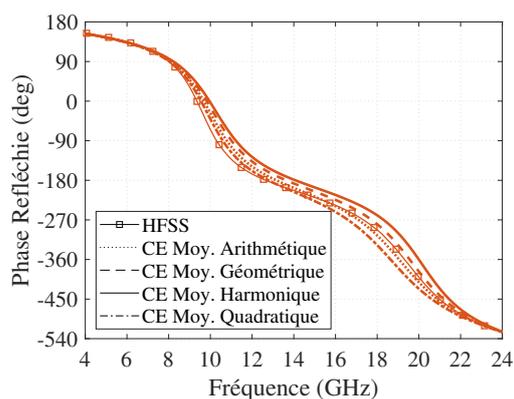
(f) Cellule (c) : Erreur absolue HFSS/CE.



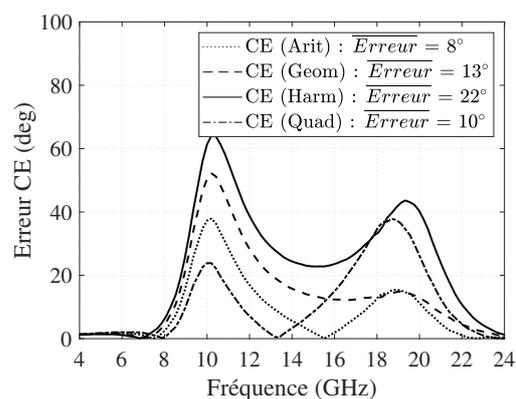
(g) Cellule (d) : Réponse en fréquence.



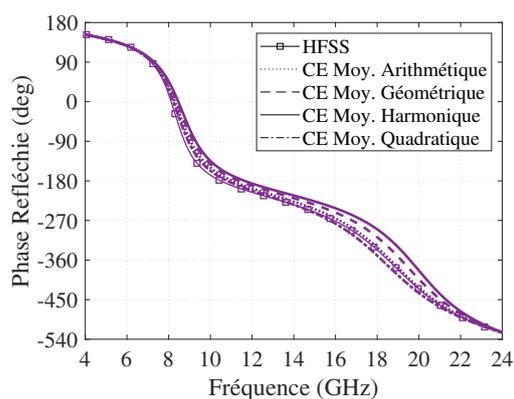
(h) Cellule (d) : Erreur absolue HFSS/CE.



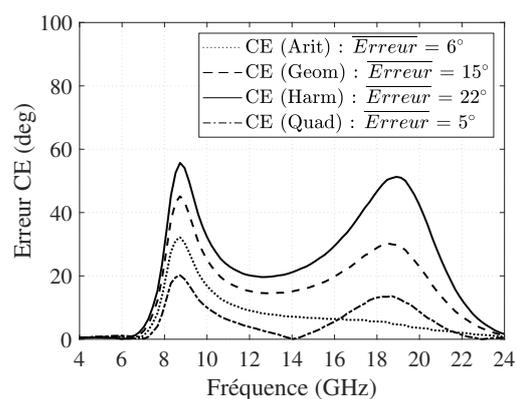
(i) Cellule (e) : Réponse en fréquence.



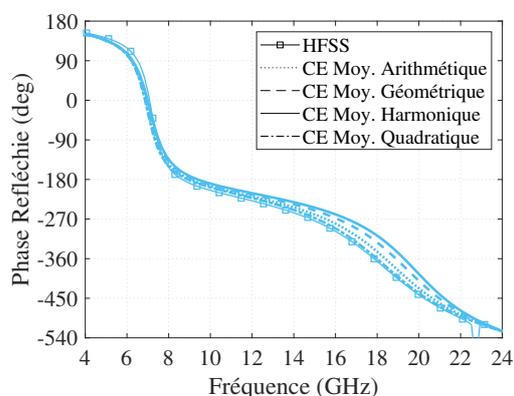
(j) Cellule (e) : Erreur absolue HFSS/CE.



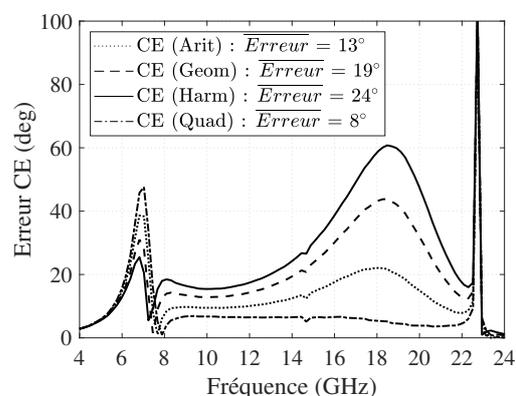
(k) Cellule (f) : Réponse en fréquence.



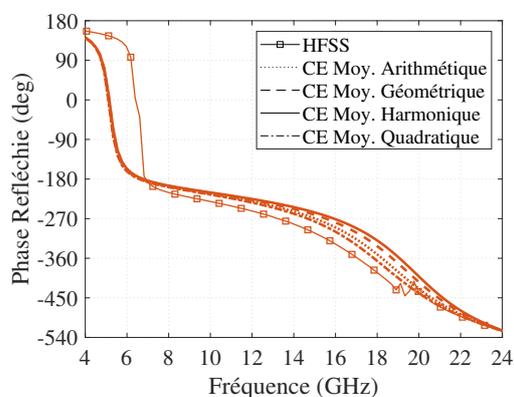
(l) Cellule (f) : Erreur absolue HFSS/CE.



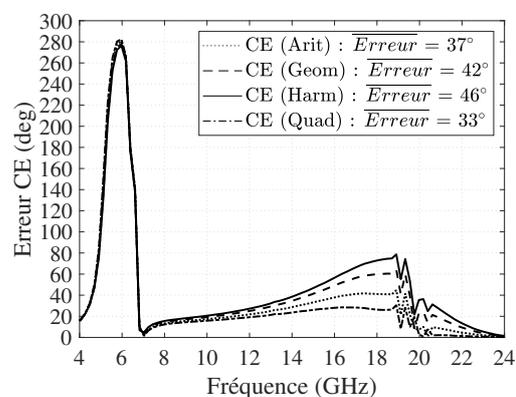
(m) Cellule (g) : Réponse en fréquence.



(n) Cellule (g) : Erreur absolue HFSS/CE.



(o) Cellule (h) : Réponse en fréquence.



(p) Cellule (h) : Erreur absolue HFSS/CE.

FIGURE 3.9 – Cellules du cycle Phoenix (a) à (h) (TABLEAU 3.1). La phase réfléchie calculée avec les différentes méthodes de facteur d'échelle est présentée, pour les 8 géométries en colonne de gauche. Les écarts avec la simulation HFSS sont présentés en colonne de droite.

L'erreur moyenne sur la bande de fréquence, notée \overline{Erreur} , varie en fonction de la géométrie considérée. On peut ainsi observer que le modèle avec la moyenne harmonique présente une erreur moyenne faible pour les cellules (a) et (b) ($\overline{Erreur} < 7^\circ$). Ces géométries ont une dimension de la fente intérieure étroite. En revanche, l'erreur moyenne est plus importante pour les cellules (g) et (h), quand la largeur de la fente extérieure diminue.

Afin de comparer les différents facteurs géométriques, une synthèse des résultats est réalisée et présentée sur la figure 3.10. Elle regroupe les erreurs de phase moyennes sur la bande [4–24] obtenue avec les différents facteurs d'échelle pour les 8 cellules (a) à (h).

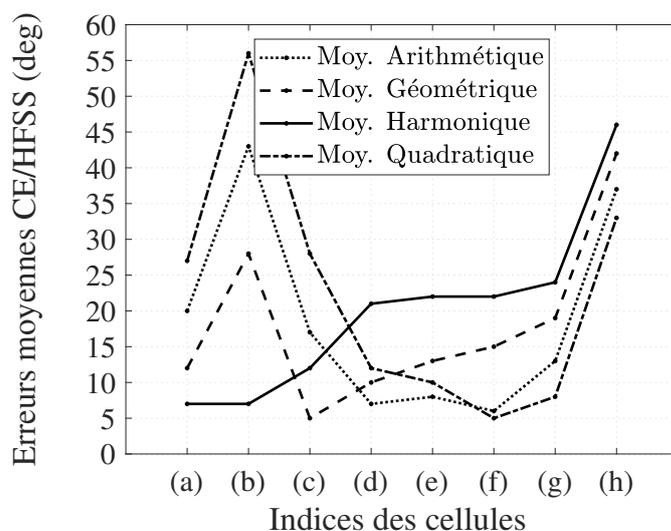


FIGURE 3.10 – Comparaison des erreurs moyennes du calcul de la phase réfléchiée sur la bande [4 – 24 GHz] entre les quatre facteurs d'échelles étudiés pour les huit géométries de cellule Phoenix TABLEAU 3.1.

Dans l'ensemble, on constate que les erreurs sont plus importantes quand l'une des deux fentes est très étroite (cellules en début et fin de cycle géométrique). On peut associer à ces fentes étroites, des niveaux de couplages élevés entre les éléments et donc plus de difficultés à modéliser précisément l'influence des discontinuités. Dans ces conditions le modèle électrique de la cellule s'éloigne du comportement réel. On notera que l'on retrouve des difficultés de caractérisation aussi avec les logiciels de simulation EM. En effet, dans les régions où les géométries sont petites et fines, le maillage numérique nécessaire pour évaluer le comportement de la cellule doit être plus fin. Le nombre d'éléments fins dans la simulation augmentent pour discrétiser la géométrie et donc le temps de simulation augmente.

Par ailleurs, ces géométries à fente étroite sont associées à des variations de phases rapides et donc à des cellules plutôt sensibles. Or dans un RA, on cherche à éviter les cellules sensibles afin d'obtenir un comportement du réseau prédictible. Les erreurs de phase pour ces géométries extrêmes ne sont donc pas problématiques pour la conception d'un RA, puisque ces cellules ne sont de toutes manières pas recommandées pour la synthèse.

Finalement, les résultats du facteur d'échelle varient beaucoup en fonction de la géométrie.

L'objectif étant de trouver un facteur d'échelle général pour toutes les cellules, nous choisissons un facteur d'échelle permettant d'obtenir une erreur de phase relativement faible pour le plus grand nombre de géométrie « moyenne » (pas trop fine).

Lorsque l'on compare les erreurs moyennes obtenues entre les 4 facteurs d'échelles, on observe que la moyenne géométrique permet d'obtenir une erreur relativement faible ($<20^\circ$) pour 6 cellules sur 8. De plus, entre les 4 facteurs d'échelle, c'est la moyenne géométrique qui permet d'obtenir les erreurs les plus faibles pour les cellules au centre du cycle, donc pour des géométries « moyennes ». C'est aussi la méthode qui permet d'obtenir l'erreur maximum la plus faible avec une erreur moyenne de 42° pour la cellule (h). Au vu de ces résultats, on sélectionne la moyenne géométrique pour le modèle analytique.

En résumé, différents facteurs d'échelle ont été évalués. Ils permettent de pondérer le calcul des valeurs d'inductance et de capacité en fonction des dimensions géométriques des cellules. Les 4 méthodes évaluées sont basées sur une approximation des dimensions des cellules à l'aide d'un calcul de moyenne. Les performances obtenues avec la moyenne géométrique permettent une bonne approximation de la phase réfléchie par rapport à des résultats de simulation EM. Le facteur d'échelle utilisant la moyenne géométrique est sélectionné pour ces bonnes performances sur le plus grand nombre de géométrie « moyenne ». Dans la partie suivante, on présente les performances du modèle analytique pour estimer la phase réfléchie sur des cycles de cellules Phoenix inductives et capacitives.

3.3.1.3 Utilisation du modèle analytique pour le calcul de cellules Phoenix d'ordre 4

Dans cette partie, on donne un aperçu plus général des performances du modèle analytique pour le calcul des phases réfléchies du cycle Phoenix [2]. On présente les phases réfléchies pour les huit cellules Phoenix qui composent le cycle défini sur la figure 3.8. On compare les résultats de simulation électromagnétique obtenus avec HFSS et ceux obtenus avec le modèle analytique validé. Les dimensions des paramètres géométriques des huit cellules du cycle sont similaires à la partie précédente. Elles sont reportées dans le tableau TABLEAU 3.1.

Les phases pour le cycle de cellule Phoenix inductif d'ordre 4 figure 3.8 est présenté sur la figure 3.11. L'évolution générale de la phase du coefficient de réflexion est globalement bien prédite sur une large bande. Un décalage des fréquences de résonance est néanmoins observé, spécifiquement pour les configurations extrêmes de cellule (a) et (h) où des fentes très fines sont impliquées.

Les résultats relatifs au cycle complémentaire capacitif sont présentés en figure 3.12. Les cellules du cycle capacitif (figure 3.12a) gardent les mêmes dimensions géométriques (TABLEAU 3.1). La prédiction des phases du coefficient de réflexion (figure 3.11) est bonne pour les cellules au centre du cycle (voire très bonne pour (c)) vis-à-vis de la simulation électromagnétique.

Pour les configurations extrêmes comme (a) et (h), la prédiction des fréquences de résonance est moins précise dans les deux cas, inductif et capacitif. On suppose que les décalages

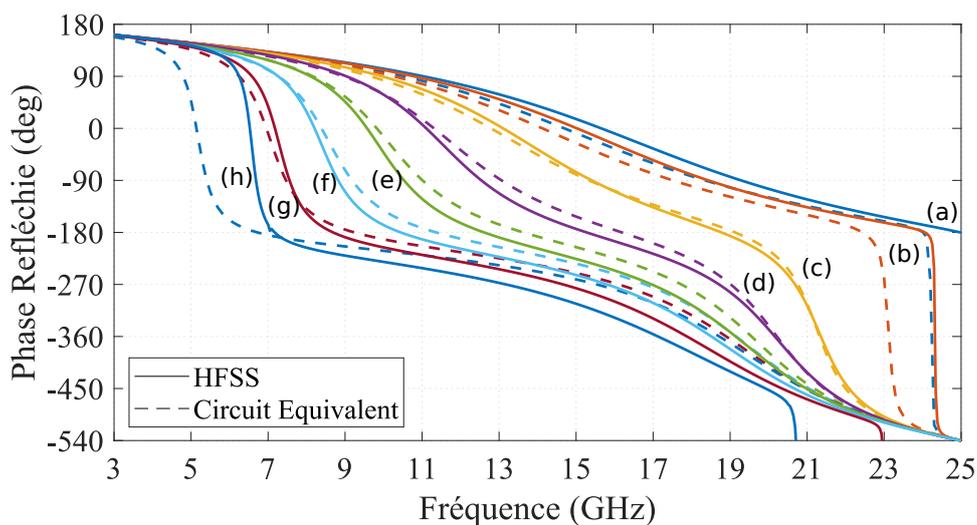
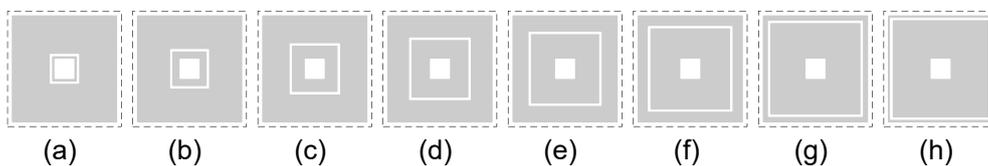
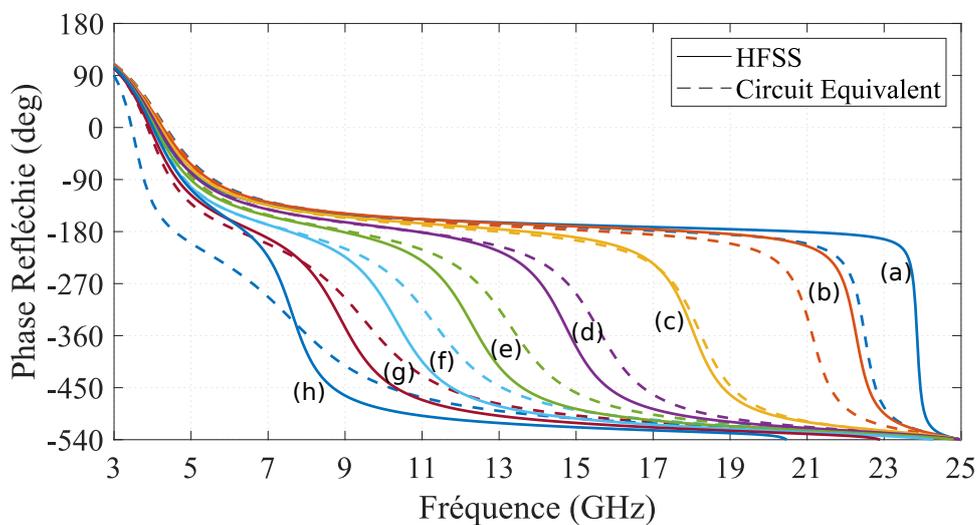


FIGURE 3.11 – Comparaison HFSS/CE des phases réfléchies des 8 cellules Phoenix inductives d'ordre 4 similaire à [2].



(a) Géométrie des 8 cellules Phoenix capacitives d'ordre 4.



(b) Phases réfléchies des 8 cellules capacitives d'ordre 4.

FIGURE 3.12 – (a) Cycle Phoenix composé de cellules capacitives d'ordre 4 (b) Comparaison HFSS/CE des phases réfléchies des cellules Phoenix.

observés sur les fréquences de résonance sont causés par des effets de couplage plus important entre les lignes métalliques longues, étroites et rapprochées.

Afin d'améliorer le modèle, les couplages entre les éléments pourraient être mieux prédits en introduisant, par exemple, une inductance mutuelle comme dans [81].

Ces résultats permettent d'évaluer les performances du modèle sur une très large bande

de fréquence. On observe que le modèle donne une bonne prédiction du comportement des cellules Phoenix autour des deux fréquences de résonance. On notera que les phases réfléchies des 16 cellules étudiées (cycle inductif et capacitif) ont été calculées quasiment instantanément avec le circuit équivalent, alors que le calcul avec HFSS a pris plusieurs minutes. Bien que des écarts soient présents par rapport à un calcul rigoureux, la rapidité de calcul qu'offre le modèle est intéressante pour des études rapides et qualitatives sur un grand nombre de géométries de cellule Phoenix. Dans la section suivante, nous proposons d'utiliser le modèle circuit équivalent pour générer une base de données complète.

3.3.1.4 Application du circuit équivalent à l'échelle d'une base de données

Dans le but d'exploiter pleinement les avantages du modèle circuit équivalent, on propose d'évaluer ses performances en générant une base de données exhaustive de cellule Phoenix d'ordre 4. En vue de l'objectif final de la thèse, qui est la réalisation d'une antenne RA bifréquence pour des applications spatiales, nous choisissons dans cette partie de réaliser l'étude aux fréquences de fonctionnement de l'antenne : 19 et 29 GHz. Afin d'obtenir une base de données exploitable aux fréquences de fonctionnement, nous fixons de nouveaux paramètres pour le réseau en optant pour une longueur de maille m égale à 4,9 mm ($0,31\lambda_0$ à 19 GHz et $0,47\lambda_0$ à 29 GHz). La hauteur h entre la cellule et le plan de masse est égale de 2 mm, soit à $0,13\lambda_0$ à 19 GHz et $0,19\lambda_0$ à 29 GHz. Les coefficients de réflexion aux deux fréquences sont calculés pour 4740 cellules Phoenix.

Les phases réfléchies à 19 GHz et 29 GHz sont simulées avec HFSS (figure 3.13a) et calculées avec le circuit équivalent (figure 3.13b). Ces cartographies sont obtenues en faisant varier tous les paramètres géométriques de la cellule (c_1, c_2, c_3, c_4) tout en évitant les recouvrements sur les métallisations i.e. $c_4 < c_3 < c_2 < c_1$. La dimension des fentes est limitée à 0,1 mm pour respecter les tolérances de fabrication et l'échantillonnage des paramètres géométriques dans la base est fixé à 0,23 mm, afin de limiter le nombre de cellules à 4740. Les cellules capacitives sont représentées en rouge et les cellules inductives en bleu.

On observe plusieurs similarités entre les deux méthodes de calcul. La densité des cellules inductives est forte à droite et en haut du graphe (en bleu). La distribution est plus uniforme pour les cellules capacitives (en rouge). On observe notamment des zones d'accumulation en haut à gauche d'une part, à droite d'autre part et sous la forme de « strie » de hauteur croissante à partir du bas. Une étude plus approfondie sera menée au chapitre suivant afin d'analyser la répartition des cellules en fonction de leur géométrie. D'une manière générale, la prédiction des phases réfléchies avec le circuit équivalent est bonne vis-à-vis de la simulation électromagnétique.

La distribution des types de cellules (capacitif et inductif) respecte les mêmes tendances avec les deux outils et les régions vides sont sensiblement identiques. La simulation électromagnétique HFSS prévoit la présence de quelques cellules inductives au centre de la cartographie (phases réfléchies proche de 0°), non prédite par le circuit équivalent. Cette différence s'ex-

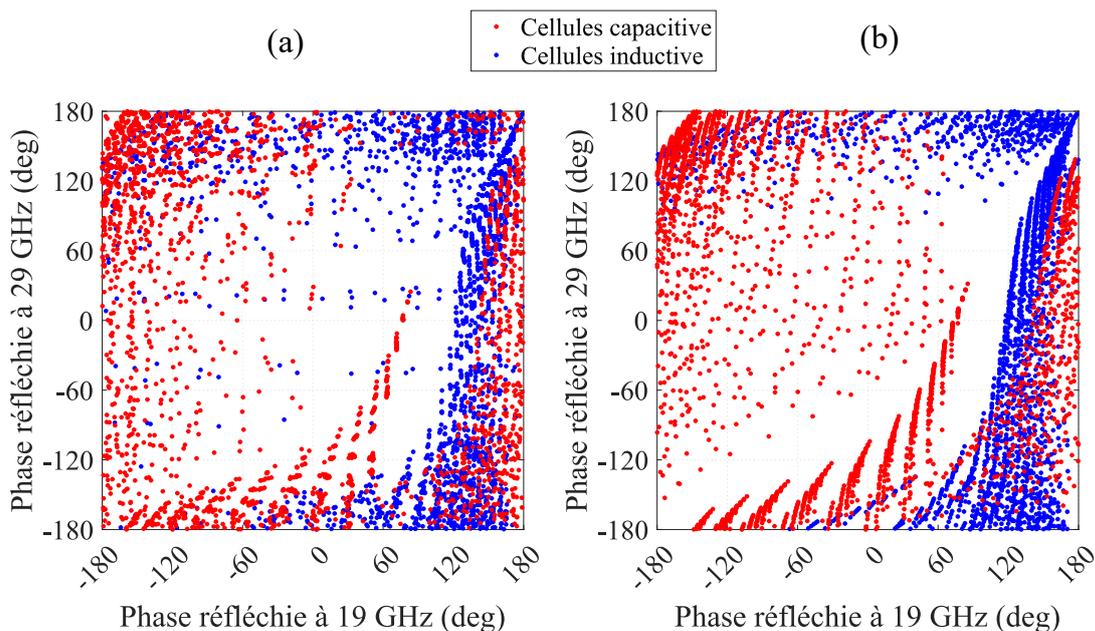


FIGURE 3.13 – Base de données composée de 4740 cellules (a) simulée avec HFSS (b) calculée avec le modèle circuit équivalent.

plique par la forte sensibilité des cellules inductives possédant des géométries fines. Les écarts sur les phases réfléchies attendus sont similaires à ceux observés dans la partie 3.3.1.3 pour les géométries extrêmes.

En termes de temps de calcul, l'outil CE prend ici tout son intérêt puisqu'il permet de calculer la base de données complète en quelques dizaines de secondes, alors que la simulation HFSS s'étend sur plusieurs heures.

À partir des cartographies bifréquences, on remarque que les géométries de cellule dans la base de données permettent de réaliser un grand nombre de couples de phases entre -180° et $+180^\circ$ aux deux fréquences. On montrera plus tard que cette distribution varie en fonction des paramètres du réseau choisis (maille et hauteur du substrat). Enfin, on peut observer qu'une grande partie des géométries de cellules capacitatives et inductives couvre des régions différentes. Les deux types de cellules produisent donc des couples de phases différents qui permettent de compléter les gammes de phases de 360° . Il existe donc une bonne complémentarité entre les cellules capacitatives et les cellules inductives pour réaliser des couples de phases hétérogènes.

En comparant les phases réfléchies obtenues pour une même géométrie de cellule, nous pouvons évaluer de manière quantitative l'écart entre les deux outils (HFSS et le modèle circuit équivalent). La figure 3.14a montre le pourcentage de cellules contenues dans la base de données en fonction de l'erreur de prédiction de la phase réfléchie à la fréquence basse $f_1 = 19$ GHz. Les histogrammes permettent de différencier les cellules capacitatives (en rouge) et les cellules inductives (en bleu). On observe que pour 80% des cellules, l'erreur de phase est inférieure à 45° , ce qui est un écart habituellement considéré comme acceptable [82].

La figure 3.14b montre la même information à la fréquence haute $f_2 = 29$ GHz. Nous pouvons noter que 60% des cellules ont une erreur inférieure à 45° . Ces résultats montrent

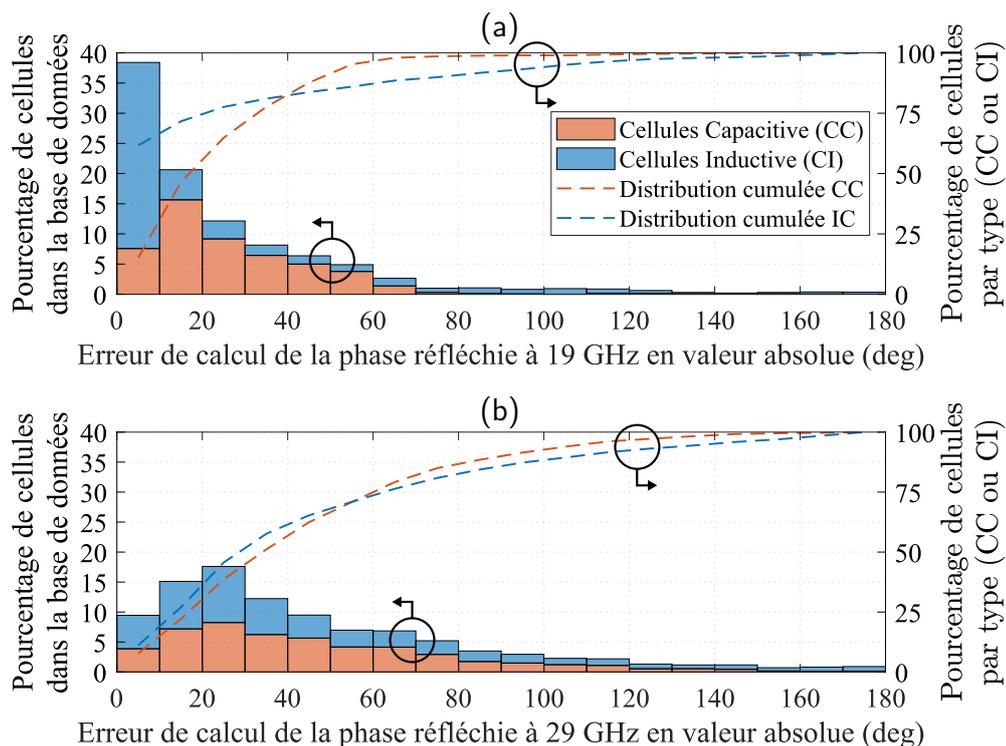


FIGURE 3.14 – Distribution de l'erreur de phase entre le modèle circuit équivalent et HFSS à (a) 19GHz et (b) 29GHz.

que le circuit équivalent donne une meilleure prédiction du comportement des cellules à 19 GHz.

Ces résultats sont cohérents avec le domaine de validité du modèle. En effet, les formules analytiques pour calculer la susceptance et la réactance des éléments localisés (équations 3.1 et 3.2) sont dérivées d'une hypothèse quasi-statique [79]. Cela signifie que les résultats du modèle sont valables sous l'hypothèse $m \ll \lambda$, où m est la dimension de la périodicité du réseau et λ la longueur d'onde en espace libre à la fréquence opérationnelle. Les formules sont donc plus précises pour les basses fréquences. Cela ne pose pas cependant pas un réel soucis dans notre cas, car le modèle est destiné à être utilisé de manière qualitative pour une caractérisation rapide d'un grand ensemble de cellules. Ces performances sont suffisantes pour être utilisées lors d'une analyse préliminaire nécessitant de calculer des bases de données composées de milliers de cellules.

On notera que pour ces simulations, nous avons utilisé intentionnellement ce modèle en dehors de son domaine d'utilisation recommandé, car à la fréquence haute (29 GHz) la longueur de la maille m est d'environ $\lambda/2$. Cela montre que malgré les conditions extrêmes d'utilisation de ce modèle, la prédiction reste globalement acceptable pour donner une idée du comportement des cellules dans une base de données.

Finalement, afin d'évaluer la sensibilité du modèle CE en fréquence, nous nous intéressons à la dispersion fréquentielle des cellules. En effet, la dispersion fréquentielle renseigne sur la

variation de la phase réfléchiée en fonction de la fréquence. Le modèle est performant s'il arrive à capturer les évolutions rapides de la phase. Dans ce sens, l'analyse de l'erreur de dispersion fréquentielle aux deux fréquences permet donc d'évaluer la sensibilité du modèle. La dispersion fréquentielle normalisée à f_i est définie de la manière suivante :

$$\left| \frac{d\phi_R}{df} \right| \times \frac{f_i}{360} \approx \left| \frac{\phi_R(f_i^+) - \phi_R(f_i^-)}{f_i^+ - f_i^-} \right| \times \frac{f_i}{360} \quad (3.14)$$

avec ϕ_R correspondant à la phase du coefficient de réflexion.

Dans nos simulations, l'écart entre les fréquences $\Delta f_i = f_i^+ - f_i^-$ est fixé à 100 MHz. On représente l'erreur de dispersion fréquentielle normalisée produite par le modèle circuit équivalent vis-à-vis de la simulation électromagnétique à 19 GHz (figure 3.15a) et à 29 GHz (figure 3.15b). On observe que globalement la précision du circuit équivalent est meilleure pour les cellules capacitatives. Dans le pire cas, le circuit équivalent permet de prédire 80% des cellules inductives avec une erreur de dispersion inférieure à 1 à la fréquence basse et 80% des cellules inductives avec une erreur inférieure à 1,3 à la fréquence haute. Le modèle reste moins précis à la fréquence haute, pour les mêmes raisons expliquées précédemment.

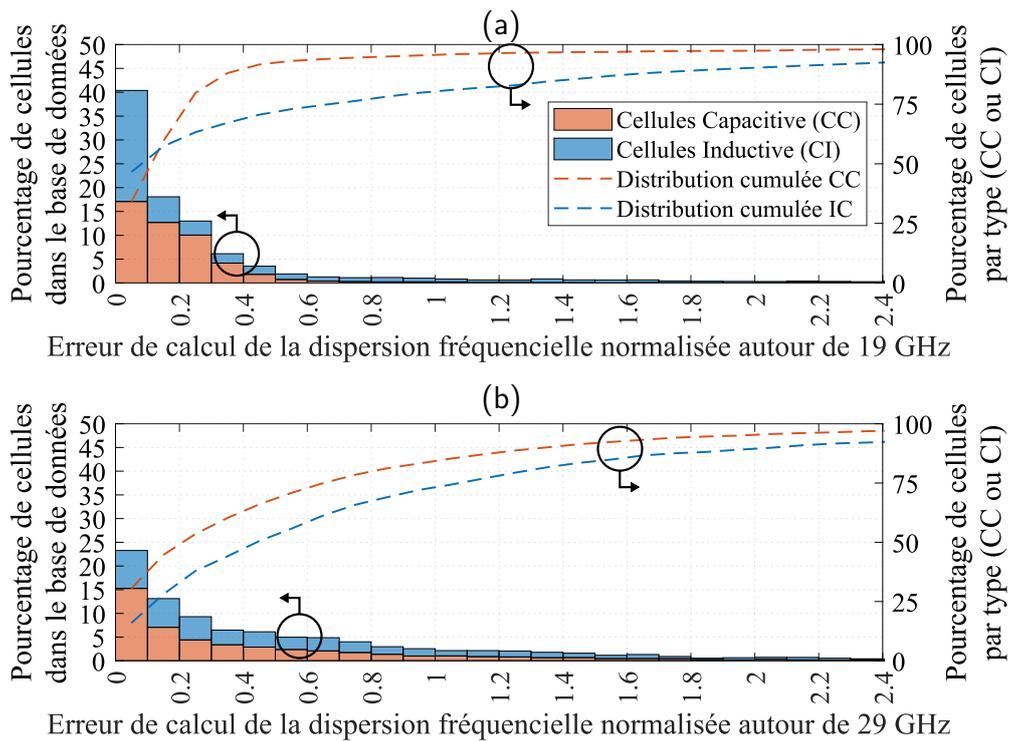


FIGURE 3.15 – Distribution de l'erreur de la dispersion fréquentielle normalisée entre le modèle circuit équivalent et HFSS à (a) 19 GHz et (b) 29 GHz.

Le modèle circuit équivalent présenté dans cette partie permet de prédire, quasiment instantanément, les phases réfléchies des cellules Phoenix à l'ordre N . Les résultats statistiques, réalisés sur l'intégralité de la base de données, montrent que ce modèle donne un bon accord

qualitatif du comportement des cellules.

Ces résultats montrent que le modèle proposé peut-être exploité lors d'une phase où l'objectif est d'obtenir une idée des tendances générales du comportement des cellules à l'échelle d'une base de données. Ce modèle CE conviendrait par exemple pour une phase de dimensionnement préliminaire pour définir les paramètres réseau influençant tous les éléments de la base de données, tels que la longueur de la maille ou encore la hauteur séparant la cellule du plan de masse. On notera bien que cet outil de pré-dimensionnement rapide ne permet pas de s'affranchir complètement d'une simulation avec un logiciel de simulation électromagnétique. La synthèse finale doit être réalisée à partir des résultats d'un outil plus fiable.

3.3.2 Production de bases de données par l'outil MIX3D

Face au temps de calcul nécessaire pour caractériser les éléments, un outil d'analyse électromagnétique dédié a été développé à Thales Alenia Space. L'outil MIX4 [32] utilise une méthode de raccordement modal adaptée à l'analyse de surfaces périodiques. Cet outil permet notamment de calculer rapidement et avec une bonne précision la matrice de réflexion d'élément de forme élémentaire sous différentes incidences. Cet outil a été utilisé à plusieurs reprises à l'IETR [1], [5] pour générer de grandes bases de données d'éléments pour la conception de RA.

Dès lors, lorsque l'on souhaitera générer une base de données contenant un grand nombre d'éléments (plusieurs dizaines de milliers) et évaluer leur coefficient de réflexion sous plusieurs incidences, le logiciel MIX4 permettra de générer des bases de données avec une haute fiabilité et en un temps plus court que le logiciel HFSS.

3.4 Choix des figures de mérite les plus pertinentes pour la base de données

Lors de la synthèse, les éléments sont sélectionnés en fonction des caractéristiques du coefficient de réflexion en amplitude et en phase. Pour réaliser la synthèse d'un RA fonctionnant à deux fréquences, la connaissance des coefficients de réflexion à deux fréquences suffit. Néanmoins, dans l'objectif de réaliser une synthèse bifréquence fonctionnant sur des bandes de fréquence étroites une question se pose : est-il nécessaire de caractériser les CP sur de larges bandes ou aux seules fréquences centrales ? Le temps de calcul de la base de données peut très rapidement augmenter, si le nombre de points en fréquence à caractériser est élevé.

Dans cette partie, nous nous intéressons aux figures de mérites que doit contenir une base de données pour réaliser une synthèse bifréquence, voire bibande.

3.4.1 Caractéristiques des cellules Phoenix dans une base de données bifréquence

Pour commencer, étudions les caractéristiques des éléments, en considérant spécifiquement les coefficients de réflexion (amplitudes et phases) des cellules Phoenix d'ordre 4 sous incidence normale (figure 3.16a). Les paramètres géométriques des cellules composant la base de données sont identiques à ceux utilisés dans la partie 3.3.1.3, la base de données est donc constituée de 4740 cellules Phoenix avec 2370 cellules capacitives et 2370 inductives).

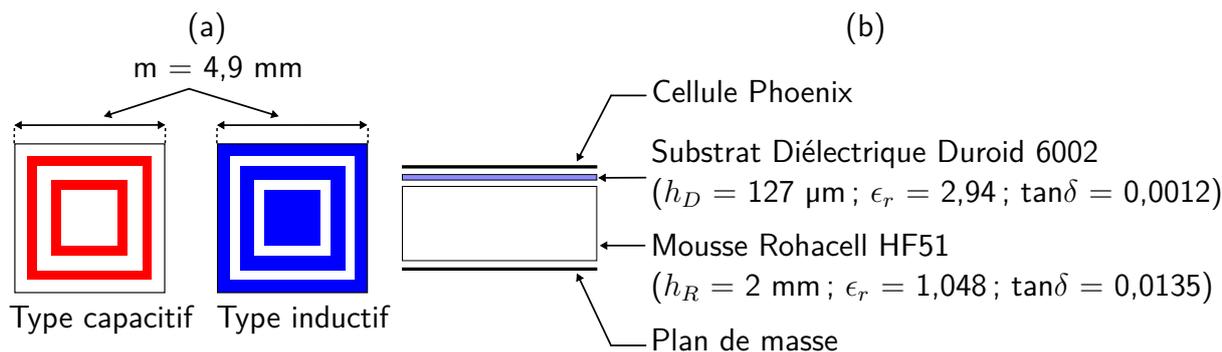


FIGURE 3.16 – (a) Géométrie des cellules Phoenix capacitives d'ordre 4 (à gauche) et inductive (à droite) (b) Vue en coupe de l'empilement considéré.

Pour étudier des caractéristiques de cellule réalistes, on choisit un empilement diélectrique ayant des caractéristiques voisines de celui utilisé pour l'étude sur le circuit équivalent (dans la partie 3.3.1.4). Nous choisissons d'assembler une mousse Rohacell HF51 et un substrat diélectrique Duroid 6002.

Les coefficients de réflexion des éléments sont calculés à 19 et 29 GHz, sous incidence normale. Les résultats de simulation sont obtenus, avec HFSS, en une durée de 1 à 2 jours.

Les phases réfléchies, stockées dans la base de données, sont représentées dans la cartographie bifréquence en figure 3.17. Les cellules capacitives (en rouge) et les cellules inductives (en bleu) sont réparties de manière similaire à la base de données simulée sur un substrat air (figure 3.13a). L'ajout d'un empilement avec des propriétés réalistes ne modifie que légèrement la réponse des phases réfléchies des cellules et permet d'obtenir une base de données avec une bonne répartition sur les gammes de phases aux deux fréquences.

On s'intéresse maintenant à la relation entre les pertes et les phases réfléchies pour chacune des cellules Phoenix dans la base de données à 19 GHz (figure 3.18a) et à 29 GHz (figure 3.18b). Par souci de lisibilité, on limite la fenêtre de visualisation à des pertes à 1 dB. Plusieurs cellules ont cependant des pertes plus importantes. Pour la conception d'un RA avec de bonnes performances en rayonnement, on cherche à limiter la présence de pertes en réflexion. Par conséquent lors de la synthèse du RA, on essaiera au maximum de les éviter. La présence de telles cellules dans la base de données ne présente donc pas vraiment un problème, nous

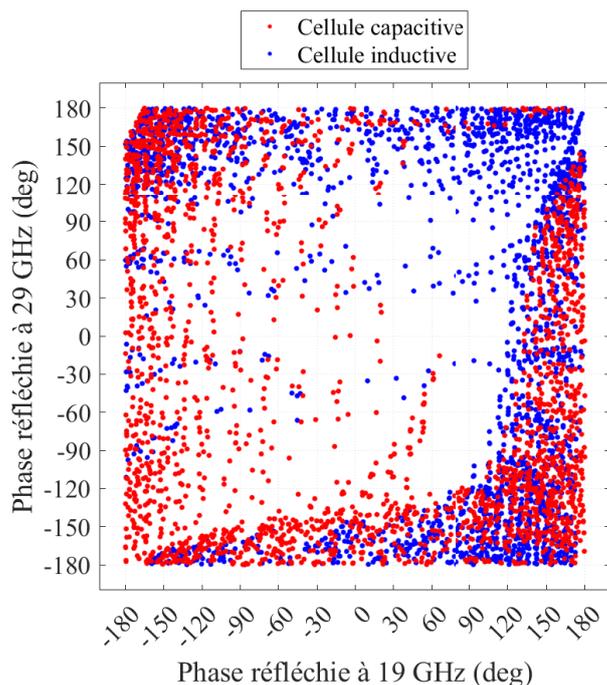


FIGURE 3.17 – Base de données bifréquence composée de cellules capacitatives Phoenix (en rouge) et inductives (en bleu) d'ordre 4 avec l'empilement Rohacell et Duroid.

pouvons donc les laisser de côté pour la suite de cette analyse.

Pour le reste, on observe que les cellules ont des pertes plus élevées lorsque les phases réfléchies s'approchent de 0° . On distingue que les cellules capacitatives ont globalement des pertes plus faibles que les cellules inductives. Autour de la résonance, on peut ainsi trouver des cellules capacitatives avec des pertes inférieures à 0,2 dB à la fréquence basse et d'environ 0,25 dB à la fréquence haute, ce qui n'est pas le cas pour les cellules inductives.

Complétons cette étude en nous intéressant au comportement des cellules Phoenix sur une petite bande de fréquence autour de 19 et 29 GHz. De nouvelles simulations sont effectuées pour calculer les caractéristiques des cellules à ± 50 MHz autour des fréquences centrales. La dispersion fréquentielle normalisée (équation 3.14) sur une bande de 100 MHz est alors calculée. On représente l'évolution des pertes en fonction de la dispersion fréquentielle normalisée à 19 GHz (figure 3.19a) et à 29 GHz (figure 3.19b). D'une manière générale, on observe que lorsque les pertes augmentent, la dispersion fréquentielle des cellules augmente.

On distingue toutefois des éléments, avec de fortes pertes, qui s'écartent de la tendance générale. De tels écarts peuvent être dus à des variations rapides du comportement des cellules et donc à des cellules assez sensibles. Ces cellules peuvent donc avoir un comportement difficilement prévisible dans un RA. Par conséquent, nous essaierons de les éviter lors de la synthèse.

L'analyse des caractéristiques des cellules Phoenix dans la base de données a permis de mettre en lumière les tendances principales des coefficients de réflexion des cellules dans la base de données. On observe notamment une forte corrélation entre les pertes et la dispersion

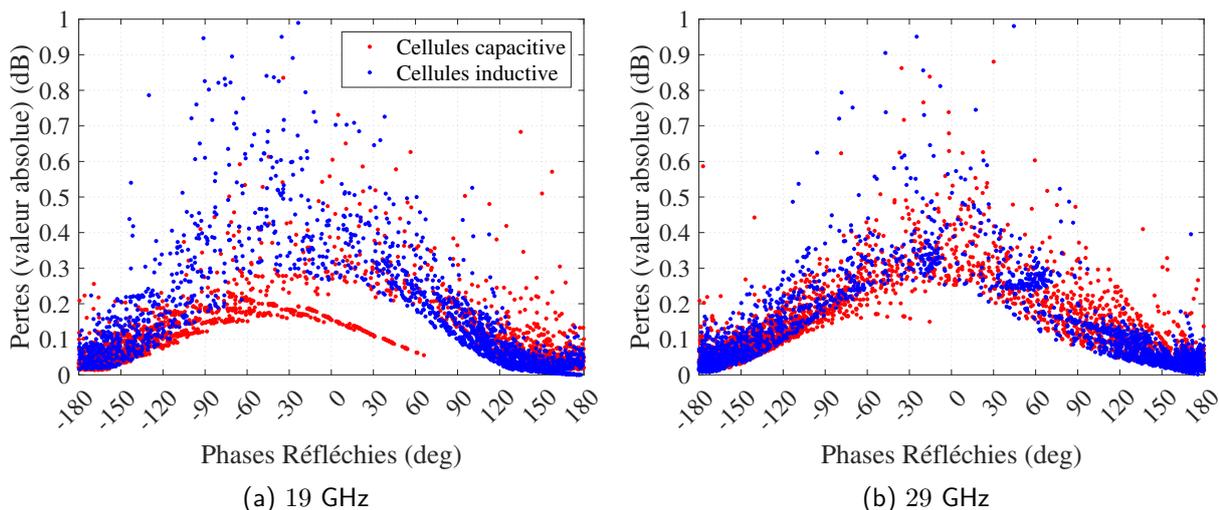


FIGURE 3.18 – Relation Pertes / Phases des cellules dans la base de données à 19 GHz et 29 GHz

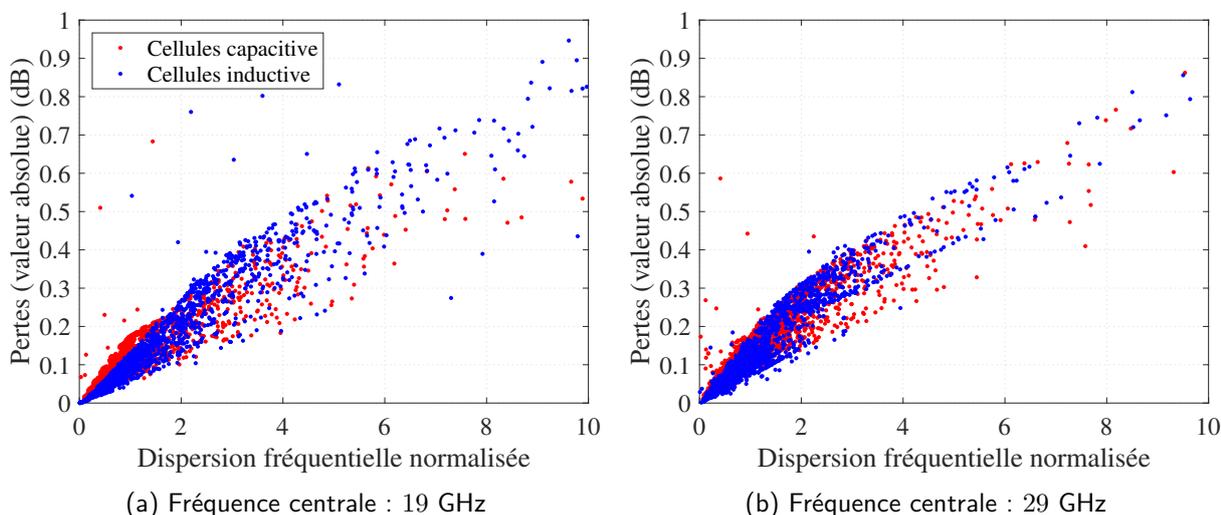


FIGURE 3.19 – Relation Pertes / Dispersion des cellules dans la base de données à 19 GHz et 29 GHz.

fréquentielle. Cette observation intéressante va nous permettre de définir les caractéristiques pertinentes à stocker dans la base de données pour réaliser une synthèse bifréquence dans la suite de ce manuscrit.

3.4.2 Figure de mérite essentielle pour une synthèse bifréquence

Pour réaliser la synthèse d'un RA, on sélectionne les éléments dans une base de données à partir des coefficients de réflexion des cellules. La taille de la base de données dépend de plusieurs paramètres :

- les caractéristiques relatives à la géométrie des éléments tels que les paramètres du réseau (longueur de la maille, hauteur et propriétés des matériaux entre la cellule et le plan de masse) ainsi que les dimensions des paramètres géométriques propres à chaque élément.

- le nombre de points de fréquence. Ce paramètre est défini en fonction de la largeur de bande considérée.
- les angles d'incidence auxquels les coefficients de réflexion sont calculés.

On notera que ce dernier point est particulièrement important pour de grands panneaux réflecteurs car les coefficients de réflexion produits par les éléments varient avec l'angle d'incidence. Les variations générées par l'angle d'incidence peuvent être compensées en prenant en compte les coefficients de réflexion sous leur incidence réelle. Cette précaution limite les erreurs de phase lors de la synthèse mais augmente considérablement le temps de calcul des bases de données. On se limitera, dans cette thèse, à des bases de données composées de coefficients de réflexion évalués sous incidence normale.

La question du nombre de points de fréquence à simuler dans la base de données dépend des objectifs de la synthèse du RA.

Dans le cas d'une application large bande, il sera indispensable de prendre en compte l'évolution de la phase réfléchi sur toute la bande considérée. Il faudra pour cela déterminer judicieusement les points de fréquences à simuler dans la bande d'intérêt.

Dans notre cas, nous étudions la faisabilité d'une synthèse d'un RA bifréquence avec une bande étroite autour des fréquences de fonctionnement, c'est pourquoi nous nous sommes intéressés au comportement de la cellule Phoenix dans une bande de 100 MHz. Nous avons calculé la dispersion autour de 19 et 29 GHz et nous avons pu constater que l'évolution de la dispersion est corrélée à l'évolution des pertes. On observe que lorsque les pertes augmentent, la dispersion fréquentielle augmente. D'après cette observation, le niveau de pertes à la fréquence centrale est suffisant pour donner une information sur l'état de la dispersion des éléments. Ces conclusions sont similaires à celle qui ont été trouvées dans [83] pour des cellules annulaires carrées (cellule Phoenix d'ordre 2).

Par ailleurs, nous savons que les cellules avec une forte dispersion fréquentielle ont un coefficient de réflexion qui varie rapidement avec la fréquence, ce sont des cellules dites « sensibles ». On rappelle que les coefficients de réflexion dans la base de données sont évalués en environnement infini périodique, c'est-à-dire que l'on considère que les cellules voisines sont strictement identiques. Lorsqu'une cellule est placée, dans le réseau, à côté de cellules aux géométries différentes, alors le coefficient de réflexion produit peut différer de ce que prévoit une simulation en environnement infini périodique. En effet, les couplages produits avec les cellules voisines sont différents, ces différences sont d'autant plus importantes lorsque le type et l'ordre des cellules diffèrent. En outre, si la cellule en question est une cellule sensible, l'incertitude sur le coefficient de réflexion produit dans le réseau est élevée.

En résumé, la relation entre les pertes et la dispersion fréquentielle est donc intéressante pour plusieurs raisons. Elle permet de réduire le nombre de coefficients de réflexion à calculer pour une synthèse de RA avec une bande étroite et ainsi de réduire le temps de calcul nécessaire pour générer la base de données. La connaissance du coefficient de réflexion aux fréquences centrales (19 et 29 GHz) est suffisante pour contrôler l'amplitude et

la phase réfléchi et la dispersion d'un élément autour d'une bande de fréquence étroite.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les outils mis en place pour établir une stratégie de synthèse d'un RA bifréquence avec les cellules Phoenix.

L'analyse du comportement de la cellule Phoenix dans une perspective de synthèse bifréquence a conduit à identifier quatre paramètres géométriques pour contrôler la phase réfléchi presque indépendamment à deux fréquences. Ce résultat précise ainsi le nombre de degrés de liberté nécessaire dans la géométrie de la cellule Phoenix pour une application bifréquence. Il fixe aussi naturellement le nombre de combinaisons géométriques possibles des cellules. Ce résultat limite ainsi la taille globale de la base de données et par conséquent le temps de calcul total pour obtenir une base de données avec un grand nombre de cellules.

Le temps de caractérisation des coefficients de réflexion des cellules est une étape pouvant être longue à cause des logiciels de simulation électromagnétique. Pour diminuer le temps consacré à cette étape, un outil analytique rapide a été développé. Cet outil est basé sur une approche circuit équivalent, il permet de caractériser qualitativement les phases réfléchies produites par les cellules Phoenix à l'ordre N . Une évaluation exhaustive du modèle a été proposée pour un très grand nombre d'échantillons géométriques.

Les résultats montrent qu'il offre un bon accord avec HFSS pour les cellules avec des géométries moyennes (pas de dimension géométrique trop fine). Cet outil est intéressant pour une phase de pré-dimensionnement par exemple, car il permet de caractériser la phase réfléchi d'un grand nombre de géométries dans un temps très court. Cela peut permettre d'évaluer l'influence sur une base de données de paramètres tels que la dimension de la maille et la distance entre les cellules et le plan de masse. L'outil permet notamment d'estimer rapidement les gammes de phases réalisables aux deux fréquences.

Enfin, l'analyse détaillée des coefficients de réflexion des cellules Phoenix d'ordre 4 à l'échelle d'une base de données a permis d'identifier des figures de mérite pertinentes pour réaliser une synthèse bifréquence en bande étroite. Une méthodologie s'appuyant sur une sélection des cellules, combinant en plus de la phase réfléchi, leur niveau de pertes, permettra d'éviter la présence de cellule trop sensible dans le réseau. La sélection des cellules, basée sur ces figures de mérite, pourra éventuellement être combinée à des critères sur la géométrie (ordre, finesse des motifs) pour garantir une bonne continuité géométrique dans le réseau et donc une bonne stabilité des coefficients de réflexion.

CHAPITRE 4

Méthodologie pour la conception de réseaux bifréquences avec les cellules Phoenix

4.1 Introduction

La stratégie de sélection des éléments qui composent la surface d'un RA s'intéresse généralement aux caractéristiques des coefficients de réflexion des éléments et plus spécifiquement aux déphasages réalisés par chacun des éléments, afin de produire le diagramme de rayonnement souhaité. Le concept des Cellules Phoenix (CP) permet d'ajouter une dimension supplémentaire à la stratégie de synthèse en prenant en compte la continuité géométrique sur la surface du RA. L'objectif de ce chapitre est d'étudier différentes stratégies de synthèse en exploitant les propriétés des CP pour réaliser des RA bibandes.

Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéressons à la conception d'une antenne RA pour des applications de communications spatiales en bande Ka. La fréquence de réception est fixée à $f_l = 19$ GHz et la fréquence d'émission à $f_h = 29$ GHz. Cet espacement entre les fréquences correspond à un ratio f_h/f_l entre les deux fréquences égal à 1,5.

Dans ce chapitre, les principales étapes de conception d'un RA sont exposées. Nous présentons brièvement la configuration antennaire utilisée et nous nous intéressons plus particulièrement au développement de la synthèse et des critères de sélection des éléments du réseau.

Afin de pouvoir réaliser les lois de phase aux deux fréquences, nous choisissons de construire une grande base de données dans laquelle nous pourrions sélectionner les cellules pour produire les déphasages requis. Les premières étapes consistent donc à définir les paramètres des CP pour générer une base de données permettant de réaliser des gammes de phases complètes de 360° aux deux fréquences. Pour y parvenir, nous exploitons les outils présentés dans le chapitre 3. Le circuit équivalent (CE) est particulièrement utile pour réaliser cette étape de prédimensionnement, car il permet de prédire le comportement des cellules Phoenix à l'échelle

d'une base de données, plus rapidement que le logiciel de simulation électromagnétique (EM). Dans ce chapitre, nous l'utilisons pour prédire la répartition des cellules dans la base de données en fonction de différentes hauteurs d'empilement.

Afin d'évaluer différentes stratégies de sélection des éléments, plusieurs synthèses sont réalisées. Les simulations EM des RA permettent d'évaluer l'influence des critères de sélection des cellules sur les diagrammes de rayonnement. La comparaison avec un calcul théorique, basé sur une approche « facteur de réseau », permet d'évaluer la sensibilité des cellules qui composent le réseau.

L'étape de détermination de la géométrie des cellules déphaseuses est un problème complexe. Le développement d'une stratégie visant à obtenir une bonne continuité géométrique sur les réseaux d'éléments est présenté dans ce chapitre. Le principal défi vient du fait qu'un grand nombre de cellules peut réaliser une même loi de phase spécifiée. En effet, plusieurs géométries de cellules déphaseuses permettent de réaliser un état de phase donné. Ceci apporte une grande flexibilité au processus de synthèse. L'étude menée a pour objectif de déterminer les critères essentiels pour obtenir une stratégie de synthèse fiable.

4.2 Choix préliminaires des caractéristiques générales du réseau réflecteur

La procédure de conception d'un RA débute par la définition des paramètres du réseau. Le nombre de degrés de liberté pour la conception d'un RA est relativement important. Nous précisons, dans cette partie, certains paramètres de l'étude tels que le type d'élément, la dimension de la maille et l'empilement.

4.2.1 Les éléments rayonnants

La famille des cellules Phoenix regroupe plusieurs combinaisons d'éléments de type patch et ouverture, formant ainsi les deux catégories de géométries : les cellules capacitives et les cellules inductives. Dans le chapitre précédent, les cellules d'ordre 4 inductives et capacitives ont été utilisées. Nous avons montré que la complémentarité des deux types est essentielle pour obtenir une base de données contenant une grande diversité de couples de phases permettant de contrôler simultanément les phases réfléchies aux deux fréquences.

Dans cette partie, l'objectif est de profiter de tous les degrés de liberté qu'offrent les CP en ajoutant aux cellules d'ordre 4, les cellules d'ordre 1, 2, et 3 (figure 4.1). Ces cellules peuvent être considérées comme des combinaisons particulières de cellules d'ordre 4 avec des disparitions totales des patches ou des ouvertures. On garde toutefois ici la distinction entre les ordres pour bien identifier leurs contributions respectives lors de la synthèse.

L'objectif de ce chapitre est ainsi d'exploiter la diversité des ordres et des types de cellules, afin de réaliser la synthèse de RA bifréquences. Différentes méthodologies de synthèse sont

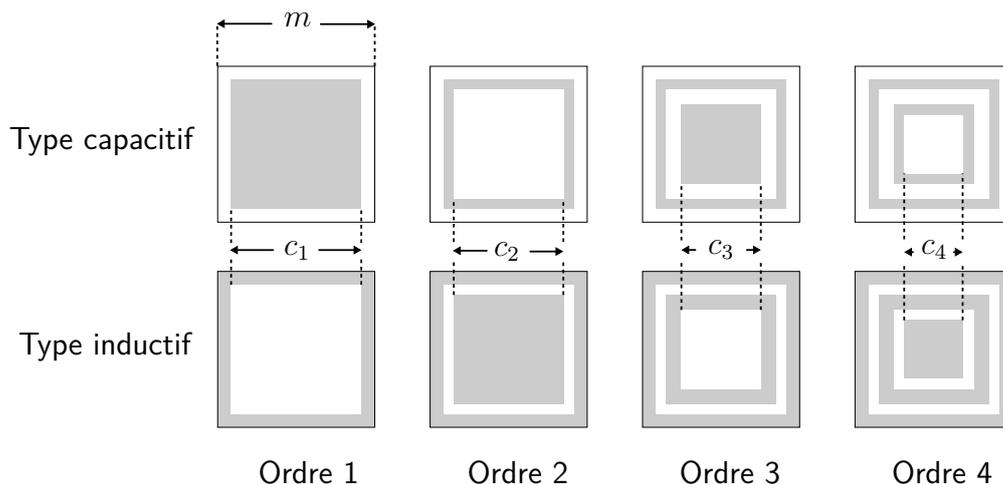


FIGURE 4.1 – (a) Géométrie des cellules Phoenix capacitives (en haut) et inductives (en bas) de l'ordre 1 à 4 (de gauche à droite).

étudiées afin d'évaluer l'effet de la continuité géométrique entre les éléments du RA.

4.2.2 Dimension de la maille

On notera que nous essayons de choisir les paramètres afin d'obtenir une grande diversité de couples de phases aux deux fréquences. Les gammes de phases réalisables aux deux fréquences dépendent de plusieurs paramètres : la dimension de la maille, la distance entre l'élément et le plan de masse, ainsi que les caractéristiques diélectriques des substrats. Une étude complète est nécessaire pour obtenir les paramètres optimaux pour maximiser la répartition des cellules dans la base de données. Pour cette étude, nous décidons de fixer la dimension de la maille dans un premier temps, puis nous choisirons la hauteur du substrat et ses caractéristiques diélectriques, afin d'obtenir une bonne couverture des gammes de phases aux deux fréquences. Le choix de la hauteur du substrat sera présenté dans la partie suivante.

En règle générale, la périodicité des éléments du réseau est fixée par l'équation 1.8. La dimension de la maille maximale, permettant d'éviter l'apparition des lobes de réseaux, est variable en fonction de la direction de rayonnement. Dans le cas le plus restrictif, cette règle impose une dimension de la maille n'excédant pas la demi-longueur d'ondes dans le vide, à la fréquence haute de fonctionnement.

Par ailleurs, plusieurs études ont montré que choisir une dimension de maille bien inférieure à la longueur d'onde dans le vide ($\lambda_0/3$, $\lambda_0/4, \dots$) permet de limiter les pertes en réflexion [23], [83] et d'améliorer les performances des éléments sur de plus larges bandes de fréquence [84], [85].

Les petites mailles ont aussi l'avantage de produire un échantillonnage en phase plus fin sur la surface du panneau réflecteur. Cela contribue à limiter les fortes variations de phase entre deux éléments consécutifs, ce qui est un atout pour limiter les variations géométriques des

cellules sur le réseau. De plus, les petites mailles limitent les variations de phase des cellules lorsque l'angle d'incidence augmente. Cela permet d'obtenir des réflecteurs moins sensibles à l'angle d'incidence [83].

En revanche, l'un des inconvénients majeurs liés à la diminution de la dimension de la maille concerne la gamme de phases réalisable par les éléments. En effet, les variations géométriques possibles sont plus petites, ce qui, pour une application bifréquence peut grandement réduire les gammes de phases réalisables à la fréquence basse.

Ainsi, la dimension de la maille carrée est fixée à 4 mm de côté, ce qui en termes de longueur d'onde est équivalent à une maille de $0,25\lambda_0$ à 19 GHz et $0,39\lambda_0$ à 29 GHz.

4.2.3 Choix de l'empilement

La distance séparant les éléments rayonnants du plan de masse est un paramètre important dans le dimensionnement du réseau, car la couverture des gammes de phases en dépend directement. L'objectif de cette partie est de déterminer la distance optimale pour obtenir de larges gammes de phases aux deux fréquences. En pratique, le choix de la hauteur de l'empilement se fait en caractérisant un grand nombre d'éléments afin d'évaluer si le choix des paramètres est bon et permet d'obtenir des gammes de phases exploitables. Pour les RA bifréquences, il faut au minimum évaluer ces gammes de phases à deux fréquences de fonctionnement, ce qui peut être long avec l'utilisation de logiciels de simulation EM.

Dans le chapitre 3, un circuit équivalent permettant de calculer presque instantanément la réponse en phase des CP a été présenté. Cet outil est utilisé, dans cette partie, pour prédire les réponses en phase des cellules à 19 et 29 GHz en fonction de différentes distances de vide entre les CP et le plan de masse.

L'objectif est de disposer d'une grande diversité de géométries pour couvrir les gammes de phases complètes aux deux fréquences. On génère donc une base de données riche avec plus de 20 000 géométries différentes (figure 4.2). La dimension de la maille a été fixée dans la partie précédente de ce chapitre à 4 mm. On considère ici différentes distances de vide entre les cellules et le plan de masse. La hauteur évolue entre 0,5 mm (soit $0,03\lambda_0$ à 19 GHz et $0,05\lambda_0$ à 29 GHz) et 3 mm (soit $0,19\lambda_0$ à 19 GHz et $0,29\lambda_0$ à 29 GHz). On représente chaque géométrie par un point avec en abscisse la phase réfléchie à 19 GHz et en ordonnée la phase à 29 GHz. Les cellules capacitives sont représentées en rouge et les cellules inductives en bleu. On recherche la hauteur entre la cellule et le plan de masse qui permet de remplir au mieux la cartographie bifréquence, c'est-à-dire avec les régions vides les plus petites afin de limiter les erreurs de phase lors de la synthèse.

Sur les différents graphes, on observe que pour les petites distances entre les cellules et le plan (≤ 1 mm), les cellules se situent majoritairement sur les bords (en haut et à droite). Lorsque la distance cellules / plan de masse augmente, on observe que les cellules capacitives se déploient vers la gauche de la cartographie. Cela permet d'obtenir une meilleure couverture

des gammes de phases à 29 GHz pour des phases inférieures à 0° à 19 GHz. Cependant, pour les distances les plus élevées ($\geq 2,5$ mm), les cellules capacitives dépeuplent la droite de la cartographie, ce qui dégrade la couverture des gammes de phases. Les cellules inductives se déplacent légèrement vers la gauche de la cartographie lorsque la distance cellules / plan de masse augmente, mais elles restent principalement concentrées sur les bords en haut et à droite. Globalement, ce sont donc les cellules capacitives qui modifient les gammes de phases produites aux deux fréquences.

À partir d'une évaluation visuelle, on remarque que la hauteur de 2 mm est une bonne solution, parmi les cas présentés, pour limiter l'erreur de phase aux deux fréquences. Cette première approximation de la distribution des cellules dans la base de données permet de définir une configuration proche de l'idéal. Le calcul avec le CE ne donnant qu'une approximation du comportement des cellules, il sera nécessaire de valider ce choix par une simulation EM plus fiable.

À partir du résultat obtenu avec le CE, un empilement réaliste est maintenant défini. Les matériaux de l'empilement sont choisis d'une part pour être en accord avec les résultats obtenus avec le CE (propriété de l'empilement proche de l'air) et d'autre part en fonction des disponibilités des fabricants. Ainsi, l'empilement est majoritairement constitué d'un matériau aux propriétés diélectriques équivalentes à l'air (figure 4.3) : une mousse Rohacell HF51 de permittivité égale à 1,048 et de 2 mm d'épaisseur est choisie. Pour des raisons technologiques, il n'est pas possible de graver les cellules sur la mousse Rohacell. Par conséquent, une seconde couche sur laquelle les cellules peuvent être gravées est ajoutée. Une fine couche de substrat Duroid 6002 ($127 \mu\text{m}$) est choisie. On estime que la présence de cette couche très fine avec une permittivité de 2,94 devrait peu modifier les réponses en phase des cellules. L'assemblage des deux matériaux fixe désormais la hauteur de l'empilement réel à 2,127 mm, soit $0,14\lambda_0$ à 19 GHz et $0,21\lambda_0$ à 29 GHz.

La composition de l'empilement étant majoritairement constituée d'un matériau avec des caractéristiques diélectriques proches de l'air, la condition de non-apparition des phénomènes à ondes de fuites étudiés au chapitre 2 devrait être respectée. En effet, pour un matériau Rohacell avec une constante diélectrique égale à 1,048, la règle (équation 2.14) impose une dimension de la maille inférieure à 5,11 mm. La dimension de la maille choisie dans la partie précédente (4 mm) est bien inférieure à la limite fixée par la règle.

Les caractéristiques générales du réseau (type d'élément, dimension de la maille et caractéristiques de l'empilement) étant définies, une base de données fiable peut-être calculée pour réaliser la synthèse.

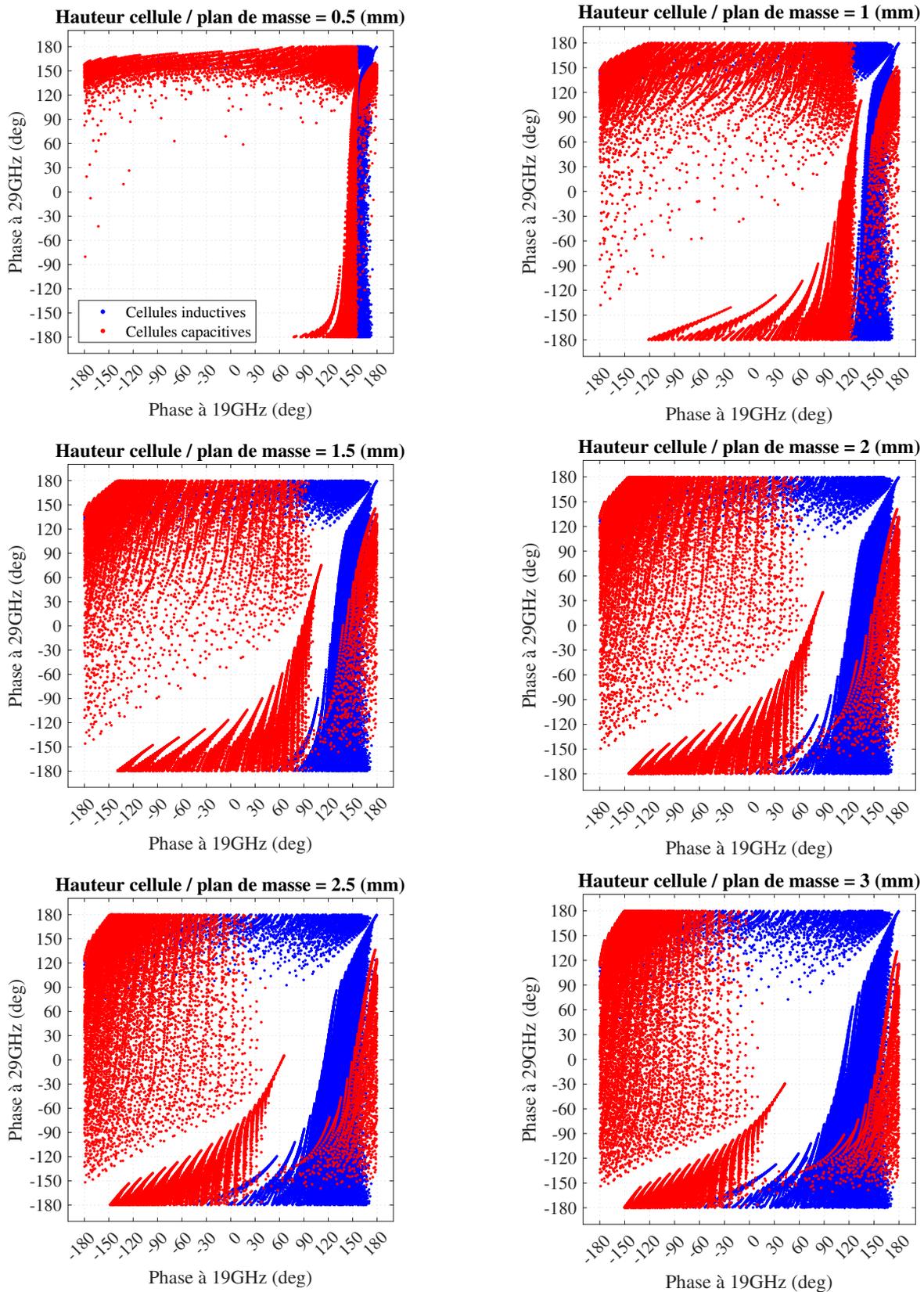


FIGURE 4.2 – Calcul de bases de données complètes de cellules Phoenix pour différentes hauteurs de substrat air avec le circuit équivalent. Les bases de données sont composées de cellules Phoenix d'ordre 1 à 4, de type capacitif (en rouge) et inductif (en bleu).

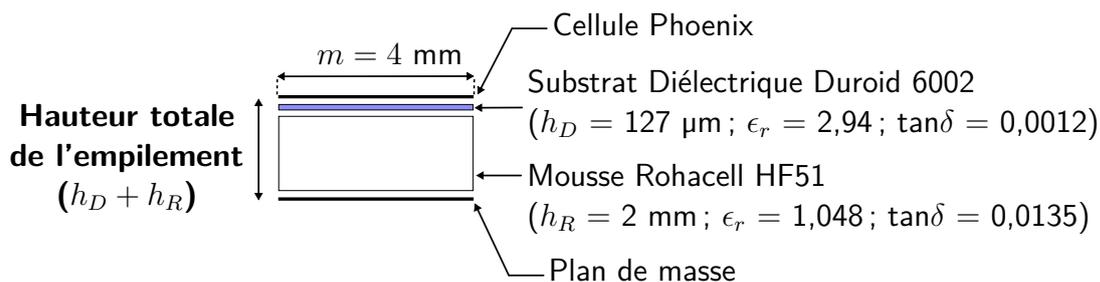


FIGURE 4.3 – Vue en éclaté de l'empilement de substrat utilisé pour la base de données.

4.3 Présentation préliminaire des potentialités de la base de données

Pour réaliser la synthèse du RA, les coefficients de réflexion des CP doivent être préalablement caractérisés avec une haute précision. Cette étape est réalisée avec l'outil interne de simulation électromagnétique MIX par Thales Alenia Space. La base de données est composée des CP d'ordre 1 à 4 de type capacitif et inductif (figure 4.1). La variation des paramètres c_1, c_2, c_3, c_4 dans la maille m permet d'obtenir une base contenant plus de 28 500 CP. Elle est obtenue en quelques jours. Le pas géométrique est d'au minimum 0,05 mm. La base de données générée contient les caractéristiques géométriques de chacun des éléments et leur coefficient de réflexion Γ_{TE-TE} en amplitude et en phase à 19 et 29 GHz, évalués sous incidence normale.

La figure 4.4 montre d'une manière plus détaillée les caractéristiques générales de la base de données en fonction des différents ordres et types de CP. La contribution des cellules d'ordre 1 à l'ordre 4 est présentée progressivement. Le comportement en phase des CP est donné par les cartographies bifréquences et les pertes par les histogrammes. L'évolution des pertes moyennes dans la base de données est aussi indiquée pour chaque fréquence.

En haut à gauche, la base de données est constituée des cellules d'ordre 1 uniquement. Elle contient 61 cellules représentées chacune par un point. Les cellules capacitives sont représentées en rouge et les cellules inductives en bleu. La cellule en noire au centre de la cartographie correspond à la cellule sans métallisation, tandis que la cellule réalisant une phase de $+180^\circ$ aux deux fréquences correspond à l'élément complètement métallique. La variation d'un seul paramètre géométrique limite la couverture en phase de la cartographie. On voit clairement que le nombre de couples de phases accessibles est très limité. On représente sur l'histogramme la distribution des cellules en fonction de leur niveau de pertes. Les pertes à 19 GHz sont représentées en orange et les pertes à 29 GHz en vert. Avec les cellules Phoenix d'ordre 1, les pertes maxima dans la base de données n'excèdent pas 0,15 dB aux deux fréquences. La moyenne des pertes est représentée par la ligne verticale en pointillé et est similaire aux deux

fréquences (environ 0,075 dB).

L'ajout des CP d'ordre 2 (cartographie en haut à droite) permet de compléter de nouvelles régions autour de celles déjà occupées par les CP d'ordre 1. On distingue nettement des régions de cellules capacitives et inductives. On remarque que l'ajout des CP d'ordre 2 fait apparaître sur la cartographie de la redondance au niveau des couples de phases réalisés. En effet, on observe dans certaines zones des recouvrements entre les cellules capacitives et inductives, toutefois celles-ci ne sont pas aussi importantes que cela. Sur l'histogramme associé à cette étape de la base de données, on observe que les pertes maxima ont augmenté pour les deux fréquences (pertes maxima à 19 et 29 GHz : 0,25/0,375 dB). Les pertes moyennes ont en revanche principalement augmenté à la fréquence haute.

En complétant la base de données avec des cellules d'ordre 3 (en bas à gauche), de nouvelles régions sont complétées. On commence à distinguer dans certaines régions une très forte densité de cellules, ce qui s'explique par le pas géométrique utilisé pour générer la base de données. En effet, la phase réfléchiée n'évoluant pas linéairement avec la géométrie, une région densément peuplée indique que la phase est peu sensible à des petites variations géométriques. C'est principalement le cas sur le contour de la cartographie (pour des couples de phases éloignés de $0^\circ / 0^\circ$). L'ajout des cellules d'ordre 3 augmente globalement les pertes moyennes dans la base de données, mais de manière plus importante à la fréquence haute ($> 0,4$ dB). Elles atteignent 0,125 dB à la fréquence haute, contre un peu plus de 0,075 dB à la fréquence basse.

Enfin, l'ajout de géométries de CP d'ordre 4 apporte une grande diversité de couples de phases supplémentaires et élève le nombre total de géométries dans la base de données à 28 527 cellules. De nouveaux couples de phases sont possibles et certaines régions regroupent de grandes quantités de cellules capacitives et inductives. Ces nouvelles géométries permettent de compléter presque entièrement la cartographie et donc de disposer de gammes de phases presque complètes aux deux fréquences. Les pertes maximales et le niveau de pertes moyen augmentent aux deux fréquences. Les pertes moyennes s'élèvent à 0,11 dB et 0,15 dB, à la fréquence basse et haute respectivement.

Il reste néanmoins deux régions vides, correspondant à des couples de phases non disponibles avec les géométries simulées (autour des couples de phases : $-15^\circ / -90^\circ$ et $+60^\circ / -100^\circ$ à 19/29 GHz). Ces zones restent relativement petites vis-à-vis de la plage des gammes de phases à couvrir. Dans un cas défavorable, si une cellule devait être choisie pour réaliser un couple de phases dans les zones vides, l'erreur de phase correspondante ne devrait pas excéder $\pm 15^\circ$.

En conclusion, la combinaison des différents ordres de CP est essentielle pour disposer des gammes de phases couvrant l'intégralité des 360° aux deux fréquences. L'augmentation de l'ordre ajoute cependant plusieurs inconvénients. Le temps de calcul nécessaire pour l'ajout d'un nouvel ordre de CP dans la base de données, l'augmentation du niveau de pertes maximales et moyennes dans la base de données.

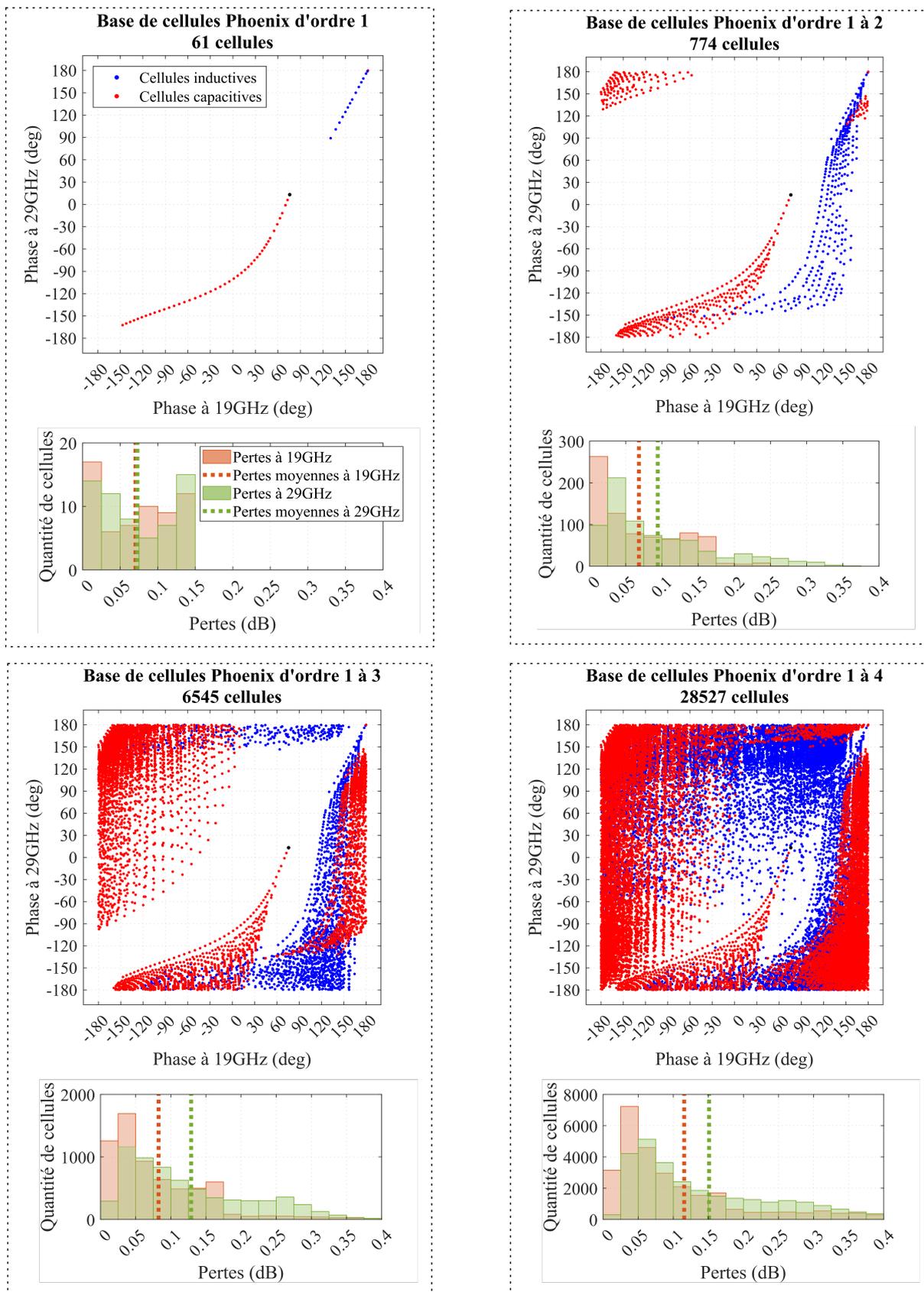


FIGURE 4.4 – Décomposition de la base de données calculée avec MIX. Base de données constituée de cellules Phoenix d'ordre 1 (en haut à gauche). Base de données constituée de CP d'ordre 1 à 2 (en haut à droite). Base de données constituée de CP d'ordre 1 à 3 (en bas à gauche). Base de données constituée de CP d'ordre 1 à 4 (en bas à droite).

En résumé, on peut noter que les cellules d'ordre faible produisent moins de pertes que les cellules d'ordre élevé. Néanmoins, ces dernières permettent d'offrir la diversité en phase nécessaire pour obtenir une bonne couverture de la cartographie (gamme de phases de 360° aux deux fréquences). Les cellules d'ordre et de type différents apportent une bonne complémentarité. Dans la suite, la mise en oeuvre d'une méthodologie de synthèse bifréquence est étudiée.

4.4 Mise en place du choix des cellules des réseaux bifréquences

Dans cette partie, on s'intéresse au choix des cellules qui composent un panneau. Afin d'étudier différentes méthodologies de synthèse et d'évaluer leurs effets sur le diagramme de rayonnement, on définit une petite structure antennaire permettant d'obtenir rapidement les résultats en simulation EM. De manière à évaluer les performances des réseaux, on utilise un modèle quasi-analytique pour prédire le diagramme de rayonnement à partir des caractéristiques des coefficients de réflexion de la base de données.

4.4.1 Configuration du système antennaire pour la simulation de petits réseaux

La structure antennaire définie dans ce chapitre est basée sur celle du démonstrateur qui sera détaillée précisément dans le chapitre 5. On s'intéresse ici aux paramètres généraux utiles pour la réalisation de la synthèse. Ils sont présentés en figure 4.5. Pour le prototype, on définit les dimensions d'un grand RA carré de 204 mm de côté (dimension D), soit $12,92\lambda_0$ à 19 GHz et $19,72\lambda_0$ à 29 GHz. Les sources d'excitation sont des cornets polarisés linéairement, à ouverture rectangulaire placés à une distance $F = 204$ mm et inclinés avec un angle de $\theta_S = -15^\circ$ par rapport à l'axe z . Cela correspond à une configuration en offset, avec un rapport $F/D = 1$, afin d'éviter les problèmes de masquage. Deux cornets sont utilisés pour exciter le réseau, l'un fonctionnant à la fréquence basse et l'autre à la fréquence haute. En pratique, on alternera les cornets pour que leur centre de phase soit situé à la même distance du centre du panneau. La direction principale de rayonnement souhaitée est orientée selon un angle $\theta_d = 13,5^\circ$, dans le plan xOz , qui est défini comme le « Plan Principal » dans la suite de ce chapitre. Ce plan correspond au plan E de l'antenne.

Dans cette configuration, la source d'excitation est orientée vers le centre du RA. En raison de l'apodisation (équation 1.1), la puissance reçue par les cellules au centre du réseau est plus élevée que pour les cellules sur les bords. Ainsi, on peut considérer que les éléments au centre du panneau réflecteur ont une plus grande influence sur le diagramme de rayonnement, comparés aux éléments sur les bords. Afin de limiter le temps de modélisation du réseau et de

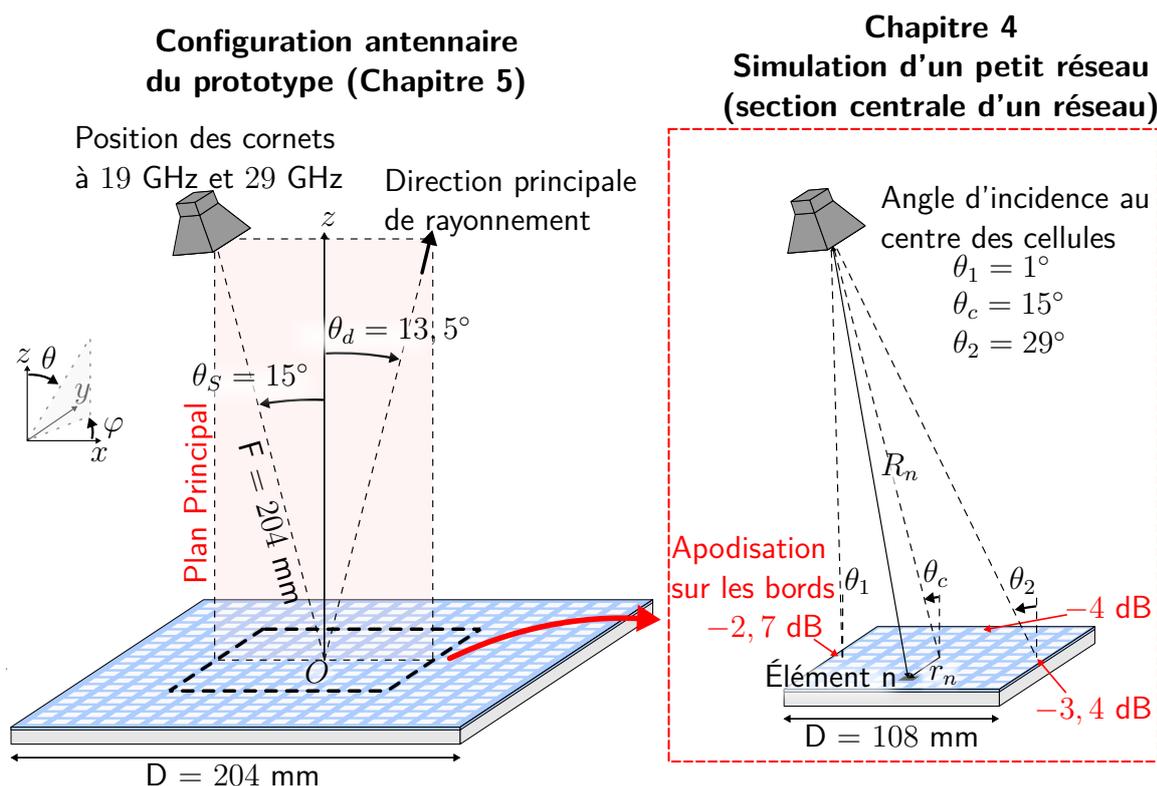


FIGURE 4.5 – Définition de la configuration antenneuse utilisée pour le prototype dans le chapitre 5 (à gauche). Configuration antenneuse utilisée dans ce chapitre pour la simulation EM des petits réseaux (à droite).

simulation, on choisit dans ce chapitre de limiter l'étude à une petite portion du grand réseau. On considère donc une portion au centre correspondant à un réseau de 27×27 cellules de 4 mm de côté, soit des longueurs relatives de $6,84\lambda_0$ à 19 GHz et $10,44\lambda_0$ à 29 GHz.

Sur ce petit réseau, l'apodisation sur les bords du panneau n'excède pas $-3,4$ dB, dans le plan principal. Toujours dans le plan principal, l'angle d'incidence maximal en θ varie entre 1° (θ_1) et 29° (θ_2).

4.4.2 Synthèse d'un réseau de référence

À partir de cette configuration antenneuse (figure 4.5), on peut calculer les lois de phase à appliquer dans l'ouverture pour obtenir un rayonnement dans la direction $\theta_d = 13,5^\circ$ et $\varphi_d = 0^\circ$. La distribution des phases sur le réseau s'obtient en compensant les trajets incidents R_n (distance entre le centre de phase du cornet et la position de la cellule n) et en appliquant la loi de phase linéaire nécessaire pour obtenir le rayonnement dans la direction souhaitée (4.1). Pour chacune des positions sur le panneau, on obtient la phase désirée ϕ_n^{des} :

$$\phi_n^{des} = k_0 R_n - k_0 \sin \theta_d (x_n \cos \varphi_d + y_n \sin \varphi_d) + \Delta\phi \quad (4.1)$$

où k_0 correspond à la constante de propagation dans le vide, (x_n, y_n) sont les coordonnées de l'élément n . Dans cette équation, $\Delta\phi$ est une constante de phase arbitraire (ou « offset »)

que l'on peut appliquer à l'ensemble des éléments et qui permet de contrôler la phase réalisée au centre du panneau, par exemple.

La sélection des cellules est effectuée avec la méthode de synthèse définie dans la littérature comme une méthode « Phase Only ». Les éléments sont choisis en fonction des caractéristiques des coefficients de réflexion, principalement la phase réfléchi. On recherche dans la base de données, les cellules qui permettent de produire une erreur de phase minimum aux deux fréquences. L'erreur de phase à une fréquence ($\delta\phi$) est définie comme étant la différence entre une phase désirée et la phase produite par la cellule ϕ^{cell} :

$$\delta\phi(f) = \phi^{des}(f) - \phi^{cell}(f). \quad (4.2)$$

On sélectionne dans la base de données la cellule qui minimise l'écart de phase à la fréquence basse et à la fréquence haute :

$$\min \sqrt{\delta\phi(f_b)^2 + \delta\phi(f_h)^2}. \quad (4.3)$$

Une première synthèse est réalisée avec la base de données brute (figure 4.6) en appliquant cette méthode. La base de données de référence est celle présentée en figure 4.4. Elle est composée des 28 527 CP. Si la représentation de la base de données semble différente ici, ce n'est que parce que les cellules inductives sont présentées au premier plan, au-dessus des cellules capacitatives.

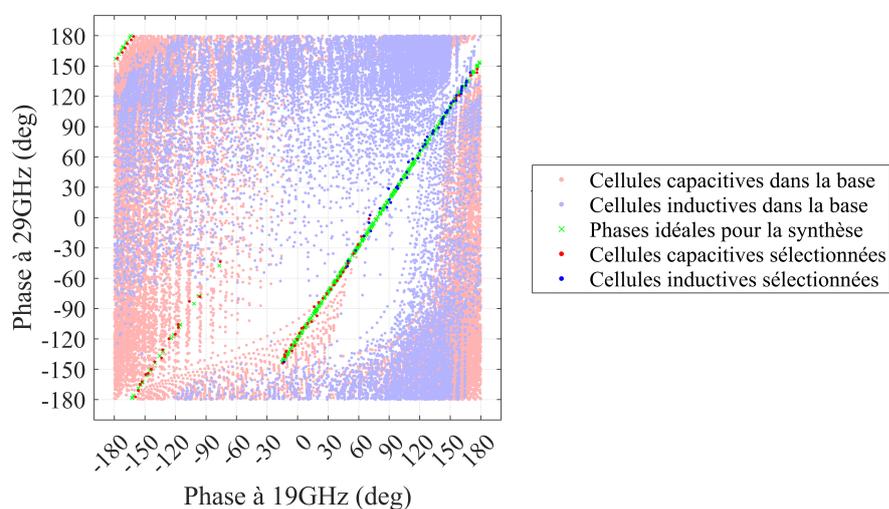


FIGURE 4.6 – Synthèse d'un réseau de référence RA_{ref} dans la base de données complète. Minimisation de l'erreur de phase aux deux fréquences.

On représente graphiquement cette procédure sur la figure 4.6. Les cellules capacitatives dans la base de données sont en rouge pâle et les cellules inductives en bleu pâle. Toute la cartographie n'est pas régulièrement recouverte. Dans les régions vides, on estime (visuellement) des trous d'au maximum 30° , soit une erreur de phase au maximum égale à $\pm 15^\circ$.

On représente sur la cartographie les couples de phases désirées par des croix vertes. Afin

	$\delta\phi_{moy}$ ($^{\circ}$)	$\delta\phi_{max}$ ($^{\circ}$)	$ \Gamma _{moy}$ (dB)	$ \Gamma _{max}$ (dB)
RA _{ref}	1, 5/1, 5	7, 7/6, 8	-0, 12/ - 0, 17	-0, 47/ - 0, 37

TABLEAU 4.1 – Caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans le réseau RA_{ref} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

de limiter l'erreur de phase lors de la sélection des cellules, on ajuste l'offset de phase $\Delta\phi$ (équation 4.1). Afin d'éviter les régions vides, on choisit celui-ci de telle sorte que la cellule au centre du réseau produise un déphasage de -14° à 19 GHz et -140° à 29 GHz. La distribution des phases sur le panneau associé à cet offset est représentée sur la figure 4.7.

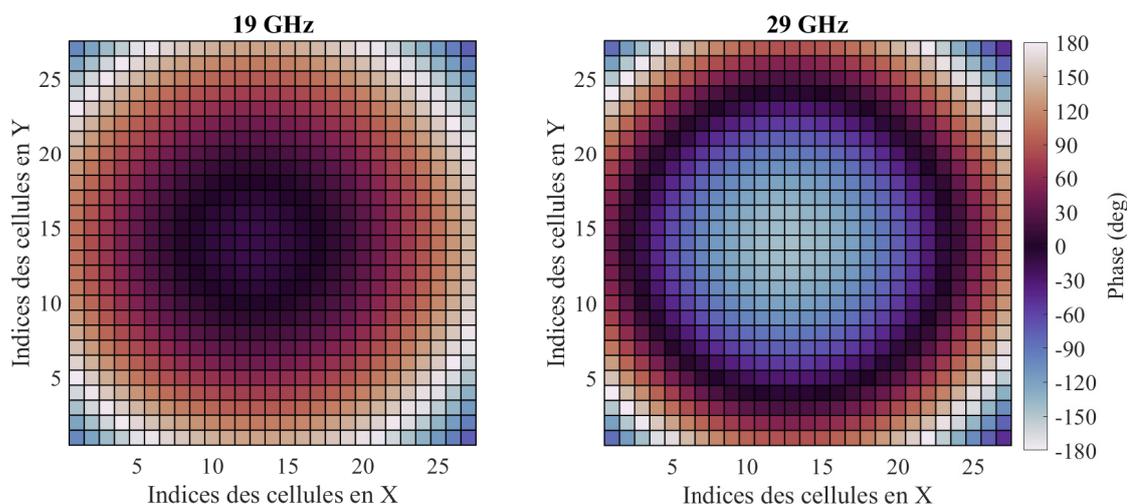


FIGURE 4.7 – Distribution des phases sur le petit réseau avec l'offset de phase utilisé pour la synthèse. La cellule au centre du réseau réalise une phase de -14° à 19 GHz (graphe de gauche) et de -140° à 29 GHz (graphe de droite).

Le réseau de CP réalisé avec cette méthode de synthèse est nommé RA_{ref} et il est présenté sur la figure 4.8. Les caractéristiques générales des cellules sélectionnées et placées dans le réseau sont présentées dans le tableau 4.1. Ce tableau regroupe les erreurs de phase moyenne et maximale ($\delta\phi_{moy}$ et $\delta\phi_{max}$) et les pertes moyenne et maximale ($|\Gamma|_{moy}$ et $|\Gamma|_{max}$). Les caractéristiques des cellules sont celles de la base de données, elles sont donc issues de la simulation EM avec les conditions de Floquet sous incidence normale. Ces caractéristiques sont données à titre indicatif, elles ne sont plus tout à fait vraies dès lors que dans le réseau l'angle de l'onde incidente sur les cellules varie et les conditions de périodicité infinie ne sont plus strictement respectées. Néanmoins, ces caractéristiques donnent une approximation des erreurs de phase et des pertes des cellules dans le réseau. Pour ce réseau, l'erreur de phase est très faible et les pertes atteignent $-0,47$ à 19 GHz. Sur le réseau (figure 4.8), les cellules capacitives sont représentées en rouge et les cellules inductives en bleu. On remarque que certaines cellules inductives (au centre) se retrouvent environnées de cellules capacitives, de même pour les cellules capacitives qui se retrouvent environnées par des cellules inductives. Une synthèse a été réalisée pour le panneau complet (51×51 cellules) et ce phénomène de

mélange est encore plus prononcé sur les bords du panneau puisque la rotation des phases est plus rapide sur les bords. On obtient alors un mélange de cellules de tout type et de tout ordre.

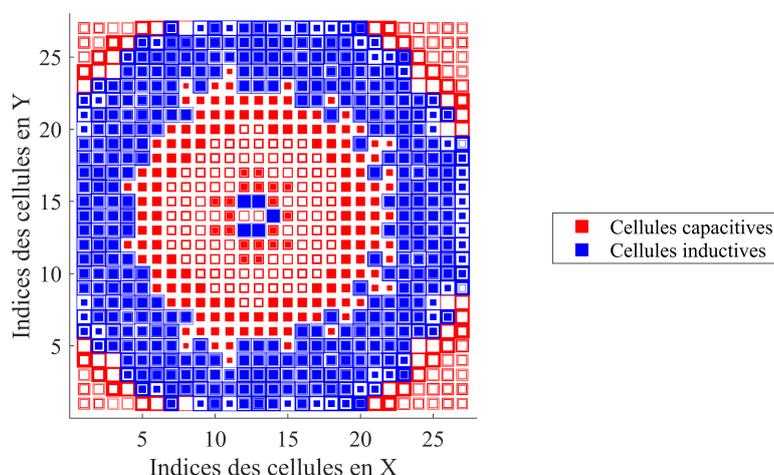


FIGURE 4.8 – Synthèse d'un réseau de référence RA_{ref} dans la base de données complète.

Ce réseau servira de référence pour la suite. Il constitue la solution la plus basique pour laquelle la synthèse n'est basée que sur le minimisation de l'erreur de phase. On le comparera par la suite à des solutions obtenues avec des synthèses plus élaborées.

Afin d'évaluer les performances du réseau réalisé avec cette synthèse, on calcule le diagramme de rayonnement.

4.4.3 Diagrammes de rayonnement du réseau de référence

Dans ce chapitre, on utilise deux techniques pour calculer le diagramme de rayonnement : un modèle de prédiction quasi-analytique et une simulation EM réalisée avec le logiciel Ansys HFSS.

4.4.3.1 Prédiction avec un modèle quasi-analytique de type théorie des réseaux

L'analyse d'un RA peut-être réalisée avec un modèle analytique basé sur la théorie des réseaux. Le modèle utilisé pour prédire le diagramme de rayonnement du RA prend en compte la source d'excitation et les caractéristiques des cellules en réflexion, calculées avec les conditions de Floquet. Ce modèle présenté sous sa forme mathématique en équation 4.4. Il est référencé dans plusieurs chapitres de livre [23], [24] et est généralement utilisé pour obtenir une estimation rapide du diagramme de rayonnement.

$$E(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \frac{\cos^{q_f}(\theta_f, n)}{|R_n|} e^{-jk(|R_n|)} \cdot |\Gamma_n| e^{j\phi_n} \cdot \cos^{q_e}(\theta) e^{jk(r_n \cdot \hat{u})}, \quad (4.4)$$

où \vec{r}_n définit la position de l'élément n et $\hat{u} = \hat{x} \sin \theta \cos \varphi + \hat{y} \sin \theta \sin \varphi + \hat{z} \cos \theta$ correspond à la direction d'observation du diagramme de rayonnement définie par les angles θ et φ .

L'amplitude du champ électrique reçue par un élément n dépend d'une part du diagramme de rayonnement du cornet défini par la fonction $\cos^{q_f}(\theta_f, n)$ où θ_f est l'angle d'ouverture du diagramme de rayonnement de la source primaire dans la direction de la cellule n . Et d'autre part, de la distance entre le centre de phase du cornet et la cellule n , noté R_n (figure 4.5). Dans ce chapitre, on utilise le diagramme de rayonnement réel obtenu à partir d'une simulation EM.

Les caractéristiques en amplitude et en phase de chaque élément sont définies par $|\Gamma_n| e^{j\phi_n}$. Dans notre cas, on utilise les propriétés des éléments contenues dans la base de données.

Enfin, les effets du diagramme de rayonnement de chaque élément peuvent être modélisés avec une fonction $\cos^{q_e} \theta$. Par souci de simplicité, dans cette étude nous considérons une source isotrope. Le diagramme de rayonnement de chaque élément est donc constant dans toutes les directions.

4.4.3.2 Simulation électromagnétique avec le logiciel HFSS

La simulation EM permet d'obtenir le diagramme de rayonnement de manière plus rigoureuse. On modélise donc le réseau sur le logiciel HFSS avec les sources primaires (figure 4.9). Pour chaque fréquence, on dispose d'un cornet. Les caractéristiques des sources primaires sont présentées dans le chapitre suivant.

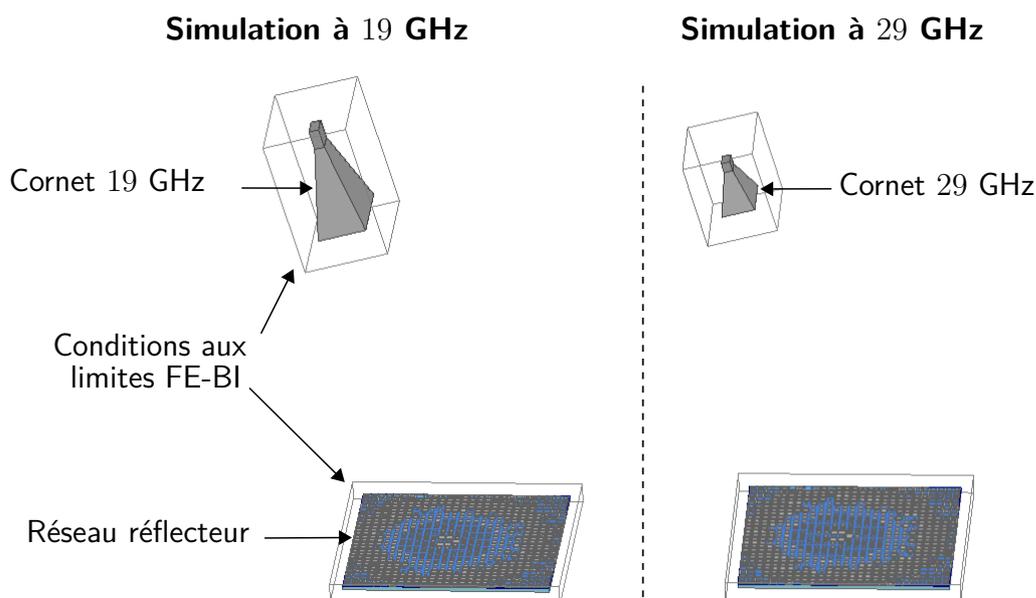


FIGURE 4.9 – Modélisation du cornet et du réseau réflecteur. Définition des conditions limites FE-BI pour la simulation EM.

On définit ensuite les conditions aux limites pour pouvoir réaliser la simulation EM. La structure complète (cornet et réseau réflecteur) étant relativement grande, on utilise une approche FE-BI (Finite Element Boundary Integral). C'est une méthode hybride qui combine une procédure d'équations intégrales et une méthode des éléments finis (FEM). Cette configuration permet de simuler le réseau avec sa source primaire sans avoir à mailler tout l'espace entre les deux.

Les diagrammes de rayonnement à 19 et 29 GHz sont calculés avec les deux méthodes. La comparaison permettra de discuter les hypothèses utilisées lors de la synthèse. Celle-ci utilise en effet une base de données dans laquelle les cellules sont caractérisées au sein d'un réseau infini périodique et sous incidence normale. Le modèle quasi-analytique utilise les mêmes hypothèses. L'écart de ses prédictions avec la simulation EM sera donc révélateur de la pertinence de ces hypothèses.

4.4.3.3 Comparaison des résultats

On présente une coupe du diagramme de rayonnement dans le plan principal, correspondant au plan xOz , sur la figure 4.10. On observe que l'allure générale du diagramme de rayonnement est bien prédite par le modèle quasi-analytique.

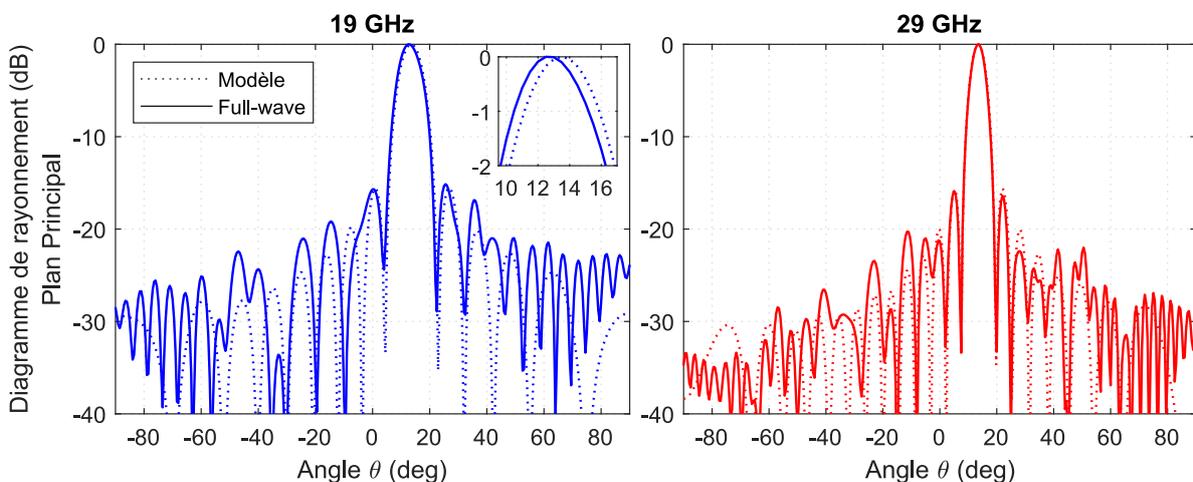


FIGURE 4.10 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{ref} .

On observe que la direction principale de rayonnement à 19 GHz est décalée de $-0,8^\circ$ en simulation EM par rapport à la direction de rayonnement attendue. Les premiers lobes secondaires sont aussi plus larges que ceux estimés avec le modèle quasi-analytique. La direction de rayonnement obtenue à 29 GHz en simulation EM est bien dans la direction souhaitée en $\theta = 13,5^\circ$. Enfin, on remarque d'une manière générale une forte variation sur le niveau des lobes secondaires (au-delà des lobes de chaque côté du lobe principal) et des écarts avec le modèle quasi-analytique.

En ce qui concerne le léger décalage du lobe principal à 19 GHz, on suppose que cela est dû aux diffractions sur les bords du RA. En effet, pour la simulation EM de ce petit réseau l'apodisation est faible, par conséquent une importante portion de la puissance arrive sur les bords ce qui perturbe le diagramme de rayonnement. Ce décalage du lobe principal n'apparaît plus lors de la simulation EM du grand RA dans le chapitre 5. Nous ne tiendrons donc pas compte de ce décalage dans la suite de ce chapitre.

Afin d'évaluer le comportement global du réseau, on présente les diagrammes de rayonnement selon une projection UV, correspondant à l'espace de rayonnement supérieur au réseau. Les projections UV aux deux fréquences obtenues avec le modèle quasi-analytique sont présentées sur la figure 4.11. On distingue clairement un lobe de rayonnement principal à chaque fréquence et une atténuation rapide des lobes secondaires.

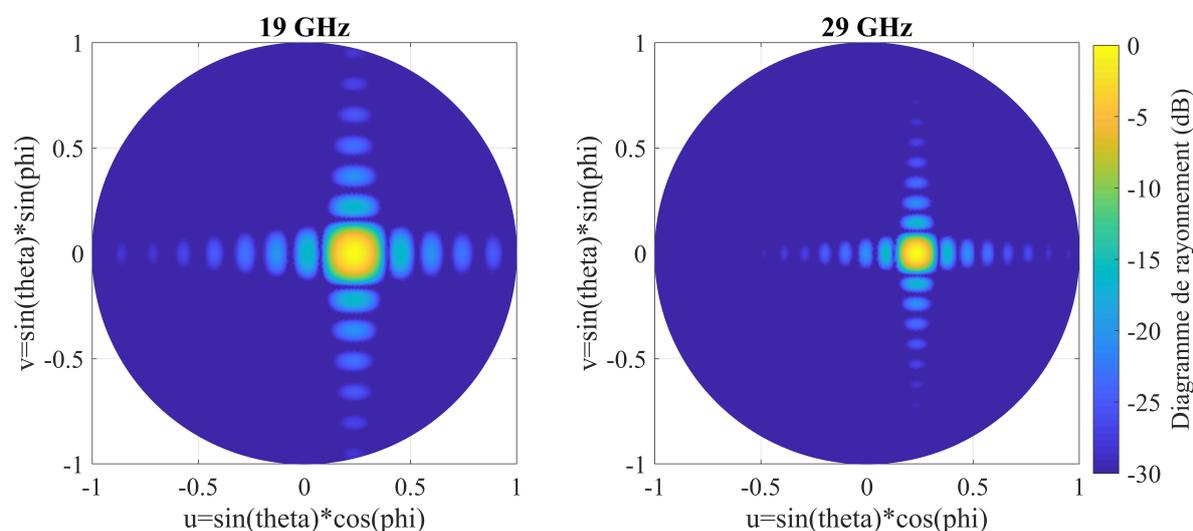


FIGURE 4.11 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{ref} calculés avec le modèle quasi-analytique.

Les projections UV obtenues en simulation EM sont présentées sur la figure 4.12. Par rapport aux projections UV obtenues avec le modèle quasi-analytique, le niveau des lobes secondaires à 19 GHz est plus élevé dans l'ensemble des directions de rayonnement. Les remontées de lobes secondaires à 29 GHz sont plus faibles. Les écarts entre le modèle quasi-analytique et la simulation EM montrent que le comportement des cellules varie entre les conditions de caractérisation des éléments et les conditions réelles dans le réseau.

Plusieurs causes peuvent expliquer les différences entre le modèle quasi-analytique et la simulation EM :

1. **la diffraction.** Dans le modèle quasi-analytique utilisé, la finitude du réseau n'est pas prise en compte. Les effets de bords et notamment des phénomènes de diffraction peuvent expliquer la présence des variations rapides du diagramme de rayonnement en simulation EM, pour les directions au-delà $\theta = \pm 60^\circ$, et le décalage du lobe principal

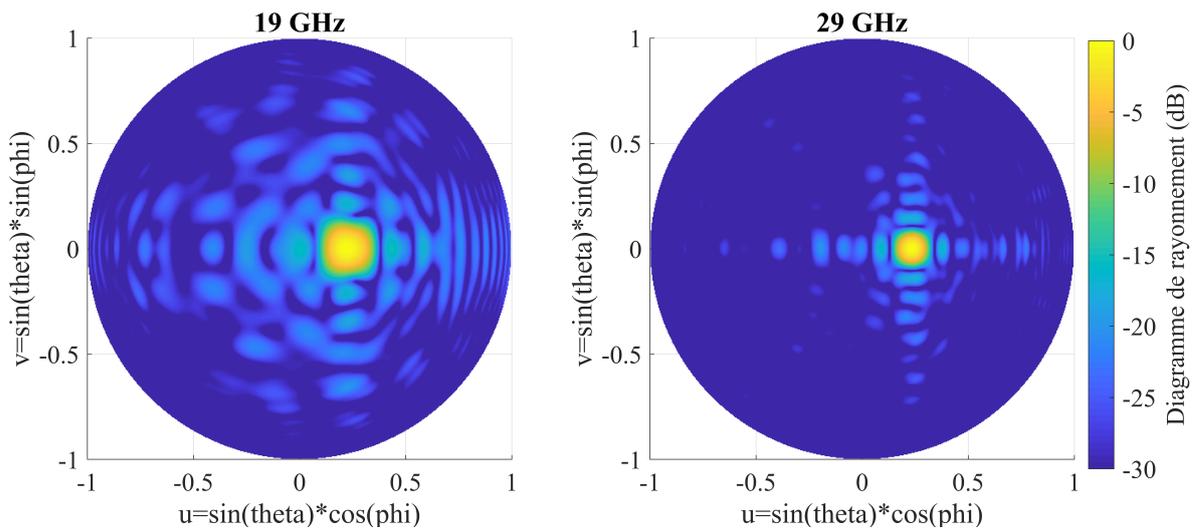


FIGURE 4.12 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{ref} simulés avec HFSS.

possiblement.

2. **l'incidence.** Le diagramme de rayonnement calculé avec le modèle quasi-analytique sur la figure 4.10 prend en compte les coefficients de réflexion issue de la simulation avec les conditions de Floquet sous incidence normale. Pour évaluer l'influence de l'angle d'incidence sur les coefficients de réflexion de chacun des éléments du réseau, on calcule avec HFSS le coefficient de chaque géométrie avec les conditions de Floquet sous leur incidence réelle (en fonction de θ et en ϕ dans le réseau). Le diagramme de rayonnement est de nouveau calculé avec le modèle quasi-analytique en utilisant les caractéristiques des éléments sous incidences réelles. Le nouveau diagramme de rayonnement obtenu est présenté en figure 4.13.

On constate que le diagramme de rayonnement obtenu avec le modèle quasi-analytique « sous incidence réelle » varie peu par rapport au diagramme de rayonnement calculé avec le modèle quasi-analytique « sous incidence normale ». Le lobe principal et les premiers lobes secondaires sont relativement similaires. La prise en compte de l'incidence apporte peu (ou pas du tout) dans ce cas. Nous garderons donc l'approximation avec le modèle quasi-analytique utilisant les coefficients de réflexion en incidence normale pour la suite.

3. **Le couplage lié à la non-périodicité.** Un dernier aspect concerne la perte des conditions de périodicité infinie en fonction de la disposition des éléments dans le RA. La présence de cellules avec des géométries différentes dans le réseau peut conduire à des modifications des couplages qui altèrent le comportement des cellules. À terme, on verra si des stratégies de synthèse plus élaborées permettent de limiter cet effet. En favorisant une variation lente de la géométrie des cellules à la surface du réseau, on peut par exemple espérer préserver un comportement des cellules plus conforme à celui prédit par l'hypothèse de périodicité locale et donc avoir un meilleur accord du modèle

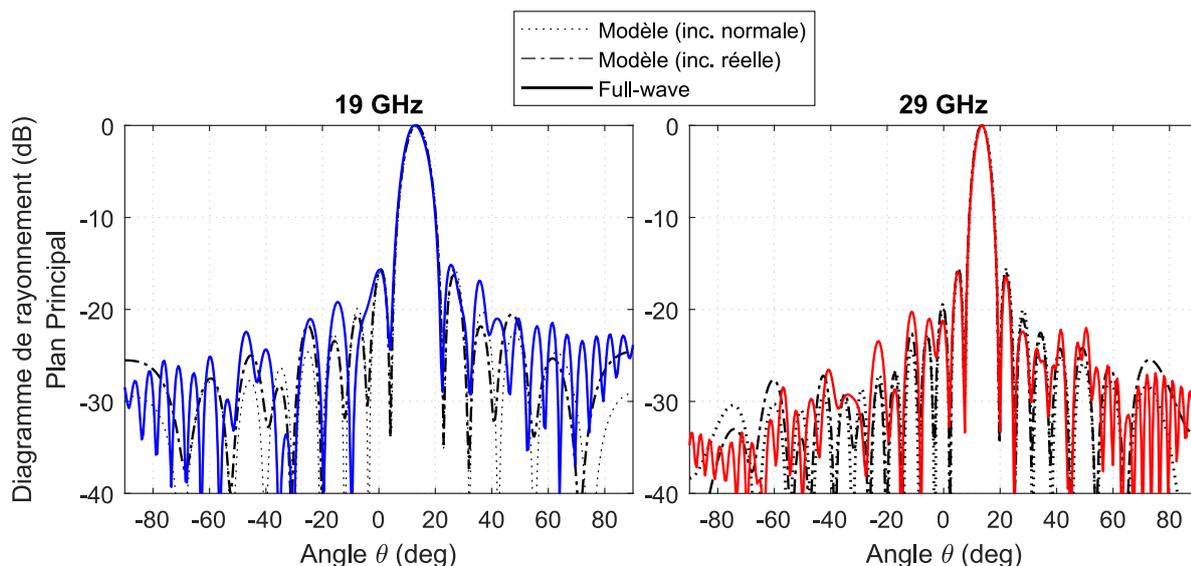


FIGURE 4.13 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{ref} . Modèle avec les coefficients de réflexion calculés avec MIX sous incidence normale (lignes en pointillés). Modèle avec les coefficients de réflexion simulés avec HFSS sous incidence réelle (lignes en tirets). Simulation EM du réseau complet avec HFSS (ligne continue).

quasi-analytique avec la simulation EM.

Pour résumer, nous avons mis en place une configuration de simulation EM qui permet d'étudier l'influence de la synthèse sur le diagramme de rayonnement produit par un petit réseau. De plus, l'utilisation d'un modèle quasi-analytique basé sur la théorie des réseaux permet de disposer du diagramme de rayonnement en supposant que les cellules se comportent comme si elles étaient dans un réseau périodique infini.

Dans la suite de ce chapitre, l'enjeu est d'élaborer une stratégie de synthèse visant à limiter les variations de comportement des éléments dans le réseau. La comparaison entre le modèle quasi-analytique et la simulation EM permet de comparer si les éléments ont ainsi le même comportement avec les conditions de Floquet (en environnement infini périodique) et dans le réseau réel (en environnement quasi-périodique).

4.5 Stratégies de synthèse de réseaux réflecteurs bifréquences avec les cellules Phoenix

Dans cette partie, on propose de développer une stratégie de synthèse bifréquence qui permettent d'une part d'améliorer les performances des diagrammes de rayonnement obtenus avec le réseau RA_{ref} et d'autre part d'améliorer la prédictibilité des diagrammes de rayonnement des RA. À terme, l'objectif est de pouvoir s'appuyer sur les prédictions du modèle quasi-analytique pour réaliser la synthèse et d'utiliser HFSS uniquement en phase de vérification.

Dans ce but, nous proposons d'éviter les cellules sensibles et d'élaborer une stratégie permettant d'obtenir une bonne régularité géométrique à la surface du réseau. Pour cela, nous

commençons par trier les CP qui composent la base de données.

4.5.1 Préfiltrage de la base de données

4.5.1.1 Synthèse avec un filtre pour limiter les pertes

Pour limiter la présence de CP sensibles dans la base de données, susceptibles d'avoir un comportement différent dans le réseau à cause des variations de l'environnement, on propose de trier les cellules dans la base de données. Dans le chapitre 3 (figure 3.19), nous avons vu que le niveau de pertes augmente avec la sensibilité des cellules (augmentation de la dispersion en fréquence). Par conséquent, pour limiter les cellules sensibles on filtre les cellules sur un critère de pertes.

Afin de déterminer le critère à appliquer, on propose d'évaluer la distribution des éléments dans la cartographie en fonction des pertes. La figure 4.14 est composée de 8 cartographies avec des pertes maximales différentes. Pour la première cartographie (en haut à gauche), on n'a conservé que les cellules dont les pertes aux deux fréquences sont inférieures à 0,05 dB. Les CP capacitives (en rouge) et les CP inductives (en bleu) qui répondent à ce critère sont principalement localisées autour du couple de phases $180^\circ/180^\circ$. Ce niveau de pertes est trop strict pour obtenir une distribution des cellules dans la cartographie qui soit suffisante pour envisager une synthèse bifréquence.

Dans les cartographies suivantes, on relâche progressivement le critère sur les pertes jusqu'à 0,4 dB. Dans chaque nouvelle cartographie, les anciennes cellules correspondant à un niveau de pertes inférieur sont représentées en gris, les CP répondant au nouveau critère sont représentées en couleur. D'une manière générale, l'augmentation du niveau de pertes permet surtout de compléter les cartographies sur les bords. On distingue néanmoins une région au centre de la cartographie qui est complétée par des cellules capacitives. D'après la figure 4.4, ces CP correspondent à des cellules d'ordre 1 et 2, dont les pertes maximales sont faibles vis-à-vis des ordres supérieurs. La mise en place d'un filtre pour trier les cellules avec des pertes élevées dans la base de données diminue grandement les possibilités de choix pour réaliser des couples de phases autour de $0^\circ/0^\circ$.

Le critère acceptable sur le niveau de pertes est difficile à déterminer, car plus le critère sur les pertes est strict, plus l'erreur de phase lors de la synthèse risque d'être élevée. Dans cette étude, nous choisissons de fixer à 0,3 dB (cartographie 3^{ème} ligne, 2^{ème} colonne), car ce seuil nous semble être un bon compromis entre le niveau de pertes et la distribution des CP dans la base de données. Avec ce critère, le nombre de CP dans la base de données est désormais réduit à 22 389 cellules. Dans le pire cas, la région vide au centre correspondrait à une erreur de phase d'environ $\pm 50^\circ$ à 19 GHz et $\pm 30^\circ$ à 29 GHz.

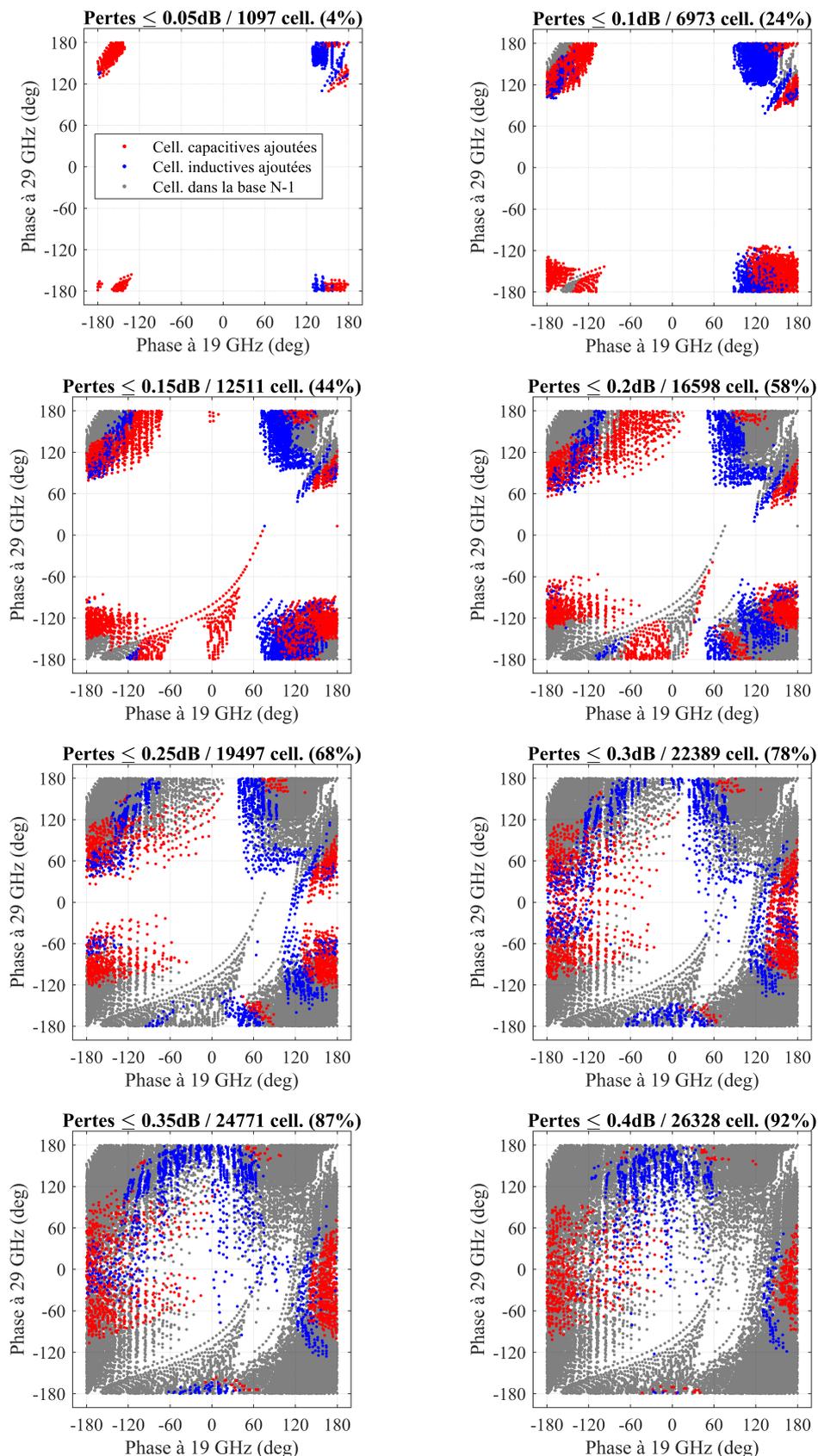


FIGURE 4.14 – Évolution de la distribution des cellules Phoenix dans la base de données en fonction d'un critère de pertes variable entre 0,05 dB et 0,4 dB par pas de 0,05 dB.

À partir de la base de données filtrée avec un critère de pertes à 0,3 dB, on réalise une nouvelle synthèse (figure 4.15) en gardant le même couple de phases $\Delta\phi$ au centre du panneau. Mis à part ce filtre, la synthèse est basée sur un même principe de minimisation de l'erreur de phase. L'ajout du filtre sur les pertes permet de réduire les pertes moyennes et les pertes maximales des cellules sélectionnées dans le réseau (tableau 4.2) quasiment sans dégrader l'erreur de phase.

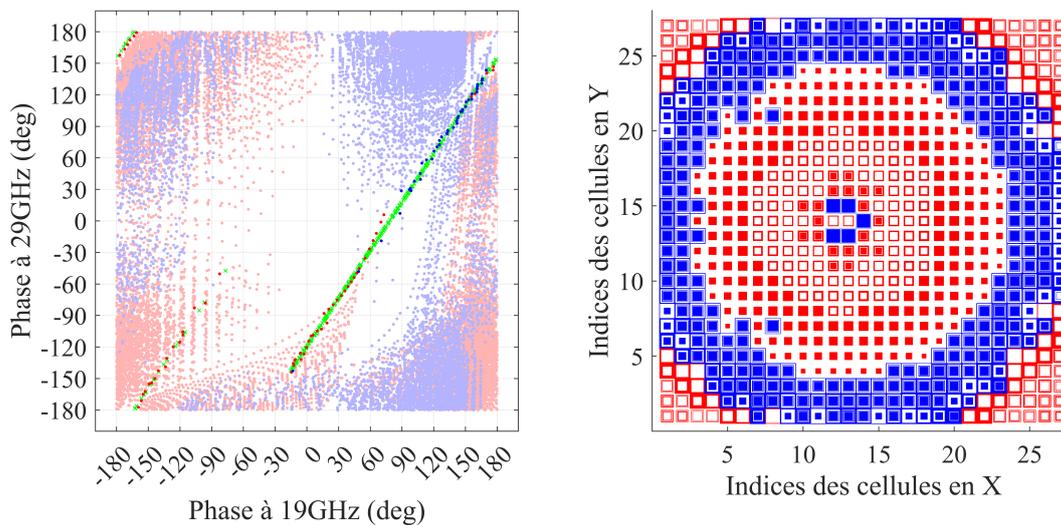


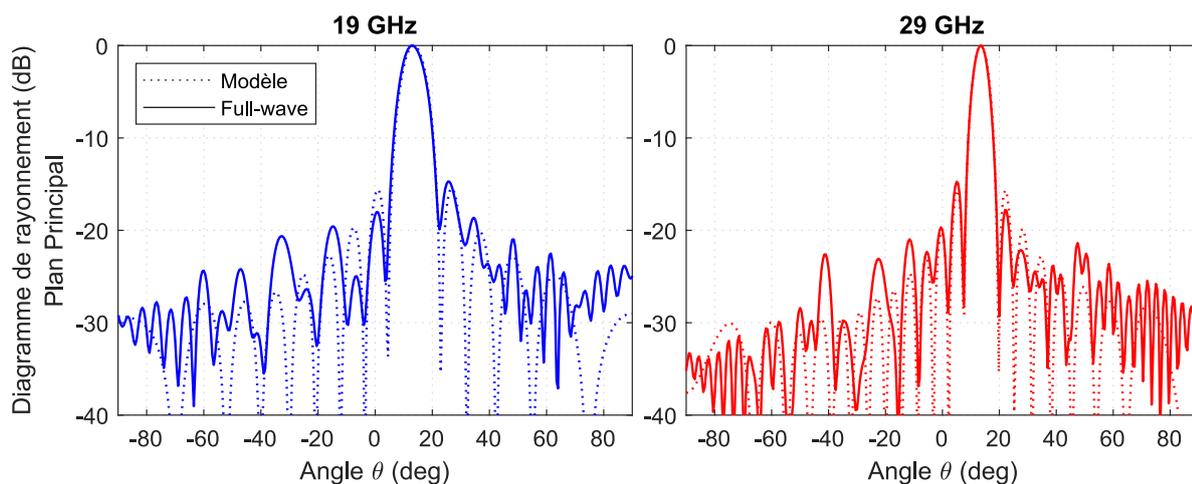
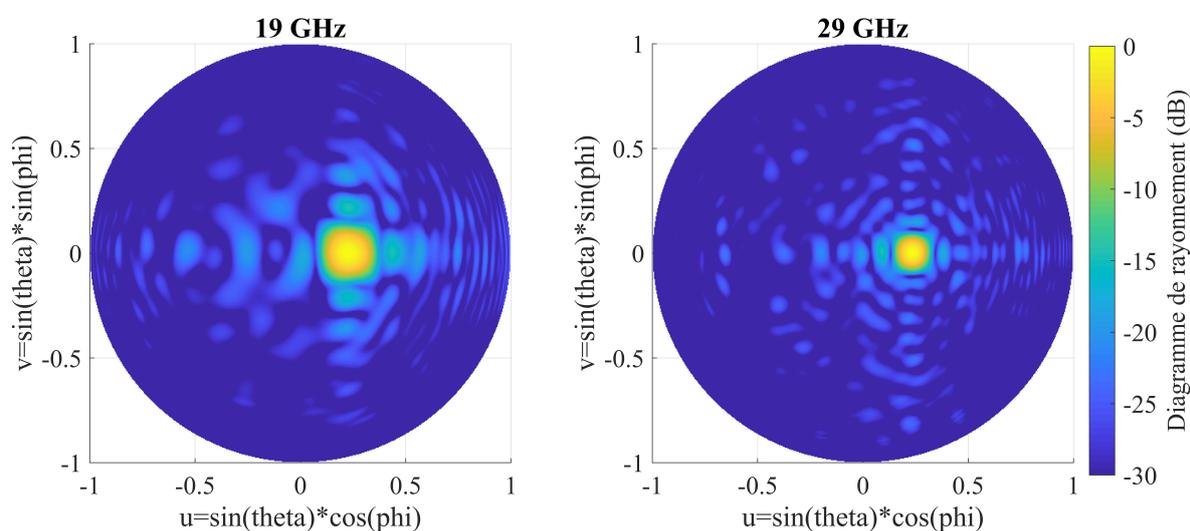
FIGURE 4.15 – Synthèse du réseau RA_{pertes} réalisée avec une base de données filtrée en pertes.

	$\delta\phi_{moy}$ (°)	$\delta\phi_{max}$ (°)	$ \Gamma _{moy}$ (dB)	$ \Gamma _{max}$ (dB)
RA_{ref}	1,5/1,5	7,7/6,8	-0,12/ - 0,17	-0,47/ - 0,37
RA_{pertes}	1,8/1,8	7,8/9,8	-0,09/ - 0,15	-0,27/ - 0,3

TABEAU 4.2 – Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans le réseau RA_{ref} et RA_{pertes} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

Sur le réseau, nommé RA_{pertes} , on observe que la transition entre les cellules capacitives d'ordre 1 et les cellules inductives d'ordre 4 est plus régulière qu'avec la synthèse précédente. Sur le diagramme de rayonnement à 19 GHz (figure 4.16), on observe une meilleure cohérence avec le modèle quasi-analytique au niveau de la largeur des premiers lobes secondaires. Cependant, les variations des lobes secondaires restent toujours, dans l'ensemble, irrégulières aux deux fréquences. Sur les projections UV (figure 4.17), les niveaux des lobes secondaires à 19 GHz ont sensiblement diminué, tandis qu'ils ont augmenté à 29 GHz.

En résumé, la limitation des pertes maxima à 0,3 dB à la fréquence basse et haute réduit le nombre de solutions disponibles dans la base de données et modifie donc la sélection des cellules lors de la synthèse. Dans l'ensemble, le niveau des lobes secondaires diminue, mais les écarts avec le modèle quasi-analytique sont toujours présents aux deux fréquences.

FIGURE 4.16 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{pertes} .FIGURE 4.17 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{pertes} simulé avec HFSS.

Avec cette stratégie de synthèse, la continuité géométrique n'est pas prise en compte. Des cellules inductives, au centre du réseau, se mélangent avec des cellules capacitives. Selon la sélection des cellules, celles-ci peuvent se retrouver environnées par des géométries très différentes. Afin de prendre en considération l'environnement géométrique des cellules, on propose de compléter la stratégie de synthèse en ajoutant un filtre sur les types de CP.

4.5.1.2 Synthèse avec un filtre sur les types de cellules

Avec les CP, on peut définir deux types de continuité géométrique : la continuité géométrique en respectant un même type de cellules (capacitives ou inductives), et la continuité entre les ordres (ordre 1 à 4). Dans cette partie, on propose d'ajouter en plus du filtre sur les pertes, un filtre sur les types de cellule afin d'obtenir des régions continues avec des CP de même type. Dans cet objectif, on réalise un tri manuel dans la base de données afin d'obtenir

des régions distinctes de cellules capacitives et de cellules inductives (figure 4.18).

Avec ce choix, les cellules capacitives sont conservées pour produire principalement des phases réfléchies inférieures à 10° à la fréquence basse, tandis que les cellules inductives sont principalement utilisées pour produire des phases supérieures 10° à la fréquence haute. Les cellules capacitives d'ordre 1 et 2 sont conservées pour réaliser des phases réfléchies à 19 GHz entre 10° et 60° . Après ce filtrage, la nouvelle base de données est constituée de 14 667 cellules (6 602 capacitives et 7 865 inductives).

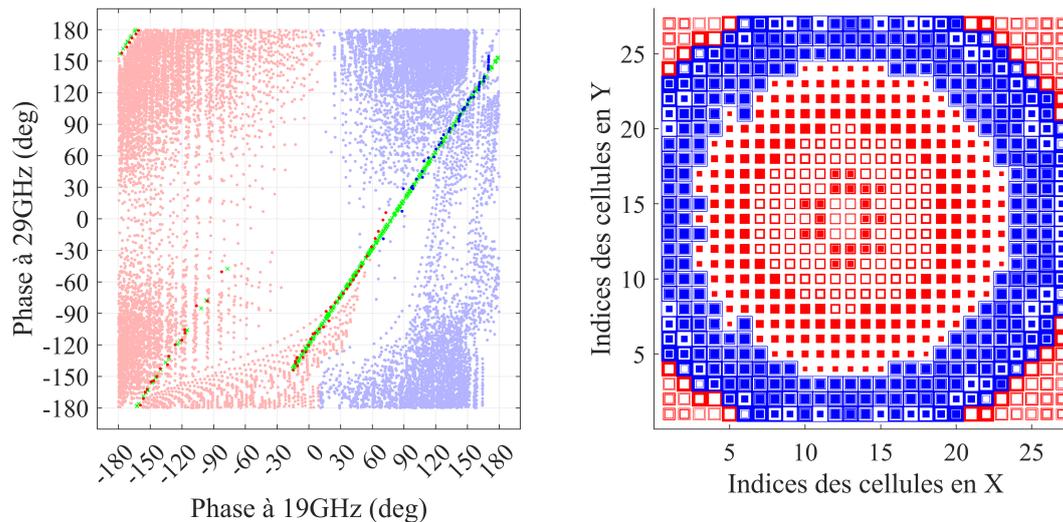


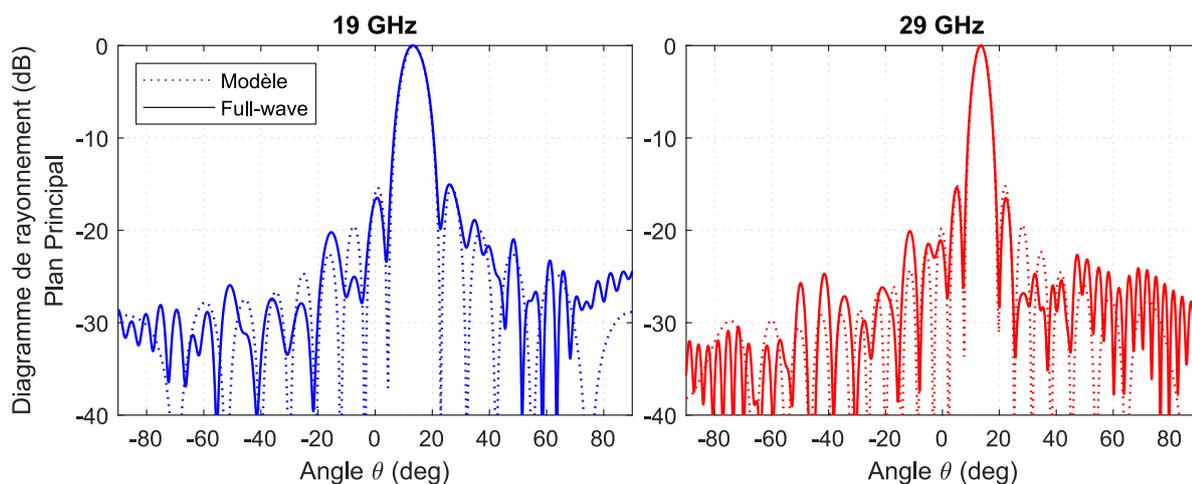
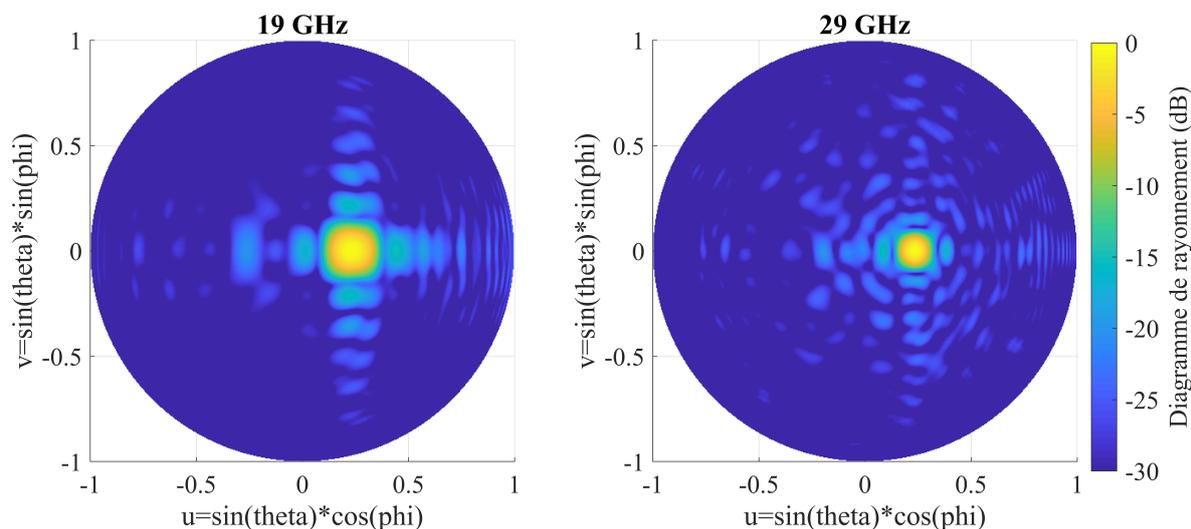
FIGURE 4.18 – Synthèse du réseau RA_{types} réalisée avec une base de données filtrée en pertes et en types.

	$\delta\phi_{moy}$ ($^\circ$)	$\delta\phi_{max}$ ($^\circ$)	$ \Gamma _{moy}$ (dB)	$ \Gamma _{max}$ (dB)
RA_{ref}	1,5/1,5	7,7/6,8	-0,12/ -0,17	-0,47/ -0,37
RA_{pertes}	1,8/1,8	7,8/9,8	-0,09/ -0,15	-0,27/ -0,3
RA_{types}	1,9/1,8	8,8/9,8	-0,09/ -0,15	-0,24/ -0,3

TABLEAU 4.3 – Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans les réseaux RA_{ref} , RA_{pertes} et RA_{types} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

Une nouvelle synthèse, nommée RA_{types} , est réalisée. De la même manière que pour les précédentes, les éléments qui minimisent l'erreur de phase aux deux fréquences sont sélectionnés. Comme le montre le réseau obtenu (figure 4.18), cette stratégie évite les cellules capacitives ou inductives isolées dans le réseau. En revanche, les caractéristiques générales des cellules dans le réseau ne varient presque pas (tableau 4.3).

Sur la figure 4.19, les diagrammes de rayonnement dans les plans principaux varient peu aux deux fréquences. En revanche, la projection UV à 19 GHz montre une amélioration sur le niveau de l'ensemble des lobes secondaires. À 29 GHz, les évolutions sont plus subtiles, mais tout de même présentes.

FIGURE 4.19 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{types} .FIGURE 4.20 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{types} simulé avec HFSS.

On peut noter que le tri de la base de données aura un effet plus marqué sur les cellules sélectionnées se situant sur les bords du grand réseau de 51×51 éléments. En effet, la rotation de phase est plus rapide et donc la géométrie des cellules évolue plus rapidement dans cette partie du réseau.

En résumé, la base triée selon le type des CP permet d'éviter les cellules isolées sur le panneau, tout en gardant une synthèse simple. Néanmoins, cette stratégie ne prend pas en compte l'ordre des CP dans le réseau, si bien que des cellules capacitives d'ordre 3 sont toujours présentes au centre du réseau au milieu de cellule d'ordre 2. Dans la suite, une stratégie est proposée pour contrôler l'ordre des CP lors de la synthèse.

4.5.2 Critères de sélection sur les cellules dans la base préfiltrée

La richesse de la base de données et la grande quantité de cellules dans certaines zones de la cartographie offrent la possibilité de choisir différentes géométries à condition de tolérer des erreurs de phase légèrement plus importantes. Dans ce but, nous proposons de modifier la recherche des éléments dans la base de données en faisant évoluer la méthode « Phase Only » jusqu'à présent utilisée.

Le principe est présenté en figure 4.21. Nous définissons une fenêtre de recherche circulaire, de rayon R , autour d'un couple de phases idéal. Ce rayon correspond à une zone de recherche locale dans la base de données. Un groupe de cellules possibles est alors identifié et un autre critère de sélection peut être appliqué pour en extraire la meilleure solution (par exemple le type, l'ordre...).

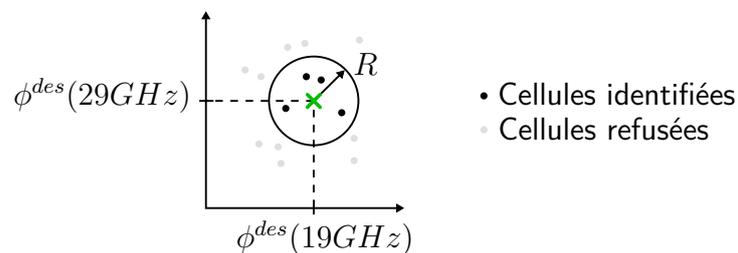


FIGURE 4.21 – Représentation graphique de la recherche locale dans la base de données dans une fenêtre circulaire de rayon R .

Ce rayon de recherche initial est fixé et peut être agrandi, si aucune cellule n'est retenue lors de la première recherche. Mathématiquement, on peut définir la condition de sélection telle que :

$$\sqrt{\delta\phi(f_b)^2 + \delta\phi(f_h)^2} \leq R + nI, \quad (4.5)$$

où R est le rayon initial correspondant à l'erreur de phase tolérée, I fixe l'incrément de phase et n le nombre d'itérations nécessaire pour trouver une cellule. On présente l'algorithme correspondant en figure 4.22. La procédure de recherche complète sera détaillée dans la suite pour un cas concret. Avec cette méthode, la recherche dans la base de données est progressive et permet de limiter l'erreur en phase sur le panneau.

Pour commencer, nous choisissons de relâcher la contrainte sur la phase pour améliorer le contrôle de l'ordre des cellules sélectionnées.

4.5.2.1 Synthèse avec un critère sur l'ordre des cellules

L'objectif de cette partie est de favoriser la présence de cellules de même nature (même ordre) localement sur le panneau. La stratégie employée dans cette partie est de minimiser l'ordre des cellules sélectionnées. À partir de l'analyse de la base de données réalisée sur la figure 4.4, ce choix permet *a priori* de limiter les pertes dans la base de données (figure 4.4).

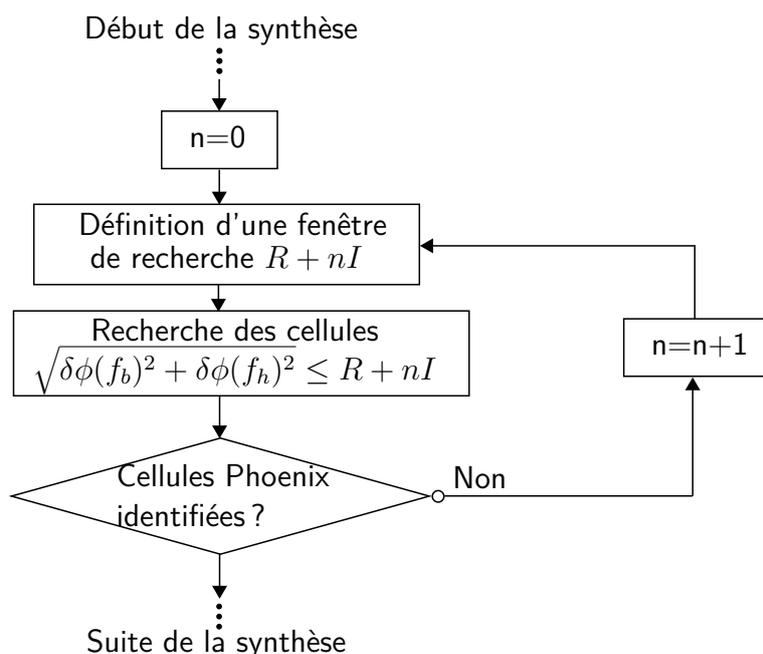


FIGURE 4.22 – Algorithme de recherche dans la base de données.

Lors de la synthèse d'un réseau, le nombre de cellules sélectionnées pour chaque couple de phases dépend très fortement des paramètres R et I . Dans cette étude, on fixe arbitrairement un rayon R égal à 10° , un incrément I à 5° . Le réseau réalisé avec cette méthodologie de synthèse est présenté en figure 4.23. On le nomme RA_{ordre} . Il est principalement constitué de cellules capacitives d'ordre faible (1 et 2) au centre et favorise la présence de cellules inductives d'ordre 1 et 2. Des zones sans métallisation ont fait leur apparition dans le réseau. Enfin, la transition entre les cellules capacitives et inductives n'a pas beaucoup évolué par rapport à la synthèse précédente. Elle peut être considérée comme relativement abrupte et donc générer des couplages non contrôlés. L'ajout de cette nouvelle stratégie de recherche dans la base de données augmente logiquement les erreurs de phase des cellules placées dans le réseau (tableau 4.4). On observe aussi que les pertes moyennes à 19 GHz ont légèrement augmenté, bien que les pertes maximales ont quant à elles diminué. Les pertes à 29 GHz n'ont pas évolué par rapport à la synthèse RA_{types} . Le choix de minimiser l'ordre des cellules n'a donc pas diminué les pertes dans le réseau.

Les diagrammes de rayonnement obtenus figure 4.24 ne montrent pas une amélioration significative sur le niveau des lobes secondaires. Les diagrammes en projection UV sont présentés en figure 4.25. Comparé aux diagrammes UV de la synthèse précédente (figure 4.20), le niveau des lobes secondaires a globalement augmenté à 19 GHz et est resté constant à 29 GHz.

En conclusion, cette stratégie de synthèse permet de favoriser la présence de cellules de même ordre localement sur le panneau. Néanmoins, cette synthèse n'est pas suffisante pour améliorer la transition entre les cellules capacitives et inductives. En effet, les cellules à la frontière sont similaires aux réseaux précédents.

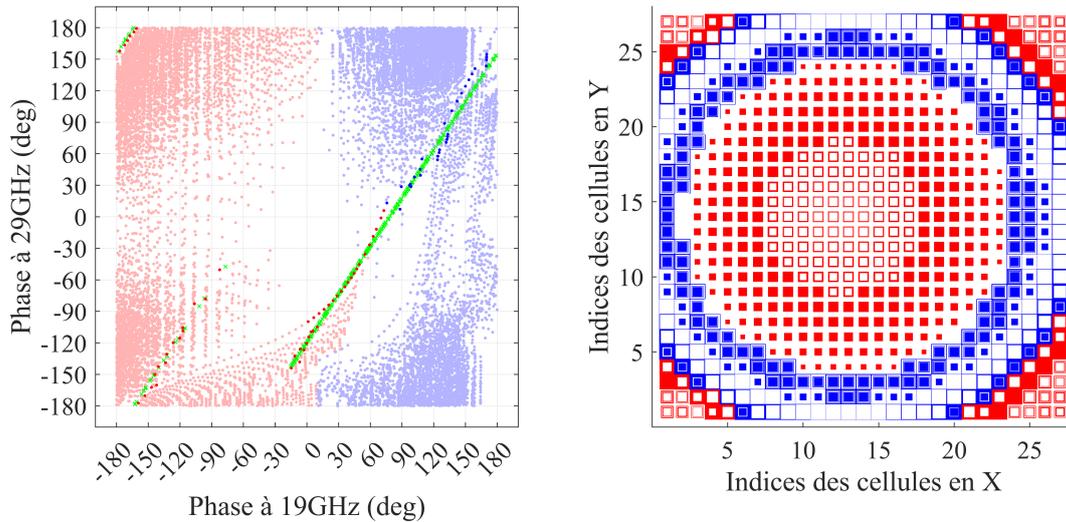


FIGURE 4.23 – Synthèse du réseau RA_{ordre} réalisé avec une base de données filtrée en pertes et selon le type des cellules (régions capacitives/inductives). Sélection des cellules avec un ordre petit en tolérant une erreur de phase ($R = 10^\circ$ et $I = 5^\circ$).

	$\delta\phi_{moy}$ ($^\circ$)	$\delta\phi_{max}$ ($^\circ$)	$ \Gamma _{moy}$ (dB)	$ \Gamma _{max}$ (dB)
RA_{ref}	1,5/1,5	7,7/6,8	-0,12/ -0,17	-0,47/ -0,37
RA_{pertes}	1,8/1,8	7,8/9,8	-0,09/ -0,15	-0,27/ -0,3
RA_{types}	1,9/1,8	8,8/9,8	-0,09/ -0,15	-0,24/ -0,3
RA_{ordre}	3,1/2,6	15,6/13	-0,11/ -0,15	-0,21/ -0,3

TABLEAU 4.4 – Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans les réseaux RA_{ref} , RA_{pertes} , RA_{types} et RA_{ordre} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

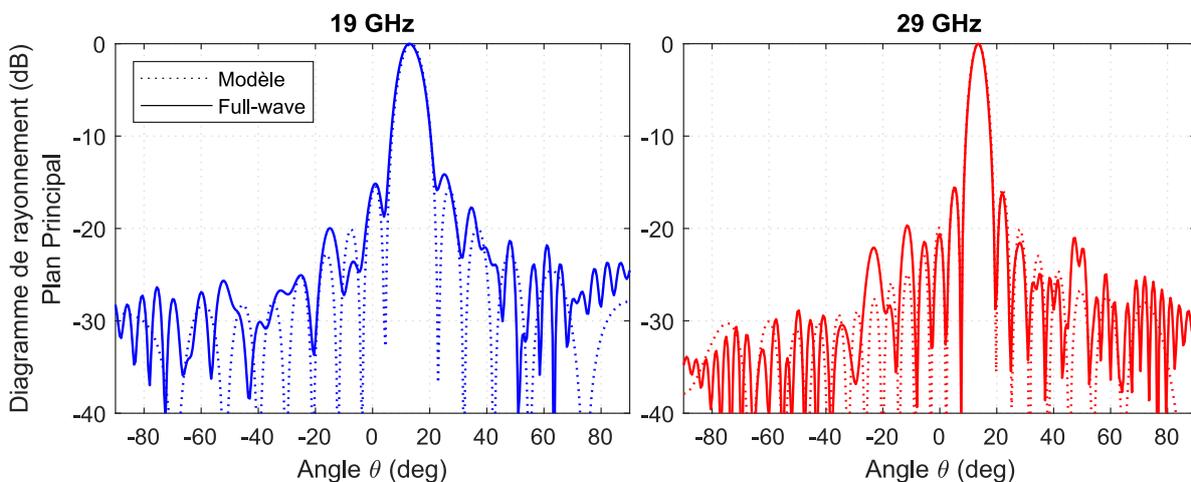


FIGURE 4.24 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau R_{ordres} .

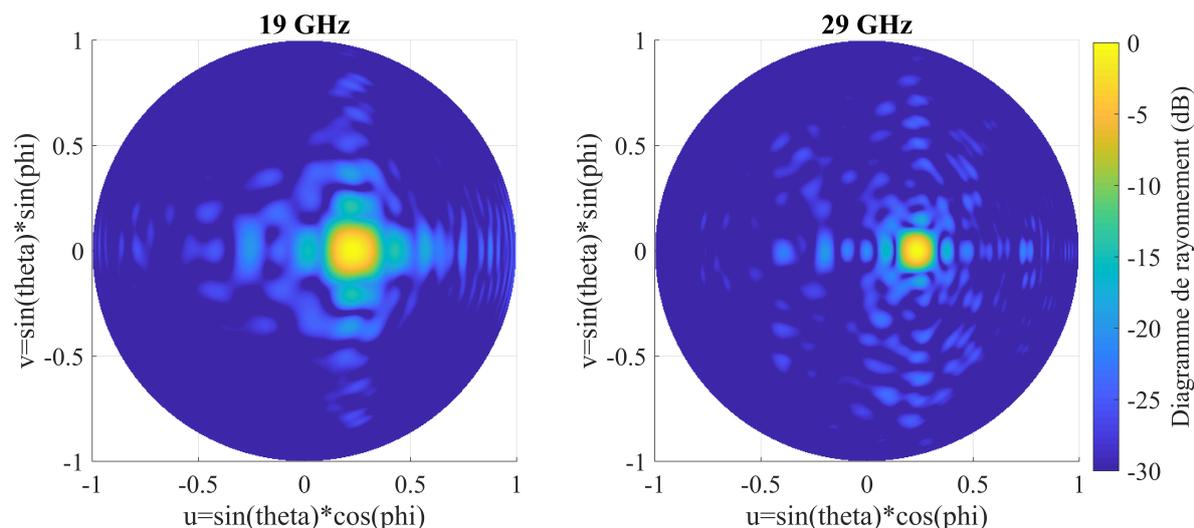


FIGURE 4.25 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{ordre} simulé avec HFSS.

4.5.2.2 Synthèse avec un critère sur les dimensions géométriques

Un dernier critère de sélection est introduit dans cette partie. L'objectif est de limiter la présence de cellules sensibles dans le réseau en définissant une contrainte directement sur les dimensions de la géométrie des CP.

La stratégie adoptée dans cette partie est de maximiser les dimensions géométriques des éléments, en sélectionnant les éléments qui ont des ouvertures larges et des métallisations larges. Pour cela, on calcule les épaisseurs de la cellule. À titre d'exemple, pour une cellule d'ordre 2, on obtient trois dimensions $m - c_1$, $c_1 - c_2$ et c_2 . On identifie la plus petite dimension géométrique : cette valeur est le critère de sélection sur la géométrie de la cellule.

La synthèse d'un réseau est réalisée en, ajoutant ce nouveau critère sur la géométrie. La procédure de recherche complète se déroule en 4 étapes. D'abord, on recherche des CP dans la fenêtre R , puis on sélectionne des cellules avec l'ordre minimum. Ensuite, on recherche les cellules avec les épaisseurs les plus grandes, pour enfin, si plusieurs cellules sont encore disponibles, sélectionner la cellule la plus proche en phase. Le réseau de CP obtenu, nommé RA_{DimGeo} , est présenté sur la figure 4.26. On constate que le niveau de pertes moyen des cellules sélectionnées est plus faible que pour le réseau précédent (tableau 4.5). Cette stratégie de synthèse permet *a priori* ainsi de sélectionner des cellules moins sensibles en tolérant une légère augmentation de l'erreur de phase moyenne des cellules sélectionnées par rapport aux autres réseaux. Cela se vérifie sur les diagrammes de rayonnement en simulation EM (figure 4.27) qui ont globalement un bon accord avec le modèle quasi-analytique.

Enfin, en comparant les projections UV (figure 4.28) aux résultats de la synthèse précédente (figure 4.25), on remarque que le critère sur la géométrie a très nettement permis de diminuer le niveau des lobes secondaires dans l'ensemble des directions de rayonnement et aux deux fréquences.

En résumé, la méthodologie de synthèse développée a permis d'obtenir un meilleur accord

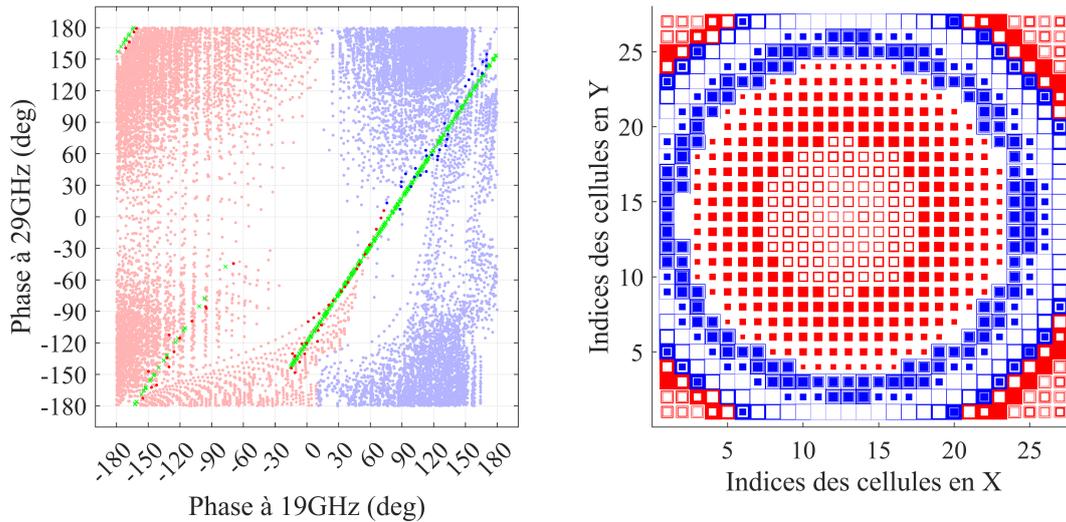


FIGURE 4.26 – Synthèse du réseau RA_{DimGeo} réalisé avec une base de données filtrée en pertes et selon le type des cellules (régions capacitives/inductives). Sélection des cellules avec un ordre petit et des géométries épaisses en tolérant une erreur de phase ($R = 10^\circ$ et $I = 5^\circ$).

	$\delta\phi_{moy}$ ($^\circ$)	$\delta\phi_{max}$ ($^\circ$)	$ \Gamma _{moy}$ (dB)	$ \Gamma _{max}$ (dB)
RA_{ref}	1, 5/1, 5	7, 7/6, 8	-0, 12/ - 0, 17	-0, 47/ - 0, 37
RA_{pertes}	1, 8/1, 8	7, 8/9, 8	-0, 09/ - 0, 15	-0, 27/ - 0, 3
RA_{types}	1, 9/1, 8	8, 8/9, 8	-0, 09/ - 0, 15	-0, 24/ - 0, 3
RA_{ordre}	3, 1/2, 6	15, 6/13	-0, 11/ - 0, 15	-0, 21/ - 0, 3
RA_{DimGeo}	4, 3/4, 2	9, 9/10	-0, 08/ - 0, 13	-0, 21/ - 0, 3

TABLEAU 4.5 – Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans les réseaux RA_{ref} , RA_{pertes} , RA_{types} , RA_{ordre} et RA_{DimGeo} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

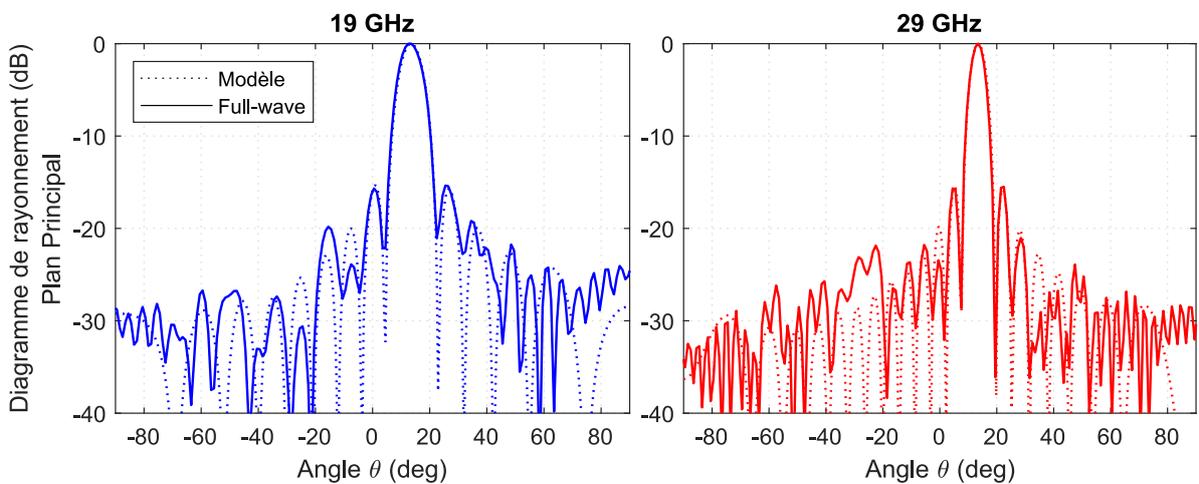


FIGURE 4.27 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{DimGeo} .

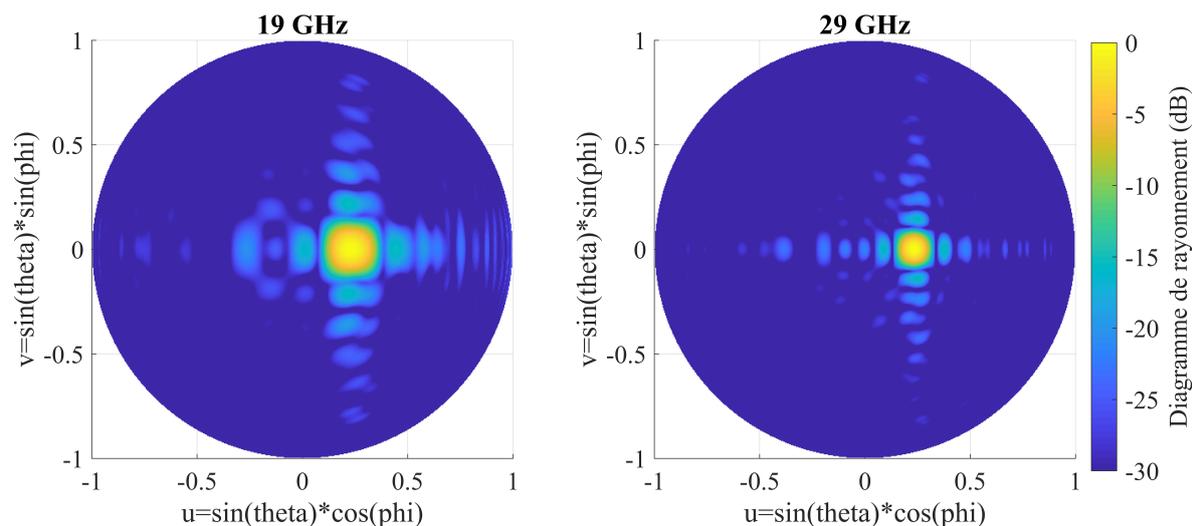


FIGURE 4.28 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{DimGeo} simulé avec HFSS.

avec le modèle quasi-analytique dans l'ensemble des directions de rayonnement par rapport à la première synthèse réalisée (figure 4.6). Les critères de sélection choisis diminuent les pertes moyennes dans le réseau de $-0.04/ -0.04$ dB à 19/29 GHz, ainsi que les pertes maximales. Ces choix participent à limiter les cellules sensibles dans le réseau.

Nous pouvons observer que les améliorations sur les diagrammes de rayonnement sont difficiles à obtenir dans les cas présentés. On peut supposer que la synthèse est relativement bonne dès le début. Afin d'élargir le champ de l'étude, nous nous intéressons à présent à d'autres stratégies pour réaliser des synthèses bifréquences.

Les réseaux réalisés jusqu'à présent possèdent tous des cellules capacitatives et inductives. La transition géométrique entre les deux types de cellules peut créer une discontinuité sur le réseau et modifier le comportement des éléments aux frontières. Est-il possible d'améliorer les diagrammes de rayonnement des réseaux, en réalisant un réseau composé uniquement de cellules d'un seul type ?

4.5.2.3 Synthèse avec des cellules capacitatives

L'objectif de cette partie est d'évaluer de manière qualitative les performances d'un réseau composé de cellules d'un type unique.

Nous reprenons la base de données filtrée à 0,3 dB de pertes. Dans cette base, seules les cellules capacitatives sont conservées. Une synthèse est réalisée avec la même méthodologie que dans la partie 4.5.2.2 (en sélectionnant les CP selon l'ordre et les dimensions géométriques). L'offset de phase $\Delta\phi$ n'est pas modifié. Le réseau réalisé RA_{DimGeo} est présenté sur la figure 4.29. Les cellules au centre du réseau sont identiques à celles du réseau précédent (figure 4.26), seules les cellules sur les bords ont été remplacées, afin d'obtenir un réseau composé uniquement de cellules capacitatives.

Les diagrammes de rayonnement obtenus (figure 4.30) montrent un très bon accord entre le modèle quasi-analytique et la simulation EM à 29 GHz. Sur les projections UV (figure 4.31), on constate que le niveau des lobes secondaires augmente aux deux fréquences dans l'ensemble des directions de rayonnement par rapport au réseau précédent (figure 4.26).

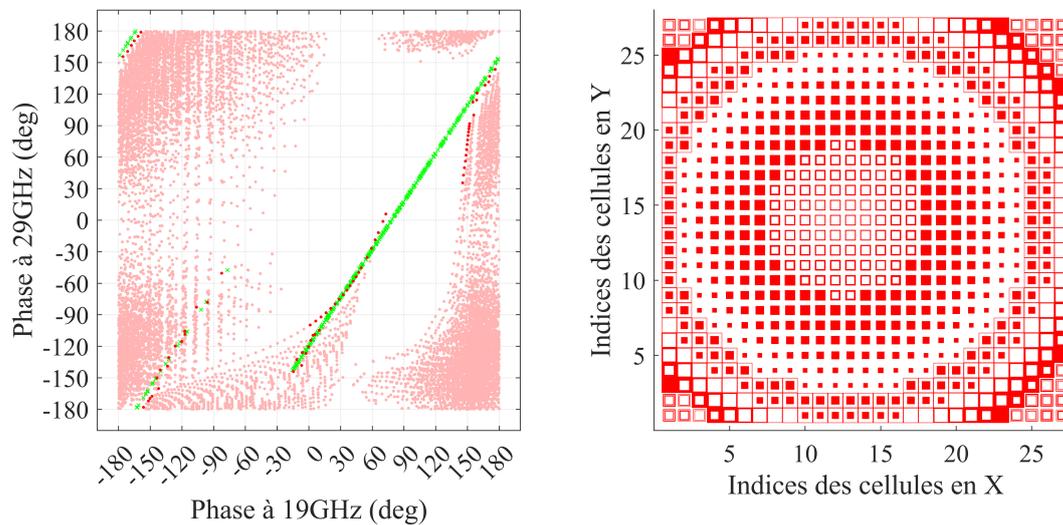


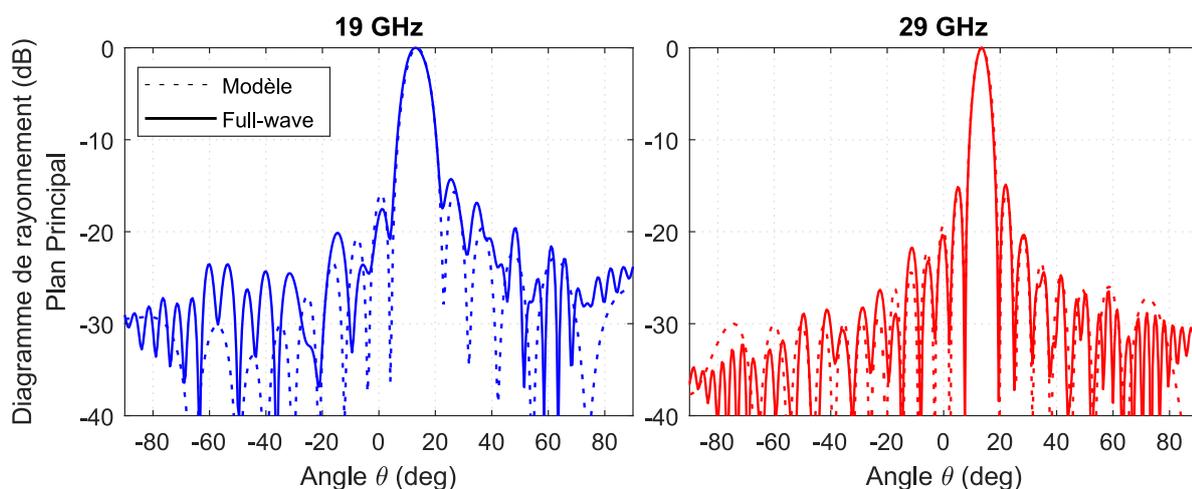
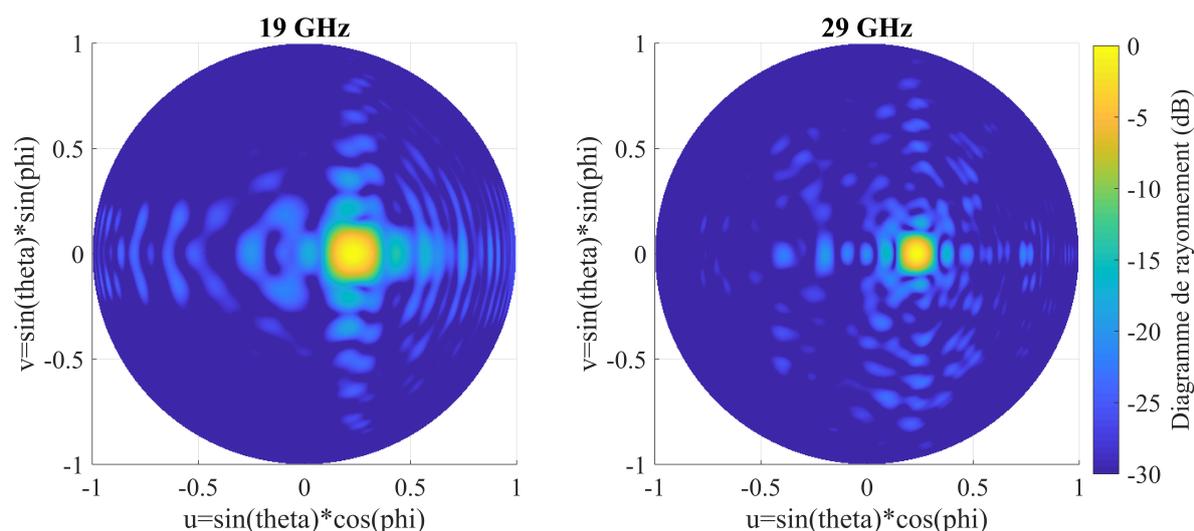
FIGURE 4.29 – Synthèse du réseau RA_{Capa} réalisé avec une base de données filtrée en pertes, possédant uniquement des cellules capacitives. Sélection des cellules avec un ordre petit et des géométries épaisses en tolérant une erreur de phase ($R = 10^\circ$ et $I = 5^\circ$).

	$\delta\phi_{\text{moy}} (^\circ)$	$\delta\phi_{\text{max}} (^\circ)$	$ \Gamma _{\text{moy}} (\text{dB})$	$ \Gamma _{\text{max}} (\text{dB})$
RA_{ref}	1, 5/1, 5	7, 7/6, 8	-0, 12/ - 0, 17	-0, 47/ - 0, 37
RA_{pertes}	1, 8/1, 8	7, 8/9, 8	-0, 09/ - 0, 15	-0, 27/ - 0, 3
RA_{types}	1, 9/1, 8	8, 8/9, 8	-0, 09/ - 0, 15	-0, 24/ - 0, 3
RA_{ordre}	3, 1/2, 6	15, 6/13	-0, 11/ - 0, 15	-0, 21/ - 0, 3
RA_{DimGeom}	4, 3/4, 2	9, 9/10	-0, 08/ - 0, 13	-0, 21/ - 0, 3
RA_{Capa}	8, 9/4, 1	41, 3/32	-0, 06/ - 0, 12	-0, 16/ - 0, 28

TABLEAU 4.6 – Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans les réseaux RA_{ref} , RA_{pertes} , RA_{types} , RA_{ordre} , RA_{DimGeom} et RA_{Capa} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

En résumé, les résultats des diagrammes de rayonnement et les projections UV montrent que la sélection de cellules uniquement capacitives n'améliore pas significativement les performances générales du réseau. Ainsi, même avec la suppression des transitions entre cellules capacitives et inductives, on observe des écarts au niveau des lobes secondaires entre le modèle quasi-analytique et la simulation EM.

D'une manière plus générale, les performances des réseaux réalisés sont dans l'ensemble très bonnes. On n'observe à aucun moment, de remontée de lobe problématique ni de différence

FIGURE 4.30 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{Capa} .FIGURE 4.31 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{Capa} simulé avec HFSS.

trop importante entre la simulation EM et le modèle quasi-analytique. La mise en oeuvre de filtres sur la base de données, qui visent à limiter les cellules sensibles et à favoriser la continuité géométrique, semblent tout de même apporter quelques améliorations sur les diagrammes de rayonnement. La synthèse élaborée semble apporter une plus grande stabilité au niveau des lobes secondaires comparativement à une synthèse qui chercherait seulement à minimiser l'erreur de phase dans une base brute.

Dans la suite, on propose d'évaluer la méthode de synthèse développée dans une autre configuration de sélection des cellules, en modifiant l'offset de phase $\Delta\phi$.

4.5.3 Modification de l'offset de phase

L'offset de phase $\Delta\phi$ est un paramètre déterminant pour choisir la nature des éléments sélectionnés dans le réseau. Afin de valider la méthode de sélection des cellules développée, on choisit de modifier cet offset $\Delta\phi$. On choisit de manière arbitraire les phases à réaliser au centre du réseau. Dans la fin de chapitre, les phases désirées au centre du réseau sont désormais égales à -64° et 174° à 19 et 29 GHz, respectivement. Similairement à la partie précédente, on propose de comparer une méthode de synthèse basique à une méthode améliorée. Deux nouveaux réseaux sont ainsi réalisés et simulés.

Première synthèse : RA₁

On réalise la synthèse d'un réseau RA₁ dans la base de données brute (comme pour la section 4.4.2). Les cellules qui permettent de minimiser l'erreur de phase aux deux fréquences sont sélectionnées (équation 4.3). Le réseau réalisé est présenté sur la figure 4.32 (à gauche). Les CP au centre de réseau sont de nature variée (types et ordres différents). Les cellules autour de cette région centrale sont principalement des CP d'ordre 4 inductives. On peut remarquer que les pertes des cellules sélectionnées sont relativement élevées à 19 GHz (TABLEAU 4.7).

Deuxième synthèse : RA₂

La procédure pour la seconde synthèse (réseau RA₂) est identique à celle de la section 4.5.2.2. La base de données est filtrée (pertes $< 0,3$ dB et région de cellules de type identiques) et la sélection des cellules privilégie les ordres faibles et les géométries épaisses. Le réseau obtenu est présenté en figure 4.32 (à droite). La méthodologie employée permet d'obtenir un réseau avec une meilleure continuité géométrique au centre du réseau, et des pertes plus faibles à la fréquence basse.

	$\delta\phi_{moy}$	$\delta\phi_{max}$	$ \Gamma _{moy}$	$ \Gamma _{max}$
RA ₁	1, 9/2, 2	10, 2/9, 5	0, 22/0, 18	0, 58/0, 32
RA ₂	4, 6/4, 1	14, 1/12, 7	0, 12/0, 15	0, 22/0, 3

TABLEAU 4.7 – Caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) des réseaux en figure 4.32 à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

Nous avons constaté que le temps de simulation EM à 19 GHz est bien plus important pour le premier réseau que le second. Ceci est lié au fait que pour un même critère de convergence, le nombre d'éléments finis (tétraèdre) dans le même volume de calcul est deux fois plus élevé pour le premier réseau que pour le second. En d'autres termes, pour obtenir un même niveau d'erreur entre les deux simulations EM, le logiciel doit augmenter le nombre d'éléments finis dans certaines zones. Cela signifie que les cellules dans le premier réseau sont plus instables que

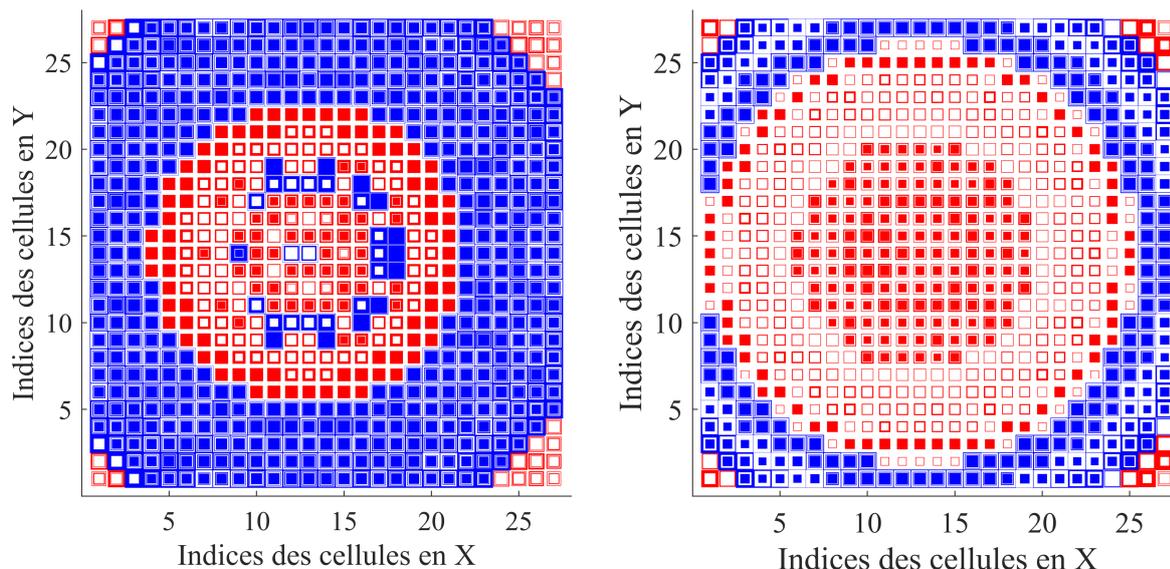


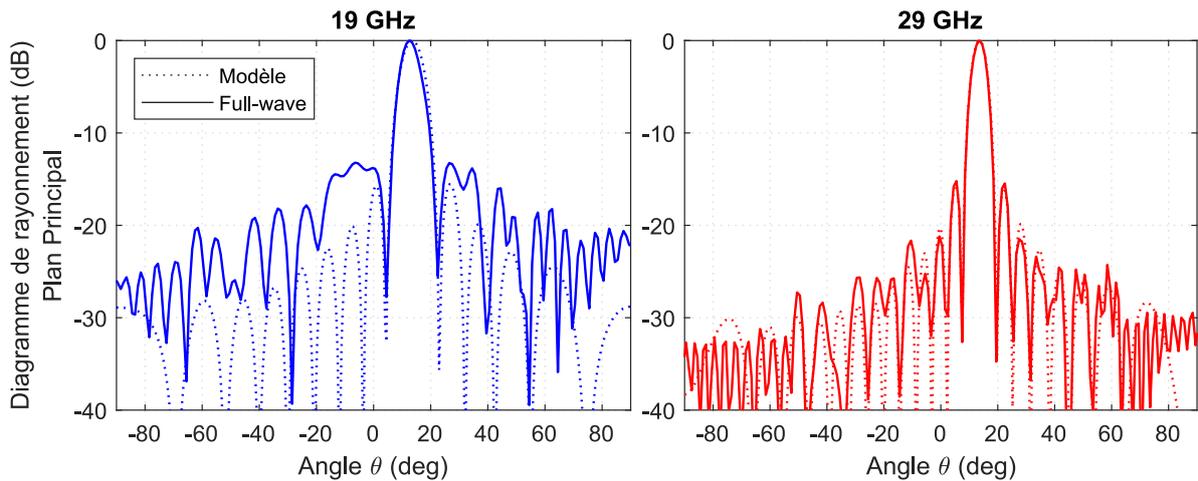
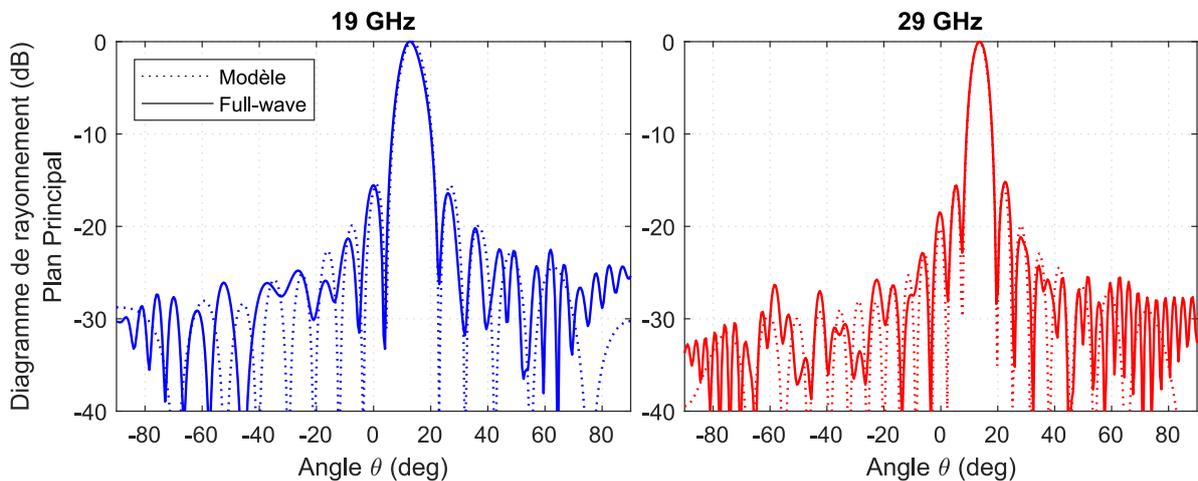
FIGURE 4.32 – Réseau RA_1 réalisé à partir de la base de données brute (à gauche). Réseau RA_2 réalisé à partir de la base de données filtrée en pertes et en type, avec une sélection des cellules en minimisant l'ordre et avec des géométries épaisses (à droite). Les caractéristiques des cellules des deux réseaux sont dans le TABLEAU 4.7.

dans le second réseau. Le manque de ressource mémoire de l'ordinateur sur lequel est réalisée la simulation EM conduit à définir un critère de convergence plus faible pour le premier réseau. Par conséquent, le résultat du diagramme de rayonnement est moins précis.

Les diagrammes de rayonnement du premier réseau sont présentés en figure 4.33, tandis que les diagrammes de rayonnement pour le second réseau sont en figure 4.34. À 19 GHz, on remarque que l'écart avec le modèle quasi-analytique est plus important pour le premier réseau et que le niveau des lobes secondaires est dans l'ensemble moins bon. À 29 GHz, les performances sont équivalentes pour les deux réseaux.

Avec l'offset de phase choisi dans cette partie, on observe que la mise en oeuvre d'une synthèse visant à limiter les cellules sensibles dans le réseau et favorisant la continuité géométrique permet d'améliorer les performances du diagramme de rayonnement.

Un grand nombre d'offset de phase peut-être défini. Un autre offset de phase est par exemple étudié en ANNEXE A. Dans cet autre cas, les résultats montrent que la mise en oeuvre d'une synthèse améliorée donne des résultats équivalents à une synthèse basique. Les performances des diagrammes de rayonnement semblent très variables en fonction des cellules qui composent le réseau. À partir de tous les réseaux réalisés, nous avons notamment pu constater que les diagrammes de rayonnement à 19 GHz sont plus instables qu'à 29 GHz.

FIGURE 4.33 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA₁.FIGURE 4.34 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA₂.

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé une méthodologie complète pour la synthèse de RA bifréquences en exploitant les cellules Phoenix de type capacitif et inductif avec 1 à 4 paramètres géométriques variables (cellules d'ordre 1 à 4).

La première étape consiste à choisir les caractéristiques générales du réseau (dimension de la maille et hauteur de l'empilement), afin d'obtenir des gammes de phases complètes de 360° aux deux fréquences. Pour définir les caractéristiques de l'empilement, nous nous appuyons sur un outil circuit équivalent qui permet de prédire le comportement en phase des cellules dans une base de données. L'utilisation du circuit équivalent permet d'approcher rapidement une bonne solution, sans avoir à réaliser la simulation de nombreuses bases de données qui serait coûteuse en temps de calcul avec un logiciel de simulation EM. Afin d'obtenir le comportement fiable des cellules, une simulation EM finale de la base de données correspondant à la configuration

choisie reste nécessaire avant l'étape de synthèse.

Dans l'objectif d'obtenir une stratégie de synthèse bifréquence performante, nous avons élaboré une méthodologie de sélection des cellules visant à limiter les cellules sensibles et favorisant des variations douces de la géométrie des cellules dans le réseau. Pour éviter les cellules sensibles, le niveau de pertes est limité à 0,3 dB et lors de la sélection des cellules les géométries épaisses sont sélectionnées (métallisations et ouvertures larges). Dans le but de favoriser la continuité géométrique, la base de données est divisée en deux régions distinctes, chacune composée par un seul type de cellules (capacitive ou inductive). Lors de la sélection des cellules, une règle visant à choisir localement des géométries similaires est définie : elle consiste à privilégier les cellules d'ordre faible.

Des synthèses de réseaux sont réalisées aux différentes étapes et les performances en rayonnement sont évaluées. Les diagrammes de rayonnement simulés sont comparés systématiquement à un modèle quasi-analytique basé sur la théorie des réseaux afin d'évaluer la sensibilité des cellules qui composent les réseaux. D'une manière générale, les performances des diagrammes de rayonnement sont bonnes pour les différents réseaux simulés. Il semble qu'éviter les cellules sensibles dans le réseau permet d'obtenir un bon accord entre la simulation EM et le modèle quasi-analytique. L'influence de la continuité géométrique est plus difficile à déterminer.

CHAPITRE 5

Validation expérimentale

Ce chapitre présente les étapes de conception, de fabrication et les résultats de mesure de l'antenne à réseau réflecteur bifréquence réalisée. L'objectif est de valider expérimentalement l'utilisation des cellules Phoenix dans le cadre d'application bifréquence, et plus largement bibande. Dans une première partie, on définira le système antenne et les sources d'excitation qui serviront à illuminer le réflecteur. Puis, dans une seconde partie, la synthèse des RA sera présentée. Deux synthèses différentes seront évaluées, donnant lieu à la fabrication de deux panneaux réflecteurs. Les deux méthodes de synthèse sont choisies parmi celles présentées, au chapitre 4, lors de la simulation des petits réseaux. Les résultats de mesure des RA seront présentés aux fréquences centrales de fonctionnement (19 et 29 GHz) et sur une bande de fréquence de 2 GHz autour de chacune des deux fréquences.

5.1 Conception du système antenne

5.1.1 Position des sources primaires et direction de rayonnement

Pour la validation expérimentale, on définit les dimensions d'un grand réseau carré de 204 mm de côté (figure 5.1), soit $12,92\lambda_0$ à 19 GHz et $19,72\lambda_0$ à 29 GHz. Le réseau est ainsi composé de 51×51 cellules Phoenix de $4 \times 4 \text{ mm}^2$ ($0,25\lambda_0$ à 19 GHz et $0,39\lambda_0$ à 29 GHz). La distance focale F , entre le centre de phase de la source primaire et la cellule au centre du réseau est égale à 204 mm, soit un rapport F/D égal à 1.

Par souci de simplicité dans la mise en oeuvre du démonstrateur, nous avons choisi de placer les centres de phase des sources primaires (fréquence basse et fréquence haute) au même endroit. Deux cornets pyramidaux à ouverture rectangulaire sont utilisés pour exciter le réseau. En pratique, on alternera les cornets pour obtenir les diagrammes de rayonnement aux deux fréquences.

Afin d'éviter des problèmes de masquage par les sources, on choisit une configuration « en

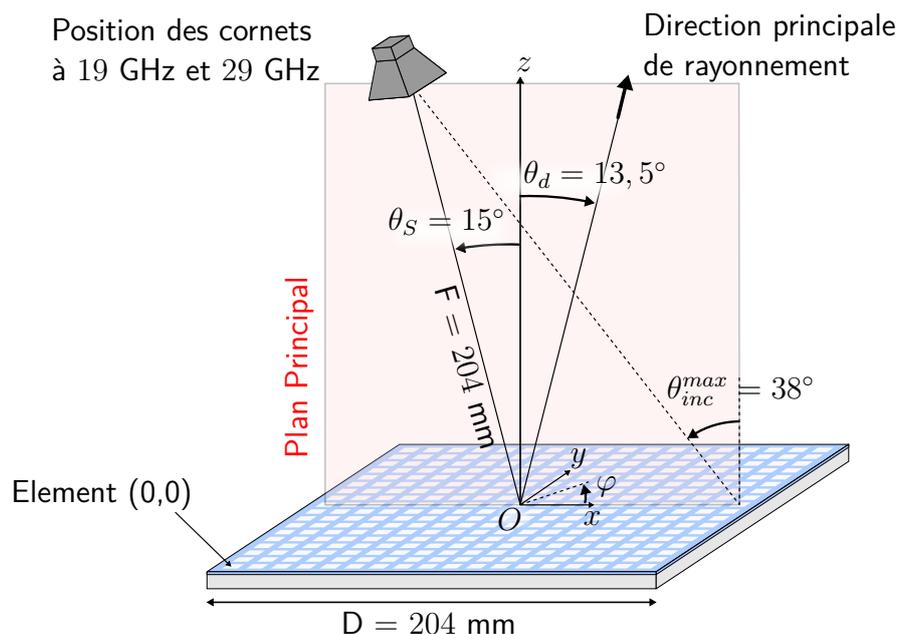


FIGURE 5.1 – Définition de la configuration antennaire utilisée pour le prototype

offset ». Tout en maintenant un rapport F/D constant, on incline la position de la source d'un angle θ_s égal à 15° par rapport à l'axe z (dans le plan Oxz). Ce plan est défini comme le plan principal dans la suite de ce chapitre, il correspondra au plan E de l'antenne polarisée linéairement. L'angle d'inclinaison de la source est maintenu relativement faible pour éviter les angles d'incidence trop élevés sur les bords du réseau. Ainsi, dans cette configuration, l'angle d'incidence (noté θ_{inc}) n'excède pas 38° dans le plan principal (xOz).

À partir de cette configuration en offset, on choisit la direction principale du diagramme de rayonnement. À titre d'exemple, si la direction principale de rayonnement est en $\theta_d = 0^\circ$ (direction de l'axe z), les éléments du réseau doivent simplement compenser les retards entre les différents trajets incidents. Les phases à produire par les éléments dans le plan principal sont représentées sur la figure 5.2 (à gauche).

L'écart de phase entre deux cellules consécutives augmente progressivement lorsque l'on s'éloigne du trajet le plus court. Par conséquent, l'écart de phase est le plus important pour les cellules sur le bord du réseau (entre les cellules d'indice 50 et 51 dans le plan principal). Les écarts de phase entre ces deux cellules sont égaux à 55° et 85° , respectivement à 19 GHz et 29 GHz. Avec de tels écarts de phase, les CP sélectionnées lors de la synthèse risquent fort de posséder des géométries très différentes. Afin de limiter les différences de géométries entre les cellules sur les bords du réseau, on cherche à réduire l'écart de phase entre les cellules.

En ajoutant un angle de dépointage au réseau, les déphasages produits par les cellules changent et les écarts de phase entre deux cellules consécutives sont modifiés. On cherche alors l'angle de dépointage θ_d qui permet d'imposer la même phase aux 2 extrémités du réseau (à l'indice 1 et 51 dans le plan principal). Cette solution permet ainsi d'obtenir un équilibre en termes d'écart de phase entre les deux extrémités du réseau (dans le plan d'offset). Cela

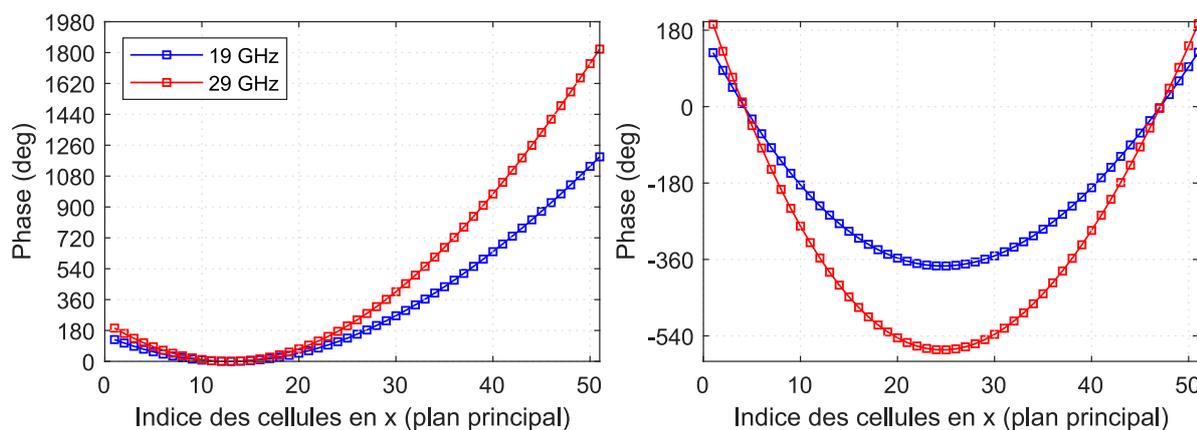


FIGURE 5.2 – Déphasage des cellules dans le plan principal pour une direction de rayonnement en $\theta_d = 0^\circ$ (à gauche), et pour une direction de rayonnement en $\theta_d = 13,5^\circ$ (à droite).

revient à produire la même phase pour les deux cellules aux extrémités du réseau. Ce résultat est obtenu, quand la direction principale de rayonnement est égale à $\theta_d = 13,5^\circ$. Les phases à produire par les éléments sont représentées en figure 5.2 (à droite). Ainsi, l'écart de phase entre deux cellules sur le bord du panneau dans le plan principal est limité à 32° à 19 GHz et 52° à 29 GHz. En résumé, le choix de la direction principale de rayonnement est volontairement défini pour obtenir un démonstrateur favorisant la continuité géométrique entre les éléments du réseau.

5.1.2 Conception des cornets pyramidaux

L'apodisation sur le réseau dépend de deux paramètres : d'une part les pertes par propagation qui varient en fonction des différentes longueurs de trajet et d'autre part la façon dont les cornets répartissent l'énergie dans l'espace (et donc sur le réseau). Le diagramme de rayonnement de la source primaire qui définit cette façon d'illuminer le réseau contrôle majoritairement l'apodisation sur le réseau. L'objectif de cette partie est donc de déterminer l'ouverture du diagramme de rayonnement des cornets afin d'obtenir l'apodisation souhaitée. Pour obtenir un bon compromis entre l'efficacité de surface et les pertes par débordement, il est fréquent de fixer l'apodisation sur les bords du réseau entre -10 et -12 dB par rapport au centre du panneau [24].

En première approximation, il est possible de modéliser le diagramme de rayonnement d'un cornet avec la fonction $\cos^q(\theta)$ où q est le coefficient qui permet d'ajuster l'ouverture du diagramme.

La figure 5.3 présente la configuration antennaire du point de vue de l'apodisation. Le maximum de rayonnement des cornets est orienté vers le centre du réflecteur. On considère le repère de la source ($O_s x_s y_s z_s$). La position en offset introduit une différence d'apodisation

dans le plan E car la source ne « voit » pas les deux extrémités du réseau sous le même angle. L'atténuation du diagramme de rayonnement de la source est par conséquent différente aux deux extrémités du réseau entre les angles $\theta_{E_1} = 28,5^\circ$ et $\theta_{E_2} = 22,8^\circ$. L'atténuation du diagramme de rayonnement est plus forte pour l'angle d'ouverture du cornet le plus grand, soit θ_{E_1} . Dans le plan H, l'apodisation est symétrique. Les deux extrémités du réseau sont vues avec un même angle, noté θ_H , égal à $26,1^\circ$.

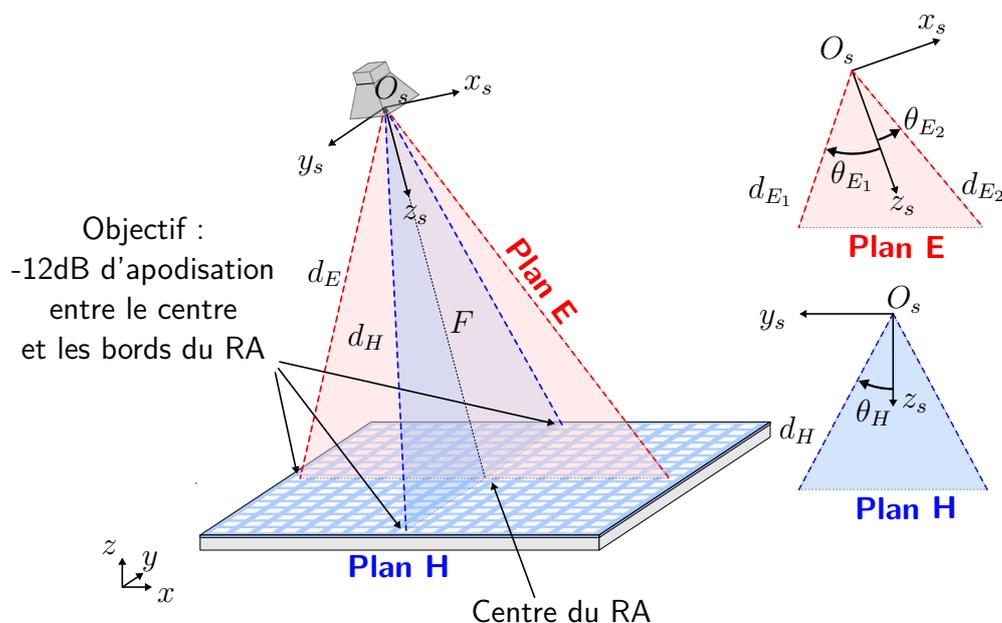


FIGURE 5.3 – Définition de l'apodisation sur le réseau

On peut ainsi calculer la valeur du coefficient q dans les deux plans (équation 1.1). Dans le plan E, il sera possible d'obtenir une apodisation d'environ -12 dB entre le centre et le bord du panneau sous le cornet (θ_{E_1}) avec une valeur du coefficient q égale à $10,77$. La valeur de l'apodisation pour l'autre extrémité du réseau (angle θ_{E_2}) sera d'environ $-9,4$ dB. Dans le plan H, la valeur du coefficient q devra être égale à $11,83$, pour obtenir l'apodisation de -12 dB.

Avec l'aide de [86], on calcule les dimensions des deux cornets pyramidaux à ouverture rectangulaire. Les cornets sont modélisés et simulés sur HFSS, ils sont présentés sur la figure 5.4. Les dimensions des ouvertures sont optimisées pour obtenir l'apodisation souhaitée d'environ -12 dB sur les bords (figure 5.5).

Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation ont un bon accord avec le modèle en $\cos^q(\theta)$ dans le secteur angulaire $\pm 30^\circ$, soit le secteur angulaire dans lequel se trouve le panneau réflecteur. Les cornets représentés sur la figure 5.4 sont ceux utilisés pour la simulation des petits réseaux au chapitre 4.

Pour des raisons techniques, les cornets fabriqués (figure 5.6) sont légèrement différents de ceux de la figure 5.4. Chaque cornet est usiné dans deux pièces différentes qui sont ensuite assemblées par des vis traversantes. La forme des cornets au niveau des ouvertures rectangu-

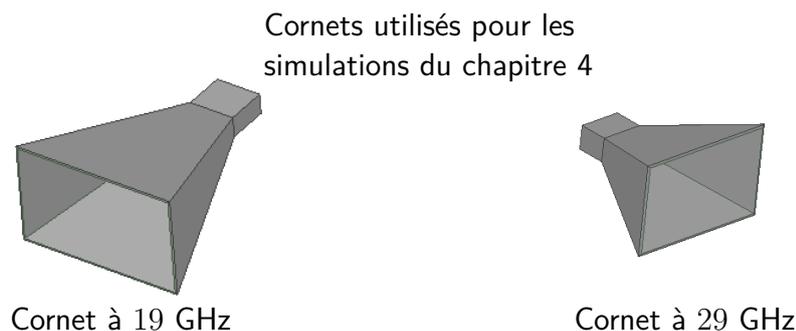


FIGURE 5.4 – Modèle 3D des cornets idéaux.

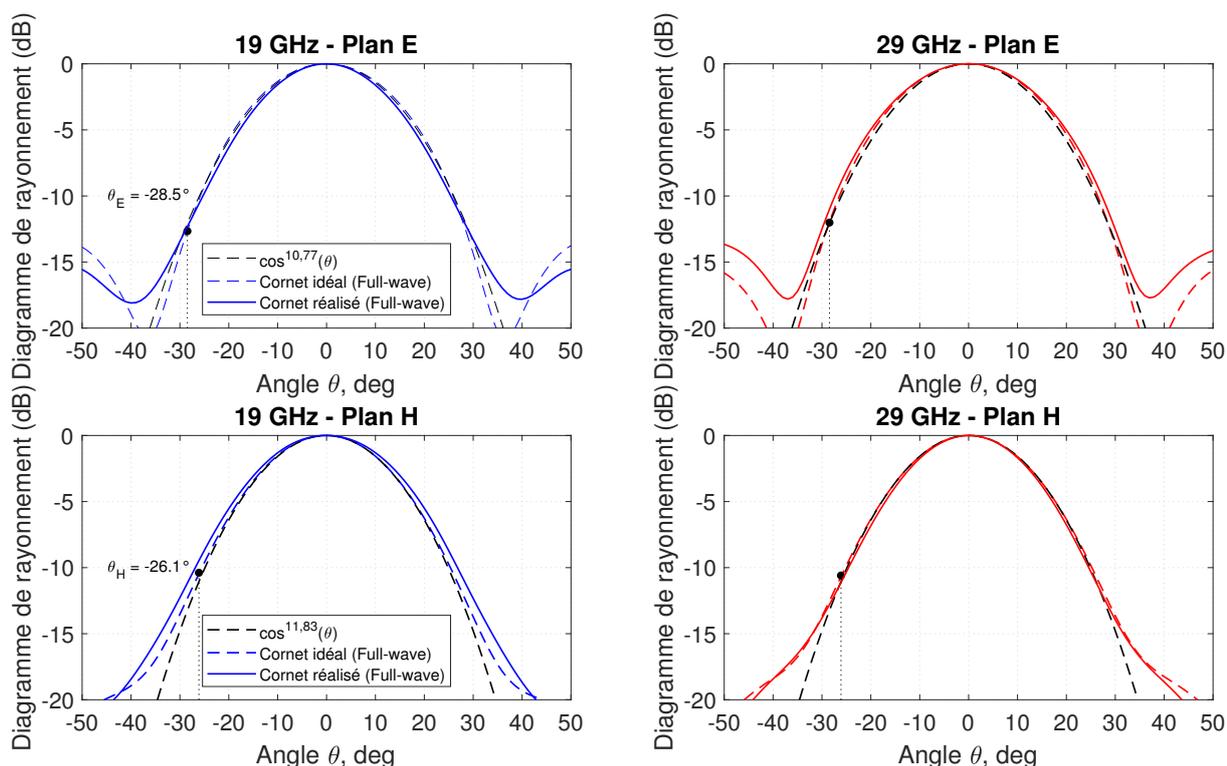


FIGURE 5.5 – Diagrammes de rayonnement des cornets à 19 et 29 GHz dans le plan E et H.

lares est ajustée pour obtenir des cornets produisant la bonne apodisation sur les bords du réseau. Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation sont présentés sur la figure 5.5. Les résultats obtenus sont satisfaisants pour la validation expérimentale du RA.

La figure 5.7 présente l'apodisation réelle sur le réseau avec les cornets réalisés. Étant donné le diagramme de rayonnement du cornet, l'apodisation dans les coins du panneau est très élevée. Les cellules à cet endroit contribueront donc nécessairement moins au rayonnement du RA.

5.1.3 Conception du support pour la mesure

Pour les besoins de la mesure, un support mécanique est fabriqué. Il est présenté en figure 5.8. L'ensemble de la configuration antenne de la figure 5.1 est incliné d'un angle



FIGURE 5.6 – Photographies des cornets utilisés pour la mesure. Cornet à la fréquence basse (à gauche) et à la fréquence haute (à droite). Les ports SMA des transitions guide coaxial sont visibles à l'arrière des cornets.

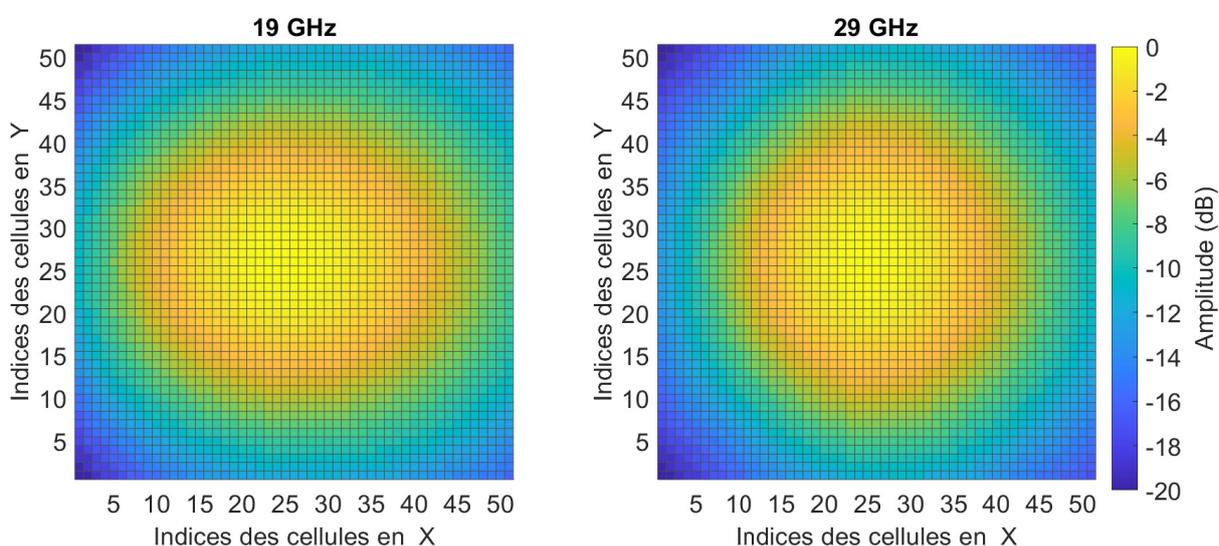


FIGURE 5.7 – Apodisation sur le réseau avec les cornets utilisés pour la mesure à 19 et 29 GHz.

de $13,5^\circ$. Cette inclinaison permet d'aligner la direction principale de rayonnement avec la rotation du moteur lors de la mesure. De cette manière, le plan principal et le plan secondaire, orthogonal au plan principal (figure 5.8), sont obtenus dans le repère $Oxyz$ défini sur la figure 5.8. Ainsi, le diagramme de rayonnement du RA est obtenu dans le plan principal pour une coupe en $\varphi = 0^\circ$ et le plan secondaire est obtenu pour une coupe en $\varphi = 90^\circ$. En outre, cette configuration permet d'obtenir plus facilement le plan de coupe du diagramme de rayonnement dans le plan secondaire. En effet, le lobe principal et les lobes secondaires sont obtenus dans la direction de rayonnement avec une simple variation en θ pour une valeur de ϕ constant.

En résumé, dans ce début de chapitre, nous avons présenté la configuration antenne mise en place afin de mesurer les performances de RA. Dans la suite de ce chapitre, les deux RA seront synthétisés. On y présente les méthodes de sélection des cellules et les résultats de mesure des deux panneaux.

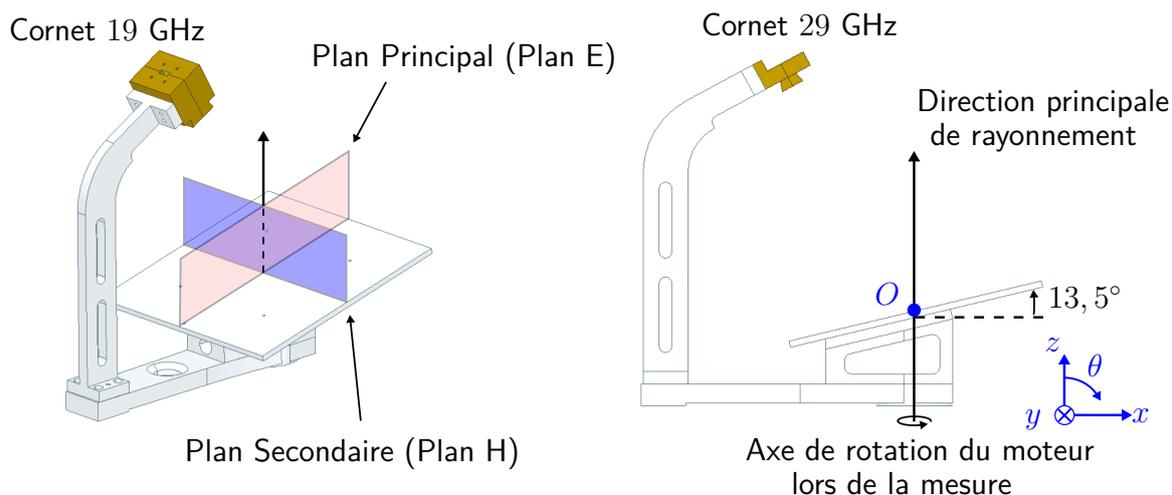


FIGURE 5.8 – Configuration du support pour la mesure. Le réseau est incliné à $13,5^\circ$ pour que le lobe principal de rayonnement soit aligné avec l'axe de rotation du moteur.

5.2 Conception et mesures des réseaux réflecteurs

On sélectionne deux méthodes de synthèse parmi les différentes méthodes étudiées au chapitre 4. Chacune sera utilisée pour réaliser un panneau réflecteur de 51×51 cellules Phoenix. La base de données utilisée pour réaliser les synthèses est toujours celle calculée avec l'outil MIX et présentée en figure 4.4. Elle est composée de cellules Phoenix inductives et capacitives d'ordre 1 à 4 avec un empilement de substrats (Rohacell HF51 et Duroid 6002). En raison des tolérances de fabrication, on ne conserve dans la base de données que les cellules avec des dimensions géométriques (largeurs de métallisations et de fentes) supérieures à $100\mu\text{m}$. Ce filtre sur la géométrie des cellules réduit le nombre de cellules dans la base de données. Il élimine par la même occasion les cellules dites sensibles, qui peuvent avoir des variations de phase importantes pour de faibles variations géométriques.

5.2.1 Synthèse du réseau réflecteur n°1

Pour le RA n°1, la méthode de synthèse employée est identique à celle développée dans la partie 4.5.1.2.

Cette stratégie repose sur la construction d'une base de données filtrée selon des critères de pertes et de géométries. La base de données est ainsi composée de CP avec des pertes d'au minimum $-0,3$ dB aux deux fréquences (en incidence normale). Le filtre sur les géométries de cellules permet d'obtenir des régions continues dans la base de données avec des CP de même type. Les cellules dans la base de données sont présentées sur la figure 5.9 (à gauche).

Pour la synthèse, on sélectionne les cellules qui minimisent l'erreur de phase aux deux fréquences (4.3). Le réseau obtenu est présenté sur la figure 5.9 (à droite). Cette stratégie permet d'obtenir des zones du réseau avec des cellules d'un seul type, alternativement capacitif

et inductif. Les caractéristiques des cellules sélectionnées dans ce réseau sont présentées dans le TABLEAU 5.1. On notera qu'elles correspondent aux caractéristiques des cellules calculées en environnement infini périodique sous incidence normale. Ces valeurs sont donc simplement données à titre indicatif, car les caractéristiques réelles des cellules dans le réseau sont susceptibles d'être différentes. On observe que l'erreur de phase moyenne est très faible aux deux fréquences ($< 2,5^\circ$). Sur la figure 5.10, on constate que très peu de cellules produisent des erreurs supérieures à 10° . Le choix de l'offset de phase est donc relativement bon et permet de plus d'éviter des erreurs de phase plus importantes au centre du réseau. La figure 5.11 montre la distribution des pertes en réflexion dans le réseau. Avec l'offset de phase défini, on évite les cellules avec le plus de pertes au centre du réseau. Enfin, on peut noter que les cellules sélectionnées dans ce réseau possèdent des pertes plus importantes à la fréquence haute.

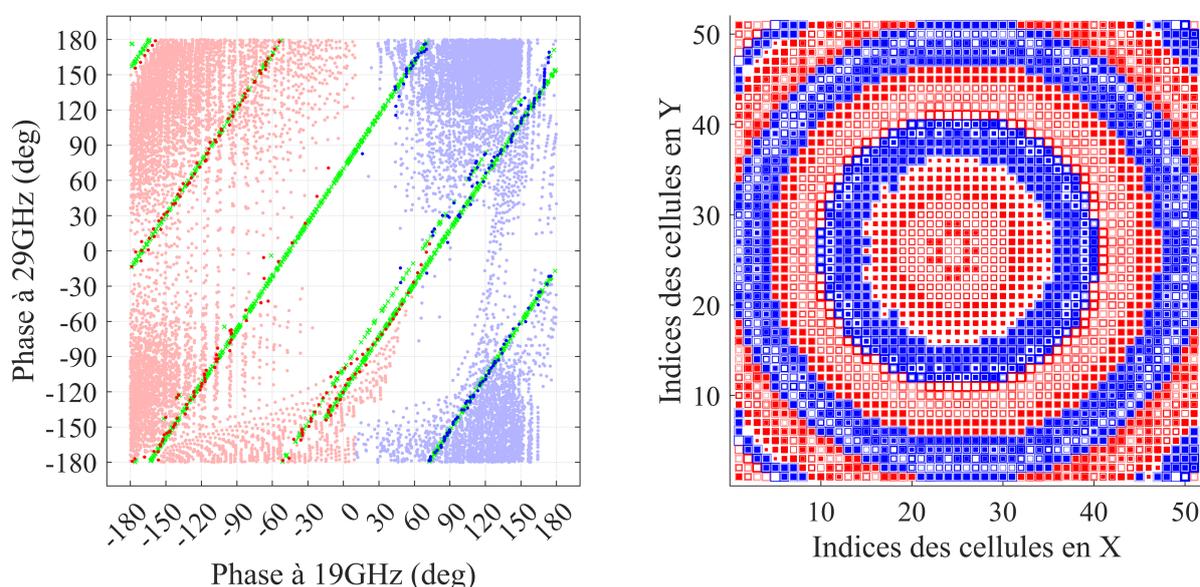


FIGURE 5.9 – Synthèse du réseau n°1 réalisée avec une base de données filtrée en pertes et selon le type des cellules (régions capacitives/inductives) (à gauche). Réseau n°1 (à droite).

$\delta\phi_{moy}$ ($^\circ$)	$\delta\phi_{max}$ ($^\circ$)	$ \Gamma _{moy}$ (dB)	$ \Gamma _{min}$ (dB)
2,5/2,2	19,8/21,2	-0,12/ -0,17	-0,3/ -0,3

TABLEAU 5.1 – Caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) du réseau n°1 à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données. $\delta\phi$ correspond aux erreurs de phase et $|\Gamma|$ aux pertes en réflexion en incidence normale.

En résumé, ce premier réseau est réalisé à partir d'une méthode de synthèse relativement simple. Les critères basés sur les pertes et la géométrie favorisent les cellules avec de faibles pertes et les régions de cellules de même type. Les résultats de mesure de ce réseau sont présentés dans la partie suivante.

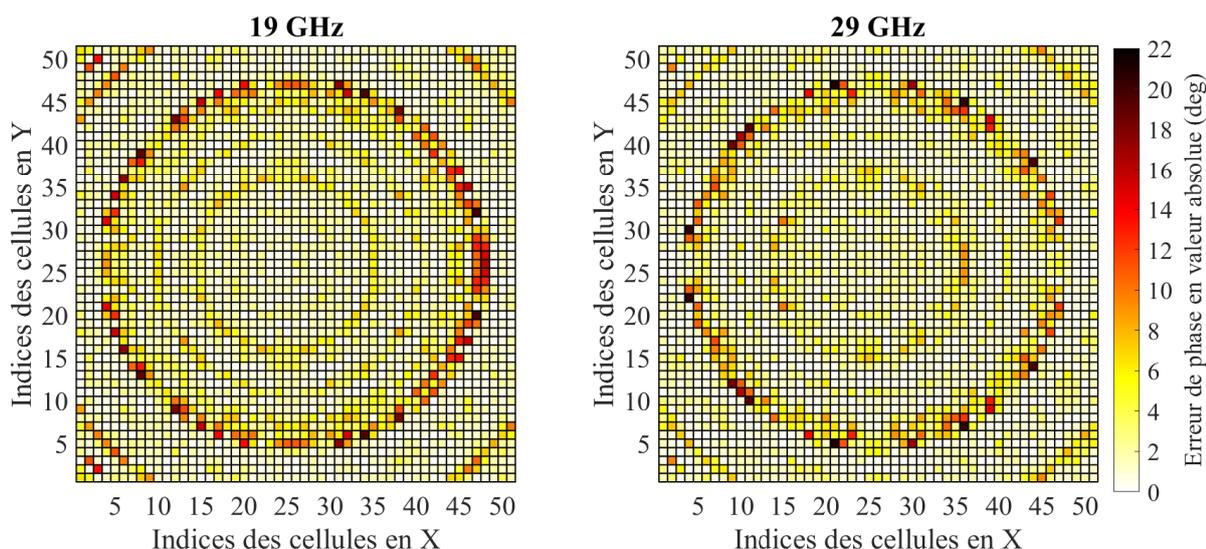


FIGURE 5.10 – Distribution des erreurs de phase produites par les cellules sur le réseau n°1 à 19 et 29 GHz.

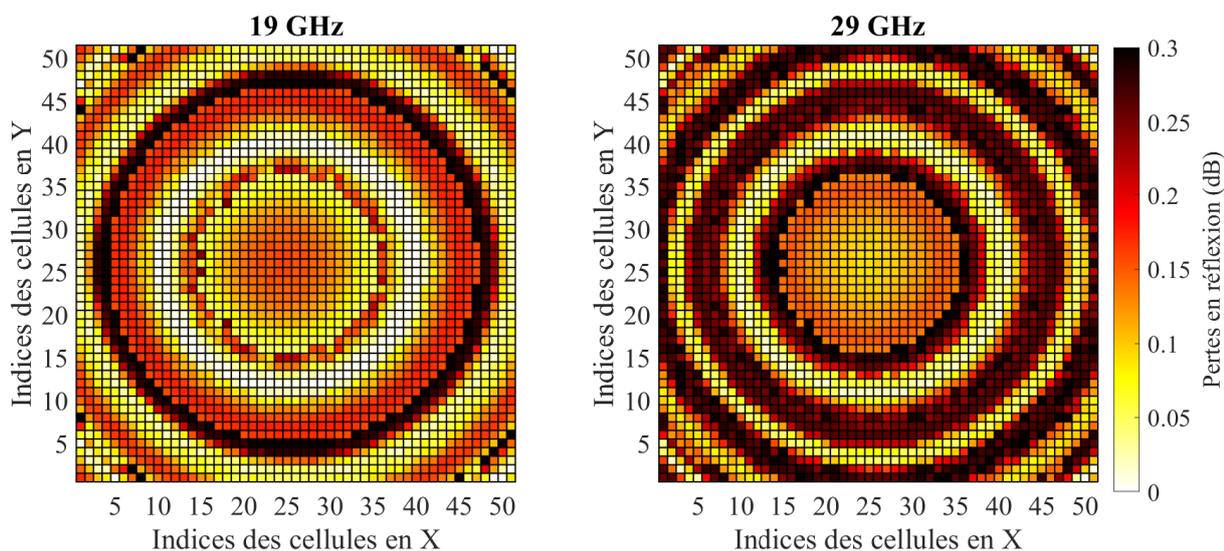


FIGURE 5.11 – Distribution des pertes en réflexion des cellules sur le réseau n°1 à 19 et 29 GHz.

5.2.2 Résultats de mesure

Pour la mesure, le RA est positionné sur le support métallique présenté sur la figure 5.8. Le support est placé au centre de la Starlab MVG 50 GHz du CNES à Toulouse (figure 5.12, à gauche). La plaque métallique carrée du support, de 204 mm de côté, est utilisée comme plan de masse. Au-dessus de cette plaque métallique se trouvent donc la mousse Rohacell HF51 et le substrat Duroid 6002 sur lequel sont gravées les cellules Phoenix (figure 5.12, à droite).

Afin de pouvoir mesurer le RA dans de bonnes conditions une fine couche de Rohacell HF51, d'épaisseur 1 mm, est ajoutée sur le dessus de l'empilement. Celle-ci a pour objectif de plaquer la feuille de Duroid, d'épaisseur 127 μm , contre le Rohacell et d'éviter ainsi l'apparition de couches d'air due à une éventuelle déformation des matériaux lors des manipulations. Enfin,

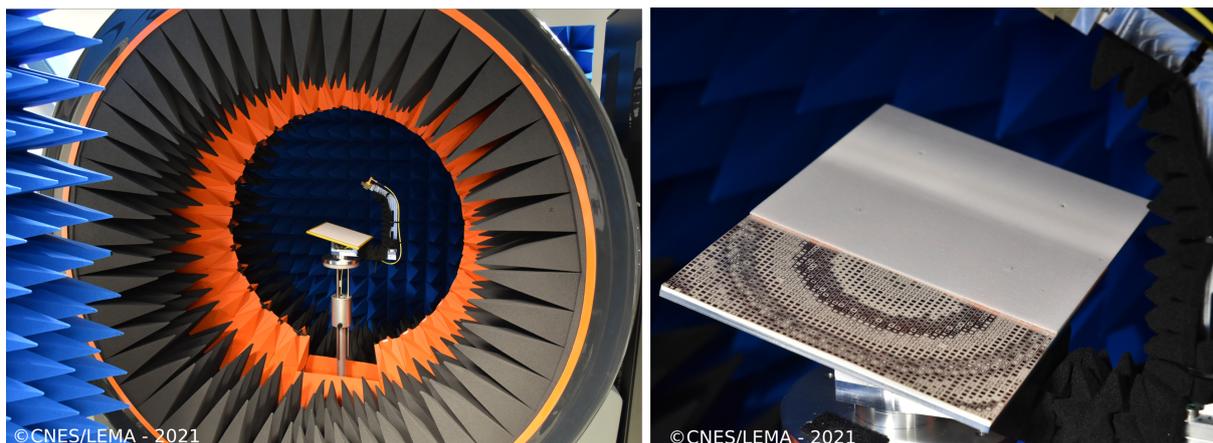


FIGURE 5.12 – Photographies de l'antenne à réseau réflecteur n°1 dans sa configuration de mesure dans la StarLab (à gauche). Vue du réseau réflecteur et de l'empilement (à droite), la mousse supérieure est volontairement décalée pour les besoins de la photo.

l'ensemble des couches est fixé avec des vis en nylon au support métallique. En complément des vis, on ajoute du ruban adhésif polyimide Kapton (en jaune sur la photographie du gauche) pour assurer une bonne planéité sur l'ensemble du réseau. Ses propriétés le rendent invisible lors de la mesure.

On notera que les solutions utilisant de la colle entre le substrat Duroid 6002 et la mousse Rohacell HF51 ont été écartées, car cela aurait nécessité de calculer une nouvelle base de données complète. Cela n'était pas possible au moment de la fabrication des réseaux.

Dans la suite, on présente les résultats de mesure aux fréquences de fonctionnement à 19 et 29 GHz. On s'intéressera ensuite au comportement aux fréquences environnantes, sur les bandes [18 – 20] GHz et [28 – 30] GHz.

5.2.2.1 Résultats bifréquence

Sur la figure 5.13, on présente les diagrammes de rayonnement dans les deux plans principaux et aux deux fréquences. On choisit ici la définition de la polarisation directe et croisée de Ludwig III [87] (notée respectivement co-pol. et cross-pol.). Le champ en co-polarisation est défini tel que :

$$E_{co} = E_{\theta} \cos(\phi) + E_{\phi} \sin(\phi). \quad (5.1)$$

Sur les diagrammes de rayonnement, on observe que le maximum de rayonnement est bien orienté dans la direction de $\theta = 0^\circ$, comme attendu. Dans l'ensemble, le niveau des lobes secondaires est très satisfaisant. Le niveau du premier lobe secondaire est égal à -18 dB à 19 GHz et égal à $-19,9$ dB à 29 GHz. On observe une atténuation progressive des lobes secondaires lorsque l'on s'éloigne de la direction principale de rayonnement. Dans le plan secondaire, les diagrammes de rayonnement ont une bonne symétrie autour du lobe principal, ce qui est cohérent avec la configuration antennaire choisie (symétrie de l'apodisation et des

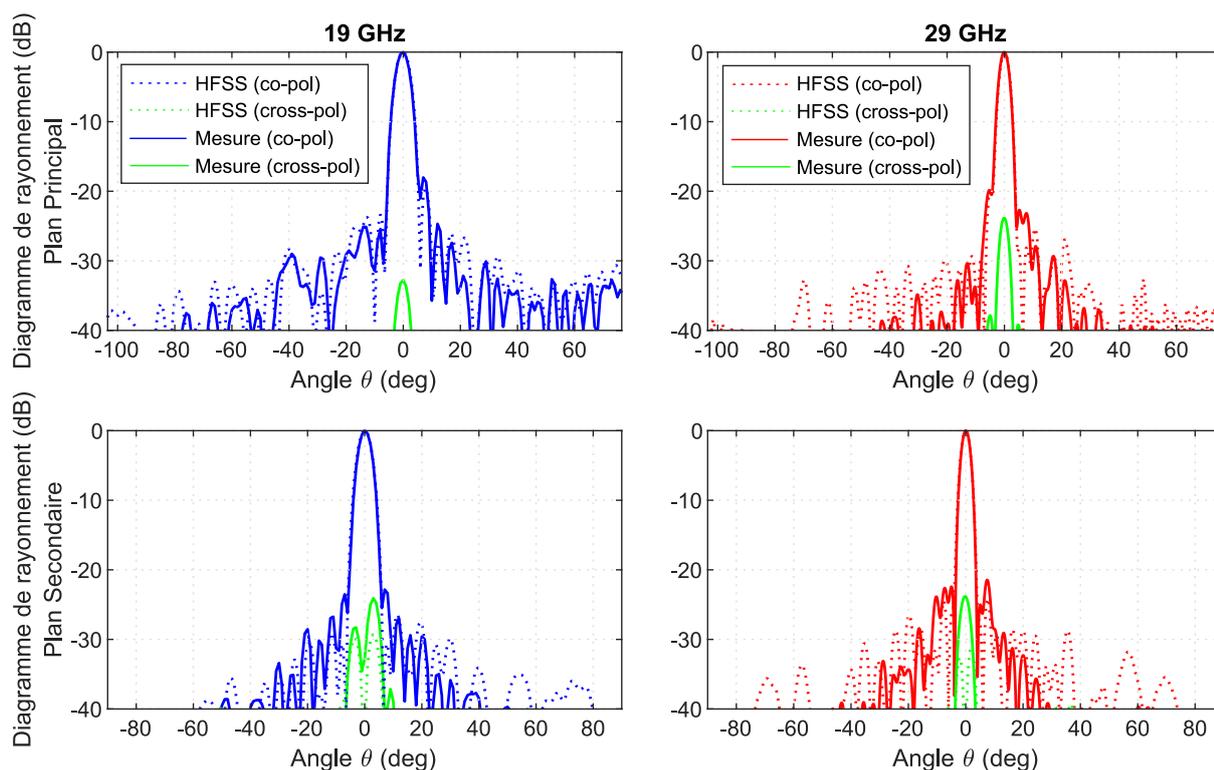


FIGURE 5.13 – Diagrammes de rayonnement du réseau n°1 dans le plan principal et le plan secondaire à 19 et 29 GHz. Résultats de simulation obtenus avec HFSS (trait pointillé) et résultats de mesure (trait continu).

cellules dans le réseau). Enfin, le niveau de cross-polarisation mesuré n'excède pas $-24,1$ dB à 19 GHz et $-23,8$ GHz à 29 GHz. Le comportement de la cross-polarisation à 29 GHz laisse cependant penser que l'on mesure ici des défauts de mesure, car nous devrions obtenir une valeur nulle dans la direction de 0° .

Si l'on compare maintenant les résultats obtenus en mesure et les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation full-wave (HFSS), on observe globalement un bon accord. On notera que les résultats de simulation ne prennent pas en compte l'influence du bras de mesure, ce qui peut induire des différences. L'ouverture du lobe principal à -3 dB est similaire en mesure et en simulation. L'accord entre les lobes secondaires est très bon à 19 GHz. Il l'est légèrement moins à 29 GHz où l'on peut observer des écarts sur des niveaux des lobes secondaires de l'ordre de -30 dB et moins. Ces différences sont dues à des résultats de simulation imprécis à cause de la saturation des ressources mémoires de l'ordinateur utilisé. À partir de l'expérience acquise dans le laboratoire, on considère qu'une simulation fiable avec HFSS est obtenue lorsque le critère de convergence Δ_E est inférieur ou égal à $0,01$ pour au moins 3 passes consécutives. Or pour cette simulation les résultats sont obtenus alors que la validation du critère n'est pas atteinte pour les 3 passes consécutives. En effet, le domaine de simulation à 29 GHz est grand ($> 20\lambda_0$), ce qui exige des ressources de calcul importantes. Malheureusement, les ressources de calcul disponibles (256 Go de mémoire vive) sont trop faibles pour calculer de manière complètement fiable cette structure. Bien que les résultats en

simulation ne soient pas complètement exacts, on les présente ici, car ils donnent malgré tout une bonne approximation du diagramme de rayonnement. On peut noter que dans ce cas, le niveau des lobes secondaires est surévalué par rapport à la mesure.

Afin de compléter l'analyse des résultats de mesure, on évalue les performances de rayonnement du RA dans l'ensemble des directions. Pour ce faire, on calcule la norme du champ $\|\vec{E}\|$ dans la sphère supérieure de rayonnement du RA (selon la définition dans le repère $Oxyz$ en figure 5.8) :

$$\|\vec{E}\| = \sqrt{E_\theta^2 + E_\phi^2}. \quad (5.2)$$

La projection UV obtenue en figure 5.14 montre que le diagramme de rayonnement est bien focalisé, en $\theta = 0^\circ$, dans la direction souhaitée. On observe une augmentation des premiers lobes secondaires dans des directions intermédiaires, dans des plans de coupes se situant à $\varphi = 45^\circ$ et $\varphi = 135^\circ$. Ces remontées de lobes secondaires apparaissent aux deux fréquences. On n'observe pas de rayonnement problématique dans d'autres directions.

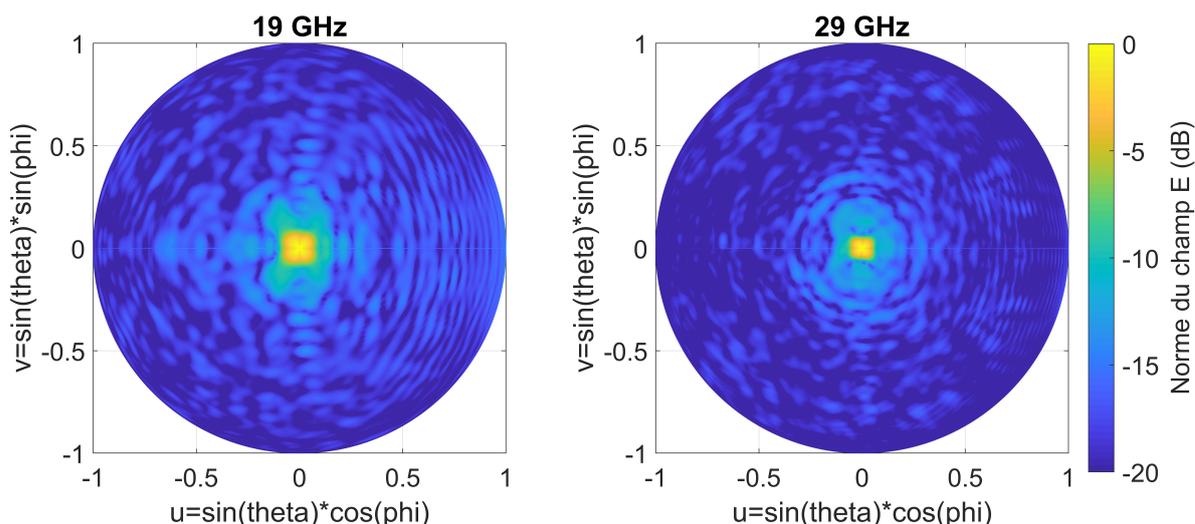


FIGURE 5.14 – Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau n°1.

En conclusion, le réseau n°1 réalisé présente de très bonnes performances de rayonnement aux deux fréquences 19 et 29 GHz. Bien que la méthode de synthèse n'ait été développée qu'en prenant en compte les caractéristiques des éléments à ces deux fréquences, on s'intéresse dans la partie suivante à l'évolution du diagramme de rayonnement aux fréquences environnantes.

5.2.2.2 Résultats bibandes

L'évolution du gain réalisé dans la direction principale ($\theta = 0^\circ$) est présentée pour les bandes [18 – 20] GHz et [28 – 30] GHz sur la figure 5.15. Les mesures ont été réalisées tous les 100 MHz.

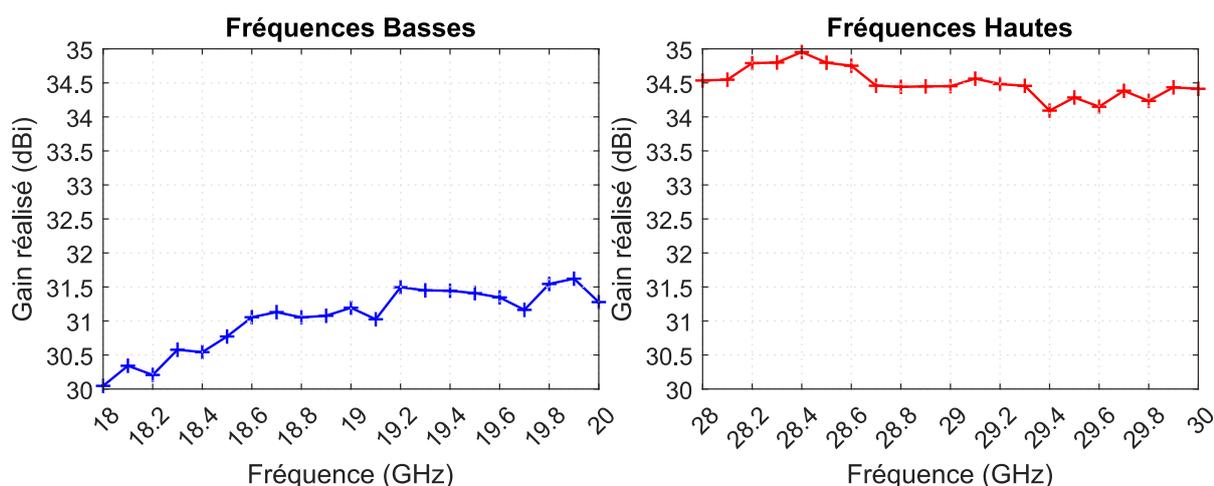


FIGURE 5.15 – Évolution du gain réalisé dans la direction de l'axe z ($\theta = 0^\circ$) du réseau n°1. Résultats de mesure obtenus dans la StarLab.

Sur la bande basse, un gain maximal de 31,6 dBi est obtenu à la fréquence de 19,9 GHz. La plage de gain au-dessus de 30,6 dBi s'étend de 18,6 GHz à plus de 20 GHz, ce qui correspond à une variation du gain à 1dB dans une bande d'au moins 7,3%. Sur la bande haute, un gain maximal de 35 dBi est obtenu à la fréquence de 28,4 GHz. La plage de gain au-dessus de 34 dBi s'étend sur toute la plage de mesure (28 GHz à 30 GHz), ce qui correspond à une variation du gain à 1 dB dans une bande d'au moins 6,9%. Les performances obtenues sur les deux bandes de fréquence sont bonnes, sachant que la synthèse a été réalisée seulement à deux fréquences (19 et 29 GHz).

Enfin, on présente les diagrammes de rayonnement à 18 et 20 GHz sur la figure 5.16. On constate que le lobe de rayonnement principal reste dans la direction souhaitée. La remontée du niveau des premiers lobes secondaires crée des épaulements autour du lobe principal. À 18 GHz, le niveau du premier lobe est égal à $-14,3$ dB. À 20 GHz, le niveau de l'épaulement reste relativement bas ($-18,5$ dB).

Les diagrammes de rayonnement à 28 et 30 GHz sont présentés sur la figure 5.17. Le lobe principal reste dans la direction souhaitée. À 28 GHz, le niveau de lobes secondaires reste inférieur à -20 dB. À 30 GHz, le niveau de l'épaulement remonte $-14,5$ dB.

Les performances des diagrammes de rayonnement sont toujours bonnes aux extrémités de chaque bande. Ces résultats sont encourageants pour le développement de synthèse bandede en utilisant les cellules Phoenix. On peut supposer qu'en mettant en place une méthode d'optimisation sur la bande de fonctionnement désirée, les résultats des diagrammes de rayonnement pourront encore être améliorés.

En conclusion, ces résultats valident le concept d'utilisation des cellules Phoenix pour des applications bibréquences et bibrandes. Ils valident aussi la méthode de synthèse mise en place

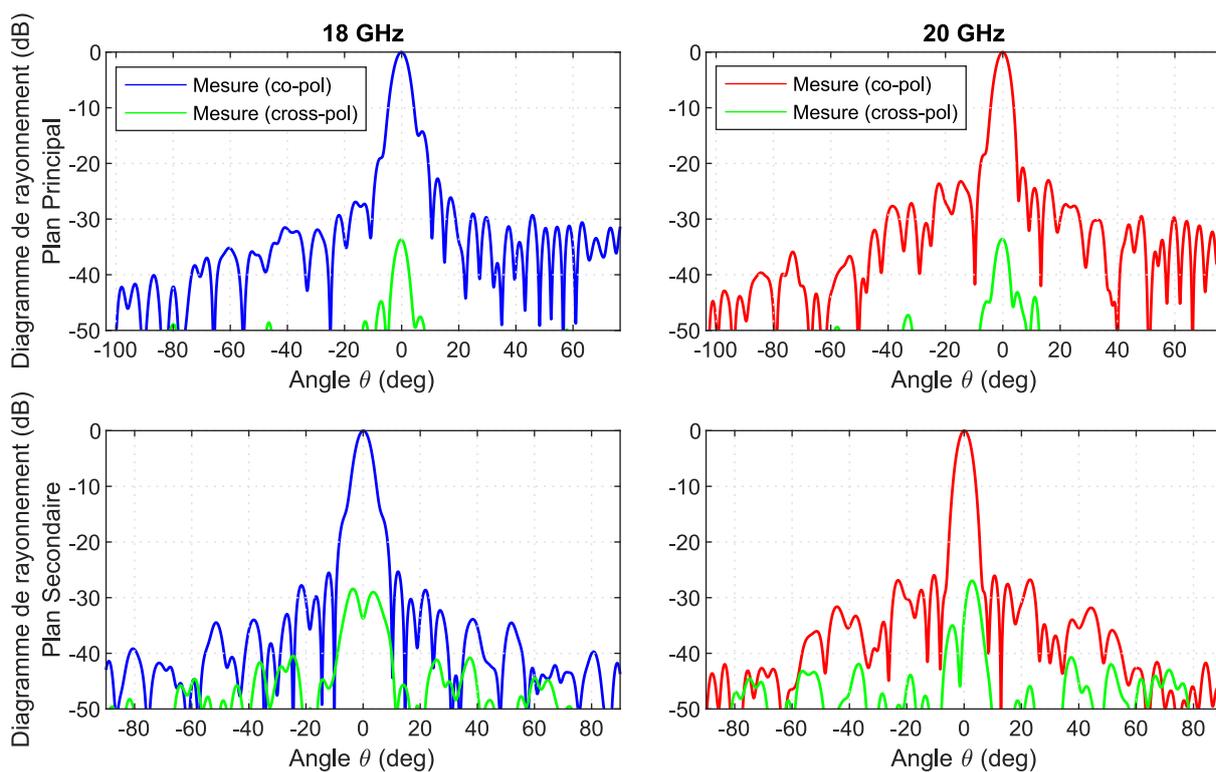


FIGURE 5.16 – Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement du réseau n°1. Plan principal et plan secondaire à 18 et 20 GHz.

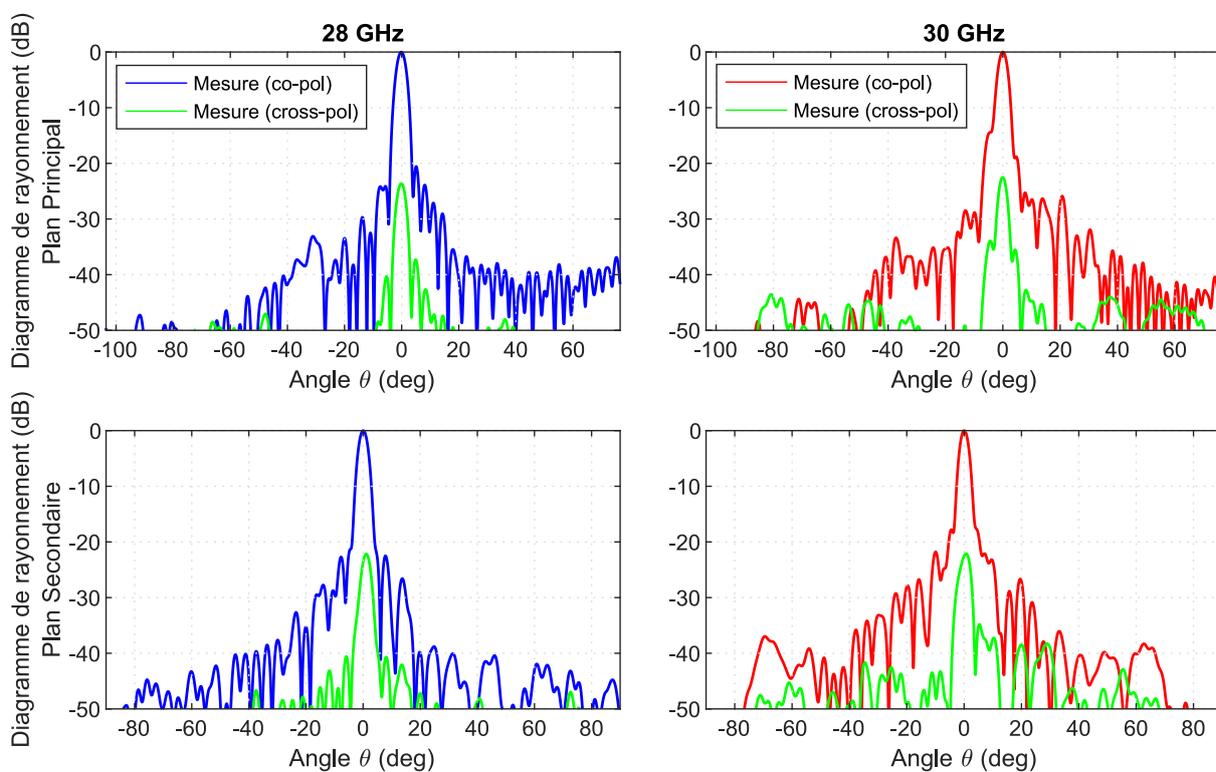


FIGURE 5.17 – Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement du réseau n°1. Plan principal et plan secondaire à 28 et 30 GHz.

pour réaliser ce premier RA bifréquence. Les critères de sélection des cellules forment une bonne base pour développer des synthèses plus complexes.

Dans l'objectif d'évaluer des critères de sélection des cellules supplémentaires, une seconde méthode de synthèse est étudiée.

5.2.3 Synthèse du réseau réflecteur n°2

La synthèse de ce second RA reprend l'une des méthodes développée au chapitre précédent (partie 4.5.2.2). Deux nouveaux critères viennent s'ajouter à la méthode de synthèse du réseau n°1. Ils ont pour objectif d'améliorer la continuité géométrique et de limiter les cellules sensibles dans le panneau.

Exactement comme pour la synthèse n°1, on commence par filtrer dans la base de données les cellules avec des pertes supérieures à 0,3 dB aux deux fréquences (en incidence normale). Puis, on trie les cellules selon leur type, afin de constituer deux régions de cellules distinctes, l'une capacitive et l'autre inductive (figure 5.18, à gauche).

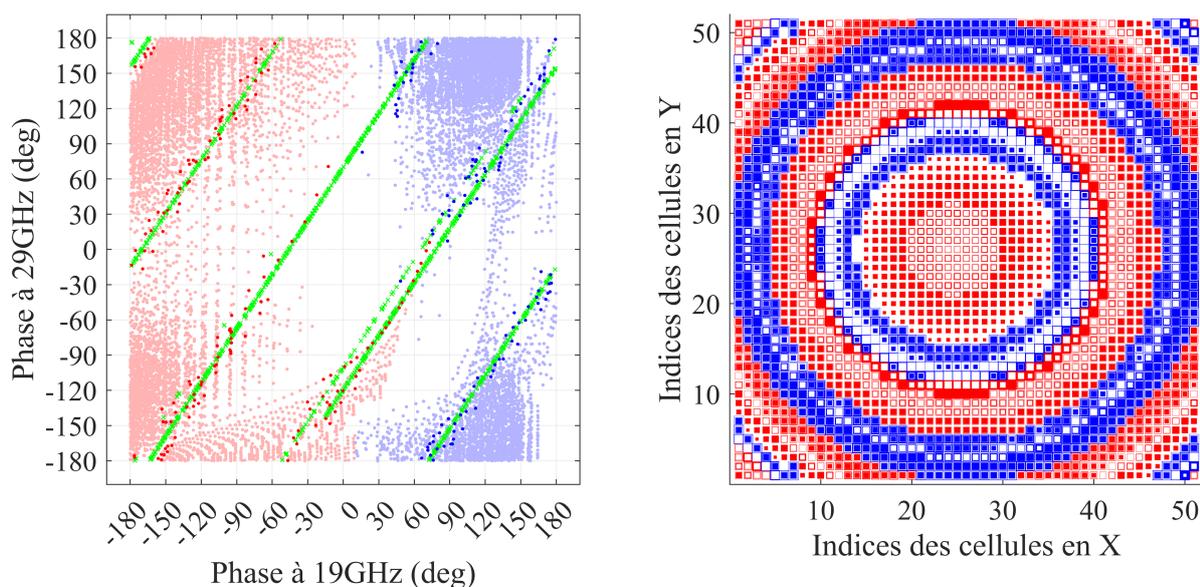


FIGURE 5.18 – Synthèse du réseau n°2 réalisée avec une base de données filtrée en pertes et selon le type des cellules (régions capacitives/inductives), sélection des cellules avec un ordre petit et des géométries épaisses (à gauche). Réseau n°2 (à droite).

Ensuite, on ajoute les deux nouvelles étapes pour la sélection des cellules dans la base de données. La première étape privilégie les cellules avec un ordre faible par la sélection de plusieurs cellules dans une fenêtre de recherche. On suppose ici qu'avec une tendance générale pour le choix d'un ordre de cellules, on peut améliorer la continuité géométrique dans le réseau. Puis la seconde étape consiste à sélectionner la cellule avec les métallisations et les fentes les plus larges parmi celles précédemment sélectionnées. L'objectif est ainsi d'affiner la sélection des cellules dans le réseau, en favorisant les cellules les moins sensibles. Le détail

de la procédure de sélection est donné dans la partie 4.5.2.2. Cette dernière étape permet de sélectionner les cellules qui constituent le réseau (figure 5.18, à droite). Par rapport au réseau n°1, 2023 cellules sont différentes, sur un total de 2601 cellules. Le centre du réseau est désormais exclusivement constitué de cellules capacitives d'ordre 2, et des CP inductives d'ordre 1 ont remplacé des cellules inductives d'ordre 4. Sur les bords du réseau, où les écarts de phase entre deux cellules consécutives sont le plus élevés, la continuité géométrique est plus difficile à obtenir. L'alternance entre les cellules inductives et capacitives reste globalement similaire au réseau n°1.

Les caractéristiques globales des cellules dans le réseau sont présentées dans le tableau 5.2. On constate que les erreurs de phase ont, en moyenne, augmenté aux deux fréquences. Sur la figure 5.19, on s'aperçoit que ces erreurs de phase sont réparties sur l'ensemble du panneau. En revanche, cette nouvelle synthèse modifie peu les pertes en réflexion par rapport au réseau précédent figure 5.20.

$\delta\phi_{moy}$ (°)	$\delta\phi_{max}$ (°)	$ \Gamma _{moy}$ (dB)	$ \Gamma _{min}$ (dB)
4,8/4,6	20,7/21,2	-0,12/ -0,16	-0,3/ -0,3

TABLEAU 5.2 – Caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) du réseau n°2 à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données. $\delta\phi$ correspond aux erreurs de phase et $|\Gamma|$ aux pertes en réflexion en incidence normale.

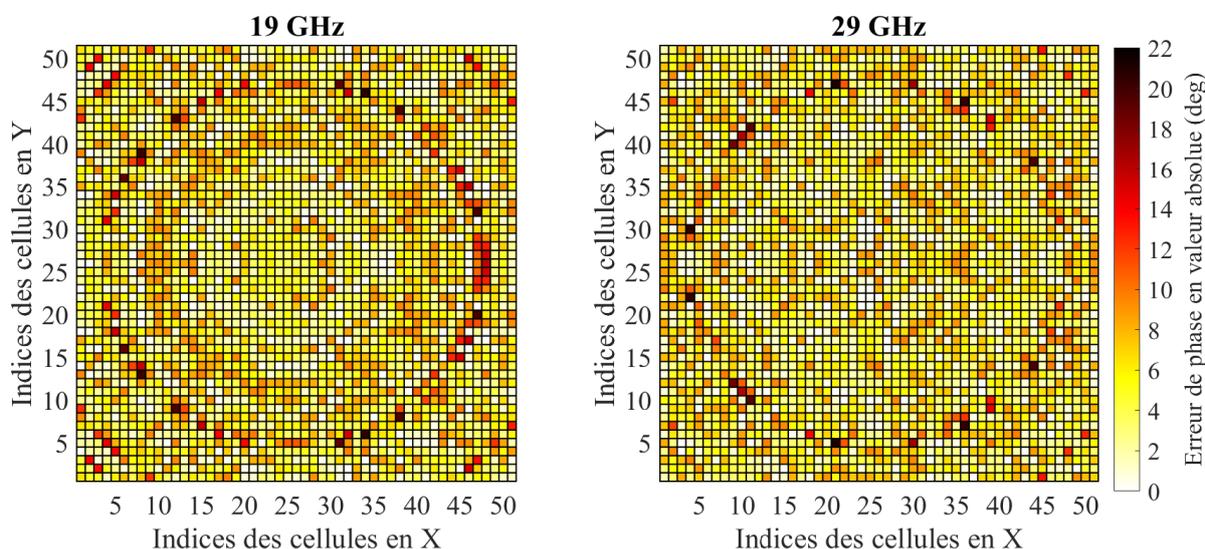


FIGURE 5.19 – Distribution des erreurs de phase produites par les cellules sur le réseau n°1 à 19 et 29 GHz.

5.2.4 Résultats de mesure

La mesure de ce RA n°2 est réalisée avec la même configuration que pour le réseau n°1. On place le RA au centre de la Starlab MVG 50 GHz du CNES à Toulouse (figure 5.21). On

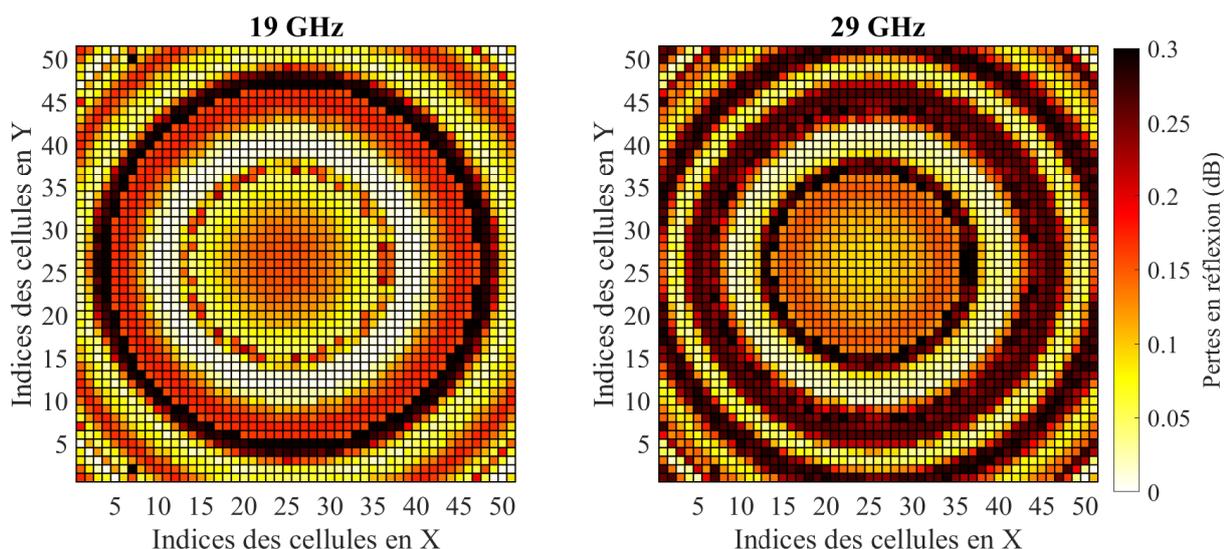


FIGURE 5.20 – Distribution des pertes en réflexion des cellules sur le réseau n°1 à 19 et 29 GHz.

présente dans ce chapitre les résultats de mesure à 19 et 29 GHz, ainsi que l'évolution du gain sur les bandes de fréquence [18 – 20] GHz et [28 – 30] GHz. Les résultats complémentaires sont présentés en ANNEXE B.

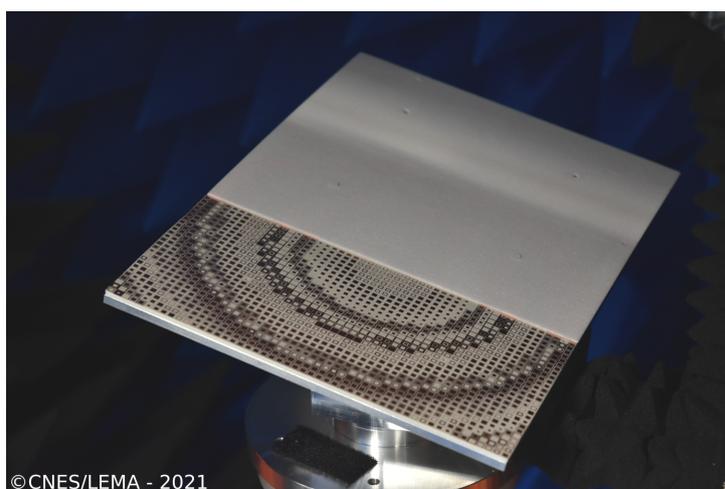


FIGURE 5.21 – Photographie du second panneau mesuré. Vue du réseau de cellules et de l'empilement, la mousse supérieure est volontairement décalée pour les besoins de la photo.

5.2.4.1 Résultats bifréquence

Les résultats des diagrammes de rayonnement à 19 et 29 GHz sont présentés sur la figure 5.22). Le tableau 5.3 présente les résultats de mesure du réseau n°2, en comparaison avec les résultats du réseau n°1. Le rayonnement est orienté dans la direction souhaitée aux deux fréquences ($\theta = 0^\circ$). Dans l'ensemble, le niveau des lobes secondaires est, une nouvelle fois, très satisfaisant. De plus, on observe une atténuation progressive des lobes secondaires lorsque l'on s'éloigne de la direction principale de rayonnement.

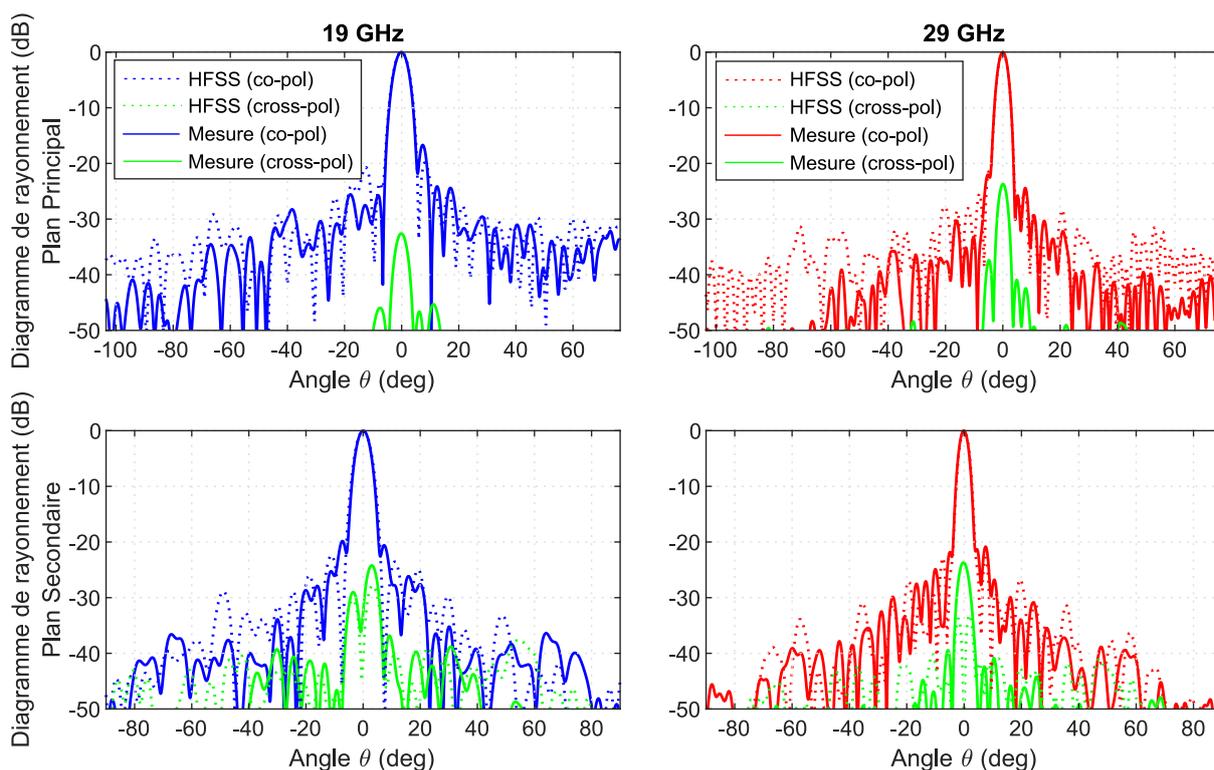


FIGURE 5.22 – Diagrammes de rayonnement du réseau n°2 dans le plan principal et le plan secondaire à 19 et 29 GHz. Résultats de simulation obtenus avec HFSS (trait pointillé) et résultats de mesure (trait continu).

Si l'on compare les résultats obtenus en mesure et les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation full-wave (HFSS), on observe globalement un bon accord. Pour ce second réseau, les résultats de simulation sont obtenus avec une erreur sur le critère de convergence plus faible. Le fait d'avoir limité les cellules sensibles dans le réseau semble permettre à la simulation de converger plus facilement. Ainsi, les résultats obtenus en simulation sont plus précis, ce qui permet une meilleure estimation du niveau des lobes secondaires.

	Dir. Max. (°)	SLL (dB)	Cross-polarisation (dB)
Réseau n°1	0/0	-18/ -19,9	-24,1/ -23,8
Réseau n°2	0/0	-16,7/ -20,9	-24,2/ -23,7

TABLEAU 5.3 – Résultats des diagrammes de rayonnement à 19/29 GHz pour les réseaux n°1 et n°2.

Dans l'ensemble, les résultats des diagrammes de rayonnement de ce réseau n°2 sont semblables aux résultats obtenus pour le réseau n°1. Cette seconde méthode de synthèse améliore légèrement les performances du diagramme de rayonnement à 29GHz, mais dégrade légèrement celles du diagramme à 19 GHz. Les performances du diagramme de rayonnement sont néanmoins bien prévisibles en simulation, ce qui peut permettre d'améliorer la synthèse.

5.2.4.2 Résultats bibandes

L'évolution du gain réalisé dans la direction principale ($\theta = 0^\circ$) est présentée pour les bandes [18 – 20] GHz et [28 – 30] GHz sur la figure 5.23. Les mesures ont été réalisées tous les 100 MHz.

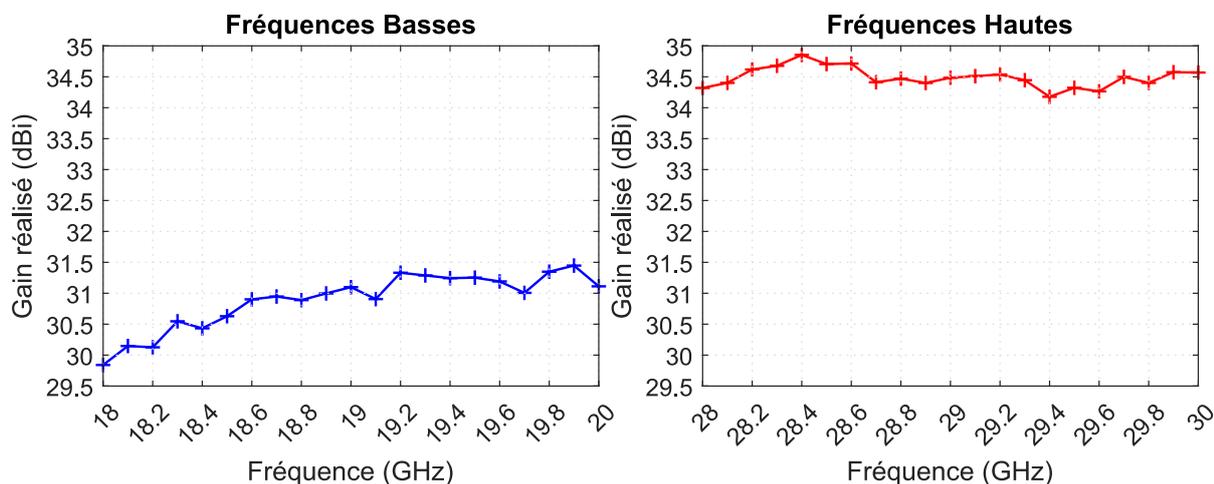


FIGURE 5.23 – Évolution du gain réalisé dans la direction de l'axe z ($\theta = 0^\circ$) du réseau n°2. Résultats de mesure obtenus dans la StarLab.

Le tableau 5.4 permet de comparer les performances du réseau n°2 et du réseau n°1. On constate que les deux réseaux ont des performances similaires. On peut noter que les variations du gain pour les deux bandes de fréquence sont faibles. Elles se trouvent dans les incertitudes de mesure de la base de la Starlab.

	Réseau n°1	Réseau n°2
Gain réalisé max. (dBi)	31,6 / 35	31,5 / 34,9
Bande à 1dB (GHz)	[18,6 – 20] / [28 – 30]	[18,3 – 20] / [28 – 30]
Bande à 1dB (%)	> 7,3 / > 6,9	> 8,9 / > 6,9

TABLEAU 5.4 – Résultats de mesure des réseaux n°1 et n°2 sur les bandes [18 – 20] / [28 – 30] GHz .

En conclusion, le réseau n°2 réalisé présente de très bonnes performances bibandes. Les critères ajoutés pour améliorer la continuité géométrique (ordre des cellules) et limiter les cellules sensibles (géométries épaisses) ne semblent cependant pas déterminants dans les performances du réseau. En effet, les mesures réalisées sur les bandes [18 – 20] GHz et [28 – 30] GHz montrent que les réseaux n°1 et n°2 ont des performances très similaires. Une nouvelle campagne de mesure sur une bande de fréquence plus large permettrait d'évaluer complètement les performances des réseaux.

5.3 Conclusion

Ce chapitre présente la conception et les résultats de mesure de deux réseaux réflecteurs bifréquence fonctionnant en bande K/Ka (19 et 29 GHz). Ces réseaux sont réalisés en combinant des cellules Phoenix d'ordre 1 à 4 (1 à 4 paramètres géométriques variables), de type capacitif et inductif.

La configuration antennaire définie pour pouvoir mesurer les performances des réseaux réflecteurs est présentée. La position des sources en offset qui est adoptée permet d'éviter les problèmes de masquage et les angles d'incidence trop élevés sur le réseau. On choisit aussi la direction de rayonnement de manière à obtenir une loi de phase sur le réseau avec de faibles écarts de phase entre deux cellules consécutives. Cette solution permet, a priori, de faciliter la continuité géométrique sur le réseau. Enfin, le dimensionnement des cornets utilisés pour illuminer le réseau à 19 et 29 GHz est présenté.

En se basant sur les méthodes de synthèse étudiées au chapitre 4, deux stratégies de synthèse sont définies. Chacune est employée pour réaliser un réseau. Globalement, ces stratégies de synthèse visent à limiter les cellules sensibles et ont pour but de favoriser la continuité géométrique entre les éléments. Pour cela, les critères de sélection des cellules prennent en compte le niveau de pertes en réflexion ($< 0,3$ dB), le type et l'ordre des cellules et enfin les dimensions géométriques. Le réseau n°1 est réalisé en utilisant un critère sur les pertes et sur les types de cellules. Pour le réseau n°2, on ajoute deux critères supplémentaires : la minimisation de l'ordre des cellules et le choix de cellules avec des métallisations et des fentes épaisses. Ainsi, on observe que les réseaux réalisés présentent de très bonnes performances en rayonnement aux fréquences de dimensionnement à 19 et 29 GHz. Ces performances sont mêmes conservées sur des bandes de fréquence relativement larges puisqu'on obtient une évolution du gain inférieure à 1 dB dans des bandes de fréquence supérieures à 7% et 6%, respectivement autour de 19 et 29 GHz. Ces résultats sont d'autant plus encourageants que les réseaux ont été dimensionnés seulement aux fréquences centrales (19 et 29 GHz) et n'ont pas été optimisés. Ces travaux valident pleinement l'utilisation des cellules Phoenix dans le cadre d'applications bibandes et permettent d'envisager des objectifs plus élevés encore, tels que l'amélioration des performances sur de plus larges bandes, ou la complexification du diagramme de rayonnement.

Enfin, les deux stratégies étudiées visant à obtenir une bonne continuité géométrique entre les cellules du réseau ne permettent pas de conclure quant à l'importance de la continuité géométrique dans le réseau. Bien que les réseaux comportent des cellules avec des géométries différentes (2023 sur un total de 2601), ces différences ne sont peut-être pas significatives pour obtenir des différences sur les diagrammes de rayonnement. Dans les deux réseaux réalisés, les transitions entre les cellules capacitives et inductives se situent globalement dans les mêmes régions du réseau. Ces transitions ont peut-être plus d'influence que l'ordre des cellules dans le réseau. Les critères de continuité géométrique entre les cellules du réseau restent à déterminer.

Conclusion générale et Perspectives

Dans ce manuscrit, nous nous sommes intéressés à un concept de cellule déphaseuse, la cellule Phoenix, afin de concevoir des antennes à réseaux réflecteurs bifréquences pour des applications spatiales. Les principales étapes de conception d'un RA sont abordées au cours de cette thèse. Les outils développés et les stratégies de synthèse étudiées permettent de réaliser une synthèse bifréquence performante.

Afin d'étudier le concept des cellules Phoenix dans le cadre des communications spatiales, nous nous intéressons à la réalisation d'une liaison en bande K/Ka fonctionnant à 19 et 29 GHz. Dans le but de produire tout type de diagramme de rayonnement (directifs, formés...), il faut idéalement disposer de cellules capables de réaliser des gammes de phases complètes de 360° à chaque fréquence de fonctionnement. C'est pourquoi dans cette thèse, nous nous sommes employés à construire une stratégie permettant de réaliser des gammes de phases complètes aux deux fréquences.

Pour y parvenir, il nous a fallu définir judicieusement plusieurs paramètres. La géométrie des éléments, leur périodicité dans le réseau et les caractéristiques de l'empilement diélectrique font partie des éléments clefs. Au cours de cette thèse, nous avons pu constater que la famille des cellules Phoenix présente un véritable atout pour contrôler la phase à deux fréquences. Grâce à la combinaison d'éléments de type patch et ouverture, nous disposons d'un grand nombre de degrés de liberté pour contrôler sa géométrie. Il est apparu que la complémentarité des cellules de type inductif et capacitif est intéressante pour pouvoir contrôler la phase à deux fréquences. La combinaison de ces deux types permet notamment de limiter l'augmentation du nombre de paramètres variables dans la géométrie (ordre des cellules). L'ordre 4 est ainsi suffisant pour réaliser des diagrammes de rayonnement bifréquence performants.

En outre, la périodicité des éléments (longueur de la maille) et la hauteur de l'empilement diélectrique sont des paramètres qui influent sur les gammes de phases réalisables. Ils doivent être eux aussi judicieusement choisis.

En fonction de ces paramètres et des cellules qui constituent le réseau, des phénomènes physiques particuliers peuvent apparaître. C'est le cas de résonances parasites qui apparaissent dans des réseaux périodiques composés de cellules Phoenix. Elles provoquent alors de fortes pertes en réflexion que l'on souhaite à tout prix éviter dans un RA, car elles peuvent po-

tentiellement dégrader les diagrammes de rayonnement. Au cours de cette thèse, une étude théorique a donc été menée pour comprendre l'origine de ces résonances. Leur analyse a permis d'associer leur apparition avec un phénomène à onde de fuite sur le réseau. Ainsi, une règle de conception a été déduite afin d'éviter ce phénomène. Elle détermine la longueur de maille maximum et les caractéristiques de l'empilement diélectrique à respecter pour l'éviter.

Les caractéristiques de l'empilement diélectrique ont un impact fort sur les gammes de phases produites par l'ensemble des géométries de cellules. L'analyse de l'effet de l'empilement diélectrique sur les performances de l'ensemble d'une base de données est réalisée avec un outil quasi-analytique basé sur une approche circuit équivalent. Cet outil permet d'estimer le comportement des cellules à l'échelle d'une base de données très rapidement. Cela permet de choisir judicieusement les caractéristiques de l'empilement diélectrique. Dans cette thèse, le circuit équivalent est donc utilisé pour une étape de prédimensionnement pour fixer les caractéristiques de l'empilement diélectrique. Le calcul d'une base de données fiable est ensuite nécessaire pour réaliser la synthèse.

La stratégie de conception s'appuie donc sur la construction de bases de données contenant les caractéristiques d'un grand nombre de géométries. La base de données offre de multiples solutions pour synthétiser un réseau bifréquence et rend l'étape de sélection des cellules cruciale. Différentes stratégies de sélection de cellules ont été évaluées. Une méthodologie de synthèse originale a été établie, reposant sur l'application de « filtres ». Le premier axe consiste à limiter les pertes. Nous avons identifié que limiter les pertes est un bon moyen d'éviter les cellules avec de fortes dispersions. En outre cela permet de limiter les cellules « sensibles » dans le réseau. Le deuxième axe consiste à limiter les trop fortes variations géométriques sur l'ouverture rayonnante. Ceci afin de maintenir des variations géométriques continues et régulières sur l'ensemble du panneau et être en accord avec l'hypothèse de quasi-périodicité des cellules. Les méthodes de synthèse combinant ces critères de sélection obtiennent une bonne prédictibilité des diagrammes de rayonnement.

Enfin, deux réseaux en bande K/Ka ont été conçus et fabriqués. Leurs bonnes performances valident le concept de cellule Phoenix pour les applications bifréquences. De plus, la stratégie de synthèse développée montre de bonnes performances sur les bandes de fréquence. Les deux panneaux mesurés obtiennent de très bons comportements sur des bandes de fréquence d'au moins 7% et 6% autour des fréquences centrales, respectivement 19 et 29 GHz. Ces résultats sont d'autant plus encourageants que les synthèses ont été réalisées seulement aux fréquences centrales. Ils montrent le potentiel des cellules Phoenix pour des applications bifréquences.

Notre étude ouvre plusieurs perspectives intéressantes.

Les travaux initiés sur les résonances parasites se sont focalisés sur les cellules Phoenix inductives. Une étude plus étendue pourrait permettre d'approfondir la compréhension de ce phénomène pour les cellules de type capacitif. De plus, il pourrait être intéressant de déterminer les géométries susceptibles de générer des résonances parasites.

A court terme, une suite logique de ce travail consisterait à développer une stratégie de synthèse pour améliorer les performances du réseau bifréquence sur de plus larges bandes. Cela permettrait notamment d'évaluer les capacités des cellules pour réaliser des RA bibandes. Les méthodes de synthèse développées dans ce manuscrit sont relativement simples et permettent d'obtenir dès la première synthèse des réseaux performants. Le développement d'une véritable méthodologie d'optimisation du réseau bifréquence pourrait permettre d'améliorer ces diagrammes de rayonnement. Par ailleurs, dans cette thèse nous n'avons considéré qu'une polarisation linéaire. Le développement d'une synthèse pour des applications en polarisation bilinéaire ou circulaire est une prochaine étape vers le développement des cellules Phoenix pour les communications spatiales.

Lors des synthèses des réseaux, nous avons choisi de diviser la base de données en deux régions continues. Avec cette solution, on supprime inévitablement une partie des cellules dans la base de données. Dans certaines zones de la base de données, il devient alors difficile d'obtenir une transition douce entre une géométrie (typiquement les transitions entre les cellules capacitives et inductives). La mise en place d'une méthode de synthèse conservant la base de données entière permettrait probablement d'adoucir certaines transitions. Des critères complémentaires conditionnant les transitions entre les géométries (types et ordres) pourraient être envisagés.

ANNEXE A

Méthodologie de synthèse : Modification de l'offset de phase

Cette annexe complète l'étude réalisée sur la simulation de petits réseaux au chapitre 4. Nous avons observé que les performances des diagrammes de rayonnement évoluent en fonction des éléments sélectionnés dans le réseau. L'offset de phase $\Delta\phi$ est un paramètre déterminant pour le choix des cellules sélectionnées. Dans cette annexe, on propose de choisir un offset de phase différent de celui choisi dans le chapitre 4, afin d'étudier le comportement d'un réseau avec des cellules inductives au centre du réseau.

A.1 Synthèse de réseau avec des cellules inductives et capacitives

Dans cette partie, deux synthèses de réseaux sont réalisées afin d'étudier l'influence de la continuité géométrique entre les cellules sur le panneau.

Première synthèse : RA_{A1}

On réalise la synthèse d'un réseau RA_{A1} dans la base de données brute. On fixe l'offset de phase $\Delta\Phi$ pour obtenir un couple de phases au centre du réseau de 61° et 89° , respectivement à 19 et 29 GHz. On sélectionne les cellules qui permettent de minimiser l'erreur de phase aux deux fréquences (équation 4.3). Le réseau obtenu est présenté sur la figure A.1 (à gauche). Les CP au centre de réseau sont exclusivement de type inductif et principalement d'ordre 4. Sur les bords du réseau, on observe un mélange entre les types (cellules inductives et capacitives) et entre les ordres (3 et 4).

Deuxième synthèse : RA_{A2}

Pour évaluer l'effet du tri de la base de données et de la sélection des cellules, une seconde synthèse RA_{A2} est réalisée avec le même offset de phase (61°/89° à 19/29 GHz). Les caractéristiques de la base de données et la sélection des cellules sont identiques à la section 4.5.2.2. Les pertes dans la base de données sont limitées à 0,3 dB et la base est filtrée selon les types capacitifs/inductifs. Lors de la sélection des cellules, l'ordre est minimisé et les géométries épaisses sont privilégiées. Le réseau obtenu est présenté en figure A.1 (à droite). La méthodologie employée permet d'obtenir un réseau avec des géométries de cellules localement continues, à la fois en terme de type et d'ordre de cellules.

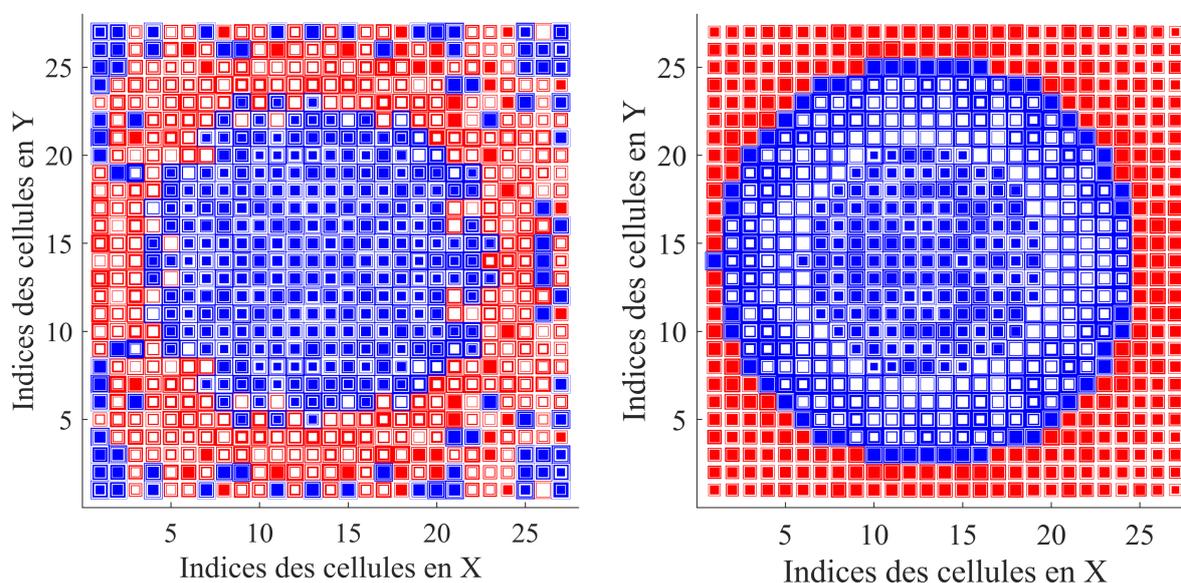


FIGURE A.1 – Réseau RA_{A1} obtenu à partir d'une synthèse dans la base brute (à gauche). Réseau RA_{A2} obtenu à partir d'une synthèse dans la base filtrée et avec une stratégie de sélection favorisant la continuité géométrique (à droite).

	$\delta\phi_{moy}$	$\delta\phi_{max}$	$ \Gamma _{moy}$	$ \Gamma _{max}$
RA _{A1}	0,6/0,6	3,3/3,6	0,12/0,19	0,62/0,64
RA _{A2}	4,1/4,25	9,9/9,9	0,1/0,15	0,28/0,3

TABLEAU A.1 – Caractéristiques des cellules 19/29 (GHz) dans les réseaux (figure A.1) à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

Les deux réseaux sont simulés avec HFSS et les diagrammes de rayonnement obtenus présentés en figure A.2. Les diagrammes de rayonnement sont presque identiques, des variations infimes au niveau des lobes secondaires apparaissent. La direction du lobe principal est égale à 13,5° pour la fréquence basse et la fréquence haute. Sur les projections UV (figure A.3), les

variations du niveau des lobes secondaires sont aussi très faibles dans l'ensemble des directions. On peut néanmoins observer une faible remontée des lobes secondaires autour du lobe principal à 29 GHz.

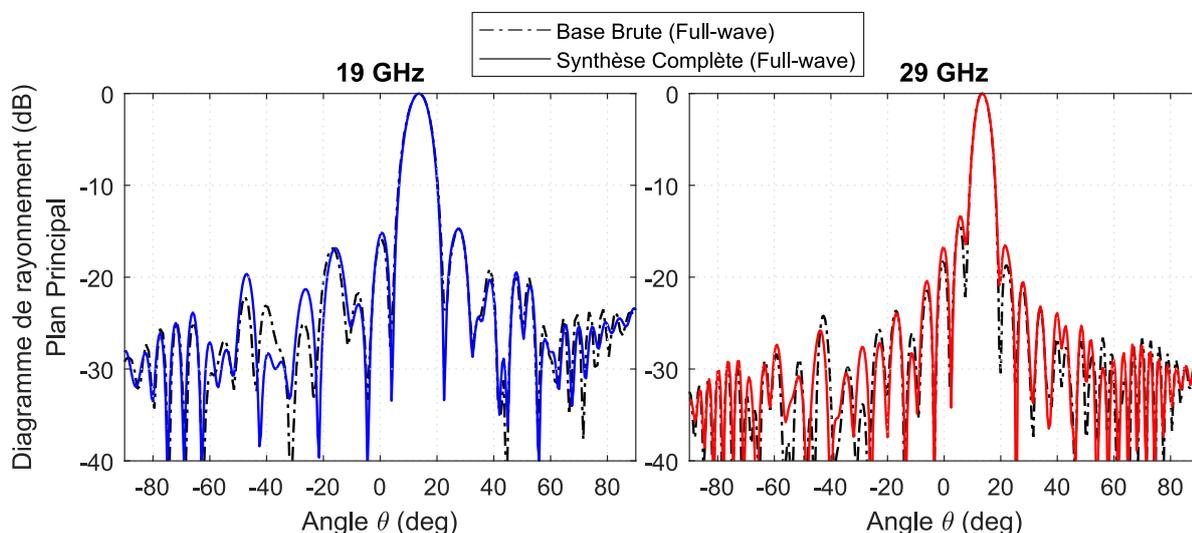


FIGURE A.2 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal obtenus avec une simulation HFSS. Réseau RA_{A1} (ligne pointillé) et réseau RA_{A2} (ligne continue).

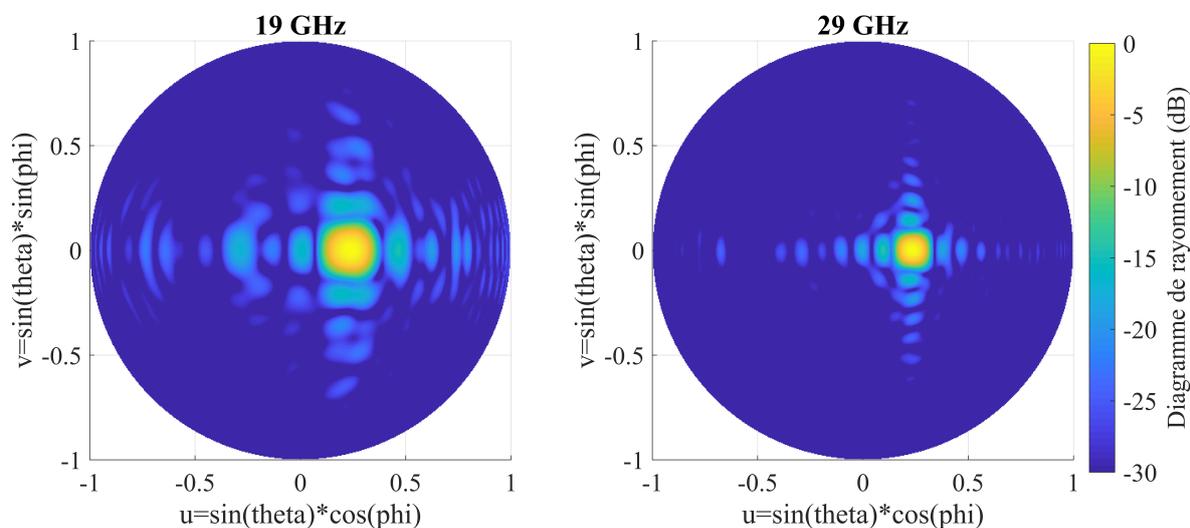
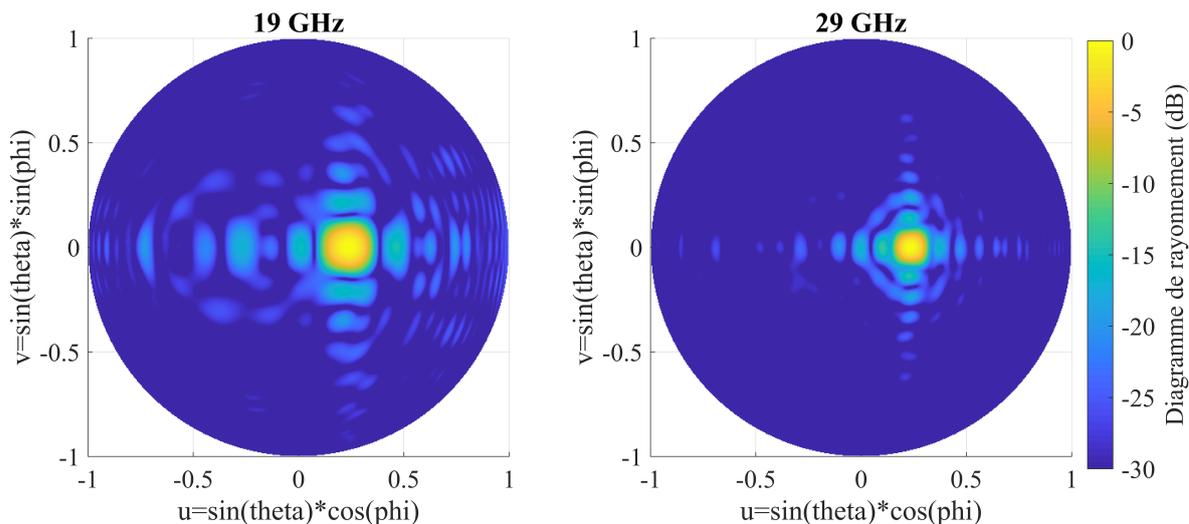


FIGURE A.3 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{A1} simulé avec HFSS

Bien que les cellules dans les deux réseaux soient différentes sur les bords, le comportement des diagrammes de rayonnement ne varie pas. Les cellules au centre du réseau sont en revanche très similaires dans les deux réseaux. En outre, pour les deux réseaux, la transition entre les types capacitifs et inductifs se situe dans la même région du réseau. Dans la suite, on propose de réaliser la synthèse d'un réseau exclusivement composé de cellules inductives pour pouvoir évaluer l'influence de la transition entre les cellules.


 FIGURE A.4 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{A2} simulé avec HFSS

A.2 Réseau avec des cellules de type inductif

Pour réaliser la synthèse d'un réseau exclusivement inductif RA_{Indu} , on utilise une base de données composée uniquement de cellules inductives. On applique un filtre sur les pertes à 0,3 dB, puis on filtre toutes les cellules avec des épaisseurs géométriques inférieures à $100 \mu\text{m}$, afin de limiter les cellules sensibles.

Le même offset de phase $\Delta\phi$ que pour les synthèses précédentes est utilisé (61° et 89° , respectivement à 19 et 29 GHz). Le réseau réalisé est présenté en figure A.5. Les cellules aux centres sont de même nature que pour les réseaux précédents, seules les cellules sur les bords du réseau sont remplacées. Dans le tableau A.2, on observe que l'erreur de phase maximale a très fortement augmenté, mais que les pertes moyennes restent faibles. Par ailleurs les pertes aux deux fréquences sont plus élevées que pour les autres RA.

Sur la figure A.6, on observe que la variation des lobes secondaires est importante vis-à-vis du modèle. En comparant les diagrammes de rayonnement simulés avec la figure A.2, on constate qu'à la fréquence basse le niveau des lobes secondaires est plus élevé dans plusieurs directions. Les projections UV (figure A.7) montrent que les directions de rayonnement parasites sont plus faibles à 19 GHz, mais plus importantes à 29 GHz (premiers lobes secondaires).

	$\delta\phi_{moy}$	$\delta\phi_{max}$	$ \Gamma _{moy}$	$ \Gamma _{max}$
RA_{A1}	0,6/0,6	3,3/3,6	-0,12/ -0,19	-0,62/ -0,64
RA_{A2}	4,1/4,25	9,9/9,9	-0,1/ -0,15	-0,28/ -0,3
RA_{Indu}	3,2/2,5	45,5/23,7	-0,15/ -0,16	-0,3/ -0,3

 TABLEAU A.2 – Caractéristiques des cellules 19/29 (GHz) dans les réseaux (figure A.1) à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.

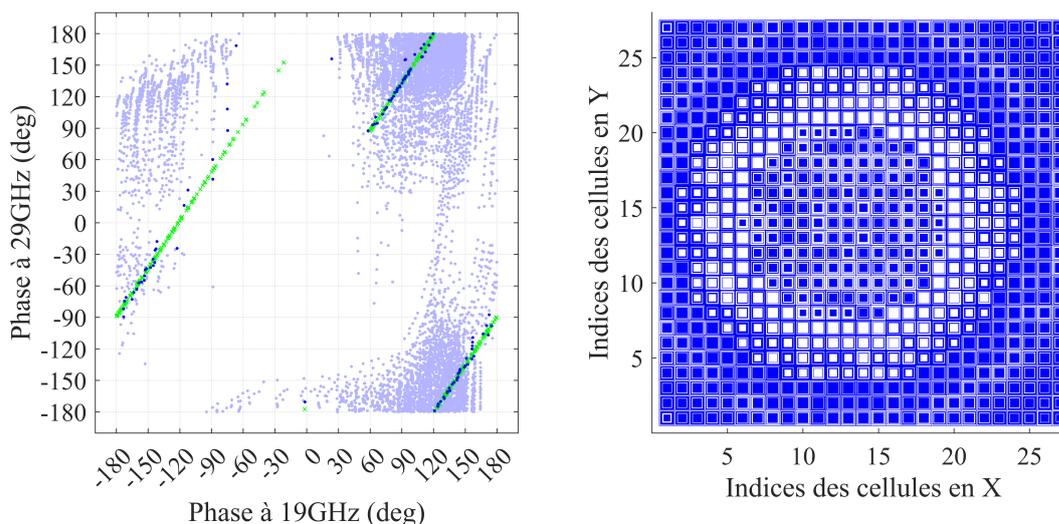


FIGURE A.5 – Synthèse du réseau RA_{Indu} réalisée avec une base de données filtrée en pertes, possédant uniquement des cellules inductives. Sélection des cellules avec un ordre petit et des géométries épaisses en tolérant une erreur de phase ($R = 10^\circ$ et $I = 5^\circ$).

En conclusion, on observe qu'avec cet offset de phase les efforts réalisés pour obtenir un réseau avec une bonne continuité géométrique ne permettent pas d'obtenir de meilleurs résultats sur le diagramme de rayonnement. On pourra noter que même avec le réseau composé uniquement de cellules inductives (sensé avoir une bonne continuité géométrique), les performances du diagramme de rayonnement à 19 GHz sont dégradées. Le fait que ce réseau possède de fortes pertes (cellules potentiellement sensibles) peut peut-être expliquer ces dégradations. Les cellules inductives au centre du réseau réflecteur semblent donc générer des diagrammes de rayonnement relativement instables. Une étude plus approfondie est nécessaire pour pouvoir conclure véritablement.

Par ailleurs, les cellules au centre des trois réseaux présentés dans cette annexe sont relativement similaires (même type et même ordre). Ces cellules reçoivent le plus de puissance de la part de la source d'excitation. On peut supposer que leur influence sur le diagramme de rayonnement est supérieure à celle des cellules sur les bords. Or les synthèses réalisées ayant principalement une influence sur le choix des cellules sur les bords du réseau, l'effet de la synthèse élaborées n'a donc que peu d'impact sur l'allure du diagramme de rayonnement.

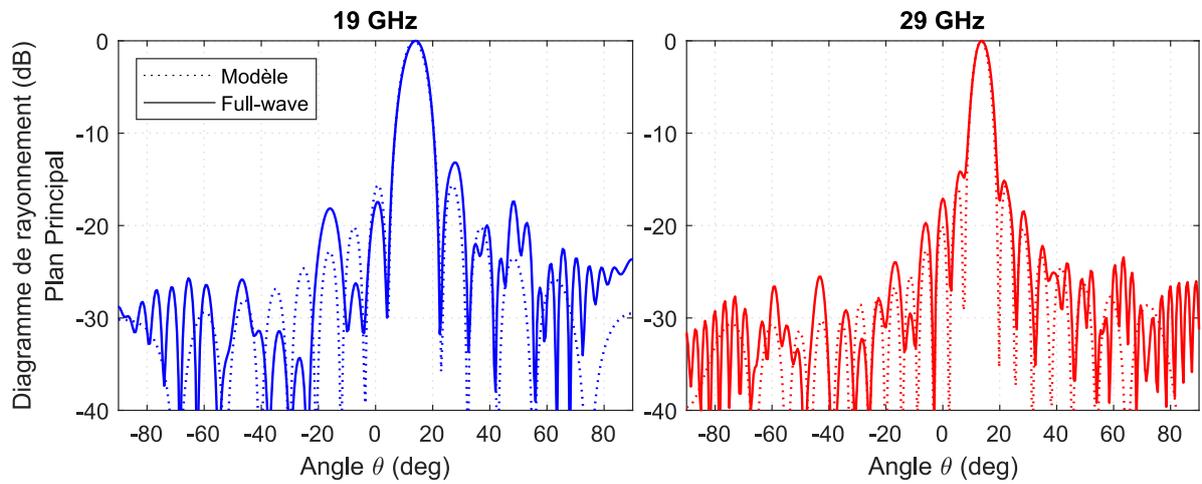


FIGURE A.6 – Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{Indu} .

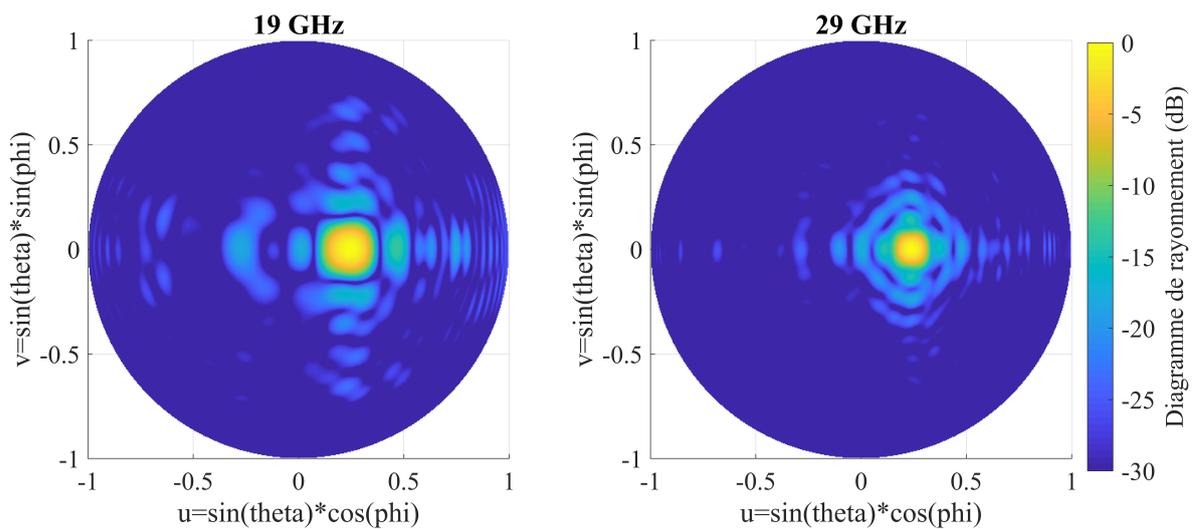


FIGURE A.7 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{Indu} simulé avec HFSS

ANNEXE B

Résultats détaillés des mesures du réseau réflecteur n°2

Cette annexe présente les résultats détaillés des mesures du réseau n°2. Dans le chapitre 5, nous présentons les diagrammes de rayonnement à 19 et 29 GHz, ainsi que l'évolution du gain sur les bandes [18 – 20] GHz et [28 – 30] GHz. Dans cette annexe, on ajoute, les diagrammes de rayonnement en projection UV à 19 et 29 GHz, ainsi que les plans de coupe des diagrammes de rayonnement aux fréquences extrêmes des bandes mesurées (18, 20, 28 et 30 GHz).

B.1 Résultats de mesures

Résultats bifréquences

Les projections UV présentés sur la figure B.1 permettent d'évaluer les performances de rayonnement du RA dans l'ensemble des directions de la sphère supérieure (repère $Oxyz$ en figure 5.8). Pour ce faire, on représente la norme du champ $\|\vec{E}\|$ (expression 5.2). On observe que le diagramme de rayonnement est bien focalisé, en $\theta = 0^\circ$, dans la direction souhaitée. On observe une légère augmentation des premiers lobes secondaires dans des directions intermédiaires, dans des plans de coupes se situant à $\varphi = 45^\circ$ et $\varphi = 135^\circ$. On n'observe pas de rayonnement problématique dans d'autres directions. Ces résultats sont similaires au réseau n°1.

Résultats bibandes

Enfin on présente les diagrammes de rayonnement à 18 et 20 GHz sur la figure B.2 et les diagrammes de rayonnement à 28 et 30 GHz sur la figure B.3. On observe que le lobe de rayonnement principal reste dans la direction souhaitée. Dans l'ensemble, la remontée du niveau

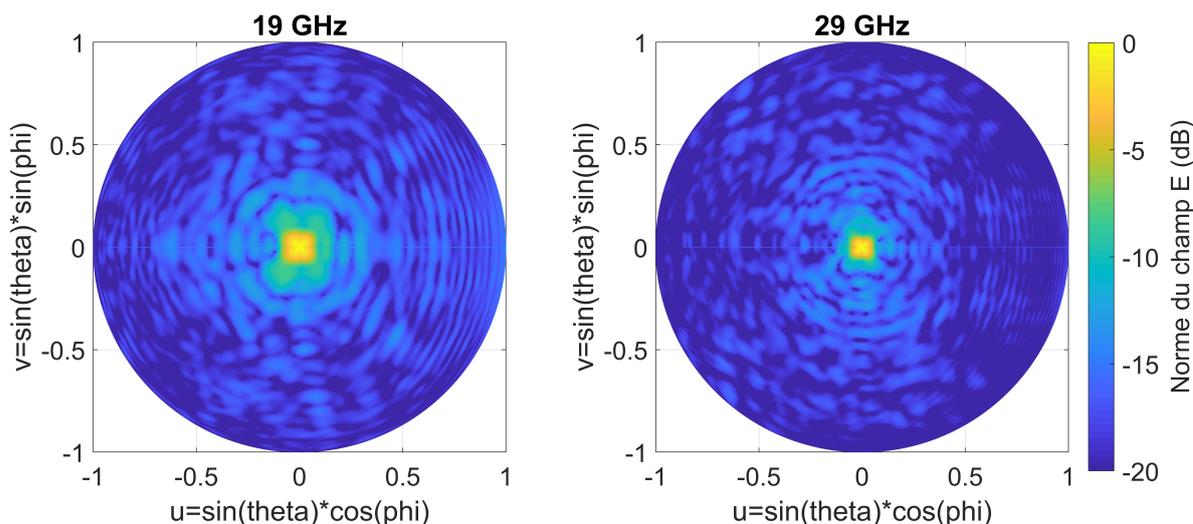


FIGURE B.1 – Diagrammes de rayonnement en projection UV du panneau 2 mesuré.

des premiers lobes secondaires crée des épaulements autour du lobe principal. Le tableau B.1 regroupe le niveau des premiers lobes secondaires / épaulements. En comparant ces résultats avec premier réseau, on constate que les diagrammes de rayonnement obtenus à 18 et 28 GHz sont globalement moins bons pour le second réseau. On observe des déformations du lobe principal et des remontés de lobes secondaires au même niveau que les premiers lobes secondaires. Les écarts observés à 20 et 30 GHz se trouvent dans les incertitudes de mesure de la StarLab. Ces résultats sont cohérents avec l'évolution du gain dans la bande, où l'on observe une dégradation plus rapide du gain sur les fréquences inférieures de la bande. Les niveaux de polarisation croisée sont répertoriés dans le tableau B.2. Des écarts ($> 1,5$ dB) apparaissent sur les niveaux de polarisation croisée à 18 et 20 GHz.

En conclusion, les critères de sélection utilisés pour ce second réseau modifie les performances du second réseau principalement sur la bande basse. Les performances sont dégradées autour de 18 GHz. L'ajout de critère tel que la minimisation de l'ordre des cellules et les géométries épaisses n'apporte pas un bénéfice significatif pour la synthèse du réseau. Une étude plus approfondie du comportement des cellules dans le réseau semble nécessaire pour apporter des explications supplémentaires.

Freq. (GHz)	SLL (dB) - Réseau n°1	SLL (dB) - Réseau n°2
18	-14,4	-13,5
20	-18,9	-18,9
28	-20,8	-15,1
30	-14,6	-16,5

TABLEAU B.1 – Niveaux des lobes secondaires / épaulements pour les mesures des réseaux n°1 et n°2 pour les fréquences de 18, 20, 28 30 GHz.

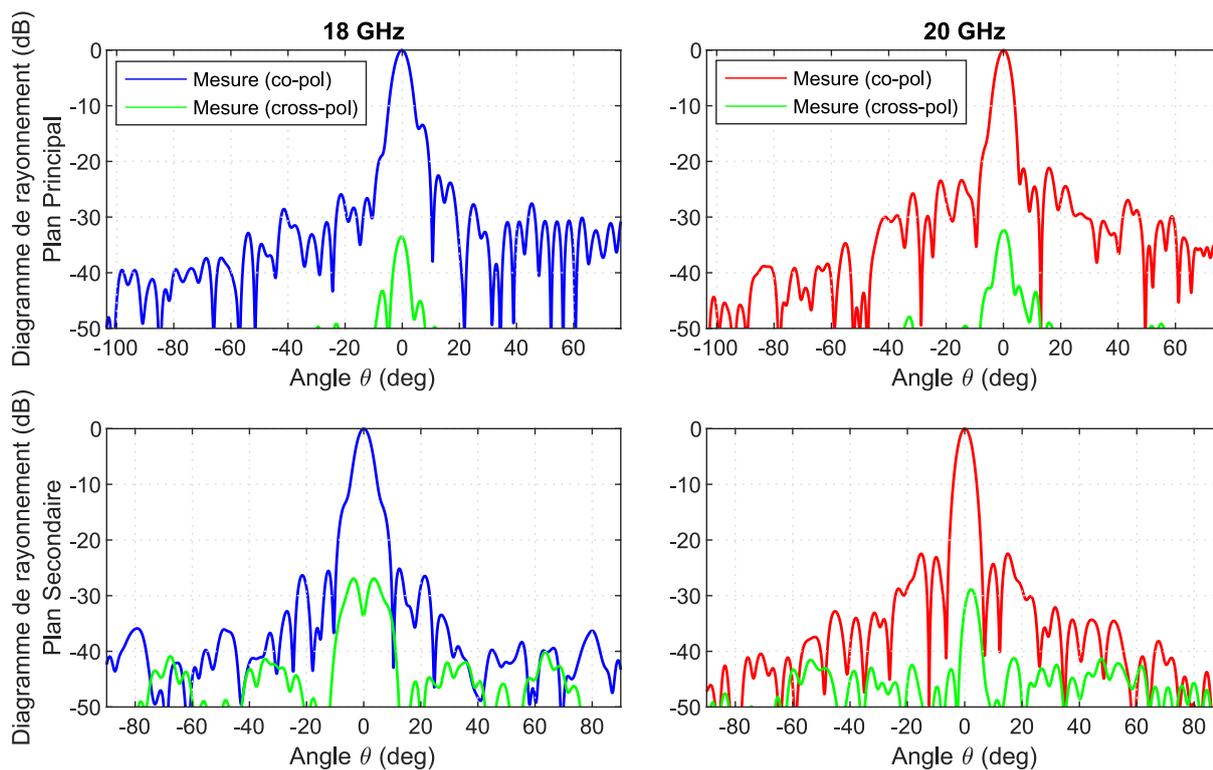


FIGURE B.2 – Diagrammes de rayonnement du réseau 2 mesurés dans la StarLab. Plan principal et plan secondaire à 18 et 20 GHz.

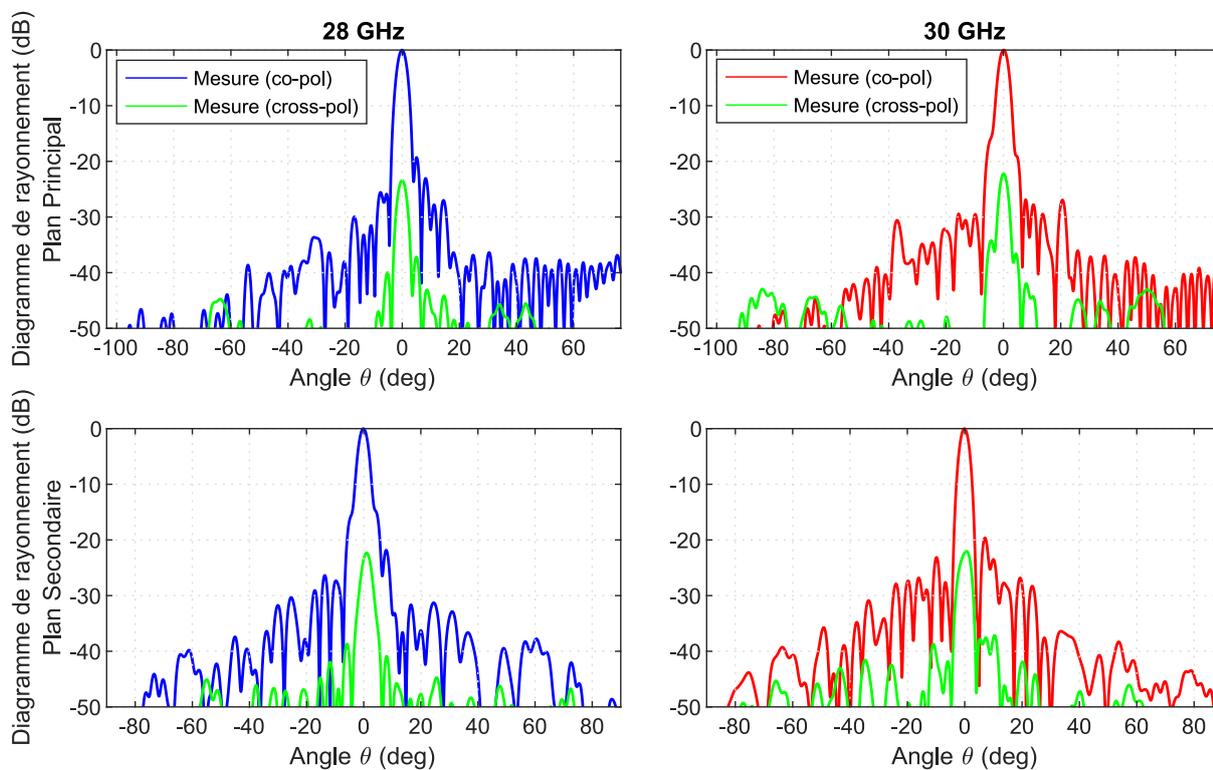


FIGURE B.3 – Diagrammes de rayonnement du réseau 2 mesurés dans la StarLab. Plan principal et plan secondaire à 28 et 30 GHz.

Freq. (GHz)	Cross. pol. (dB) - Réseau n°1	Cross. pol. (dB) - Réseau n°2
18	-28,5	-27
20	-27	-28,9
28	-22,2	-22,3
30	-22,3	-22

TABLEAU B.2 – Niveaux de la polarisation croisée pour les mesures des réseaux n°1 et n°2 pour les fréquences de 18, 20, 28 30 GHz.

ANNEXE C

Publications Personnelles

Publication dans un journal

- A. Guarriello, G. Courtin, R. Loison, and R. Gillard, 'A General Equivalent Circuit Model for Phoenix Cells', IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 69, no. 11, pp. 7982–7986, 2021.

Conférences Internationales

- G. Courtin, R. Gillard, R. Loison, D. Bresciani, and M. Romier, 'Dual-Band Capabilities Of The Fourth Order Phoenix Cell for Reflectarrays Antennas', in 2019 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2019, pp. 0647–0650.
- G. Courtin, R. Gillard, R. Loison, H. Legay, and P. Daquin, 'On the Link Between Leaky-Wave Mechanism and Parasitic Resonances Observed in a Reflecting Periodic Surface Made of Phoenix Cells', in 2021 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2021, pp. 1–4.

Conférence Nationale

- (Article accepté) G. Courtin, R. Gillard, R. Loison, D. Bresciani, P. Daquin, Conception et fabrication d'une antenne à réseau réflecteur bifréquence simple couche en bande Ka utilisant les cellules Phœnix, JNM 2022 : 22èmes Journées Nationales Microondes, Juin 2022, Limoges, France.

Bibliographie

- [1] L. MARNAT, « Développement de techniques de synthèse de réseaux réflecteurs imprimés - Application à la conception d'antennes spatiales bipolarisées en bande Ku », Theses, INSA de Rennes, déc. 2009.
- [2] L. MOUSTAFA, R. GILLARD, F. PERIS, R. LOISON, H. LEGAY et E. GIRARD, « The Phoenix Cell : A New Reflectarray Cell With Large Bandwidth and Rebirth Capabilities », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 10, p. 71-74, 2011.
- [3] M. KHARBECH, « Cellules à fentes pour réseaux réflecteurs imprimés : Amélioration de la stabilité du diagramme unitaire et extension à la reconfigurabilité », PhD Thesis, 2011.
- [4] T. MAKDISSY, « New phase-shifting cells of low cost and reduced complexity for broadband reflectarray antennas », Issue : 2013ISAR0027, Theses, INSA de Rennes, nov. 2013.
- [5] V. RICHARD, « Outils de synthèse pour les réseaux réflecteurs exploitant la cellule Phoenix et les réseaux de neurones », Theses, INSA de Rennes, avr. 2018.
- [6] R. E. HODGES, D. J. HOPPE, M. J. RADWAY et N. E. CHAHAT, « Novel deployable reflectarray antennas for CubeSat communications », *2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015, p. 1-4.
- [7] R. HODGES, N. CHAHAT, D. HOPPE et J. VACCHIONE, « A Deployable High-Gain Antenna Bound for Mars : Developing a new folded-panel reflectarray for the first CubeSat mission to Mars. », *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, t. PP, p. 1-1, fév. 2017.
- [8] P. J. WOOD, « Reflector antenna analysis and design », *Stevenage Herts England Peter Peregrinus Ltd IEE Electromagnetic Waves Series*, t. 7, jan. 1980.
- [9] A. RUDGE et N. ADATIA, « Offset-parabolic-reflector antennas : A review », *Proceedings of the IEEE*, t. 66, 12, p. 1592-1618, 1978.
- [10] W. RUSCH, « The current state of the reflector antenna art », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 32, 4, p. 313-329, avr. 1984.

- [11] R. C. HANSEN, *Phased Array Antennas*. Hoboken, NJ, USA : John Wiley & Sons, Inc., nov. 2009.
- [12] R. MAILLOUX, J. MCILVENNA et N. KERNWEIS, « Microstrip array technology », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 29, 1, p. 25-37, jan. 1981.
- [13] M. C. VIGANÓ, G. TOSO, G. CAILLE, C. MANGENOT et I. LAGER, « Spatial density tapered sunflower antenna array », *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, p. 778-782, 2009.
- [14] H. UNZ, « Linear Arrays with arbitrarily distributed elements », *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 8, 2, p. 222-223, mars 1960.
- [15] A. ISHIMARU, « Theory of unequally-spaced arrays », *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 10, 6, p. 691-702, nov. 1962.
- [16] D. BERRY, R. MALECH et W. KENNEDY, « The reflectarray antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 11, 6, p. 645-651, nov. 1963.
- [17] R. MUNSON, « Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 22, 1, p. 74-78, jan. 1974.
- [18] C. S. MALAGISI, « Microstrip disc element reflect array », *EASCON '78; Electronics and Aerospace Systems Convention*, jan. 1978, p. 186-192.
- [19] R. E. MUNSON, H. A. HADDAD et J. W. HANLEN, « Microstrip reflectarray for satellite communication and radar cross-section enhancement or reduction », US4684952A, août 1987.
- [20] J. HUANG, « Microstrip reflectarray », *Antennas and Propagation Society Symposium 1991 Digest*, London, Ont., Canada : IEEE, 1991, p. 612-615.
- [21] J. HUANG, « Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept », *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest*, t. 1, Newport Beach, CA, USA : IEEE, 1995, p. 582-585.
- [22] J. HUANG et A. J. ENCINAR, *Reflectarray Antennas*, I. PRESS, éd. Wiley-Interscience, 2008.
- [23] S. XU et F. YANG, « Reflectarray Antennas », *Handbook of Antenna Technologies*, Z. N. CHEN, D. LIU, H. NAKANO, X. QING et T. ZWICK, éd., Singapore : Springer Singapore, 2016, p. 1279-1320.
- [24] P. NAYERI, F. YANG et A. ELSHERBENI, *Reflectarray Antennas : Theory, Designs, and Applications*, sér. IEEE Press. Wiley, 2018.
- [25] Y. T. LO et S. W. LEE, éd., *Antenna Handbook*. Boston, MA : Springer US, 1988.
- [26] J. MONTGOMERY, « Scattering by an infinite periodic array of microstrip elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 26, 6, p. 850-854, nov. 1978.

- [27] D. POZAR et T. METZLER, « Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size », *Electronics Letters*, t. 29, 8, p. 657, 1993.
- [28] C. YANN, « Modélisation électromagnétique de cellules actives environnées - Application à l'analyse et la synthèse d'une antenne reflectarray à balayage électronique », Theses, INSA de Rennes, déc. 2012.
- [29] HFSS, *Anslys Inc.* Pittsburgh, Pennsylvania, USA.
- [30] CST, *Computer Simulation Technology AG*, Darmstadt, Germany.
- [31] FEKO, *Altair Engineering*, Troy, Michigan, USA.
- [32] D. BRESCIANI, « A unified approach to the characterization of frequency and polarization selective surfaces », *Proceedings of IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Ann Arbor, MI, USA : IEEE, 1993, p. 1960-1963.
- [33] DAU-CHYRH CHANG et MING-CHIH HUANG, « Multiple-polarization microstrip reflectarray antenna with high efficiency and low cross-polarization », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 43, 8, p. 829-834, août 1995.
- [34] D. POZAR, S. TARGONSKI et H. SYRIGOS, « Design of millimeter wave microstrip reflectarrays », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 45, 2, p. 287-296, 1997.
- [35] J. HUANG et R. POGORZELSKI, « A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 46, 5, p. 650-656, mai 1998.
- [36] D. WU, R. HALL et J. HUANG, « Dual-frequency microstrip reflectarray », *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1995 Digest*, t. 4, 1995, 2128-2131 vol.4.
- [37] C. HAN, C. RODENBECK, J. HUANG et K. CHANG, « A C/ka dual frequency dual Layer circularly polarized reflectarray antenna with microstrip ring elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 52, 11, p. 2871-2876, 2004.
- [38] J. A. ENCINAR, M. ARREBOLA, L. F. de la FUENTE et G. TOSO, « A Transmit-Receive Reflectarray Antenna for Direct Broadcast Satellite Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 59, 9, p. 3255-3264, 2011.
- [39] P. NASERI, M. RIEL, Y. DEMERS et S. V. HUM, « A Dual-Band Dual-Circularly Polarized Reflectarray for K/Ka-Band Space Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 68, 6, p. 4627-4637, 2020.
- [40] J. ENCINAR et J. ZORNOZA, « Three-layer printed reflectarrays for contoured beam space applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 52, 5, p. 1138-1148, 2004.

- [41] M. CHAHARMIR, J. SHAKER et M. CUHACI, « Development of a dual band circularly polarized microstrip reflectarray », *33rd European Microwave Conference Proceedings (IEEE Cat. No.03EX723C)*, t. 3, 2003, 1075-1078 Vol.3.
- [42] M. R. CHAHARMIR, J. SHAKER, N. GAGNON et D. LEE, « Design of Broadband, Single Layer Dual-Band Large Reflectarray Using Multi Open Loop Elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 58, 9, p. 2875-2883, 2010.
- [43] M. ABDOLLAHVAND, J. A. ENCINAR, K. FOROORAGHI, Z. ATLASBAF et M. BARBA, « Single-layer dual-frequency reflectarray for Ka-band antennas », *2016 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Davos, Switzerland : IEEE, avr. 2016, p. 1-4.
- [44] R. CHAHARMIR, J. SHAKER et M. CUHACI, « Development of dual-band circularly polarised reflectarray », *IEE Proceedings - Microwaves, Antennas and Propagation*, t. 153, 1, p. 49, 2006.
- [45] S.-W. QU, Q.-Y. CHEN, M.-Y. XIA et X. Y. ZHANG, « Single-Layer Dual-Band Reflectarray With Single Linear Polarization », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 62, 1, p. 199-205, 2014.
- [46] J. REN et W. MENZEL, « Millimeter-Wave Single-Layer Dual-Frequency Reflectarray Antenna », *International Journal of Antennas and Propagation*, t. 2017, p. 1-4, 2017.
- [47] Z. HAMZAVI-ZARGHANI et Z. ATLASBAF, « A New Broadband Single-Layer Dual-Band Reflectarray Antenna in X- and Ku-Bands », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 14, p. 602-605, 2015.
- [48] T. SMITH, U. GOTHELF, O. S. KIM et O. BREINBJERG, « Design, Manufacturing, and Testing of a 20/30-GHz Dual-Band Circularly Polarized Reflectarray Antenna », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 12, p. 1480-1483, 2013.
- [49] R. DENG, Y. MAO, S. XU et F. YANG, « A Single-Layer Dual-Band Circularly Polarized Reflectarray With High Aperture Efficiency », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 63, 7, p. 3317-3320, 2015.
- [50] M. ZHOU, O. BORRIES et E. JØRGENSEN, « Design and Optimization of a Single-Layer Planar Transmit-Receive Contoured Beam Reflectarray With Enhanced Performance », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 63, 4, p. 1247-1254, 2015.
- [51] P. GRÜNER et W. MENZEL, « Single-layer dual-frequency reflectarray », *2013 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2013, p. 315-318.
- [52] R. SHAMSAEE MALFAJANI et B. ABBASI ARAND, « Dual-Band Orthogonally Polarized Single-Layer Reflectarray Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 65, 11, p. 6145-6150, 2017.

- [53] J. A. ORTIZ-FUENTES, J. SILVA-MONTERO, J. I. MARTINEZ-LOPEZ, J. RODRIGUEZ-CUEVAS et A. E. MARTYNYUK, « Dual-Frequency Reflectarray Based on Split-Ring Slots », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 16, p. 952-955, 2017.
- [54] M. ZHOU, S. B. SØRENSEN, N. VESTERDAL, M. F. PALVIG, Y. BRAND, S. MALTAIS, J. BELLEMORE et G. TOSO, « Design of Dual-Band Dual-Polarized Reflectarray for Future Multiple Spot Beam Applications in Ka-band », *2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2019, p. 1-5.
- [55] R. S. MALFAJANI et Z. ATLASBAF, « Design and Implementation of a Dual-Band Single Layer Reflectarray in X and K Bands », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 62, 8, p. 4425-4431, 2014.
- [56] Y. PAN, Y. R. ZHANG et X. YU, « A X/Ku dual-band reflectarray design with cosecant squared shaped beam », *Microwave and Optical Technology Letters*, t. 56, 9, p. 2028-2034, sept. 2014.
- [57] D. MARTINEZ-DE-RIOJA, R. FLORENCIO, E. MARTINEZ-DE-RIOJA, M. ARREBOLA, J. A. ENCINAR et R. R. BOIX, « Dual-Band Reflectarray to Generate Two Spaced Beams in Orthogonal Circular Polarization by Variable Rotation Technique », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 68, 6, p. 4617-4626, 2020.
- [58] R. FLORENCIO, J. ENCINAR, R. R. BOIX et G. PEREZ-PALOMINO, « Dual-polarisation reflectarray made of cells with two orthogonal sets of parallel dipoles for bandwidth and cross-polarisation improvement », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, t. 8, 15, p. 1389-1397, déc. 2014.
- [59] M. CHAHARMIR, J. SHAKER et H. LEGAY, « Dual-band Ka/X reflectarray with broadband loop elements », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, t. 4, 2, p. 225, 2010.
- [60] T. SMITH, U. GOTHELF, O. S. KIM et O. BREINBJERG, « An FSS-Backed 20/30 GHz Circularly Polarized Reflectarray for a Shared Aperture L- and Ka-Band Satellite Communication Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 62, 2, p. 661-668, 2014.
- [61] M.-A. MILON, R. GILLARD et H. LEGAY, « Rigorous analysis of the reflectarray radiating elements : Characterisation of the specular reflection effect and the mutual coupling effect », *29th ESA Antenna Workshop on Multiple Beams and Reconfigurable Antennas*, Noordwijk, Netherlands, avr. 2007.
- [62] J. L. T. ETHIER, D. A. MCNAMARA, M. R. CHAHARMIR et J. SHAKER, « Reflectarray Design With Similarity-Shaped Fragmented Sub-Wavelength Elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 62, 9, p. 4498-4509, 2014.
- [63] T. MAKDISSY, R. GILLARD, E. FOURN, E. GIRARD et H. LEGAY, « A Patch-Slot Combination Approach for Large Band Reflectarrays », oct. 2012, p. 433-436.

- [64] T. MAKDISSY, R. GILLARD, E. FOURN, M. FERRANDO-ROCHER, E. GIRARD, H. LEGAY et L. LE COQ, « 'Phoenix' reflectarray unit cell with reduced size and inductive loading », *IET Microwaves Antennas and Propagation*, t. 10, 12, p. 1363-1370, 2016.
- [65] V. RICHARD, R. GILLARD, R. LOISON, H. LEGAY, M. ROMIER, J. -. MARTINAUD, D. BRESCIANI et F. DELEPAUX, « Advanced Synthesis of Reflectarrays using a Spherical Mapping of the 2nd Order Phoenix Cell », *13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Krakow, Poland : IEEE, mars 2019.
- [66] A. GUARRIELLO, R. LOISON, G. GOUSSETIS, D. BRESCIANI et H. LEGAY, « Phoenix cells reduced database construction for efficient reflectarray synthesis », *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, Atlanta, GA, USA : IEEE, juill. 2019, p. 285-286.
- [67] H. LEGAY, D. BRESCIANI, E. LABIOLE, R. CHINIARD et R. GILLARD, « A Multi Facets Composite Panel Reflectarray Antenna for a Space Contoured Beam Antenna in Ku Band », *Progress In Electromagnetics Research B*, t. 54, p. 1-26, 2013.
- [68] R. DENG, S. XU, F. YANG et M. LI, « Single-Layer Dual-Band Reflectarray Antennas With Wide Frequency Ratios and High Aperture Efficiencies Using Phoenix Elements », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 65, 2, p. 612-622, fév. 2017.
- [69] T. MAKDISSY et R. GILLARD, « Single Layer Dual-Band 'Phoenix' Reflectarray Unit Cell with Dual-Linear Polarization », *2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, Boston, MA, USA : IEEE, juill. 2018, p. 1643-1644.
- [70] N. J. G. FONSECA et C. MANGENOT, « High-Performance Electrically Thin Dual-Band Polarizing Reflective Surface for Broadband Satellite Applications », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 64, 2, p. 640-649, fév. 2016.
- [71] R. W. WOOD, « On a Remarkable Case of Uneven Distribution of Light in a Diffraction Grating Spectrum », *Proceedings of the Physical Society of London*, t. 18, 1, p. 269-275, juin 1902, Publisher : IOP Publishing.
- [72] A. HESSEL et A. A. OLINER, « A New Theory of Wood's Anomalies on Optical Gratings », *Applied Optics*, t. 4, 10, p. 1275, oct. 1965.
- [73] A. OLINER et D. JACKSON, « Leaky-Wave Antennas », *Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition*, 4th ed., Journal Abbreviation : Antenna Engineering Handbook, Fourth Edition, New York : McGraw-Hill Education, 2007.
- [74] C. CALOZ, D. JACKSON et T. ITOH, « Leaky-Wave Antennas », *Frontiers in Antennas : Next Generation Design & Engineering*, Journal Abbreviation : Frontiers in Antennas : Next Generation Design & Engineering, New York : McGraw-Hill Education, 2011.

- [75] A. GUARRIELLO, G. COURTIN, R. LOISON et R. GILLARD, « A general equivalent circuit model for Phoenix cells », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, p. 1-1, 2021.
- [76] O. LUUKKONEN, C. SIMOVSKI, G. GRANET, G. GOUSSETIS, D. LIOUBTCHENKO, A. V. RAISANEN et S. A. TRETAYAKOV, « Simple and Accurate Analytical Model of Planar Grids and High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips or Patches », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 56, 6, p. 1624-1632, juin 2008.
- [77] R. LANGLEY et E. PARKER, « Double-square frequency-selective surfaces and their equivalent circuit », *Electronics Letters*, t. 19, 17, p. 675, 1983.
- [78] C. LEE et R. LANGLEY, « Equivalent-circuit models for frequency-selective surfaces at oblique angles of incidence », *IEE Proceedings H Microwaves, Antennas and Propagation*, t. 132, 6, p. 395, 1985.
- [79] N. MARCUVITZ, *Waveguide handbook*. let, 1951, t. 21.
- [80] R. LANGLEY et E. PARKER, « Equivalent circuit model for arrays of square loops », *Electronics Letters*, t. 18, 7, p. 294, 1982.
- [81] K. NADAUD, R. GILLARD, E. FOURN et H. W. GUNDEL, « Equivalent circuit of a reconfigurable triple-slot reflectarray cell », *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, t. 10, 10, p. 1080-1086, juill. 2016.
- [82] M. BOZZI, S. GERMANI et L. PERREGRINI, « Performance comparison of different element shapes used in printed reflectarrays », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 2, p. 219-222, 2003.
- [83] J. ETHIER, M. CHAHARMIR et J. SHAKER, « Novel approach for low-loss reflectarray designs », *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (AP-SURSI)*, 2011, p. 373-376.
- [84] D. POZAR, « Wideband reflectarrays using artificial impedance surfaces », *Electronics Letters*, t. 43, 3, p. 148, 2007.
- [85] P. NAYERI, F. YANG et A. Z. ELSHERBENI, « Broadband Reflectarray Antennas Using Double-Layer Subwavelength Patch Elements », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, t. 9, p. 1139-1142, 2010.
- [86] C. A. BALANIS, *Antenna theory : analysis and design*. Wiley-Interscience, 2005.
- [87] A. LUDWIG, « The definition of cross polarization », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, t. 21, 1, p. 116-119, jan. 1973.

Table des figures

1.1	Photographie du satellite MarCO embarquant une antenne reflectarray déployable pour la première mission « CubeSat » vers Mars (NASA/JPL-Caltech).	14
1.2	Schémas de principe (a) d'une antenne réflecteur parabolique avec une source centrée, (b) d'une antenne réseau en technologie circuits imprimés, (c) d'une antenne à réseau réflecteur en technologie circuits imprimés.	16
1.3	Photographie d'un reflectarray utilisant des éléments en guide d'ondes fermés à l'extrémité [16].	17
1.4	Configuration antennaire d'un réseau réflecteur.	19
1.5	Repère en coordonnées sphériques utilisé pour exprimer l'onde incidente et l'onde réfléchie.	21
1.6	Schéma de fonctionnement du réseau réflecteur.	22
1.7	Comportement de la phase réfléchie en fonction de la fréquence pour différentes géométries de cellules.	23
1.8	Simulation d'une cellule avec l'approche Floquet	25
1.9	Techniques de contrôle de la phase. (a) Ajout d'un stub à longueur variable (ici polarisation linéaire) [20]. (b) Dimensions de tailles variables [34]. (c) Rotation angulaire variable [35].	27
1.10	Entrelacement de cellules annulaires carrées avec un contrôle de la phase avec un stub [20].	28
1.11	Techniques de contrôle de la phase à deux fréquences par superposition des éléments sur différentes couches de substrat : technique « multicouche ». . . .	29
1.12	Solutions bifréquences avec des structures multicouches. (a) Deux réseaux d'anneaux avec une distance par rapport au plan de masse très différente pour un fonctionnement à deux fréquences très espacées (4,3) [37]. (b) Empilement tricouches pour un fonctionnement avec un faible écart entre les deux fréquences (1,17) [38]. (c) Entrelacement de deux réseaux d'éléments sur trois couches différentes, l'espacement entre les deux fréquences est de 1,5 [39].	30

- 1.13 Technique d'entrelacement d'éléments (a) Entrelacement de deux réseaux de cellules. Les deux croix annulaires contrôlent la phase dans la bande de réception (Rx) 11,4 – 12,8 GHz, les deux anneaux carrés contrôlent la phase dans la bande d'émission 13,7 – 14,5 GHz [42], (b) Cellule unitaire proposée dans [43] composée d'une croix et d'anneau carré coupé pour le contrôle de la phase à la fréquence haute et de croix en forme de boucle pour la phase à la fréquence basse. 31
- 1.14 (a) Combinaison d'un anneau, de deux anneaux concentriques et d'un dipôle en forme de I pour contrôler 4 fréquences de résonances [45]. Le contrôle de la phase est réalisé avec la technique des dimensions variables. (b) Élément composé d'un anneau carré et d'un patch avec des fentes [47]). (c) Élément composé de deux anneaux concentriques [48]. Contrôle de la phase réalisé avec la technique de rotation angulaire variable. (d) Élément composé d'un anneau concentrique fendu (technique de rotation angulaire variable) et d'une croix de Malte (technique des dimensions variables) [49]. 33
- 1.15 Structure bifréquence hybride (a) Structure composée de réseaux de croix et d'anneaux concentriques entrelacés sur deux couches de substrat [56] (b) Structure composée d'un anneau concentrique fendu pour le contrôle de la phase à la fréquence basse et deux jeux de trois dipôles disposés sur deux couches de substrat différentes pour le contrôle de la phase à la fréquence haute [57]. . . . 34
- 1.16 Évolution classique de la géométrie d'un élément patch en fonction de la phase produite en utilisant la technique des dimensions variables. 36
- 1.17 (a) Concept original de la cellule Phoenix [2]. (b) Empilement maille = 12mm et hauteur du substrat $h = 6$ mm. (c) Évolution de la phase en fonction de la fréquence pour une dimension L_r croissant entre 2 et 11 mm (du rouge clair au rouge foncé). 37
- 1.18 (a) Concept Phoenix étendu aux éléments de type patch et ouverture. Ici, un seul paramètre géométrique contrôle les dimensions du patch c_1 , puis de l'ouverture c_1 , on associe donc ce cycle de cellule Phoenix à un cycle d'ordre 1. (b) Évolution de la phase en fonction de la fréquence pour des dimensions c_1 croissantes. Les dimensions varient progressivement dans la maille (du rouge clair au rouge foncé). Longueur de la maille = 12 mm [2]. 38
- 1.19 (a) Cellules Phoenix capacitive d'ordre 2 (2 paramètres géométriques variables c_1 et c_2), à gauche, et inductive, à droite. (b) Représentation sphérique de la base réduite composée de cellules Phoenix d'ordre 1 et 2 capacitives et inductives assurant une bonne continuité géométrique pour les cellules à proximité, à gauche représentation planaire, à droite représentation sphérique. [65]. . . . 40

1.20	Utilisation de la cellule Phoenix pour un réseau réflecteur bifréquence présenté dans la publication [68] (a) Définition de l'élément Phoenix utilisé (b) Base de données constituée à partir d'un balayage paramétrique. Chaque marqueur représente un couple de phases réalisées par une cellule à la fréquence basse (en abscisse) et à la fréquence haute (en ordonnée).	41
1.21	Utilisation de cellules Phoenix d'ordre élevé (jusqu'à l'ordre 8) pour le contrôle bifréquence de la phase [69].	42
2.1	Géométrie de la cellule Phoenix d'ordre 4 inductive.	46
2.2	Amplitude et Phase du coefficient de réflexion pour une onde incidente oblique en polarisation TE et TM.	47
2.3	(a) Volume de calcul (vue de côté) du réseau fini dans un environnement « air ». L'excitation est réalisée avec une onde plane polarisée TM et avec un angle d'incidence $\theta_{inc} = -21^\circ$. (b) Le réseau est infini en y , les conditions limites dans les plans Oxz sont égales à $\vec{H}_{transverse} = \vec{0}$. En simulation cela se traduit par la définition de murs magnétiques, aussi appelés « Perfect Magnetic Conductor » ou PMC, en anglais. Le réseau de longueur $10\lambda_0$ est composé de 21 cellules Phoenix d'ordre 4.	48
2.4	Diagramme de rayonnement du réseau à 19 et 29 GHz, dans le plan Oxz , pour une onde plane incidente dans la direction $\theta_{inc} = -21^\circ$	49
2.5	Représentation temporelle du module du champ électrique réfléchi en champ proche dans un réseau environné par de l'air. La structure est excitée par une onde plane avec un angle d'incidence $\theta_{inc} = -21^\circ$, à la fréquence de 29 GHz.	50
2.6	Réseau fini de longueur $10\lambda_0$ avec des conditions d'absorption parfaite (PML) aux extrémités du substrat.	50
2.7	Diagramme de rayonnement du réseau à 29 GHz, dans le plan Oxz , de la structure avec air et avec PML. Les deux configurations sont excitées avec une onde plane incidente en polarisation TM et dans la direction $\theta = -21^\circ$	51
2.8	Représentation temporelle du module du champ électrique réfléchi dans un réseau terminé par des PML. La structure est excitée par une onde plane avec un angle d'incidence $\theta = -21^\circ$ et à la fréquence de 29 GHz.	51
2.9	Structure d'une Leaky Wave périodique, le mode fondamental β_0 se propage mais ne rayonne pas. Le motif périodique permet le rayonnement de l'harmonique d'espace $n = -1$	52
2.10	Réseau fini avec une approche antenne à ondes de fuites. La structure est excitée à l'extrémité gauche du substrat par le « Waveport 1 » (en rouge).	54
2.11	Représentation temporelle du module du champ électrique réfléchi dans un réseau LW. La structure est excitée à l'extrémité gauche du substrat à trois fréquences (a) 29 GHz, (b) 33 GHz et (c) 38 GHz.	55

2.12 (a) Structure LW avec un motif périodique. (b) Structure guide d'onde à plaque parallèle (PPW).	55
2.13 Évaluation du mode fondamental propagé dans le substrat à partir des simulations LW du réseau.	56
2.14 Diagrammes de rayonnement de la structure excitée comme une antenne LW. Chaque fréquence est associée à une direction de rayonnement maximale θ_{-1}^{max}	57
2.15 Schématisation du phénomène observé à 29 GHz. (a) L'onde incidence est réfléchiée sur le PRS et transmise dans le guide formé par la PRS et le plan de masse, (b) l'onde guidée rayonne par effet onde de fuite dans la direction de l'onde réfléchiée, (c) après réflexion, l'onde guidée rayonne par effet onde de fuite dans la direction de l'onde réfléchiée incidente.	58
2.16 Observation des résonances parasites aux incidences faibles $\theta_{inc} = [0^\circ - 10^\circ]$	60
2.17 Observation de la résonance parasite pour une onde plane en incidence $\theta = 0^\circ$	61
2.18 Vecteur du champ électrique pour une onde plane en incidence normale ($\theta = 0^\circ$).	62
2.19 Longueur de maille maximale donnée par la règle de conception.	64
3.1 Géométrie de la cellule Phoenix inductive d'ordre 4.	69
3.2 Variation des dimensions c_1 , c_2 , c_3 et c_4 du motif Phoenix d'ordre 4. Les dimensions nominales sont $m = 12$, $h = 6$, $c_1 = 11,3$, $c_2 = 6,95$, $c_3 = 6,35$, $c_4 = 2$ (mm). L'évolution croissante des dimensions est représentée par le dégradé de couleur, du rouge clair au rouge foncé.	71
3.3 Représentation des phases réfléchies dans une cartographie bifréquence.	72
3.4 Représentation de la cellule Phoenix d'ordre 4 et des éléments localisés associés. Deux cellules capacitives consécutives sont représentées à gauche et deux cellules inductives consécutives sont représentées à droite.	74
3.5 Construction du modèle circuit équivalent de la cellule Phoenix à l'ordre N impair. (a) Géométrie de la cellule. (b) Schéma du circuit équivalent.	75
3.6 Grille périodique de lignes parallèles métalliques avec une réponse inductive (lorsque le champ électrique est parallèle aux lignes).	75
3.7 Le modèle de la ligne de transmission pour la cellule Phoenix séparé du plan de masse par de l'air.	76
3.8 Géométrie des 8 cellules Phoenix d'ordre 4 inductive	78
3.9 Cellules du cycle Phoenix (a) à (h) (TABLEAU 3.1). La phase réfléchiée calculée avec les différentes méthodes de facteur d'échelle est présentée, pour les 8 géométries en colonne de gauche. Les écarts avec la simulation HFSS sont présentés en colonne de droite.	80
3.10 Comparaison des erreurs moyennes du calcul de la phase réfléchiée sur la bande [4–24 GHz] entre les quatre facteurs d'échelles étudiés pour les huit géométries de cellule Phoenix TABLEAU 3.1.	81

3.11	Comparaison HFSS/CE des phases réfléchies des 8 cellules Phoenix inductives d'ordre 4 similaire à [2].	83
3.12	(a) Cycle Phoenix composé de cellules capacitives d'ordre 4 (b) Comparaison HFSS/CE des phases réfléchies des cellules Phoenix.	83
3.13	Base de données composée de 4740 cellules (a) simulée avec HFSS (b) calculée avec le modèle circuit équivalent.	85
3.14	Distribution de l'erreur de phase entre le modèle circuit équivalent et HFSS à (a) 19GHz et (b) 29GHz.	86
3.15	Distribution de l'erreur de la dispersion fréquentielle normalisée entre le modèle circuit équivalent et HFSS à (a) 19 GHz et (b) 29 GHz.	87
3.16	(a) Géométrie des cellules Phoenix capacitives d'ordre 4 (à gauche) et inductive (à droite) (b) Vue en coupe de l'empilement considéré.	89
3.17	Base de données bifréquence composée de cellules capacitives Phoenix (en rouge) et inductives (en bleu) d'ordre 4 avec l'empilement Rohacell et Duroid.	90
3.18	Relation Pertes / Phases des cellules dans la base de données à 19 GHz et 29 GHz	91
3.19	Relation Pertes / Dispersion des cellules dans la base de données à 19 GHz et 29 GHz.	91
4.1	(a) Géométrie des cellules Phoenix capacitives (en haut) et inductives (en bas) de l'ordre 1 à 4 (de gauche à droite).	97
4.2	Calcul de bases de données complètes de cellules Phoenix pour différentes hauteurs de substrat air avec le circuit équivalent. Les bases de données sont composées de cellules Phoenix d'ordre 1 à 4, de type capacitif (en rouge) et inductif (en bleu).	100
4.3	Vue en éclaté de l'empilement de substrat utilisé pour la base de données.	101
4.4	Décomposition de la base de données calculée avec MIX. Base de données constituée de cellules Phoenix d'ordre 1 (en haut à gauche). Base de données constituée de CP d'ordre 1 à 2 (en haut à droite). Base de données constituée de CP d'ordre 1 à 3 (en bas à gauche). Base de données constituée de CP d'ordre 1 à 4 (en bas à droite).	103
4.5	Définition de la configuration antennaire utilisée pour le prototype dans le chapitre 5 (à gauche). Configuration antennaire utilisée dans ce chapitre pour la simulation EM des petits réseaux (à droite).	105
4.6	Synthèse d'un réseau de référence RA_{ref} dans la base de données complète. Minimisation de l'erreur de phase aux deux fréquences.	106
4.7	Distribution des phases sur le petit réseau avec l'offset de phase utilisé pour la synthèse. La cellule au centre du réseau réalise une phase de -14° à 19 GHz (graphe de gauche) et de -140° à 29 GHz (graphe de droite).	107

4.8	Synthèse d'un réseau de référence RA_{ref} dans la base de données complète. . .	108
4.9	Modélisation du cornet et du réseau réflecteur. Définition des conditions limites FE-BI pour la simulation EM.	109
4.10	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{ref}	110
4.11	Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{ref} calculés avec le modèle quasi-analytique.	111
4.12	Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{ref} simulés avec HFSS.	112
4.13	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{ref} . Modèle avec les coefficients de réflexion calculés avec MIX sous incidence normale (lignes en pointillés). Modèle avec les coefficients de réflexion simulés avec HFSS sous incidence réelle (lignes en tirets). Simulation EM du réseau complet avec HFSS (ligne continue).	113
4.14	Évolution de la distribution des cellules Phoenix dans la base de données en fonction d'un critère de pertes variable entre 0,05 dB et 0,4 dB par pas de 0,05 dB.	115
4.15	Synthèse du réseau RA_{pertes} réalisée avec une base de données filtrée en pertes.	116
4.16	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{pertes}	117
4.17	Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{pertes} simulé avec HFSS.	117
4.18	Synthèse du réseau RA_{types} réalisée avec une base de données filtrée en pertes et en types.	118
4.19	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{types}	119
4.20	Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{types} simulé avec HFSS.	119
4.21	Représentation graphique de la recherche locale dans la base de données dans une fenêtre circulaire de rayon R	120
4.22	Algorithme de recherche dans la base de données.	121
4.23	Synthèse du réseau RA_{ordre} réalisé avec une base de données filtrée en pertes et selon le type des cellules (régions capacitives/inductives). Sélection des cellules avec un ordre petit en tolérant une erreur de phase ($R = 10^\circ$ et $I = 5^\circ$). . . .	122
4.24	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau R_{ordres}	122
4.25	Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{ordre} simulé avec HFSS.	123
4.26	Synthèse du réseau RA_{DimGeo} réalisé avec une base de données filtrée en pertes et selon le type des cellules (régions capacitives/inductives). Sélection des cellules avec un ordre petit et des géométries épaisses en tolérant une erreur de phase ($R = 10^\circ$ et $I = 5^\circ$).	124
4.27	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{DimGeo}	124

4.28	Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{DimGeo} simulé avec HFSS.	125
4.29	Synthèse du réseau RA_{Capa} réalisé avec une base de données filtrée en pertes, possédant uniquement des cellules capacitives. Sélection des cellules avec un ordre petit et des géométries épaisses en tolérant une erreur de phase ($R = 10^\circ$ et $I = 5^\circ$).	126
4.30	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{Capa}	127
4.31	Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{Capa} simulé avec HFSS.	127
4.32	Réseau RA_1 réalisé à partir de la base de données brute (à gauche). Réseau RA_2 réalisé à partir de la base de données filtrée en pertes et en type, avec une sélection des cellules en minimisant l'ordre et avec des géométries épaisses (à droite). Les caractéristiques des cellules des deux réseaux sont dans le TABLEAU 4.7.	129
4.33	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_1	130
4.34	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_2	130
5.1	Définition de la configuration antennaire utilisée pour le prototype	134
5.2	Déphasage des cellules dans le plan principal pour une direction de rayonnement en $\theta_d = 0^\circ$ (à gauche), et pour une direction de rayonnement en $\theta_d = 13.5^\circ$ (à droite).	135
5.3	Définition de l'apodisation sur le réseau	136
5.4	Modèle 3D des cornets idéaux.	137
5.5	Diagrammes de rayonnement des cornets à 19 et 29 GHz dans le plan E et H.	137
5.6	Photographies des cornets utilisés pour la mesure. Cornet à la fréquence basse (à gauche) et à la fréquence haute (à droite). Les ports SMA des transitions guide coaxial sont visibles à l'arrière des cornets.	138
5.7	Apodisation sur le réseau avec les cornets utilisés pour la mesure à 19 et 29 GHz.	138
5.8	Configuration du support pour la mesure. Le réseau est incliné à $13,5^\circ$ pour que le lobe principal de rayonnement soit aligné avec l'axe de rotation du moteur.	139
5.9	Synthèse du réseau n°1 réalisée avec une base de données filtrée en pertes et selon le type des cellules (régions capacitives/inductives) (à gauche). Réseau n°1 (à droite).	140
5.10	Distribution des erreurs de phase produites par les cellules sur le réseau n°1 à 19 et 29 GHz.	141
5.11	Distribution des pertes en réflexion des cellules sur le réseau n°1 à 19 et 29 GHz.	141

5.12 Photographies de l'antenne à réseau réflecteur n°1 dans sa configuration de mesure dans la StarLab (à gauche). Vue du réseau réflecteur et de l'empilement (à droite), la mousse supérieure est volontairement décalée pour les besoins de la photo.	142
5.13 Diagrammes de rayonnement du réseau n°1 dans le plan principal et le plan secondaire à 19 et 29 GHz. Résultats de simulation obtenus avec HFSS (trait pointillé) et résultats de mesure (trait continu).	143
5.14 Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau n°1.	144
5.15 Évolution du gain réalisé dans la direction de l'axe z ($\theta = 0^\circ$) du réseau n°1. Résultats de mesure obtenus dans la StarLab.	145
5.16 Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement du réseau n°1. Plan principal et plan secondaire à 18 et 20 GHz.	146
5.17 Résultats de mesure des diagrammes de rayonnement du réseau n°1. Plan principal et plan secondaire à 28 et 30 GHz.	146
5.18 Synthèse du réseau n°2 réalisée avec une base de données filtrée en pertes et selon le type des cellules (régions capacitives/inductives), sélection des cellules avec un ordre petit et des géométries épaisses (à gauche). Réseau n°2 (à droite).147	147
5.19 Distribution des erreurs de phase produites par les cellules sur le réseau n°1 à 19 et 29 GHz.	148
5.20 Distribution des pertes en réflexion des cellules sur le réseau n°1 à 19 et 29 GHz.149	149
5.21 Photographie du second panneau mesuré. Vue du réseau de cellules et de l'empilement, la mousse supérieure est volontairement décalée pour les besoins de la photo.	149
5.22 Diagrammes de rayonnement du réseau n°2 dans le plan principal et le plan secondaire à 19 et 29 GHz. Résultats de simulation obtenus avec HFSS (trait pointillé) et résultats de mesure (trait continu).	150
5.23 Évolution du gain réalisé dans la direction de l'axe z ($\theta = 0^\circ$) du réseau n°2. Résultats de mesure obtenus dans la StarLab.	151
A.1 Réseau RA_{A1} obtenu à partir d'une synthèse dans la base brute (à gauche). Réseau RA_{A2} obtenu à partir d'une synthèse dans la base filtrée et avec une stratégie de sélection favorisant la continuité géométrique (à droite).	158
A.2 Diagrammes de rayonnement dans le plan principal obtenus avec une simulation HFSS. Réseau RA_{A1} (ligne pointillé) et réseau RA_{A2} (ligne continue).	159
A.3 Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{A1} simulé avec HFSS159	159
A.4 Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{A2} simulé avec HFSS160	160

A.5	Synthèse du réseau RA_{Indu} réalisée avec une base de données filtrée en pertes, possédant uniquement des cellules inductives. Sélection des cellules avec un ordre petit et des géométries épaisses en tolérant une erreur de phase ($R = 10^\circ$ et $I = 5^\circ$).	161
A.6	Diagrammes de rayonnement dans le plan principal du réseau RA_{Indu}	162
A.7	Diagrammes de rayonnement en projection UV du réseau RA_{Indu} simulé avec HFSS	162
B.1	Diagrammes de rayonnement en projection UV du panneau 2 mesuré.	164
B.2	Diagrammes de rayonnement du réseau 2 mesurés dans la StarLab. Plan principal et plan secondaire à 18 et 20 GHz.	165
B.3	Diagrammes de rayonnement du réseau 2 mesurés dans la StarLab. Plan principal et plan secondaire à 28 et 30 GHz.	165

Liste des tableaux

2.1	Dimensions de la cellule Phoenix d'ordre 4 inductive et propriétés du substrat. . .	47
2.2	Estimation de la constante de propagation du mode fondamental β_0 à partir de la longueur d'onde λ_{g0} estimé avec les simulations LW.	54
2.3	Estimation de la constante de propagation du mode fondamental β_0 dans une structure PPW.	55
2.4	Estimation de la direction de rayonnement θ_{-1}^{max} à partir de la constante de propagation β_{-1} associée à l'harmonique d'espace $n = -1$	57
3.1	Dimensions des 8 cellules d'ordre 4 utilisées pour la validation du CE.	78
4.1	Caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans le réseau RA_{ref} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	107
4.2	Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans le réseau RA_{ref} et RA_{pertes} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	116
4.3	Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans les réseaux RA_{ref} , RA_{pertes} et RA_{types} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	118
4.4	Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans les réseaux RA_{ref} , RA_{pertes} , RA_{types} et RA_{ordre} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	122
4.5	Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans les réseaux RA_{ref} , RA_{pertes} , RA_{types} , RA_{ordre} et $RA_{DimGeom}$ à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	124
4.6	Comparaison des caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) dans les réseaux RA_{ref} , RA_{pertes} , RA_{types} , RA_{ordre} , $RA_{DimGeom}$ et RA_{Capa} à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	126
4.7	Caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) des réseaux en figure 4.32 à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	128

5.1	Caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) du réseau n°1 à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données. $\delta\phi$ correspond aux erreurs de phase et $ \Gamma $ aux pertes en réflexion en incidence normale.	140
5.2	Caractéristiques des cellules à 19/29 (GHz) du réseau n°2 à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données. $\delta\phi$ correspond aux erreurs de phase et $ \Gamma $ aux pertes en réflexion en incidence normale.	148
5.3	Résultats des diagrammes de rayonnement à 19/29 GHz pour les réseaux n°1 et n°2.	150
5.4	Résultats de mesure des réseaux n°1 et n°2 sur les bandes [18 – 20] / [28 – 30] GHz	151
A.1	Caractéristiques des cellules 19/29 (GHz) dans les réseaux (figure A.1) à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	158
A.2	Caractéristiques des cellules 19/29 (GHz) dans les réseaux (figure A.1) à partir des coefficients de réflexion Γ dans la base de données.	160
B.1	Niveaux des lobes secondaires / épaulements pour les mesures des réseaux n°1 et n°2 pour les fréquences de 18, 20, 28 30 GHz.	164
B.2	Niveaux de la polarisation croisée pour les mesures des réseaux n°1 et n°2 pour les fréquences de 18, 20, 28 30 GHz.	166

Titre : Méthodes de conception de réseaux réflecteurs bifréquences exploitant la cellule Phoenix
- Validation expérimentale en bande K/Ka

Mot clés : Réseaux réflecteurs, bifréquences, bande K/Ka, cellules Phoenix, résonances parasites, méthodes de synthèse.

Résumé : Cette thèse s'intéresse au développement de la technologie des antennes à réseau réflecteur (RA) passif pour les communications par satellites bibandes. Le principe des RA consiste à renvoyer les ondes d'une source primaire vers une direction choisie grâce à une combinaison de motifs métalliques imprimés sur le réflecteur. À cause des contraintes de l'environnement spatial, on privilégie les solutions constituées d'une seule couche de métallisation, ce qui rend la réalisation de RA bifréquences véritablement complexe.

Dans cette thèse, on propose d'exploiter les cellules Phoenix (CP) pour contrôler le rayonnement

en bande K/Ka (à 19 et 29 GHz). Après avoir démontré les potentialités de la CP d'ordre 1 à 4 pour ce type d'application, et mené une étude théorique pour interpréter les résonances parasites observées dans des réseaux périodiques formés à partir de telles cellules, différentes stratégies de synthèse ont été étudiées. Une méthodologie de synthèse a été établie, reposant sur l'application de « filtres » pour limiter les pertes et les trop fortes variations géométriques sur l'ouverture rayonnante. Deux réseaux réflecteurs en bande K/Ka ont été conçus et fabriqués, et démontrent le potentiel des CP pour les applications bibandes.

Title: Design methods for dual-frequency reflectarrays using the Phoenix cell - K/Ka band experimental validation

Keywords: Reflectarrays, dual-frequency, K/Ka band, Phoenix Cells, parasitic resonances, synthesis methods.

Abstract: This thesis focuses on the development of passive reflectarray antennas (RA) technology for dual-band satellite communications. The principle of RA is to reflect waves from a primary source to a chosen direction using a combination of metallic patterns printed on the reflector. Due to the constraints of the space environment, single layer metallization solutions are preferred, which makes the realization of dual-frequency RA quite complex.

In this thesis, it is proposed to exploit Phoenix cells (PC) to control radiation in the K/Ka band

(at 19 and 29 GHz). After demonstrating the potential of the 1st to 4th order CP for this type of application, and conducting a theoretical study to interpret the spurious resonances observed in periodic arrays formed from such cells, different synthesis strategies have been studied. A synthesis methodology was established, based on the application of "filters" to limit losses and excessive geometrical variations in the radiating aperture. Two K/Ka band RA have been designed and fabricated, demonstrating the potential of CP for dual-band applications.