



THESE INSA Rennes
sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne
pour obtenir le titre de
DOCTEUR DE L'INSA DE RENNES
Spécialité : Électronique

présentée par
Loïc MARNAT
ECOLE DOCTORALE : *Matisse*
LABORATOIRE : *IETR*

**Développement de
techniques de synthèse de
réseaux réflecteurs
imprimés - Application à la
conception d'antennes
spatiales bipolarisées en
bande Ku**

Thèse soutenue le 01.12.2009
devant le jury composé de :

Langis ROY
Professeur à l'Université de Carleton / *président*
Claire MIGLIACCIO
Professeur des Universités au LEAT / *rapporteur*
Thierry MONÉDIÈRE
Professeur des Universités à XLIM / *rapporteur*
Hervé LEGAY
Ingénieur de recherche chez Thales Alenia Space / *examineur*
Renaud LOISON
Professeur des Universités à l'INSA de Rennes / *Co-directeur de thèse*
Raphaël GILLARD
Professeur des Universités à l'INSA de Rennes / *Directeur de thèse*

Développement de techniques de synthèse de réseaux réflecteurs imprimés – Application à la conception d'antennes spatiales bipolarisées en bande Ku

Loïc MARNAT



En partenariat avec

The logo for ThalesAlenia Space, featuring the text 'ThalesAlenia' in blue and 'Space' in a lighter blue, with a blue swoosh above 'Space'. Below the text is the tagline 'A Thales / Finmeccanica Company' in a very small font.				
---	--	--	--	--

0

« La théorie, c'est quand on sait tout et que rien ne fonctionne. La pratique, c'est quand tout fonctionne et qu'on ne sait pas pourquoi. Ici, nous avons réuni théorie et pratique : rien ne fonctionne... et on ne sait pas pourquoi! »

Albert Einstein

Remerciements

Il y a tellement de gens à qui je souhaiterais faire un clin d'œil, que je ne sais ni par où, ni par qui commencer ! Essayons de voir les événements de façon chronologique ...

Loïc est né... ça on en est sûr... c'était un jeudi soir, vers 22h... mais bon, avançons un peu quand même ! J'ai tout d'abord une pensée pour quelques enseignants qui ont ponctué mon parcours scolaire comme M^{me} Arlot (institutrice de CM1), M^{lle} Goumain (professeur de math au LISA), M. Michaud (professeur de méca au LISA) et M. Paillot (enseignant-chercheur à l'IUT GEII d'Angoulême). On arrive vers la fin de mon stage de fin d'étude et une question s'impose : est ce que je poursuis en thèse ?

Ah ! une annonce concernant une thèse sur les... « Reflectarrays » – encadrants : Raphaël Gillard (professeur des universités à l'INSA de Rennes) et Renaud Loison (maître de conférence à l'INSA de Rennes) ; lien avec un industriel : Thales Alénia Space. Très intéressant ! Allez je me lance...

Tout de suite mis à l'aise, guidé et suivi, l'encadrement de Renaud et Raphaël s'est avéré sans faille et de très grande qualité tout au long de cette thèse. Un grand merci à vous deux pour votre gentillesse, votre disponibilité et votre soutien qui m'ont beaucoup apporté tant au niveau scientifique que personnel. Mention spéciale à Renaud qui a obtenu son HDR (encore félicitation), ce qui n'a en aucun cas altéré la qualité de son encadrement.

Je tiens également à remercier notre partenaire industriel en la personne de Hervé Legay ingénieur de recherche chez Thales Alénia Space. Sa bonne humeur et son esprit critique ont permis de concilier les aspects recherches aux besoins industriels, tout ceci dans un cadre d'échanges agréables. Merci également à Daniele Bresciani de Thales Alénia Space pour la qualité de nos échanges et sa gentillesse.

Trois ans de travail sur les Reflectarrays et voici que ce sujet est devenu ma thèse de thé ! Il ne reste maintenant qu'à présenter mes travaux.

Claire Migliaccio (Professeur à l'Université de Nice Sophia Antipolis) et Thierry Monédière (Professeur à l'Université de Limoges) ont accepté d'être rapporteurs pour ma thèse et je les en remercie. J'ai particulièrement apprécié le soin qu'ils ont pris à juger mon travail. Merci donc pour l'intérêt que vous avez porté à l'égard de mes travaux.

Je suis également reconnaissant et honoré que Langis Roy (Professeur à l'Université de Carleton) ait accepté de présider le jury de ma thèse. Merci d'avoir pris en charge le déroulement la soutenance qui a été très agréable et apprécié de tous.

Ce qui m'a permis d'avancer sereinement durant ces trois ans et qui a aboutit à ce manuscrit vient de l'environnement de travail plus que favorable au sein de l'IETR sur le site de l'INSA, que se soit du point de vue scientifique ou du point de vue humain. Étant difficile d'être exhaustifs, je tiens à rendre hommage à l'ensemble de mes collègues chercheurs, enseignants-chercheurs, techniciens, secrétaires et bien sûr doctorants.

Je pense plus particulièrement à tous ceux avec qui j'ai partagé mes journées dans le bureau 124. Quand je suis arrivé, il était constitué de : Renaud, Marie-Anne, Romain, François, David. Grâce à eux, j'ai pu commencer ma thèse dans un cadre réellement conviviale. Je rajoute que je ne devrais pas être le seul à les remercier (en particulier, Romain et François). Effectivement, les lecteurs pourront apprécier la qualité des illustrations qui apparaissent dans ce manuscrit. Ceci est l'aboutissement d'un travail psychologique (peu subtil faut avouer) de Romain et François pour que j'utilise des outils autres que Excel, Paint et même Word ! Au passage, félicitation à vous deux pour vos petites filles. Se sont ensuite succédé Haizal et Mohammed, pour en arrivé à la fine équipe actuelle : Céline, Fred et Clément. A l'instant où j'écris ces quelques lignes, le bureau est calme... studieux. Seules les affiches « Wanted » et les balles anti-stress trahissent des moments plus... *Anseorcelés*. Merci à vous trois pour votre bonne humeur et les excellents moments que nous avons passé ensemble.

Merci à Raph, Stéphane et Clément pour tous les vendredi de course et les gueuletons (bien mérités) qui y sont associés.

Merci encore à vous Yvan, Pierre, Philippe, Erwan, Philippe, Titi, Manu, Gilles, Laurent, Benoit, Guillaume, Lahatch, Yaset, Pierre, Jean-Mich, Greg... pour les excellents moments en salle de pause et à l'extérieur. Pensée également aux anciens du labo comme Christophe, Irène, Emeric, Mohammed et également à Thomas un bon collègue de sports et de soirées.

Caro, Julien et Blandine... mes plus anciens amis... merci à vous deux pour l'amitié que vous me portez !

Je finirais par une pensée toute particulière pour Céline et Pierre qui commencent leur rédaction ... Courage à vous deux !

Voilà, je n'ai plus qu'à vous remercier, cher lecteur. Vous qui, à priori, avez entrepris de lire cette thèse (et non pas caler un écran avec !). Bonne lecture à vous...

Hé ! mais attendez ! j'allais oublier toute ma ptite famille... – mes grand-parents : Jean, Thelma et Guy ; mes oncles et tantes : Philippe, Sylvie, François, Cathy, Jacky et Guillaine ; mes cousins et cousines : Aude, Xavier, Précillia et Julien ; et pour finir mes parents et ma ptite soeur et Anthony (fraichement médecin, mais pas encore docteur !) – merci et gros bisous à vous.

Table des matières

Remerciements	1
Introduction Générale	5
1 Théorie sur les Antennes à Réseau Réflecteur ou Reflectarrays	9
1.1 Introduction	10
1.1.1 Un Peu d'Histoire sur les Antennes	10
1.1.2 Applications Visées	12
1.1.3 Technologies d'Antenne Existantes	13
1.1.4 Notions de Base	17
1.1.4.1 Définition de la Configuration d'Antenne	17
1.1.4.2 Apodisation et Débordement	18
1.1.4.3 Diagramme de Rayonnement	20
1.1.4.4 Polarisation	21
1.1.4.5 Puissance Totale Rayonnée	23
1.1.4.6 Bande Passante	23
1.2 Principe de Fonctionnement d'un Reflectarray	23
1.2.1 La Cellule Déphaseuse	24
1.2.1.1 Définitions	24
1.2.1.2 Principales Caractéristiques	26
1.2.2 Le Reflectarray	27
1.2.2.1 Définitions	27
1.2.2.2 Illustration sur un Cas Simple	30
1.3 Le choix de l'Élément Rayonnant	30
1.3.1 Historique	30
1.3.2 Choix Technologiques	32
1.3.2.1 Reflectarrays Passifs	33
1.3.2.2 Reflectarrays Reconfigurables	36
1.3.3 Maille du Réseau	37

1.4	Les Outils de Simulation	38
1.4.1	Outils d'Analyse	38
1.4.1.1	Approches Globales	38
1.4.1.2	Approches Segmentaires	39
1.4.2	Évaluation des Outils de Simulation	41
1.4.2.1	Cellule et Outils Étudiés	41
1.4.2.2	Résultats	42
1.4.3	Outils de Synthèse	44
1.5	Conclusion	46
2	Synthèse de Reflectarrays	47
2.1	Introduction	48
2.2	Notions de Base pour la Synthèse d'un Reflectarray	49
2.2.1	Phases désirées et réalisées	49
2.2.2	Définition des Éléments du Réseau	49
2.2.3	Base de Données	50
2.3	Présentation Global du Processus de Synthèse	51
2.4	Loi de Phase et Condition Initiale	53
2.5	Génération des Ensembles des Possibles	53
2.5.1	Principe Général	53
2.5.2	Mise en Œuvre	55
2.6	Stratégie de Sélection de Cellules	59
2.6.1	Principe	59
2.6.2	Définition des Stratégies Utilisées	60
2.6.2.1	<i>Dispersion</i>	60
2.6.2.2	<i>MRC</i>	62
2.6.2.3	<i>Géométrique</i>	62
2.6.2.4	<i>Aléatoire</i>	65
2.7	Caractérisation a Posteriori des Layouts Synthétisés	65
2.7.1	Pourquoi les Caractériser?	65
2.7.2	Indicateurs pour la Caractérisation des Layouts	66
2.7.2.1	Erreurs en Phase	66
2.7.2.2	Pertes	66
2.7.2.3	Caractéristiques Géométriques	66
2.8	Conclusion	67
3	Application du Processus de Synthèse à des Cas Concrets	69
3.1	Introduction	70
3.2	L'Élément Rayonnant	70

<i>Table des matières</i>	3
3.2.1 Description de l'Empilement	70
3.2.2 Description de la Cellule	72
3.2.3 Comportement Général de la Cellule	75
3.2.3.1 Analyse du Fonctionnement	75
3.2.3.2 Analyse de la Phase Réfléchie	75
3.2.3.3 Analyse des Effets de la Grille	79
3.2.3.4 Capacité de Bipolarisation	80
3.2.3.5 Diversité Géométrique	82
3.2.4 Caractéristiques sur Différents Empilements et Largeurs de Grilles	83
3.2.4.1 Diversité de Configurations de Cellule	83
3.2.4.2 Dispersion en Fréquence	83
3.2.4.3 Pertes et Cross-Polarisation	86
3.2.5 Conclusions Cellules et Empilements	86
3.3 Synthèse d'un Reflectarray Composé d'un Seul Panneau	87
3.3.1 Configuration d'Antenne et Spécifications	87
3.3.1.1 Description	87
3.3.1.2 Diagrammes de Rayonnement Idéaux	88
3.3.1.3 Conditions Initiales	89
3.3.2 Application du Processus de Synthèse	93
3.3.2.1 Génération de Layouts	93
3.3.2.2 Illustration de Sélection de Layout	93
3.3.2.3 Effets des Substrats sur les Performances des Layouts Synthétisés	97
3.3.2.4 Layouts Sélectionnés pour la Réalisation	98
3.3.3 Performances Simulées	102
3.3.3.1 Fréquence d'Optimisation	102
3.3.3.2 Bande de Fonctionnement	103
3.3.3.3 Conclusions Préliminaires	106
3.3.4 Performances Mesurées	106
3.3.4.1 Efficacité de l'Outil de Synthèse	107
3.3.4.2 Prédicibilité	110
3.3.4.3 Analyse du champ proche	113
3.3.5 Conclusions	120
3.4 Application des règles de conception pour un reflectarray facetté	121
3.5 Conclusion	127

Annexe	131
A Tableaux des fréquences	133
B Les Satellites	135
C Spécifications de la Mission Galaxy 17	139
D Performances simulées des layouts générés	141
E Communications et brevet	145
Bibliographie	147

Introduction Générale

Contexte de l'étude

Cette thèse a été effectuée au sein du laboratoire IETR (Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes) sous la direction de Raphaël Gillard et la co-direction de Renaud Loison tous deux professeurs à l'INSA de Rennes (Institut National des Sciences Appliquées).

Le travail présenté a été réalisé en partenariat avec Thales Alenia Space, dans le cadre d'un contrat européen ESA, ARTES 5, sur la conception d'antennes à réseau réflecteur (ou reflectarrays) pour des applications de télécommunications satellite. Plus généralement, l'étude réalisée s'inscrit dans la continuité des recherches effectuées au sein du laboratoire sur les reflectarrays.

Cette thèse s'appuie plus particulièrement sur les travaux de thèse de David Cadoret (soutenue en 2006) sur la définition de cellules déphaseuses adaptées aux reflectarrays passifs et reconfigurables, et sur les travaux de thèse de Marie-Anne Milon (soutenue en 2007) qui, avec l'outil d'analyse développé, ont permis une meilleure compréhension du fonctionnement des reflectarrays.

Sujet de l'étude

Le but de cette étude est de réaliser une antenne pour des applications de télécommunications satellite dans la bande Ku.

Le type d'antenne choisie pour l'étude est un reflectarray. Ce concept combine les avantages des antennes réflecteurs (efficacité de la source, faible coût de fabrication) et des antennes réseaux (profil plat, formation et dépointage du faisceau). La bande passante de ces réseaux les a longtemps cantonnés à des applications bande étroite. Les progrès réalisés permettent maintenant d'envisager des applications de télécommunications par satellites. Des capacités à générer des faisceaux indépendants sur une bande passante supérieure à 10% ont été démontrées pour des solutions simple couche.

Le diagramme de rayonnement d'un reflectarray est défini par la loi de phase réalisée par l'ensemble de ses éléments. La phase que doit re-rayonner chaque cellule élémentaire doit notamment compenser les différences de trajet entre la source primaire et l'élément en question. A l'échelle d'un réseau, la gamme de phase à compenser peut être importante et dépasser même 360° lorsqu'il s'agit de faire du *true time delay*.

La cellule déphaseuse choisie est une cellule bipolarisée de type patch microruban chargé par des fentes [1]. Elle offre l'avantage d'être compatible avec des reflectarrays de faible poids, encombrement et coût. En outre, la phase re-rayonnée par une telle cellule est contrôlée grâce à de nombreux paramètres, ce qui offre de multiples solutions pour réaliser une phase en particulier. Un logiciel de simulation électromagnétique 2,5D (MIX3), associé à des conditions périodiques (prise en compte des couplage entre éléments), est utilisé pour calculer ces phases.

L'outil de synthèse de reflectarrays dédié à la génération de layouts doit donc tirer profit de la diversité de cellules qui offre de multiples solutions pour synthétiser un réseau. Les plus grands réseaux synthétisés lors de cette étude sont composés d'une dizaine de milliers d'éléments. Pour chaque élément, il faut trouver la bonne géométrie de cellule pour réaliser la phase souhaitée. Pour ce faire, des critères de sélection objectifs sont déterminés pour réaliser le choix de la configuration de cellule le plus judicieux.

Une base de données, qui stocke la phase re-rayonnée par la cellule pour différents paramètres géométriques, incidences et fréquences, est utilisée pour limiter le nombre de simulations électromagnétiques (qui devient ainsi indépendant de la taille du réseau et le nombre de layouts générés).

L'outil de synthèse de reflectarrays développé, basé sur l'utilisation de bases de données, est donc robuste et rapide pour la génération de layouts. L'objectif de cette thèse est d'aboutir à la réalisation d'un reflectarray qui fera office de démonstrateur pour le projet ARTES 5.

Organisation du document

Cette thèse s'articule autour de trois chapitres : un premier chapitre d'introduction sur le concept des reflectarrays, un deuxième chapitre définissant l'outil de synthèse développé et le dernier chapitre exposant une application du processus de synthèse à des cas concrets.

Le premier chapitre présente le principe de fonctionnement des reflectarrays et passe en revue les divers avantages liés à l'utilisation d'une telle technologie. Une rapide revue des outils de simulation disponibles permet de définir ceux qui sont adaptés à l'outil de synthèse de reflectarrays développé.

Le deuxième chapitre expose le processus de synthèse de reflectarrays, basé sur l'utilisation de bases de données. Les notions nécessaires à la compréhension de la synthèse et les différentes étapes qui composent l'outil y sont développées.

Le troisième et dernier chapitre peut être décomposé en deux parties. La première partie présente en détails le comportement électrique de la cellule déphaseuse qui est utilisée, dans cette étude, pour la synthèse des reflectarrays. Des études paramétriques permettent de mettre en évidence l'influence de la géométrie des cellules, mais également de l'empilement diélectrique sur leurs réponses en phase et en fréquence. La deuxième partie est consacrée à l'application du processus de synthèse à deux cas concrets. Une première configuration d'antenne de 400 mm de côté est tout d'abord synthétisée puis réalisée. Les résultats de mesure obtenus permettent de dégager des règles de conception pour assurer des performances acceptables en termes de couverture, pertes, etc. Une deuxième configura-

tion d'antenne plus conséquente (diamètre de 1350 mm) est alors synthétisée en tenant compte des règles précédemment définies.

Chapitre 1

Théorie sur les Antennes à Réseau Réflecteur ou Reflectarrays

Sommaire

1.1 Introduction	10
1.1.1 Un Peu d'Histoire sur les Antennes	10
1.1.2 Applications Visées	12
1.1.3 Technologies d'Antenne Existantes	13
1.1.4 Notions de Base	17
1.2 Principe de Fonctionnement d'un Reflectarray	23
1.2.1 La Cellule Déphaseuse	24
1.2.2 Le Reflectarray	27
1.3 Le choix de l'Élément Rayonnant	30
1.3.1 Historique	30
1.3.2 Choix Technologiques	32
1.3.3 Maille du Réseau	37
1.4 Les Outils de Simulation	38
1.4.1 Outils d'Analyse	38
1.4.2 Évaluation des Outils de Simulation	41
1.4.3 Outils de Synthèse	44
1.5 Conclusion	46

1.1 Introduction

1.1.1 Un Peu d'Histoire sur les Antennes

Les hommes ont toujours éprouvé le besoin d'échanger des informations, que ce soit par les gestes, la parole ou l'écriture. Et, s'il est un phénomène caractérisant la société contemporaine, c'est bien l'extraordinaire développement des moyens de communication.

C'est vers la fin du XIX^e siècle qu'une découverte va profondément révolutionner les techniques de communication : les *ondes électromagnétiques*.

En 1888, Heinrich Rudolf Hertz prouve l'existence des ondes électromagnétiques proposée par James Clerk Maxwell en 1873. Le 27 Mars 1899, le premier message international radio sans fil est transmis entre les stations TSF⁽¹⁾ de South Foreland (près de Douvres) et Wimereux (près de Boulogne), distantes de 137 km. Deux ans plus tard, la première liaison transatlantique de 3400 km est établie entre Poldhu (Cornouailles) et Terre-Neuve (Canada).

Ces liaisons ont été rendues possibles grâce à l'association de la découverte du *cohéreur*⁽²⁾ par le physicien Français Édouard Branly, et de l'*antenne* inventée par l'ingénieur Russe Alexandre Stepanovitch Popov.

D'après le standard IEEE⁽³⁾, une *antenne* ou un *aérien* est défini comme « un moyen d'émettre ou de recevoir des ondes radio ». Une antenne constitue donc une transition entre une onde électromagnétique guidée et une onde électromagnétique propagée en espace libre. Au vu des différents modes de guidage des ondes (lignes bifilaires, lignes coaxiales, lignes microrubans, guides d'ondes métalliques ou diélectriques, etc.) et des besoins variés des applications (bande de fréquences, diagramme de rayonnement, encombrement, etc.), une multitude de concepts d'antenne est apparue : les antennes monopôle, dipôle, fouet, Yagi-Uda, microruban, cornet, à lentille diélectrique, réflecteur, réseau, etc. Leur taille peut varier de quelques micromètres à plusieurs kilomètres (dépendant principalement de la bande de fréquences considérée).

Par exemple, une « nano-antenne » d'environ 1 μm a été développée pour jouer le rôle de relais entre les espaces champ proche et champ lointain pour l'émission et la réception localisée de lumière [2]. La photo de cette antenne est présentée sur la figure 1.1 - a.

Avec un diamètre de 305 mètres, le télescope d'Arecibo (figure 1.1 - b) situé sur l'île de Porto Rico, est tout simplement la plus grande antenne convergente incurvée du monde. Avec une surface d'environ 73 000 m², un gain maximum de 67,8 dBi peut être atteint à 1415 MHz [3]. Il est principalement utilisé pour l'observation d'objets stellaires.

Certaines applications nécessitent des tailles d'antenne encore supérieures ne pouvant raisonnablement pas être réalisées par une structure unique. On a alors recours à la mise en réseau d'antennes.

(1). Télégraphie Sans Fil

(2). Dispositif plus sensible que la vue ou l'ouïe pour détecter l'éclatement d'une étincelle.

(3). Institute of Electrical and Electronics Engineers



FIGURE 1.1 – De la plus petite à la plus grande antenne

Les performances de ce réseau sont alors équivalentes à celles d'une antenne de la même dimension que celui-ci.

C'est le cas du Very Large Array (VLA) dépendant du National Radio Astronomy Observatory qui est situé dans la plaine de San Augustin au Nouveau-Mexique (figure 1.2). Ce radiotélescope est formé d'un réseau de 27 antennes paraboliques identiques, orientables et mobiles, de 25 m de diamètre chacune (230 tonnes). Elles sont disposées selon un tracé formant un immense « Y » (deux branches de 21 km et un pied de 19 km).



FIGURE 1.2 – Photo aérienne du Very Large Array (VLA)

La position des antennes change environ tous les 4 mois selon 4 configurations (distances maximales : 36 km, 10 km, 3,6 km et 1 km), atteignant une résolution angulaire maximale d'environ 0,04 seconde d'arc à une fréquence maximale de 43 GHz.

L'interféromètre ALMA (Atacama Large Millimeter Array) est actuellement en cours de construction au Chili et pourra fonctionner sur une plage de fréquences située entre 80 et environ 600 GHz.

Le nombre de concepts d'antenne différents est très important. L'application pour laquelle est

destinée l'antenne permet d'en restreindre le nombre.

1.1.2 Applications Visées

Cette thèse s'est déroulée en partenariat avec *Thales Alenia Space* en réponse à un programme de recherche Européen de l'ESA nommé *ARTES 5*. Les programmes de recherche *ARTES*⁽⁴⁾ ont été mis en place pour permettre aux industriels européens et canadiens d'explorer des concepts innovants, avec pour objectif de produire des satellites de communication et des services associés à la pointe de la technologie. Le programme ARTES 5 est lui, plus spécifiquement dédié aux développements technologiques à long terme des *satellites artificiels de communications* [5].

L'histoire des satellites artificiels commence le 4 Octobre 1957 avec le lancement par l'URSS du satellite *Sputnik 1* (figure 1.3 - a). Sa seule fonctionnalité a été l'émission de « bips » sur les fréquences radio 20,005 et 40,002 MHz. Le premier satellite de télécommunications actif, *Telstar 1* (figure 1.3 - b), fut lancé par les Américains le 10 juillet 1962. Son orbite basse offrait une fenêtre de visibilité d'une vingtaine de minutes au dessus de la France. Ainsi, une émission de télévision a pu être retransmise entre l'état du Maine (États-Unis) et le radôme de Pleumeur-Bodou (Bretagne) pour la première fois le 11 juillet 1962.



FIGURE 1.3 – Répliques des satellites artificiels

Depuis 1957, 6779 satellites ont été envoyés dans l'espace (au 30 Juin 2009) pour des fonctions aussi variées que les télécommunications, l'observation et la télédétection, la localisation et la navigation, militaire, scientifique ou encore pour des sondes spatiales et des missions embarquées (Annexe B). L'évolution dans le temps du nombre de satellites, associés à des missions de télécommunications, envoyés par des fonds civils et militaires, est présentée en figure 1.4.

Il apparaît que depuis 1995, ce sont majoritairement pour des applications civiles que ces satellites sont envoyés. De plus, depuis 1957, les satellites de télécommunications représentent 27,7 % des

(4). Advanced Research in TElecommunications Systems

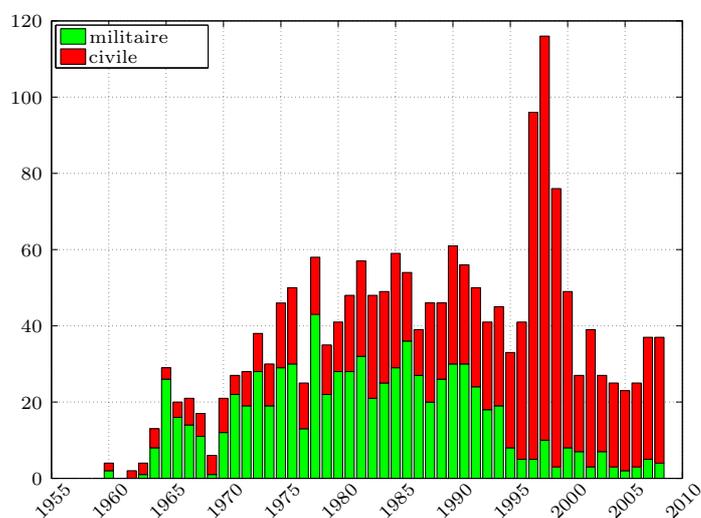


FIGURE 1.4 – Nombre de satellites de communication envoyés en orbite par les civils et les militaires depuis 1957

satellites envoyés (33,3% pour l'année 2008 – Annexe B), ce qui en fait l'application pour laquelle la technologie des satellites est la plus mature.

Depuis *Telstar 1*, les performances et la capacité de chargement des satellites ont été fortement améliorés (exemple : *Terrestar 1*, lancé le 2 Juillet 2009, est le plus gros et le plus puissant satellite de télécommunications jamais lancé à ce jour – 6,7 tonnes). La structure actuelle de ces satellites peut être décomposée en deux parties : la *plate-forme* et la *charge utile*.

La *charge utile* sert de relais de communication entre les stations terriennes. Elle comprend deux sous-systèmes : les antennes et les répéteurs. Les antennes peuvent être fixées sur les faces latérales (*sidewall*) ou sur la face terre (*earth deck*) de la *plate-forme* d'un satellite.

La *plate-forme* intègre les moyens logistiques indispensables à la mise en œuvre correcte de la *charge utile*. Elle est composée des sous-systèmes de propulsion, d'alimentation électrique, de télécommande, de télémétrie et de contrôle thermique, d'altitude et d'orbite.

À titre d'illustration, la photo du satellite Galaxy 17 utilisant la plate-forme de satellites de communications géostationnaires « Spacebus 3000 B3 » est présentée en figure 1.5.

Nous allons maintenant passer en revue les technologies permettant de satisfaire aux besoins spécifiques des antennes satellites pour les applications de télécommunications.

1.1.3 Technologies d'Antenne Existantes

Les gammes de fréquences utilisées par les satellites de télécommunications (Annexe A) se situent dans une partie du spectre fortement atténuée par l'atmosphère (environ 200 dB). Ainsi, la charge



FIGURE 1.5 – Photo du satellite utilisé pour la mission Galaxy 17

utile du satellite doit embarquer un grand nombre d’amplificateurs. Les performances des antennes ont donc un impact direct sur le coût et la compacité du satellite. À titre d’exemple, dans le cas d’une mission typique, avec 46 répéteurs équipés d’amplificateurs RF de 105 W, une augmentation du gain de l’antenne de 1 dB réduit la consommation d’énergie de 1,8 kW et la masse du satellite de 120 kg. Le coût final du lanceur est alors réduit de 7 millions d’euros (8 à 10 %) [6].

La conception d’antennes satellite diffère donc quelque peu de celle d’autres structures antennaires, avec des contraintes fortes en termes de performances électriques, d’encombrement et de poids, mais également en termes de résistance aux contraintes mécaniques, thermiques et ioniques. Le type d’antenne, émettrice (Tx) ou réceptrice (Rx), a également un impact sur les contraintes électriques qui lui sont associées. En effet, les antennes Tx travaillent, en général, sur une bande passante plus grande et à des fréquences plus basses en comparaison des antennes Rx.

Antennes réflecteurs :

Le concept d’antenne réflecteur [7] est, et ce depuis longtemps, une solution adaptée au domaine spatial pour des missions de télécommunications, d’observation ou scientifiques [8, 9]. L’intérêt majeur réside dans leur efficacité de surface particulièrement élevée comparées aux autres solutions, et dans leurs bonnes caractéristiques de tenue mécanique.

Ce concept est caractérisé par l’utilisation d’une source primaire (généralement un cornet) illuminant un ou plusieurs réflecteurs. La taille et la position de la source primaire ont un impact sur les performances de l’antenne, et doivent donc être ajustées. Une source peu directive (de petite taille) masquera peu le rayonnement mais ceci au prix d’une quantité importante d’énergie qui débordera du réflecteur et qui ne sera donc pas réfléchi. Au contraire, une source directive (de grande taille) minimisera ce débordement mais engendrera un problème de masquage et de taper d’amplitude (forte apodisation – section 1.1.4.2).

Pour réduire ces problèmes, des configurations dites en *offset* [10, 11] sont utilisées. Les effets de masquages sont limités en décalant la source et des sous-réflecteurs de l’axe de rayonnement du réflecteur principal. Si l’offset est trop faible, l’effet de masquage et la diffraction sur le bord

inférieur du réflecteur sont dominants, tandis que s'il est trop important, cela augmente le niveau de polarisation croisée [12].

De multiples configurations peuvent être dérivées de ce concept d'antenne réflecteur [13, 14]. Cependant, trois principes majeurs se dégagent (figure 1.6). Sur ces figures, la position de la source est noté O et le point focal du réflecteur principal est noté F. Une configuration n'utilisant qu'un seul réflecteur est présentée sur la figure 1.6 - a. Les configurations à plusieurs réflecteurs sont caractérisées par la position du sous-réflecteur par rapport au point focal du réflecteur principal (F). Elles sont représentées sur les figures 1.6 - b et c.

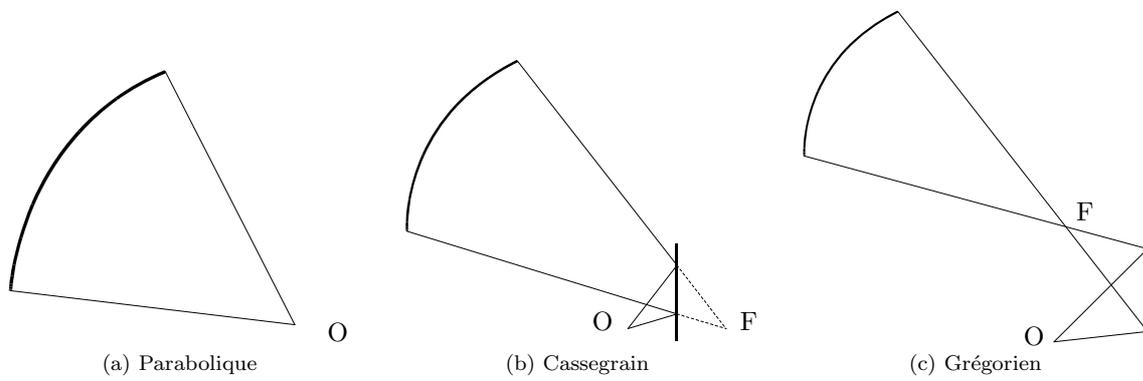


FIGURE 1.6 – Configurations en *offset* pour les antennes réflecteurs

La première configuration, nommée antenne à *foyer primaire* (ou *prime focus*), est composée d'un simple réflecteur (figure 1.6 - a). Les applications de télécommunications spatiales requièrent un rapport F/D souvent élevé. Cependant, ce rapport est limité par l'encombrement et la difficulté de déploiement sur les satellites.

L'utilisation de plusieurs réflecteurs permet d'obtenir des antennes plus compactes et d'avoir, de surcroît, des paramètres d'ajustement supplémentaires. Ainsi, le meilleur compromis entre la directivité et la polarisation croisée peut être atteint [15], tout en réduisant les aberrations en phase [16] responsables d'une détérioration des performances de l'antenne.

Si le sous-réflecteur est placé devant le point focal (F) du réflecteur principal, la configuration est de type *Cassegrain* [17, 18]. Elle est présentée sur la figure 1.6 - b.

La configuration *Grégorienne* [3, 19] est présentée sur la figure 1.6 - c. Dans ce cas, le sous-réflecteur est placé derrière le point focal (F). Pour cette configuration la source primaire ne peut être placée au foyer du réflecteur principal. À taille globale et diagramme de source équivalent, cette configuration est plus compacte que la configuration *Cassegrain* [19].

Pour cette famille d'antenne (antennes réflecteurs), le contrôle du champ réfléchi est directement exercé par la forme géométrique du ou des réflecteurs. Par conséquent, la nécessité de maintenir la forme géométrique des réflecteurs pendant toute leur durée de vie est une contrainte de réalisation

forte. Elle est d'autant plus grande que la masse de l'ensemble du système doit être réduite dans le cas des antennes satellites.

L'idée est de trouver un concept d'antenne qui permette de s'affranchir de cet inconvénient.

Antennes réseaux :

Une antenne réseau [20] est un dispositif rayonnant regroupant plusieurs sources élémentaires (généralement identiques). Ces sources sont réparties sur une surface, généralement plane, formant un réseau d'éléments. L'amplitude et la phase de chacun de ces éléments sont contrôlées à l'aide d'un réseau de répartition (désignation anglo-saxonne : Beam Forming Network ou BFN) et non plus par la forme géométrique du réflecteur. Ainsi, il est facile de former le diagramme de rayonnement et de le dépointier avec des angles bien supérieurs à ceux que l'on pourrait obtenir avec des antennes réflecteurs fixes. Cependant, ces performances sont obtenues au prix d'une complexité accrue du réseau de répartition, et nécessite l'utilisation d'amplificateurs très coûteux [21, 22]. 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 qui ont été menées pour réduire le nombre d'éléments et ainsi réduire les pertes et la complexité du système [23, 24, 25], cette technologie est assez mal adaptée aux contraintes liées aux antennes satellites pour les télécommunications.

C'est ainsi qu'est né un concept à mi-chemin entre les antennes réflecteurs et les antennes réseaux : le réseau réflecteur. Il sera nommé par la suite *reflectarray* (désignation anglo-saxonne).

Reflectarray :

Le concept de reflectarray apparaît en 1958 et est breveté par J. J. S. Duniam en 1961 [26]. D. G. Berry publie le premier papier sur les reflectarrays en 1963 [27]. Par la suite, de nombreuses études lui ont succédé afin d'améliorer ses performances [28, 29, 30, 31, 32, 33, 34, 35, 36, 37]. Un reflectarray est constitué d'un réseau de cellules déphaseuses apposées sur une surface, généralement plane, illuminée par une source primaire [38]. Il peut être utilisé comme réflecteur principal ou comme sous-réflecteur pour des configurations de type Cassegrain ou Grégorienne [39].

Un des plus gros avantages des reflectarrays, vient de leur simplicité de fabrication. Il est ainsi possible de réaliser des structures d'antenne déployables de faible encombrement [40] et de faible coût. Il a ainsi été estimé qu'il était possible de réduire par deux le temps nécessaire entre la définition d'une mission et son lancement (12 mois contre les 24 mois habituels). Cette flexibilité est très intéressante du point de vue des opérateurs qui ont ainsi la capacité de mieux répondre aux besoins du marché.

L'utilisation d'une source primaire évite l'implantation d'un réseau de répartition complexe et dissipatif, ce qui est un avantage indéniable pour les performances RF des reflectarrays. Le nombre d'éléments rayonnants composant la surface réfléchissante du reflectarray n'augmente pas significativement les pertes et permet, de plus, de contrôler la phase du champ réfléchi. De plus, de par la forme généralement plane du réseau réflecteur, la direction de l'onde ré-émise peut subir des dépointages importants.

Une efficacité de rayonnement d'environ 48% a été mesurée pour un reflectarray dépointant de 30° dans [11]. Soixante pour-cent a même été atteint pour un faible angle de dépointage et une

ouverture de $22\lambda \times 22\lambda$ à une fréquence de 14 GHz [37].

Malgré ces bonnes performances électriques, il reste un défaut majeur : la limitation en bande passante. Elle résulte de quatre facteurs principaux qui sont : la bande passante de l'élément rayonnant, la taille de la maille, la bande passante de la source et les différences de trajets [41, 42]. Au sein de grands reflectarrays, la distance variable entre la source primaire et la surface du réseau est le facteur le plus limitant [38].

Pour augmenter la bande passante de l'antenne, il faut compenser ces différences de trajets sur toute la surface du réseau qui peuvent atteindre plusieurs longueurs d'onde. L'utilisation de cellules de type « true time delay » permet d'améliorer la bande passante en compensant les retards réels au sein du réseau [43]. Une autre solution consiste à conformer la surface du reflectarray pour se rapprocher de la forme paraboloidale tout en gardant leur qualité de fabrication (ex : légèreté). Cette solution est très performante, mais induit une complexité technologique supplémentaire.

Il a été montré que des reflectarrays, composés d'un réseau plan, peuvent atteindre une bande passante d'environ 10% pour une ouverture rayonnante de l'ordre de 50 longueurs d'onde [44]. Une bande passante de 24% (définie à -1dB) a même été mesurée pour un reflectarray de $16\lambda \times 16\lambda$ à la fréquence de 12 GHz [37].

Deux concepts émergents sont à noter avec les réseaux repliés [34], basés sur le principe des reflectarrays, et les *transmitarrays*. L'avantage des *transmitarrays* par rapport aux reflectarrays vient du fait qu'il n'y a plus de blocage lié à la source et, pour le cas d'antennes reconfigurables (actives), les perturbations liées aux composants électroniques d'ajustement de la phase sont limitées [45, 46]. Cependant, les pertes associées à cette technologie sont encore importantes.

Dans cette thèse, seul le concept de reflectarray est étudié.

1.1.4 Notions de Base

Dans cette section, les notions de base nécessaires à la compréhension et l'étude des reflectarrays sont présentées.

1.1.4.1 Définition de la Configuration d'Antenne

Les paramètres définissant la configuration d'un reflectarray qui utilise un simple réflecteur plan de forme carrée sont présentés sur la figure 1.7 .

F = Longueur focale

H = Hauteur d'offset ($H = -D/2$ pour un réflecteur symétrique)

R_C = Distance entre le centre de phase de la source primaire et le centre du réseau

R_U = Distance entre le centre de phase de la source primaire et le point haut du réseau

R_L = Distance entre le centre de phase de la source primaire et le point bas du réseau

- D = Côté du réflecteur projeté dans l'ouverture
 d = Hauteur d'offset du centre du panneau
 C = Centre de l'ouverture projetée
 U = Extrémité haute de l'ouverture projetée
 S = Extrémité latérale de l'ouverture projetée
 L = Extrémité basse de l'ouverture projetée
 ψ_U = Angle sous-tendu par l'extrémité haute du panneau
 ψ_L = Angle sous-tendu par l'extrémité basse du panneau
 ψ_C = Angle sous-tendu par le centre du panneau
 ψ_{UC} = Angle sous-tendu par le centre et l'extrémité haute du panneau
 ψ_{CL} = Angle sous-tendu par le centre et l'extrémité basse du panneau
 ET_S = *Edge Taper* à l'extrémité latérale du panneau
 ET_U = *Edge Taper* à l'extrémité haute du panneau
 FT_U = *Feed Taper* à l'extrémité haute du panneau
 FT_L = *Feed Taper* à l'extrémité basse du panneau

Deux systèmes de coordonnées sont définis sur cette figure. Le premier repère associé à l'antenne (O_a, x_a, y_a, z_a) est défini avec l'axe z_{ca} dans la direction de rayonnement de l'antenne. Les diagrammes de rayonnement du reflectarray seront représentés dans ce repère. Le deuxième (O_r, x_r, y_r, z_r) correspond au repère lié aux cellules du reflectarray avec z_r qui est orienté dans la direction normale au réseau. Les coefficients de réflexion des cellules seront simulés dans ce repère.

1.1.4.2 Apodisation et Débordement

Pour un reflectarray, comme pour les antennes réflecteurs, une source primaire illumine la surface réfléchissante qui re-rayonne l'énergie incidente (P_i) avec une forme et une direction spécifiées. Si la source est placée dans la direction de rayonnement de l'antenne, elle crée un effet de masquage qui a pour effet de réduire l'énergie rayonnée par cette antenne (P_m). Il est nécessaire de définir quelques paramètres et termes essentiels tels l'*apodisation* ou encore le *débordement* qui ont un impact sur les performances et l'efficacité de l'antenne. Ces notions sont présentées sur la figure 1.8.

L'*apodisation sur les bords du réflecteur* (désignation anglo-saxonne : « *Edge taper* ») est définie par le rapport entre l'intensité de champ sur les bords du réflecteur et celle en son centre. Cette formulation est claire pour des configurations centrées, mais elle l'est moins pour des configurations en offset. Pour cette raison, la notion d'*apodisation de la source focale* est ajoutée (désignation anglo-saxonne : « *Feed taper* » – figure 1.7). Elle est notée FT_U pour la partie supérieure de l'antenne.

L'apodisation au niveau du bord supérieur du réflecteur, notée ET_U , peut ainsi être exprimée par :

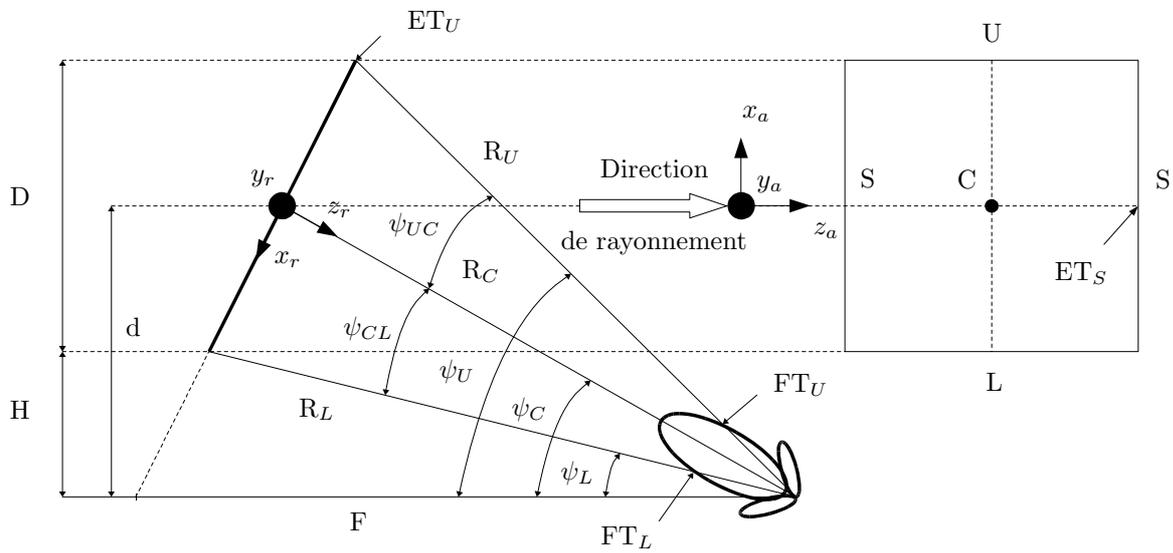


FIGURE 1.7 – Configuration d’antenne pour un reflectarray composé d’un panneau réflecteur

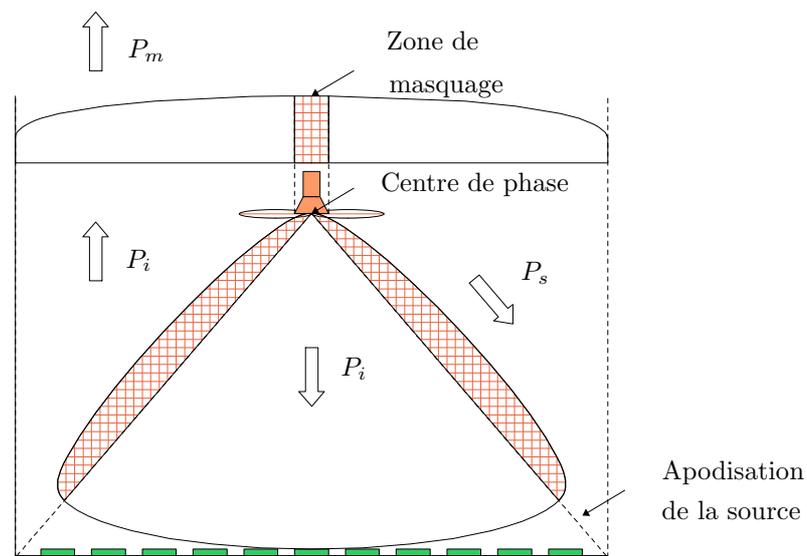


FIGURE 1.8 – Débordement et apodisation d’un reflectarray illuminé par une source primaire

$$ET_U = FT_U + 20 \log \left(\frac{R_C}{R_U} \right) \quad (1.1-1)$$

Dans cette expression, l'apodisation à la surface du réflecteur dépend non seulement de l'atténuation en espace libre, mais également du diagramme de la source.

L'angle d'ouverture de la source primaire permet de déterminer le rapport F/D pour respecter une valeur d'apodisation donnée. Si l'apodisation est trop importante, les éléments périphériques sont peu éclairés et ils contribuent moins au gain. Par conséquent, l'efficacité de surface de l'antenne en pâtit. Dans le cas d'une source peu directive, une portion importante de la puissance est rayonnée à l'extérieur du réflecteur (P_s), réduisant également l'efficacité de surface. Ceci correspond aux pertes par *débordement* (ou spillover).

1.1.4.3 Diagramme de Rayonnement

Champ rayonné par une antenne

Le diagramme d'amplitude d'une antenne est, en règle générale, défini par trois composantes de champ électrique (E_r , E_θ , E_ϕ) en chaque point d'observation de la surface d'une sphère de rayon r . Dans ce cas, l'amplitude du champ total peut être écrite : $|E| = \sqrt{|E_r|^2 + |E_\theta|^2 + |E_\phi|^2}$.

Dans la zone de champ lointain, la composante radiale, E_r , est négligeable en comparaison de l'une ou des deux autres composantes. Cette zone est située à une distance R_{ff} pour une antenne de dimension maximale D .

$$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (\text{m}) \quad (1.1-2)$$

Le champ électromagnétique rayonné dans cette zone, une onde plane se propageant dans la direction radiale, peut être écrit de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \vec{E}(r, \theta, \phi) &= \vec{F}(\theta, \phi) \frac{e^{-jkr}}{r} \\ &= [F_\theta(\theta, \phi) \cdot \vec{e}_\theta + F_\phi(\theta, \phi) \cdot \vec{e}_\phi] \frac{e^{-jkr}}{r} \quad \text{V/m} \end{aligned} \quad (1.1-3)$$

où \vec{e}_θ et \vec{e}_ϕ sont les vecteurs unitaires dans le système de coordonnées sphériques et k_0 la constante de propagation en espace libre. $F_\theta(\theta, \phi)$ et $F_\phi(\theta, \phi)$ sont les fonctions de diagramme dans les directions θ et ϕ .

Le champ électrique peut être polarisé selon les directions \vec{e}_θ ou \vec{e}_ϕ , mais pas dans la direction radiale.

Gain et Directivité d'une antenne

Une antenne n'a pas, à proprement parler, de « gain ». Le gain d'une antenne est défini par son aptitude à rayonner l'énergie dans une direction privilégiée.

Le gain d'une antenne se mesure en dBi (dB isotropique), la référence étant une antenne rayonnant de la même façon dans toutes les directions. Le gain d'une antenne est parfois exprimé en dBd. La référence est alors un dipôle, qui a déjà une certaine directivité. Son gain théorique est de 2,15 dBi.

Le gain d'une antenne, ayant une surface équivalente S_{eq} , est défini par :

$$G = e_{cd} \frac{4\pi S_{eq}}{\lambda^2} \quad (1.1-4)$$

où e_{cd} représente l'efficacité de rayonnement de l'antenne (pertes par conceptions et diélectriques). G correspond au gain de l'antenne de surface effective S_{eq} . Le rapport entre cette surface et la surface physique de l'antenne est définie par l'efficacité de surface e_s :

$$e_s = \frac{S_{eq}}{S} \quad (1.1-5)$$

où S est la surface physique de l'antenne.

L'efficacité de rayonnement e_{cd} permet de lier le gain et la directivité d'une antenne.

$$e_{cd} = \frac{\text{gain}}{\text{directivité}} \quad (1.1-6)$$

1.1.4.4 Polarisation

La polarisation d'une onde rayonnée est définie comme « la propriété de l'onde électromagnétique qui décrit la variation temporelle de la direction du vecteur de champ électrique, \vec{E} , ainsi que son amplitude relative ». La polarisation d'une onde rayonnée par une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde (localement) plane qui est utilisée pour représenter le champ lointain en ce point.

L'onde peut être polarisée :

- *linéairement* : le champ électrique est toujours orienté selon la même droite à chaque instant,
- *circulairement* : le champ électrique tourne autour de son axe en formant un cercle,
- *elliptiquement* : le champ électrique tourne autour de son axe en formant une ellipse.

Pour une bonne qualité de transmission, la polarisation de l'antenne de réception doit être identique à celle de l'antenne d'émission. Dans le cas contraire, la puissance extraite de l'onde incidente par l'antenne de réception ne sera pas optimale à cause des pertes en polarisation (désadaptation en polarisation).

Pour le cas d'une polarisation linéaire, avec une antenne d'émission polarisée dans la direction du vecteur unitaire \vec{e}_i , et une antenne de réception, selon \vec{e}_a , le *facteur de pertes* (désignation anglo-saxonne : PLF pour *Polarisation Loss Factor*) qui quantifie les pertes par désadaptation en polarisation est défini par :

$$\text{PLF} = |\vec{e}_i \cdot \vec{e}_a|^2 = |\cos \psi_{ia}|^2 \quad (\text{Sans dimension}) \quad (1.1-7)$$

où ψ_{ia} est l'angle formé par les deux vecteurs unitaires \vec{e}_i et \vec{e}_a . Si l'antenne est adaptée en polarisation alors le PLF = 1 et le maximum de puissance est extrait. Trois positions relatives entre une antenne d'émission et de réception sont représentées sur la figure 1.9 avec la valeur du facteur de pertes correspondant.

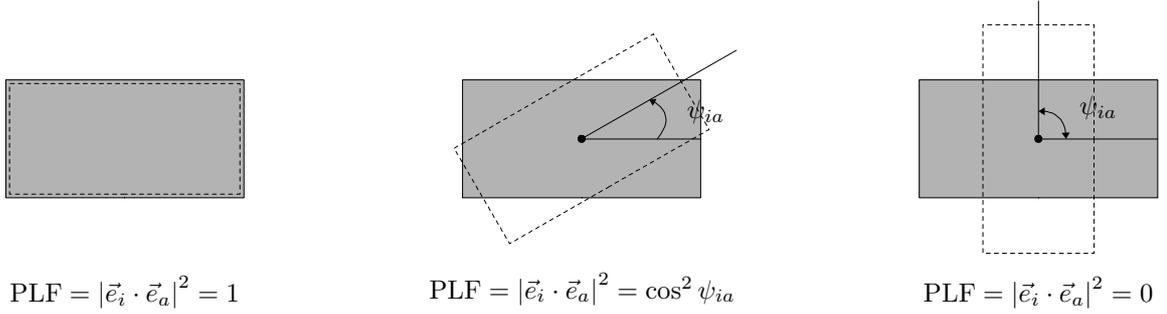


FIGURE 1.9 – Facteur de pertes en polarisation (PLF) pour une antenne à ouverture

Représentation du diagramme de rayonnement

Les paramètres mesurés des antennes sont souvent fonction des composantes directe et croisée définies selon la 3^e définition de Ludwig [47]. Si l'on considère que le champ est dû à des courants selon l'axe y , les vecteurs unitaires s'écrivent :

$$\begin{aligned} \vec{e}_{co} &= \vec{e}_\theta \sin(\phi) + \vec{e}_\phi \cos(\phi) \\ \vec{e}_{cross} &= \vec{e}_\theta \cos(\phi) - \vec{e}_\phi \sin(\phi) \end{aligned} \quad (1.1-8)$$

Les champs co et cross-polarisés peuvent alors être déduits des champs E_θ et E_ϕ avec :

$$\begin{aligned} E_{co} &= E_\theta \sin(\phi) + E_\phi \cos(\phi) \\ E_{cross} &= E_\theta \cos(\phi) - E_\phi \sin(\phi) \end{aligned} \quad (1.1-9)$$

Dans la suite du document, les diagrammes de rayonnement en co et cross-polarisation des reflectarrays seront représentés soit dans une fenêtre de visualisation exprimée dans le domaine (u, v) (où $u = \sin \theta \cos \phi$ et $v = \sin \theta \sin \phi$), soit pour une vision conique de la terre à $\pm 8^\circ$.

En orbite géostationnaire (35 865 km), une antenne satellite peut couvrir la surface de la terre avec un angle d'ouverture de $17,34^\circ$. L'ouverture correspondante dans le domaine (u, v) est égale à $[-0,15; 0,15]$.

1.1.4.5 Puissance Totale Rayonnée

Pour calculer la puissance totale rayonnée par une antenne, il faut introduire la notion d'intensité de rayonnement. L'intensité de rayonnement, noté U , peut être exprimée en fonction du champ électrique dans la zone de champ lointain :

$$\begin{aligned} U(\theta, \phi) &= \frac{r^2}{2\eta} \left| \vec{E}(r, \theta, \phi) \right|^2 = \frac{r^2}{2\eta} \left[|E_\theta(r, \theta, \phi)|^2 + |E_\phi(r, \theta, \phi)|^2 \right] \\ &= \frac{1}{2\eta} \left[|F_\theta|^2 + |F_\phi|^2 \right] \end{aligned} \quad (1.1-10)$$

où η est l'impédance intrinsèque du vide, et où $\vec{E}(r, \theta, \phi) = \vec{F}(\theta, \phi) \frac{e^{-jk r}}{r}$.

La puissance totale rayonnée, P_{rad} , est alors exprimée par :

$$P_{rad} = \oiint U \, d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi U \cdot \sin \theta \, d\theta \, d\phi \quad (1.1-11)$$

1.1.4.6 Bande Passante

La *bande passante* d'une antenne est définie comme « la bande de fréquences dans laquelle ses performances sont conformes à un standard, en fonction de certaines de ses caractéristiques ». Elle peut être considérée comme étant la bande de fréquences de chaque côté de la fréquence centrale, où les caractéristiques de l'antenne (comme l'impédance, le diagramme, la largeur du faisceau principal, la polarisation, le niveau des lobes secondaires, le gain, la direction de rayonnement, efficacité de rayonnement) sont dans un ordre de grandeur raisonnable par rapport à celles à la fréquence centrale.

Pour les antennes à bande étroite, la bande passante est généralement exprimée par un pourcentage de la fréquence centrale. Pour des antennes large bande, elle est généralement exprimée par le rapport entre la fréquence haute et la fréquence basse de la bande de travail (par exemple, 10 : 1).

1.2 Principe de Fonctionnement d'un Reflectarray

Cette section a pour objectif de présenter le principe de fonctionnement d'un reflectarray. La paternité des antennes réflecteurs vient de l'illumination par une source primaire, et celle des antennes réseaux vient de l'utilisation de cellules déphaseuses distribuées à la surface du réflecteur contrôlant principalement la phase du champ dans l'ouverture (figure 1.10). Dans le cas des reflectarrays, l'amplitude est principalement déterminée par la loi d'illumination de la source.

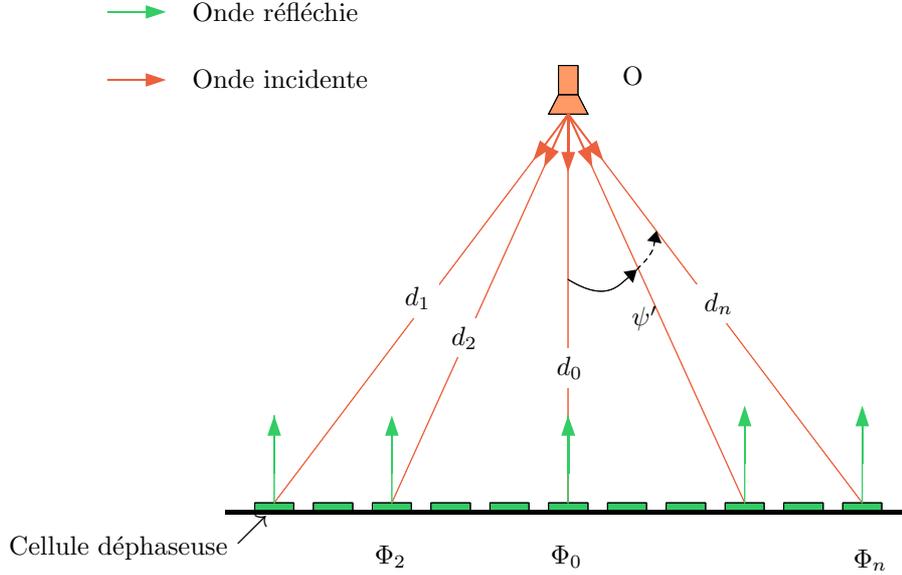


FIGURE 1.10 – Principe de fonctionnement d'un reflectarray

1.2.1 La Cellule Déphaseuse

1.2.1.1 Définitions

Le déphasage Φ_{cell} , produit par une cellule déphaseuse, est défini dans un plan donné qui est appelé : *plan de référence*. Ce plan est situé directement à la surface de la cellule (surface où est imprimé l'élément rayonnant). Un repère (O, x, y, z) , placé au centre de la maille, est ensuite défini dans le plan de référence (figure 1.11).

Si la cellule est excitée par une onde plane en incidence (θ_i, ϕ_i) , le vecteur champ électrique incident peut s'écrire : $\vec{E}_i = \begin{bmatrix} E_{\theta_i}^{inc} \\ E_{\phi_i}^{inc} \end{bmatrix}$.

Dans le cas particulier d'un réseau infini périodique, et en l'absence de lobes de réseaux, l'onde réfléchie est une simple onde plane se propageant dans la direction \vec{k}_r (angles associés : θ_r et ϕ_r). Le champ électrique réfléchi s'écrit donc : $\vec{E}_r = \begin{bmatrix} E_{\theta_r}^{ref} \\ E_{\phi_r}^{ref} \end{bmatrix}$.

Dans le cas général, la relation entre le champ incident et réfléchi est donnée par :

$$\begin{bmatrix} E_{\theta_r}^{ref} \\ E_{\phi_r}^{ref} \end{bmatrix} = [\Gamma] \begin{bmatrix} E_{\theta_i}^{inc} \\ E_{\phi_i}^{inc} \end{bmatrix} \quad (1.2-1)$$

où $\Gamma = \begin{bmatrix} \Gamma_{\theta\theta} & \Gamma_{\theta\phi} \\ \Gamma_{\phi\theta} & \Gamma_{\phi\phi} \end{bmatrix}$ est la matrice de réflexion.

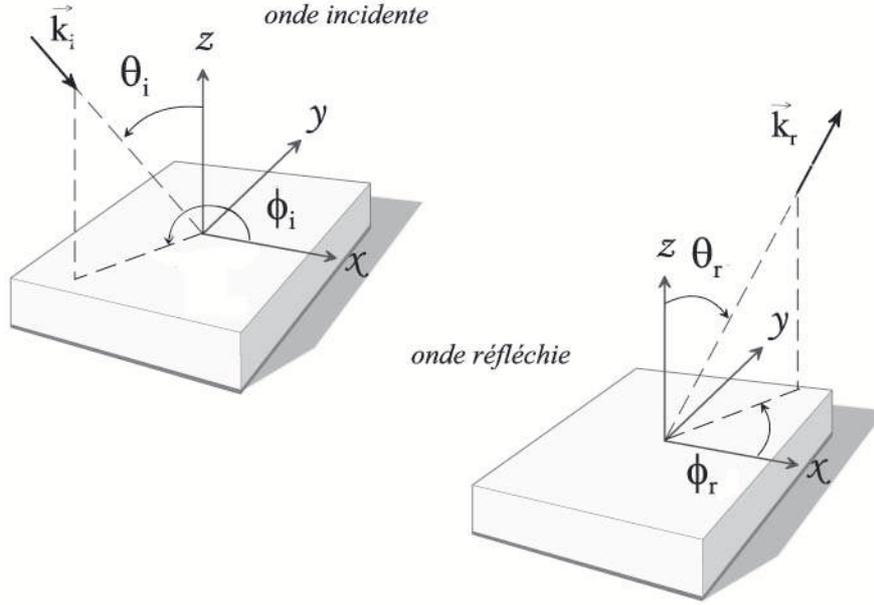


FIGURE 1.11 – Repère en coordonnées sphériques définissant l'onde incidente et l'onde réfléchie

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

$$\Gamma_{\theta\theta} = \left. \frac{E_{\theta_r}^{ref}}{E_{\theta_i}^{inc}} \right|_{E_{\phi_i}^{inc}=0}$$

$$\Gamma_{\theta\phi} = \left. \frac{E_{\theta_r}^{ref}}{E_{\phi_i}^{inc}} \right|_{E_{\theta_i}^{inc}=0}$$

$$\Gamma_{\phi\theta} = \left. \frac{E_{\phi_r}^{ref}}{E_{\theta_i}^{inc}} \right|_{E_{\phi_i}^{inc}=0}$$

$$\Gamma_{\phi\phi} = \left. \frac{E_{\phi_r}^{ref}}{E_{\phi_i}^{inc}} \right|_{E_{\theta_i}^{inc}=0}$$

Le déphasage Φ_{cell} est alors défini comme la phase de l'un des coefficient complexe de la matrice Γ . Cette matrice sera utilisée par la suite pour la définition des ondes incidentes et réfléchies lors de la synthèse des reflectarrays.

1.2.1.2 Principales Caractéristiques

Les principales caractéristiques électriques d'une cellule déphaseuse utilisée dans un reflectarray sont présentées sur la figure 1.12.

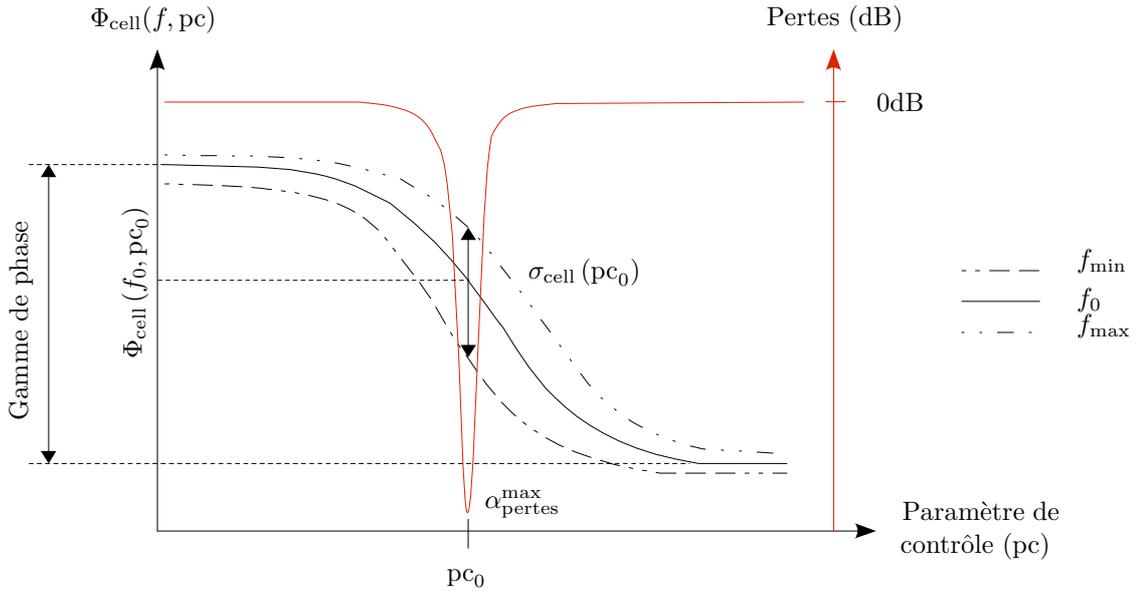


FIGURE 1.12 – Caractéristique d'une cellule déphaseuse

La phase Φ_{cell} est modifiée par, au moins, un paramètre de contrôle. Ces paramètres de contrôle correspondent, pour la plupart des cellules utilisées pour la conception des reflectarrays, aux grandeurs géométriques définissant la cellule. D'autres paramètres sont possibles comme l'orientation de la cellule ou encore la permittivité relative du substrat.

Pour compenser n'importe quel déphasage dans un reflectarray, la cellule déphaseuse doit être capable d'en produire un qui couvre au moins 360° . Cette caractéristique permet de compenser les différences de trajets réelles au sein du réseau et de générer la loi de phase souhaitée dans l'ouverture.

Nous appellerons *réponse en phase* de la cellule, la variation de la phase produite par la cellule en fonction du paramètre de contrôle considéré, comme illustré sur la figure 1.12. La variation de phase maximale réalisée par la cellule est appelée *gamme de phase*.

La phase d'une cellule déphaseuse donnée varie également en fonction de la fréquence. Cette évolution de phase sur une bande de fréquences est appelée *dispersion en fréquence* et notée $\sigma_{\text{cell}}(pc_0)$. Comme on peut le voir sur la figure 1.12, les pertes ohmiques augmentent avec la dispersion [48].

1.2.2 Le Reflectarray

1.2.2.1 Définitions

Dans cette section, le fonctionnement d'un reflectarray, dont la configuration d'antenne est décrite sur la figure 1.10, est présenté dans le cas d'un rayonnement directif. Le maximum de rayonnement est orienté dans la direction normale à la surface réfléchissante, impliquant que la phase du champ soit constante dans l'ouverture. La phase d'une onde qui se propage en espace libre dépend du terme e^{-jkr} dans l'équation 1.1-3. L'onde incidente ne parcourant pas la même distance entre la source primaire et tous les éléments rayonnants (réflecteur plan), le déphasage à réaliser en tout point de la surface du réseau varie.

La distance 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 :

$$\Phi_i(k) = -kd_i = -\frac{2\pi d_i}{\lambda} \quad (1.2-2)$$

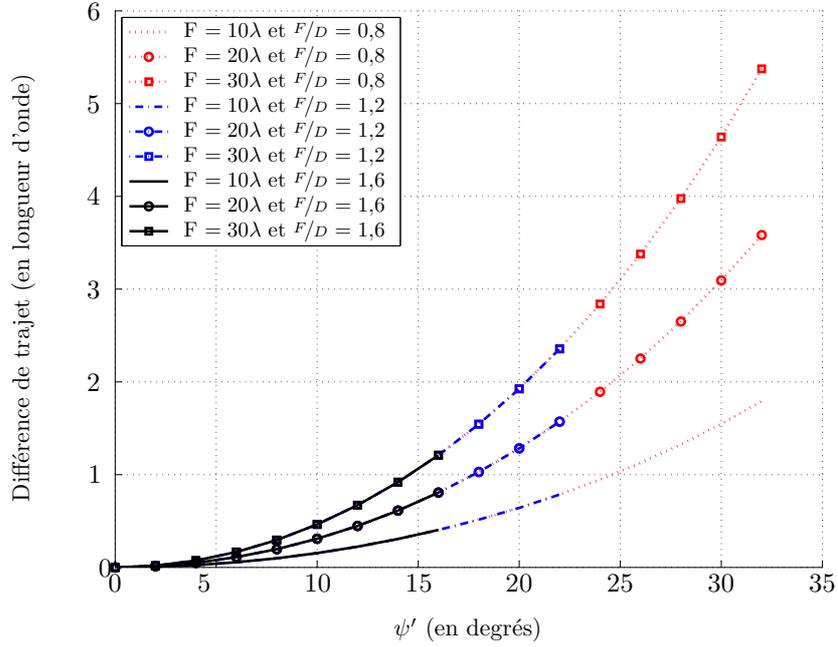
λ et k sont respectivement la longueur et le nombre d'onde à la fréquence f . Par convention la référence de phase est fixée au niveau de la source primaire. $\Phi_i(k)$ représente la phase de l'onde arrivant sur la cellule i à la fréquence f .

La distance d_i est différente pour chaque élément à la surface du réseau. 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 $d_{ref} = d_0$.

Les différences de trajets qui apparaissent au sein d'un reflectarray sont liées à la fois à la « longueur focale » et à la taille du réflecteur (F et F/D). Pour la configuration d'antenne utilisée (figure 1.10), la « longueur focale » (F) correspond à la distance d_0 . La figure 1.13 présente, pour cette configuration, les différences de trajet Δd_i en fonction de l'angle ψ' , pour différents rapports F/D et longueurs focales.

Il apparaît que la différence de trajet maximale au sein d'un reflectarray dépend fortement du rapport F/D et peut très vite dépasser plusieurs longueurs d'onde sur les bords du réseau. Plus ces différences de trajet sont importantes, plus les contraintes associées aux cellules déphaseuses sont importantes. La configuration d'antenne doit donc être judicieusement choisie pour limiter ces contraintes. On peut noter que dans le cas d'une antenne parabolique, les différences de trajet Δd_i sont nulles sur toute la surface de l'antenne.

Le déphasage à réaliser par la cellule i à la fréquence f est noté $\Phi_{cell_i}^{des}(k)$. Lorsqu'il est égal à $-\Phi_i(k) = kd_i$, le retard induit par la propagation des ondes entre la source primaire et la cellule i est parfaitement compensé.

FIGURE 1.13 – Différence de trajets en fonction de différentes longueurs focales (F) et rapport F/D

Le déphasage à réaliser par chacune des cellules i , afin d'obtenir une loi de phase uniforme dans l'ouverture, peut être déterminé en fonction de la cellule de référence du réseau (cellule 0) :

$$\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(k) = \Phi_{\text{cell}_0}^{\text{des}}(k) + k\Delta d_i \quad (1.2-3)$$

Le déphasage à réaliser évolue donc en tout point de la surface du réseau. Le déphasage étant contrôlé par la géométrie des cellules déphaseuses, on en déduit que chaque cellule qui compose le reflectarray doit être différente.

Modèle Approché de cellule :

Dans cette partie, les éléments du réseau sont réalisés par une cellule déphaseuse passive. La variation de phase $\Phi_{\text{cell}}(k)$ est alors contrainte en fonction de la fréquence par la dispersion de la cellule (section 1.2.1.2), qui est définie par :

$$\sigma_{\text{cell}}(k) = \frac{\partial}{\partial k} \Phi_{\text{cell}}(k) \quad (1.2-4)$$

Pour se rapprocher du comportement réaliste d'une cellule déphaseuse, on fait l'approximation d'une décroissance linéaire de la phase sur la bande de fréquences considérée. Par conséquent, la dispersion $\sigma_{\text{cell}}(k)$ est une constante négative. La phase rayonnée par une cellule en tout point de fréquence (dans la bande considérée) peut ainsi être exprimée en fonction de celle rayonnée à la fréquence centrale et de sa dispersion.

$$\Phi_{\text{cell}}(k) = \Phi_{\text{cell}}(k_0) + (k - k_0)\sigma_{\text{cell}} \quad (1.2-5)$$

En tenant compte de ce modèle de cellule pour la définition de $\Phi_{\text{cell}_0}^{\text{des}}(k)$, la relation 1.2-3 devient :

$$\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(k) = \Phi_{\text{cell}_0}^{\text{des}}(k_0) + k_0\Delta d_i + (k - k_0)(\sigma_{\text{cell}_0}^{\text{des}} + \Delta d_i) \quad (1.2-6)$$

Le déphasage à réaliser en tout point de la surface du reflectarray peut donc être déduit de la phase à la fréquence centrale ($\Phi_{\text{cell}_0}^{\text{des}}(k_0)$) et de la dispersion ($\sigma_{\text{cell}_0}^{\text{des}}$) de la cellule de référence. On peut noter que pour $k = k_0$, les relations 1.2-6 est 1.2-3 sont égales.

Par identification avec la relation 1.2-5, le terme $(\sigma_{\text{cell}_0} + \Delta d_i)$ peut être défini comme étant la dispersion désirée pour la cellule i . Cette grandeur dépend de la dispersion de la cellule de référence et de la différence de trajet associée à la cellule i . La dispersion en fréquence des cellules déphaseuses passives est toujours négative, par conséquent :

$$\sigma_{\text{cell}_0} \leq -\Delta d_i \quad (1.2-7)$$

Pour assurer la faisabilité du reflectarray avec ce type de cellule déphaseuse, la dispersion de la cellule de référence doit être supérieure à la différence de trajets maximale (Δd_{max}) au sein du réseau.

Si la phase $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{real}}(k)$, réalisée par chaque cellule déphaseuse, respecte la phase $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(k)$, définie par la relation 1.2-6, en tout point de fréquence, la compensation des trajets est toujours réalisée et la bande passante du reflectarray est infinie. Dans le cas contraire, les performances du reflectarray se dégradent en fonction de la fréquence. Par conséquent, un indicateur est défini pour quantifier l'erreur de phase ε_i introduite par l'élément i :

$$\varepsilon_i(k) = k\Delta d_i - (\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{real}}(k) - \Phi_{\text{cell}_0}^{\text{real}}(k)) \quad (1.2-8)$$

Une telle erreur de phase apparaît lorsque la phase $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{real}}(k)$ de la cellule déphaseuse utilisée pour réaliser l'élément i ne compense pas la différence de trajet associée à cet élément. La bande passante des reflectarrays peut ainsi être exprimée en fonction de la valeur de cette erreur. Les bornes minimale et maximale d'utilisation du reflectarray sont définies lorsque la valeur ε_i devient supérieure à une valeur seuil (par convention, 180° [49]). On peut noter que quand $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{real}}(k) = \Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(k) \forall k$ et i , $\varepsilon_i(k)$ est nul ce qui conduit à une bande passante est infinie.

Pour conclure, lors de la réalisation d'un reflectarray, chaque cellule doit être dimensionnée de façon à respecter deux critères. Le premier critère correspond au respect des déphasages désirés, $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$, à la fréquence d'optimisation. Le deuxième critère correspond au respect des dispersions désirées $\sigma_{\text{cell}_i}^{\text{des}}$. Le respect de ces deux critères en tout point de la surface du réseau assure théoriquement une bande de fonctionnement infinie.

Dans le développement précédent, le comportement de chaque élément du réseau a été exprimé en

fonction de $\Phi_{\text{cell}_0}^{\text{des}}(f_0)$ et $\sigma_{\text{cell}_0}^{\text{des}}$, respectivement la phase à la fréquence d'optimisation et la dispersion de la cellule de référence du réseau. Ce couple de valeurs définit ce que l'on appellera les *conditions initiales*, qui seront notées $(\Phi_0 = \Phi_{\text{cell}_0}^{\text{des}}(f_0), \sigma_0 = \sigma_{\text{cell}_0}^{\text{des}})$.

1.2.2.2 Illustration sur un Cas Simple

Pour illustrer la conception d'un reflectarray, un exemple de réseau linéaire 1D, constitué de 45 éléments espacés de $0,5\lambda_0$, est considéré. Il est optimisé à trois fréquences : $f_0 = 14,25$ GHz, $f_{\text{min}} = 14$ GHz et $f_{\text{max}} = 14,5$ GHz. La configuration est centrée, avec un rapport F/D fixé à 1,3 (correspond à une longueur focale de $28,6\lambda_0$).

La cellule placée au centre du réseau est choisie comme cellule de référence. La différence maximale de trajet apparaît ainsi aux bords du réseau : $\Delta d_{\text{max}} = 2,0425\lambda_0$. La dispersion maximale de la cellule de référence est calculée à partir de la relation 1.2-7 et doit être inférieure à $-51,60^\circ/\text{GHz}$.

La phase de la cellule de référence à la fréquence centrale est arbitrairement fixée à $\Phi_0 = 0^\circ$. Pour pouvoir réaliser toutes les dispersions avec des cellules déphaseuses passives, une valeur de $-60^\circ/\text{GHz}$ est choisie pour σ_0 . Les phases désirées, $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f)$, aux trois fréquences sont calculées pour chaque élément du réseau avec la relation 1.2-6. Les valeurs de phase de la cellule de référence aux extrémités de la bande de fréquences sont alors égales à : $\Phi_{\text{cell}_0}^{\text{des}}(f_{\text{min}}) = 15^\circ$ et $\Phi_{\text{cell}_0}^{\text{des}}(f_{\text{max}}) = -15^\circ$.

Les lois de phase appliquées à l'ensemble des éléments du réseau aux trois fréquences f_0 , f_{min} et f_{max} sont représentées sur les figures 1.14 - a et b. La dispersion est quant à elle présentée sur la figure 1.14 - c.

La section suivante présente un panorama des cellules déphaseuses qu'il est possible d'utiliser pour la réalisation des reflectarrays.

1.3 Le choix de l'Élément Rayonnant

1.3.1 Historique

Les premières structures de cellules déphaseuses étaient volumineuses, principalement pour des raisons de facilité et de maîtrise du processus de fabrication. C'est ainsi que les premiers reflectarrays utilisaient des cellules de type guides d'ondes [27]. La phase du champ réfléchi par ces cellules est contrôlée par la profondeur des guides dans le réseau. Un exemple de conception est présenté sur la figure 1.15.

Comme on peut le voir sur cette figure, les premières réalisations furent imposantes et lourdes, du fait de l'encombrement de ce type de cellules élémentaires. Elles ont ensuite évoluées en intégrant des déphaseurs de type diaphragme (circuits intégrés hybrides) permettant un contrôle dynamique

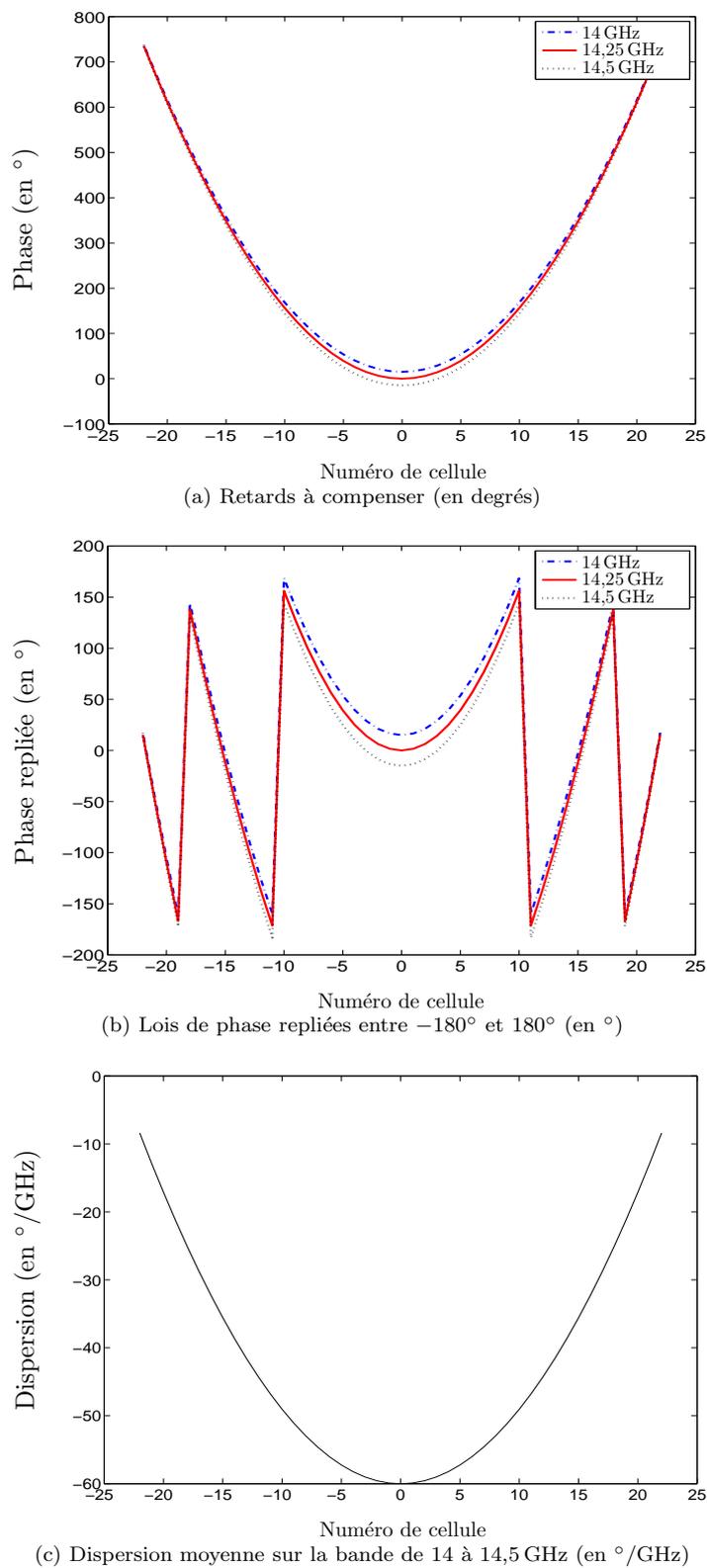


FIGURE 1.14 – Étude d'un réseau linéaire de 45 éléments, en configuration centrée, aux fréquences 14, 14,25 et 14,5 GHz, pour un rayonnement directif dans l'axe orthogonal au réseau

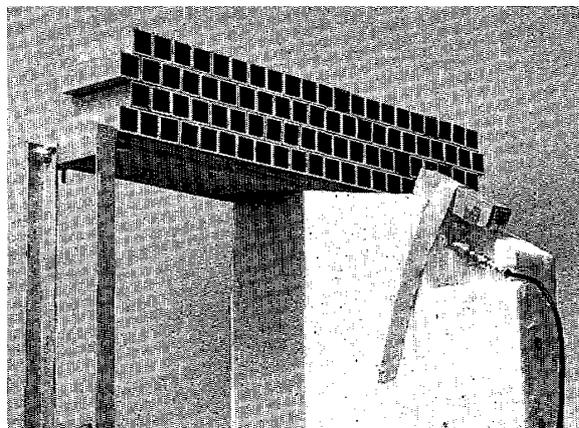


FIGURE 1.15 – Premier reflectarray utilisant des cellules de type guide [27]

de la phase de l'onde réfléchiée [50, 51, 52]. Cependant, l'encombrement et le poids induit par ce type de cellules déphaseuses restent prohibitifs pour des applications d'antennes satellites.

Ce n'est que dans les années quatre-vingt que la technologie imprimée [53, 54, 55] est appliquée aux reflectarrays [11, 28, 56]. Leur utilisation dans le domaine spatial apparaît alors plus réaliste. Le processus de fabrication de cette technologie est bien maîtrisé et relativement peu onéreux. La reconfigurabilité des antennes est également plus facilement envisageable.

Les sections suivantes dressent une liste non exhaustive des solutions, en technologie imprimée, utilisées dans la littérature pour réaliser des cellules déphaseuses.

1.3.2 Choix Technologiques

En technologie imprimée, les motifs sont généralement placés face à un plan de masse, mais peuvent l'être également face à une surface périodique de type FSS⁽⁵⁾. Ces surfaces ont une faible bande passante mais peuvent, par exemple, être utilisées pour la réjection d'une bande de fréquences non désirée.

Les parties métallisées ou non du motif des cellules contrôlent la phase re-rayonnée en modifiant, par exemple, sa longueur électrique. Dans le cas où l'élément est un brin métallique, la phase de l'onde réfléchiée est modifiée par ses dimensions dans la direction de polarisation. Si l'élément est une fente, selon le principe de *Babinet*, ce seront les dimensions orthogonales à la direction de polarisation qui affecteront la phase de l'onde réfléchiée.

Il existe différentes familles de cellules déphaseuses, qu'il est possible de classer en fonction de leur manière de déphaser l'onde incidente.

(5). Frequency Selective Surface

1.3.2.1 Reflectarrays Passifs

Dans le cas de patches rayonnants, le contrôle du déphasage est réalisé en variant les dimensions [56, 57, 58] ou l'orientation du patch [59, 60]. Deux exemples de réseau de patches sont représentés sur les figures 1.16 - a et b.

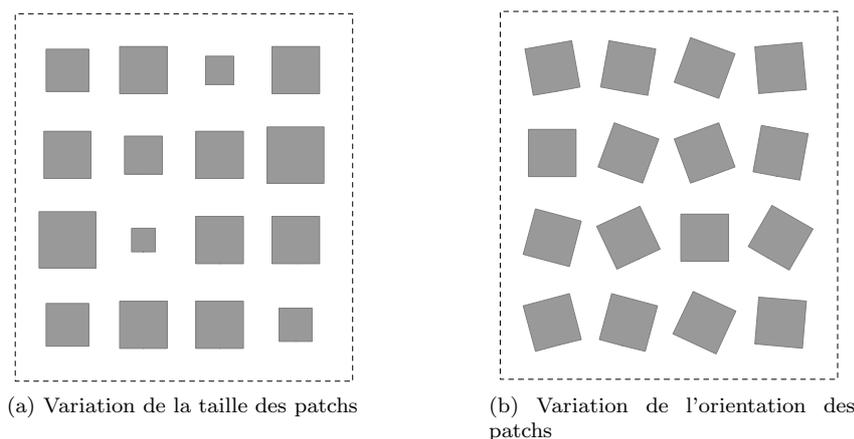


FIGURE 1.16 – Réseaux utilisant des patches de taille ou d'orientation variable

Les dimensions des patches dans la direction de la polarisation fixent leurs fréquences de résonance et permettent donc de contrôler la phase qu'ils rayonnent dans la polarisation considérée. Un simple patch carré ou rectangulaire peut donc travailler en mono ou bipolarisation linéaire. L'orientation des patches permet de contrôler la phase rayonnée uniquement dans le cas de polarisations circulaires.

L'utilisation de patches dont la taille ou l'orientation varie ne permet cependant pas, dans la plupart des cas, de couvrir une gamme de phase supérieure à 360° . Différentes méthodes ont donc été étudiées pour augmenter cette gamme de phase par l'utilisation de cellules à multiples résonances ou utilisant des lignes à retard.

La première méthode est basée sur l'utilisation de cellules présentant *plusieurs* résonances. Ceci permet d'obtenir une gamme de phase largement supérieure à 360° et également de « linéariser » la réponse en phase de la cellule autour de sa fréquence de résonance (diminution de la dispersion et donc des pertes liées à la cellule).

Pour réaliser ce type de cellules, il y a des solutions dites multicouches qui consistent en la superposition de plusieurs patches (figure 1.17). Leurs dimensions sont définies de manière à résonner les uns après les autres. Des gammes de phase de l'ordre de 800° ont ainsi été obtenues [31, 61, 62, 63, 64]. Néanmoins, ces procédés multicouches restent difficiles à mettre en œuvre technologiquement et conduisent à des coûts de fabrication relativement élevés.

Des solutions utilisant des multiples résonances ont donc été développées pour des technologies

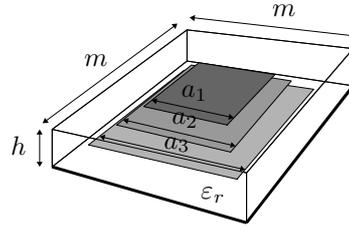


FIGURE 1.17 – Cellule à multiples résonances en technologie multicouche

simple couche. Il est possible de distinguer les cellules utilisant plusieurs patches distribués dans la maille [33] et les cellules imbriquées, de type fractal [36]. Deux exemples sont représentées sur les figures 1.18 - a et b.

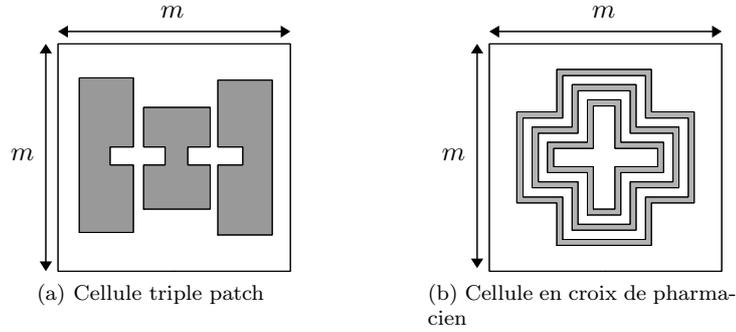


FIGURE 1.18 – Cellule à multiples résonances simple couche

Les gammes de phase obtenues par ces cellules sont importantes et peuvent facilement atteindre plusieurs cycles de 360° [36, 65].

Pour augmenter la gamme de phase autrement qu'en utilisant la résonance des cellules, il y a la possibilité de travailler avec des lignes à retards [66, 67, 68, 69]. Dans ce cas, l'onde re-rayonnée est contrôlée par la longueur du stub (ou ligne déphaseuse) rattachée au patch. L'implémentation de reflectarrays mono et bipolarisés, utilisant des patches chargés par des stubs de longueurs variables, est représentée sur les figures 1.19 - a et b.

Chaque stub contrôle le champ rayonné dans la polarisation correspondante à la direction du stub. Cette technique de contrôle de la phase présente une limitation en fréquence due à la faible bande du tronçon de ligne [57]. De plus, l'encombrement dans la maille d'une telle cellule peut entraîner des difficultés de mise en œuvre.

L'épaisseur du substrat entre le patch et le plan de masse est également un paramètre qui influe sur le déphasage de la cellule. Une solution basée sur le positionnement des patches à une distance variable du plan de masse par une technologie de substrats multicouches a été proposée dans [70, 71]

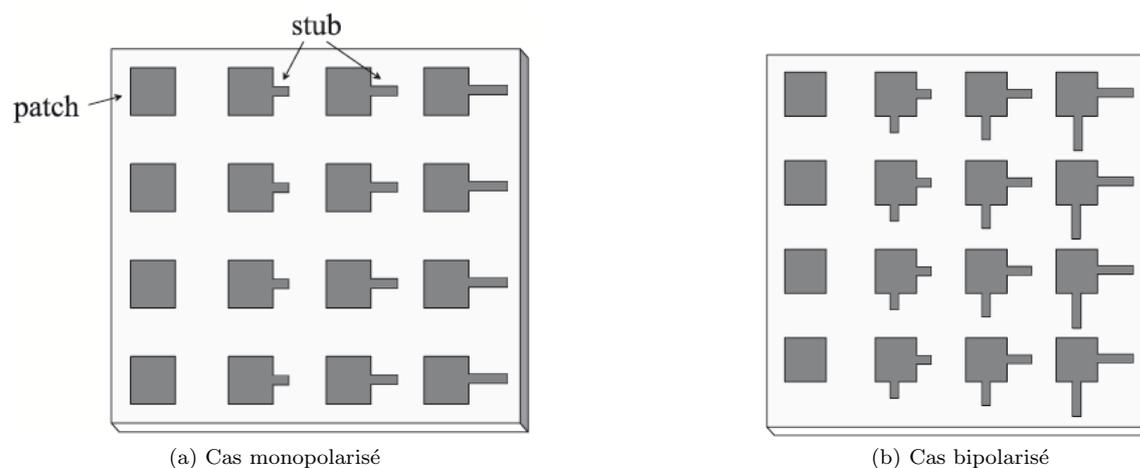


FIGURE 1.19 – Réseau utilisant des patches chargés par des stubs

et représentée sur la figure 1.20.

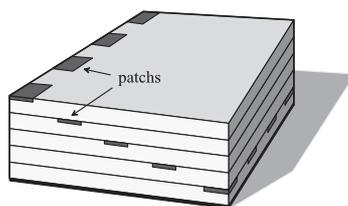


FIGURE 1.20 – Réseau utilisant des cellules à épaisseur de substrat variable

Pour cette méthode, la phase de l'onde re-rayonnée dépend de la profondeur à laquelle est imprimé le patch. Il est donc possible d'obtenir des gammes de phase très importantes et très linéaires mais pour des tailles de substrat conséquentes.

Il est également possible d'utiliser des Antennes à Résonateur Diélectrique (figure 1.21), ou DRA, pour la réalisation de reflectarrays dans le domaine des ondes millimétriques [50, 72, 73]. Cette technologie présente certains avantages à ces fréquences : faible pertes, large bande, faibles effets de couplage et forte efficacité de rayonnement [74]. Les multiples résonances induites dans le DRA sont utilisées pour linéariser sa réponse en phase et il est également possible d'atteindre des gamme de phase très importantes.

Le processus de fabrication pour ce type d'antenne est toujours assez délicat à maîtriser.

Les solutions présentées dans cette section peuvent être utilisées pour la réalisation de reflectarrays passifs. La loi de phase synthétisée par le réseau est fixe et le design du réseau est donc figé. Un des intérêts des reflectarrays vient du fait qu'il est relativement facile de rendre dynamique le dépointage

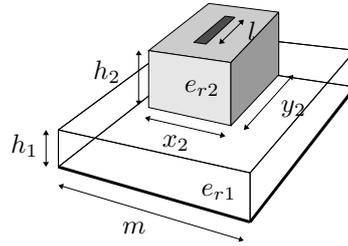


FIGURE 1.21 – Cellule à résonateur Diélectrique

et la formation du diagramme de rayonnement.

1.3.2.2 Reflectarrays Reconfigurables

Un reflectarray reconfigurable (ou actif) est caractérisé par sa capacité à contrôler dynamiquement son diagramme de rayonnement. Pour modifier la phase rayonnée par une cellule déphaseuse, il faut généralement faire varier une ou plusieurs de ces dimensions. Deux cas sont identifiables : le 1^{er} consiste à modifier physiquement une longueur alors que le second vise à modifier la longueur d'onde guidée dans le milieu.

Pour modifier physiquement les longueurs électriques de la cellule, des interrupteurs à diodes [75, 76], à transistors [77], ou à MEMS sont généralement ajoutés. Les reflectarrays reconfigurables sont ainsi obtenus à partir de reflectarrays passifs.

Parmi les technologies disponibles, celle des MEMS (pour « Micro-Electro-Mechanical System ») est la solution qui consomme le moins d'énergie et qui a de bonnes performances RF [78, 79, 39, 80].

Pour illustrer ce principe, nous prenons le patch à base de stubs présenté dans la section précédente (figures 1.19). Une solution possible pour le rendre actif consiste à connecter au patch des stubs de différentes tailles à l'aide d'interrupteurs [77]. La figure 1.22 présente un exemple de cellule active à base de stubs. Les interrupteurs sélectionnent le stub qui sera actif pour le contrôle de la phase. Ils sont représentés en rouge sur la figure.

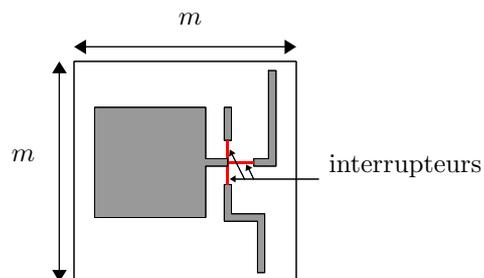


FIGURE 1.22 – Patch chargé par des stubs de différentes tailles par des interrupteurs (en rouge)

Les solutions à base d'interrupteurs engendrent une loi de phase discrète. Des études ont été menées pour limiter les problèmes de quantification de la loi de phase dans le cas, par exemple, de pannes de MEMs sur des cellules à multiples résonances [81, 82].

Une gamme de phase continue peut être obtenue en utilisant des diodes varactors sur les bords d'une cellule type patch [83]. La polarisation des diodes varactors permet de contrôler leur capacité parasite ce qui affecte la fréquence de résonance du patch et finalement le déphasage introduit par la cellule. L'inconvénient de ce type de solutions est qu'il est difficile de contrôler précisément la valeur de la capacité parasite présentée par la diode. La répétabilité de ce genre de cellule est donc relativement mauvaise.

La modification de la longueur électrique peut passer par le contrôle de la permittivité du substrat. Ce contrôle peut être effectué de manière mécanique ou électrique.

Le contrôle mécanique d'un barreau de diélectrique déplacé en translation ou en rotation à l'aide de petits moteurs électriques a été étudié dans [84]. Cette solution semble difficile à mettre en œuvre à l'échelle de réseaux de grande taille. De plus, elle risque d'être coûteuse en termes d'énergie, et d'engendrer une grande latence pour la reconfiguration de l'antenne.

Le contrôle électrique des propriétés du substrat peut être réalisé à l'aide de la technologie « cristal liquide ». En 2003, la possibilité d'accorder la fréquence de résonance d'une antenne patch grâce à des cristaux liquides a été étudiée dans [85]. Cette idée fût ensuite appliquée aux reflectarrays avec des performances très encourageantes [86, 87, 88]. Le diagramme d'un reflectarray a même pu être dépointé de manière continue sur $\pm 35^\circ$ [89]. Trois inconvénients majeurs entachent malgré tout encore cette technologie avec des temps de commutation importants [90], des pertes élevées (3,7 dB en moyenne) et des tensions de polarisation élevées.

1.3.3 Maille du Réseau

Il y a plusieurs méthodes pour distribuer les cellules déphaseuses à la surface d'un reflectarray.

Premièrement, la distribution des éléments peut être non périodique, ce qui est le cas pour les réseaux *lacunaires* (placement non régulier des cellules sur une grille) ou les réseaux *apériodiques* (placement « aléatoire »). Ces méthodes ont pour objectif de réduire le nombre de cellules à la surface du réseau. Cette caractéristique est intéressante dans le cas d'antennes réseau où la complexité et les pertes sont très fortement liées au nombre d'éléments utilisés.

Dans le cas de reflectarrays, l'utilisation d'un grand nombre d'éléments rayonnants n'est pas pénalisant. Des réseaux *réguliers* peuvent donc être utilisés. Dans ce cas, les éléments sont distribués périodiquement à la surface du réseau.

La taille et la forme de la maille influent sur le type de motif utilisable et les performances de la cellule élémentaire (limitation de la gamme de phase pour les cellules de type patch par exemple).

Cependant, il a été montré qu'une réduction de la taille de la maille permet d'obtenir une meilleure efficacité de surface et une réduction de l'influence du spéculaire [91, 92]. En contrepartie, une bonne

prise en compte des phénomènes de couplage est nécessaire pour des tailles de maille réduites.

Dans la section suivante, les outils de simulation nécessaires à l'analyse et la synthèse des reflectarrays sont présentés.

1.4 Les Outils de Simulation

1.4.1 Outils d'Analyse

1.4.1.1 Approches Globales

Pour modéliser une antenne de grande dimension par rapport à la longueur d'onde, des méthodes asymptotiques sont souvent utilisées, par exemple :

- Optique physique [93] (ou PO pour « Physical Optic »),
- Optique géométrique [94] (ou GO pour « Geometrical Optic »),
- Champ dans l'ouverture [95] (ou AF pour « Aperture field »),
- Théorie géométrique de la diffraction [96, 97, 98] (ou GTD pour « Geometrical Theory of Diffraction »),

On oppose généralement aux méthodes asymptotiques les méthodes dites rigoureuses car basées sur une résolution rigoureuse des équations de Maxwell. Un exemple classique est la méthode des moments [99] (ou MOM pour « Method Of Moment »). Toutefois, ces méthodes nécessitent des temps de simulation beaucoup plus importants.

Chaque technique a des avantages et des inconvénients qui dépendent principalement du temps de simulation et de la précision requise [100].

Un reflectarray, en plus d'être une structure de grande taille, possède des contraintes multi-échelles. En effet, contrairement aux antennes réflecteurs, son analyse nécessite une modélisation très fine de sa surface réfléchissante qui est composée d'une multitude d'éléments rayonnants de petites tailles (généralement inférieures à une demie longueur d'onde). Ainsi, le maillage permettant une bonne description de ces éléments n'est pas adapté à la simulation globale de la surface réfléchissante (généralement plusieurs dizaines de longueurs d'onde).

Dans le cadre de l'activité « Antenna Software » du réseau d'excellence européen ACE, une action d'évaluation des outils de modélisation d'antennes a été engagée pour l'analyse d'un reflectarray complet, proposé par l'IETR en collaboration avec Thales Alenia Space [101], sur une bande de [12 – 13] GHz.

Quatre outils ont été utilisés : FDTD (Finite Difference Time Domain – 3D), SR3D (équations intégrales – 3D), UPVFMS (méthode des moments rapide – 2,5D) et une méthode des moments multirésolution (2,5D). L'efficacité de chaque méthode en termes de prédiction et de temps de calcul a été évaluée. Les outils de 2,5D se sont révélés particulièrement adaptés à l'analyse du reflectarray avec des temps de simulation très faibles comparés aux outils 3D et une très bonne précision. Cependant, la complexité de la géométrie des cellules peut remettre en question les hypothèses de simulation de

ces outils (MEMs, cavités, etc.) et nécessite le recours à de véritables outils 3D.

1.4.1.2 Approches Segmentaires

Principe

L'analyse d'un reflectarray de grande taille par une approche globale nécessite d'importantes ressources informatiques. Pour les réduire, l'alternative consiste à utiliser une approche segmentaire du problème.

Le principe est de simuler séparément le comportement de chaque cellule élémentaire composant la surface du réseau. Le diagramme de rayonnement global du reflectarray est ensuite reconstruit par superposition du diagramme de chaque cellule.

Les ressources informatiques nécessaire sont alors bien moins importantes. En revanche, les effets de couplages au sein du réseau ne peuvent être pris en compte aussi précisément qu'avec l'approche globale par exemple. Les hypothèses utilisées pour modéliser la cellule élémentaire ont donc un impact important sur la qualité de la prédiction des performances du reflectarray.

Les trois sections suivantes présentent trois hypothèses de simulation qui peuvent être utilisées pour la modélisation de la cellule élémentaire.

Approche « Cellule Environnée »

L'approche environnée pour l'analyse des reflectarrays a été développée à l'IETR par Marie-Anne Milon avec un outil 3D (FDTD) lors de la sa thèse soutenue en 2007 [102].

Cette méthode consiste à étudier le comportement d'une cellule élémentaire en présence des plus proches cellules voisines qui l'entourent au sein du reflectarray [103, 104]. La figure 1.23 présente une cellule simulée avec l'approche environnée dans le cas d'une maille carrée.

Le champ rayonné représente alors la réponse de 9 cellules lorsque seule la cellule centrale est excitée. Pour une prise en compte plus fine des couplages, on peut prendre en compte un plus grand nombre de cellules : 25 cellules pour deux couronnes, 42 pour trois couronnes, et ainsi de suite.

L'approche environnée offre une représentation réaliste d'une cellule au sein d'un reflectarray. Un avantage supplémentaire de cette méthode est qu'elle permet de calculer le rayonnement de la cellule environnée dans n'importe quelle direction et sous n'importe quelle incidence.

Le point faible de cette méthode vient du fait que plusieurs cellules doivent être modélisées. Les ressources informatiques nécessaire à sa mise en œuvre peuvent donc devenir conséquentes.

Approche « Cellule Isolée »

Pour l'approche *isolée* [105, 106], une seule cellule est modélisée. Cette approche est basée sur l'hypothèse de faible couplage entre les cellules élémentaires.

Cette méthode est obtenue en simulant le comportement de la cellule élémentaire sans effet de couplage. La cellule est supposée rayonner en espace libre ce qui nécessite l'utilisation de conditions

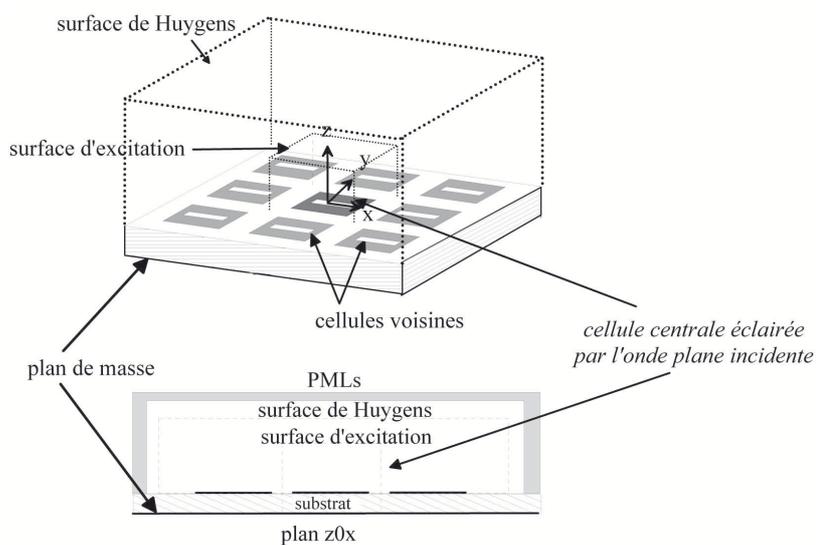


FIGURE 1.23 – Simulation d'une cellule avec l'approche environnée

absorbantes en périphérie du volume de calcul (parois latérales dans la figure 1.24). Elle est éclairée par une onde plane sous l'incidence désirée.

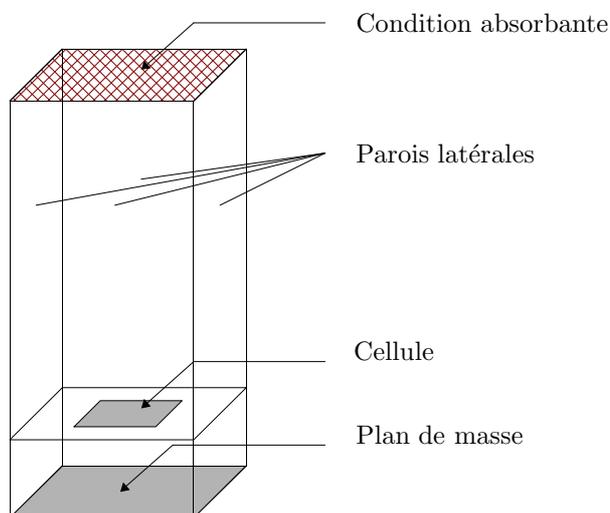


FIGURE 1.24 – Simulation d'une cellule avec l'approche isolée ou l'approche Floquet

Cette méthode est valable lorsque les effets de couplage entre les éléments du réseau sont restreints (utilisation d'une cavité ou d'une grande maille par exemple). On peut noter que cette méthode fut longtemps la seule disponible dans les outils de simulation électromagnétique commerciaux. Avec l'évolution de ces outils, l'utilisation de la méthode « cellule isolée » est devenue marginale, pour laisser place à l'utilisation des conditions Floquet.

Utilisation de Conditions de Floquet

Pour cette approche, on fait l'hypothèse que le déphasage produit par une cellule unitaire entourée de cellules de différentes tailles (cas d'un reflectarray) peut être approchée en considérant une cellule placée au sein d'un réseau infini périodique de cellules toutes identiques [107, 108].

La simulation de la cellule nécessite donc l'utilisation de conditions périodiques en périphérie du volume de calcul (parois latérales dans la figure 1.24).

Ce « réseau » de cellules est éclairée par une onde plane incidente. Le champ rayonné par un tel réseau peut être écrit comme une somme finie d'ondes planes et un nombre infini d'ondes évanescentes. Pour garantir qu'une seule onde plane ne se propage, l'angle d'incidence ne doit pas dépasser un angle limite θ_0 défini par :

$$\theta_0 = \sin^{-1} \left(\frac{1 - m}{m} \right) \quad (1.4-1)$$

où m correspond à la taille de la maille qui est exprimée en longueur d'onde. Les coefficients de réflexion/transmission de la cellule déphaseuse peuvent ainsi facilement être définis pour des polarisations et des incidences quelconques, si la condition $\theta_i < \theta_0$ est respecté.

Avec cette approche, le calcul des coefficients de réflexion n'est valable que dans la direction spéculaire. De plus, il faut noter que l'utilisation de ces hypothèses de simulation implique une certaine périodicité des cellules à la surface du réseau. Dans un reflectarray réel, chaque élément est différent ce qui engendre une limitation dans la validité de cette méthode. Malgré tout, l'utilisation des hypothèses de Floquet a été éprouvée dans la littérature [31, 38, 109, 110].

Choix de l'Approche

Le dimensionnement de la géométrie des cellules déphaseuses dans le reflectarray sera réalisé ici avec une approche segmentaire. Chaque cellule est modélisée séparément avec l'approche *isolée* ou *Floquet* en tenant compte de l'incidence réelle dans le réseau (influence non négligeable de l'incidence sur la réponse en phase de la cellule [31]). Par la suite, l'approche *Floquet* est préférée pour sa rapidité de simulation et la prise en compte d'effets de couplage entre cellules.

1.4.2 Évaluation des Outils de Simulation

1.4.2.1 Cellule et Outils Étudiés

Pour simuler les éléments rayonnants, de nombreux outils de simulation sont disponibles. Le type de structure et la bande de fréquences dans laquelle on souhaite obtenir les performances conditionnent l'outil à utiliser [111].

Les outils de simulation 3D peuvent simuler tous types de structure. On peut citer quelques logiciels comme Ansoft HFSS (domaine fréquentiel) et CST (domaine fréquentiel ou temporel) pour les logiciels commerciaux. Un outil de simulation dans le domaine temporel (FDTD) a été développé

en interne au laboratoire (IETR). Tout comme CST, cet outil présente l'avantage de procurer le comportement de la structure considérée sur une large bande de fréquences à partir d'une seule simulation.

Le problème de ces outils 3D vient du fait qu'ils sont, en règle générale, très gourmands en ressources informatiques, contrairement aux outils de simulation 2,5D. Ces derniers sont particulièrement adaptés à la modélisation de structures planaires. Ces outils utilisent typiquement des méthodes fréquentielles, qui permettent d'obtenir rapidement les performances de la structure sur une bande étroite de fréquence. Parmi les logiciels commerciaux, on peut citer Ansoft Designer et IE3D.

Avant le début de cette étude, différents outils disponibles en 2,5D et 3D (Ansoft Designer, MIX3, SCT, Ansoft HFSS et FDTD) ont été évalués pour la modélisation d'une cellule déphaseuse de type patch en technologie microruban. Neuf cellules caractéristiques monopolarisées ont été définies et sont présentées sur la figure 1.25. Leurs géométries ont été choisies de manière à avoir différents états de résonance.

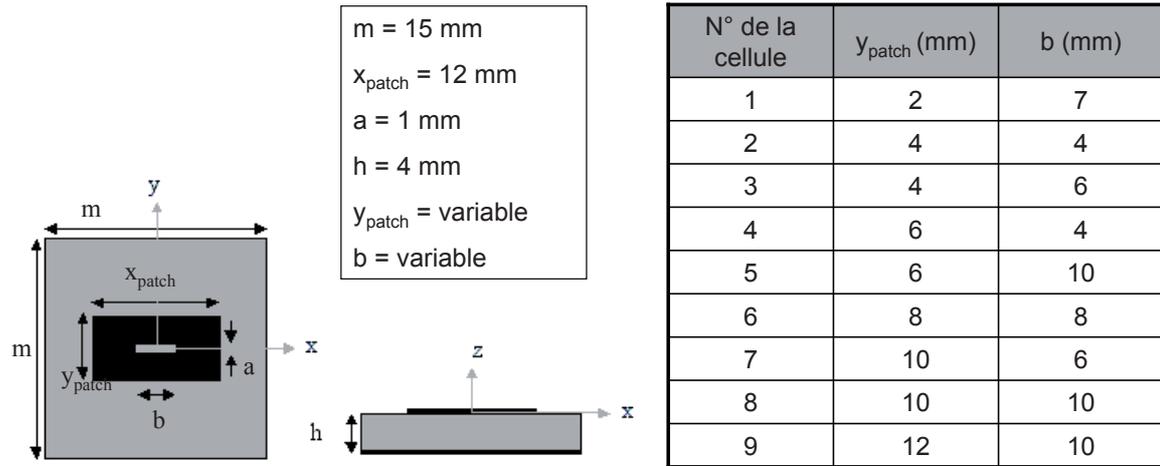


FIGURE 1.25 – Cellules déphaseuses monopolarisées, en technologie microruban, constituées d'un patch chargé par une fente, étudiées sur une bande de $[11,7 - 12,5]$ GHz sous incidence normale (substrat air $\varepsilon_r \simeq 1$)

1.4.2.2 Résultats

Une première étude a été réalisée pour comparer le comportement simulé de ces cellules avec Ansoft HFSS et le code FDTD (IETR), en incidence normale, sur une bande de $[11,7 - 12,5]$ GHz. L'approche infinie périodique est utilisée. Les résultats sont présentés sur la figure 1.26.

L'écart moyen entre les phases simulées avec ces deux outils est de 4° . Cependant, ces écarts ne sont pas équivalents pour toutes les cellules, avec une différence maximale de 14° pour la 5^e cellule.

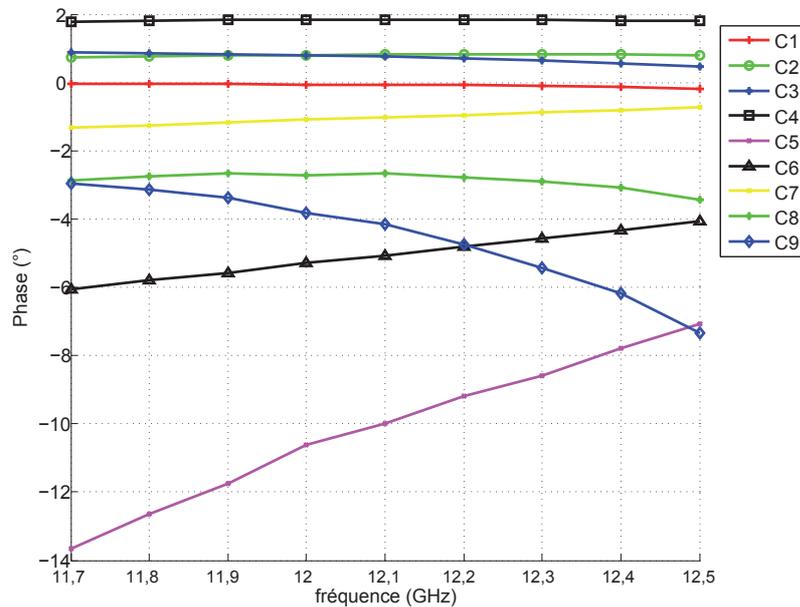


FIGURE 1.26 – Différence de phase obtenue entre HFSS et FDTD pour chacune des cellules étudiées (C1 à C9)

Il a été montré que les écarts sont d'autant plus grands que la cellule est résonante [102]. Ceci peut être expliqué par le fait qu'un léger décalage dans l'estimation de la fréquence de résonance de la cellule peut induire une différence de phase importante à une fréquence proche de la fréquence de résonance.

L'incidence a aussi un impact sur la réponse en phase des cellules déphaseuses [31, 112]. Par conséquent, les outils sont également évalués en incidence oblique.

Ansoft HFSS V10 ne permet pas d'obtenir directement les coefficients de réflexion d'une cellule en incidence oblique. Il a donc fallu développer une procédure pour extraire ces coefficients. Pour ce faire, la cellule est éclairée par une onde plane dans la direction d'incidence souhaitée. Ensuite, la matrice de réflexion de la cellule, Γ (définie dans la section 1.2-1), est calculée en comparant le champ incident et le champ réfléchi dans le plan de la cellule⁽⁶⁾. La procédure développée n'est valide que lorsque le mode fondamental se propage seul. Pour les cellules étudiées, avec une taille de maille de 15 mm, l'incidence maximale avant d'être perturbé par les modes supérieurs de Floquet est de $40,8^\circ$ à 12,1 GHz (équation 1.4-1).

Les 9 cellules sont donc modélisées en incidence oblique (variant de 0 à 40° par rapport à la normale). Les résultats ont été comparés avec ceux obtenus par la méthode SCT du LAAS à Toulouse [113] et Ansoft HFSS associés tous deux à des conditions périodiques. Le tableau 1.2 présente la comparaison entre l'outil SCT et l'outil HFSS.

L'écart moyen tend à augmenter avec l'incidence (θ_i). Il est, par exemple, de $3,1^\circ$ à $\theta_i = 0^\circ$, de

(6). Situé au centre de la maille au niveau de la couche du patch (section 1.2.1)

Configuration n°	$\theta_i = 0^\circ$	$\theta_i = 10^\circ$	$\theta_i = 20^\circ$	$\theta_i = 30^\circ$	$\theta_i = 40^\circ$	Moyenne
1	0,54	0,49	0,22	0,32	0,06	0,33
2	0,61	1,21	1,32	1,75	1,36	1,25
3	1,16	1,12	2,3	3,21	2,98	2,15
4	2,12	2,84	4,83	7,33	7,58	4,94
5	6,44	7,11	8,09	11,01	13,33	9,20
6	2,78	2,23	1,5	1,77	14,19	4,49
7	1,61	2,52	5,93	15,21	44,87	14,03
8	7,96	9,8	14,19	18,9	22,66	14,70
9	4,32	10,4	21,09	31,38	44,15	22,27
Moyenne	3,06	4,19	6,61	10,10	16,80	

TABLE 1.2 – Différences entre les phases simulé avec HFSS et SCT (en $^\circ$)

6,6° à $\theta_i = 20^\circ$ et de 16,8° à $\theta_i = 40^\circ$. Des résultats similaires ont été obtenu en comparant ces outils avec la FDTD dans [102].

Des études similaires ont permis de valider l’outil MIX3 [114], un outil interne en 2,5D développé chez Thales Alenia Space (Toulouse). Grâce à sa rapidité et sa précision, il a finalement été choisi pour la génération de bases de données stockant la matrice de réflexion des cellules déphaseuses avec des hypothèses de Floquet.

1.4.3 Outils de Synthèse

Dans cette thèse, nous nous intéressons plus précisément à la synthèse des reflectarrays. La synthèse a pour but de concevoir et dimensionner une antenne de manière à respecter les spécifications en termes d’encombrement, de diagrammes de rayonnement, etc.

Dans le cas des reflectarrays, ceci consiste :

- premièrement, à optimiser la configuration d’antenne (position et orientation de la source et du panneau réflecteur).
- deuxièmement, à définir la loi de phase à réaliser dans l’ouverture pour obtenir le diagramme de rayonnement spécifié.

Les performances à réaliser par chaque cellule du réseau sont définies à partir de techniques de synthèse de diagrammes de rayonnement. La méthode nommée *intersection approach* [115, 116] peut être utilisée. Lors de cette synthèse, il faut tenir compte d’une caractéristique particulière des reflectarrays. En effet, la distribution en amplitude à la surface du réseau est principalement fixée par l’illumination de la source. En revanche, la distribution de phase du champ dans l’ouverture est gouvernée par le déphasage apporté par chacune des cellules déphaseuses. La synthèse des reflectarrays est donc classiquement mise en œuvre en ne tenant compte que de la phase à réaliser (terme usuel : « phase only synthesis »).

- et troisièmement, à dimensionner chacune des cellules déphaseuses composant la surface réflec-

trice du réseau.

La géométrie de cellule qui permet de satisfaire la loi de phase désirée est retenue pour chaque élément du réseau, formant ainsi le layout du reflectarray.

1.5 Conclusion

Ce premier chapitre a permis d'introduire le concept et les avantages des reflectarrays (peu encombrants, légers et faibles coûts).

Ce type d'antenne est caractérisé par le contrôle de la phase dans l'ouverture grâce à un réseau de cellules déphaseuses. Différents types de cellules déphaseuses, en technologies microruban, ont été exposés pour les reflectarrays passifs et actifs et pour des applications en mono et bipolarisation.

Les outils classiquement utilisés pour l'analyse et la synthèse ont été présentés. Dans cette thèse, l'outil de synthèse développé est basé sur une approche segmentaire. L'outil 2,5D MIX3, développé à Thales Alenia Space, est associé à des conditions périodiques (hypothèses Floquet) pour obtenir les coefficients de réflexion des cellules déphaseuses utiles lors de la génération du layout.

On peut noter que lors de l'analyse des outils de simulation, il est apparu que l'incidence de l'onde qui excite la cellule influe sur la phase simulée par les différents outils évalués. Cette diversité nous pousse donc à être prudent sur la valeur des phases simulées quand l'incidence de l'onde est importante.

Chapitre 2

Synthèse de Reflectarrays

Sommaire

2.1	Introduction	48
2.2	Notions de Base pour la Synthèse d'un Reflectarray	49
2.2.1	Phases désirées et réalisées	49
2.2.2	Définition des Éléments du Réseau	49
2.2.3	Base de Données	50
2.3	Présentation Global du Processus de Synthèse	51
2.4	Loi de Phase et Condition Initiale	53
2.5	Génération des Ensembles des Possibles	53
2.5.1	Principe Général	53
2.5.2	Mise en Œuvre	55
2.6	Stratégie de Sélection de Cellules	59
2.6.1	Principe	59
2.6.2	Définition des Stratégies Utilisées	60
2.7	Caractérisation a Posteriori des Layouts Synthétisés	65
2.7.1	Pourquoi les Caractériser?	65
2.7.2	Indicateurs pour la Caractérisation des Layouts	66
2.8	Conclusion	67

2.1 Introduction

Depuis plusieurs années, l’Institut d’Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) est impliqué dans la définition d’outils appliqués à l’analyse et la synthèse des reflectarrays. L’objectif de cette étude, réalisée en partenariat avec Thales Alenia Space, est de développer un outil de synthèse appliqué dédié à la génération de layouts de reflectarrays.

Pour synthétiser un reflectarray, il faut tout d’abord définir la configuration d’antenne (position de la source et du réflecteur – figure 1.7). La loi de phase à appliquer dans l’ouverture est calculée pour respecter les spécifications en termes de diagramme de rayonnement. Cette loi tient compte du fait que, dans le cas des reflectarrays, les cellules déphaseuses contrôlent principalement la phase dans l’ouverture rayonnante, l’amplitude étant principalement fixée par l’illumination par la source. Pour finir, la géométrie de cellules déphaseuses, pour chaque élément du réseau, est définie pour respecter la loi de phase désirée (synthèse de type *phase only*). Le layout du reflectarray est ainsi généré.

L’étape de détermination de la géométrie des cellules déphaseuses est un problème complexe. Le développement d’un outil réalisant la génération de layouts est présenté dans ce chapitre.

Le principal défi vient du fait qu’une infinité de layouts peut réaliser une même loi de phase spécifiée. En effet, plusieurs géométries de cellule déphaseuse permettent de réaliser un état de phase donné. Ceci apporte une flexibilité au processus de synthèse, mais rend du même coup sa complexité plus importante. Par exemple, pour une configuration d’antenne d’ouverture $22\lambda \times 22\lambda$ à 14,25 GHz et une cellule de type patch chargé par des fentes, il a été identifié que, pour une loi de phase donnée, il est possible de générer $6,45 \cdot 10^{3187}$ layouts différents! Ce nombre est obtenu par la simple multiplication du nombre de géométries de cellule déphaseuse disponible pour chaque élément du réseau.

La fonction de l’outil développé dans cette thèse est donc de sélectionner au mieux les cellules constituant le réseau pour s’approcher de la configuration optimale du layout.

Les entrées/sortie de l’outil de *définition de layouts* sont présentées sur la figure 2.1.

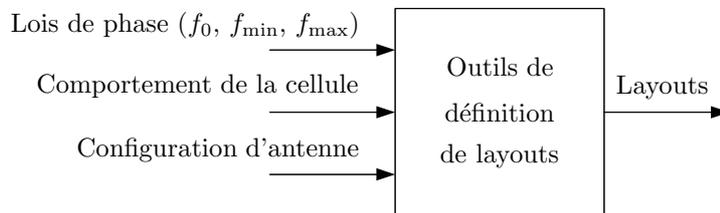


FIGURE 2.1 – Définition des entrées/sortie de l’outil de *définition de layouts*

La meilleure configuration d’antenne est définie par un outil amont développé par Thales Alenia Space. Les lois de phase (à plusieurs fréquences) permettant de réaliser les diagrammes de rayonnement spécifiés sont définies par un outil de synthèse de diagramme de rayonnement et fournis

également par Thales Alenia Space. Par ailleurs, des bases de données décrivant le comportement des cellules pour une large gamme de paramètres géométriques sont générées avec l'outil MIX3. À partir de ces données, l'outil développé dans cette thèse génère des layouts en définissant la géométrie des cellules déphaseuses appropriées pour respecter au mieux les spécifications. Cet outil se veut général au sens où il est indépendant de la cellule déphaseuse, de la maille et du nombre de fréquences considérées.

L'objectif de ce chapitre est de présenter cet outil de synthèse, dédié à la génération de layouts pour reflectarrays.

2.2 Notions de Base pour la Synthèse d'un Reflectarray

2.2.1 Phases désirées et réalisées

Quelques notions doivent être précisées avant la présentation du processus de synthèse.

L'outil de *définition de layouts* utilise une synthèse de type « phase only synthesis ». La matrice de réflexion (section 1.2.1.1) de la cellule est donc réduite à un coefficient réel correspondant à la phase du coefficient de réflexion de la polarisation directe dans le repère de l'antenne (O_a, x_a, y_a, z_a) – section 1.1.4.1.

Il est nécessaire de définir deux notions de phase intervenant lors de la synthèse des reflectarrays : *phases désirées* et *phases réalisées*.

Les *phases désirées* à la surface du réseau correspondent aux phases à appliquer dans l'ouverture de l'antenne pour obtenir le diagramme de rayonnement spécifié. Lors de la synthèse du reflectarray, la géométrie des cellules qui composent la surface du réseau est définie. La phase réfléchi par chacune de ces cellules est appelée *phase réalisée*.

En simulation, la *phase réalisée* est obtenue avec des hypothèses de périodicité (Floquet), ce qui ne rend pas compte de l'environnement réel de la cellule dans un reflectarray. Par conséquent, à la fréquence d'optimisation, les phases *désirées* et *réalisées* sont identiques en simulation, mais risquent d'être différentes en mesure.

La synthèse idéale d'un reflectarray résulte dans le choix de configurations de cellule dont les phases *réalisées* sont identiques à celles *désirées* à toutes les fréquences considérées. Mais, concrètement, des différences apparaissent à la fois en simulation et en mesure.

2.2.2 Définition des Éléments du Réseau

Par la suite, un reflectarray composé de $L \times C$ éléments est considéré (soit N éléments). La position des éléments à la surface d'un reflectarray carré ($L = C$) est présentée sur la figure 2.2.

L'élément positionné en (j, k) dans le réseau (figure 2.2) est référencé par un indice unique i compris entre 0 et $N - 1$. La cellule dont l'indice i est égal à 0 correspond à la cellule de référence

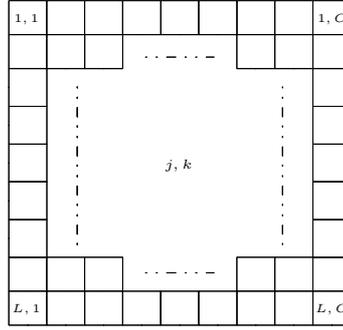


FIGURE 2.2 – Indices de la position des éléments rayonnants d'un réseau à maille carrée

et est prise au centre du réseau.

La position de chaque élément du réseau conditionne à la fois l'incidence de l'onde qui l'éclaire et la phase qu'il doit réaliser. L'élément i est éclairé par une onde formant un angle (θ_i, ϕ_i) dans le repère de la cellule. L'élément i doit rayonner une phase notée $\Phi_i^{\text{des}}(f)$ à la fréquence f pour respecter la loi de phase désirée dans l'ouverture.

Après la synthèse d'un reflectarray, chaque élément du réseau est réalisé à l'aide d'une cellule déphaseuse, dont sa géométrie est définie. Le vecteur PG (équation 2.2-1) représente l'ensemble des paramètres géométriques. Chaque paramètre est noté pg_l (avec l allant de 1 à P) et définit la géométrie de la cellule déphaseuse.

$$\text{PG} = \begin{pmatrix} \text{pg}_1 \\ \vdots \\ \text{pg}_P \end{pmatrix} \quad (2.2-1)$$

La phase réalisée par la configuration choisie pour l'élément i à la fréquence f est notée $\Phi_i^{\text{real}}(f)$.

2.2.3 Base de Données

Dans le but de rendre le processus de synthèse efficace et surtout rapide pour la génération de plusieurs layouts, les coefficients de réflexion de la cellule déphaseuse (matrice de réflexion Γ définie par la relation 1.2-1) sont simulés pour différentes incidences, géométries et fréquences, puis stockés dans une base de données.

La génération d'une telle base est réalisée en échantillonnant les paramètres géométriques (pg_l) d'une cellule déphaseuse donnée et exige d'importantes ressources informatiques (principalement en temps de calcul). En effet, les bases de données que nous utilisons nécessitent environ 37 000 simulations électromagnétiques. Cependant, ce nombre important de simulations est à remettre dans le contexte de la synthèse des reflectarrays qui peuvent être composés de plusieurs dizaines de milliers d'éléments.

Pour le cas où un outil de simulation électromagnétique est utilisé pour la caractérisation de chaque élément d'un reflectarray, le temps de simulation dépend de la taille du réseau considéré et se cumule pour chaque reflectarray synthétisé.

En utilisant une base de données, le nombre de simulations électromagnétiques est fixé une fois pour toute, quels que soient la taille du réseau et le nombre de layouts générés. Le temps de simulation nécessaire pour synthétiser des reflectarrays n'est ensuite dû qu'à des opérations d'interpolation dans la base. Ce choix est donc justifié dans le contexte de la synthèse de reflectarrays.

Deux choix sont possibles quant au pas d'échantillonnage à utiliser pour générer la base de données. Le premier est de générer une base avec des pas d'échantillonnage relâchés de manière à limiter à la fois le temps de simulation et la taille de stockage de cette base. Cette solution nécessite cependant l'utilisation d'une interpolation élaborée et donc complexe pour extraire les données lors de la synthèse. La deuxième solution consiste en un échantillonnage plus précis des paramètres permettant d'utiliser une interpolation plus basique. Le temps de calcul et la taille de la base sont alors plus importantes, mais les imprécisions liées à l'interpolation seront moindres.

Le logiciel 2,5D, MIX3, est rapide et précis, ce qui autorise la génération de bases de données conséquentes. La deuxième solution est donc choisie. MIX3 est utilisé pour générer des bases de données stockant la matrice de réflexion Γ de plusieurs configurations de cellule sous différentes incidences et fréquences. Ces différentes configurations sont obtenues en échantillonnant uniformément les paramètres géométriques définissant la cellule déphaseuse considérée. Le pas d'échantillonnage est choisi assez fin pour assurer la possibilité d'utiliser une interpolation linéaire (pour les paramètres géométriques et pour l'incidence).

Il faut noter que tout changement du motif de la cellule, du substrat ou encore de la bande de fréquences nécessite la génération d'une nouvelle base de données.

2.3 Présentation Global du Processus de Synthèse

Le schéma fonctionnel détaillé de l'outil de synthèse développé est exposé sur la figure 2.3.

Trois blocs se dégagent du schéma fonctionnel de l'outil de génération de layouts préliminaires. Dans l'ordre d'utilisation lors de la synthèse d'un reflectarray, il y a tout d'abord l'outil de génération des lois de phase désirées (en trois points de fréquences) en fonction : des lois de phase fournies à ces fréquences et de la valeur des conditions initiales (Φ_0, σ_0) . Une fois la loi de phase désirée à la fréquence d'optimisation générée, toutes les configurations de cellule qui la respectent sont stockées grâce à l'outil de génération de l'ensemble des possibles. Pour finir, l'outil de sélection de cellules génère un layout en choisissant une configuration, parmi celles qui sont stockées, pour chaque élément du réseau.

La mise en œuvre des différentes briques composant l'outil de génération de layouts préliminaires est présentée dans la suite de ce chapitre.

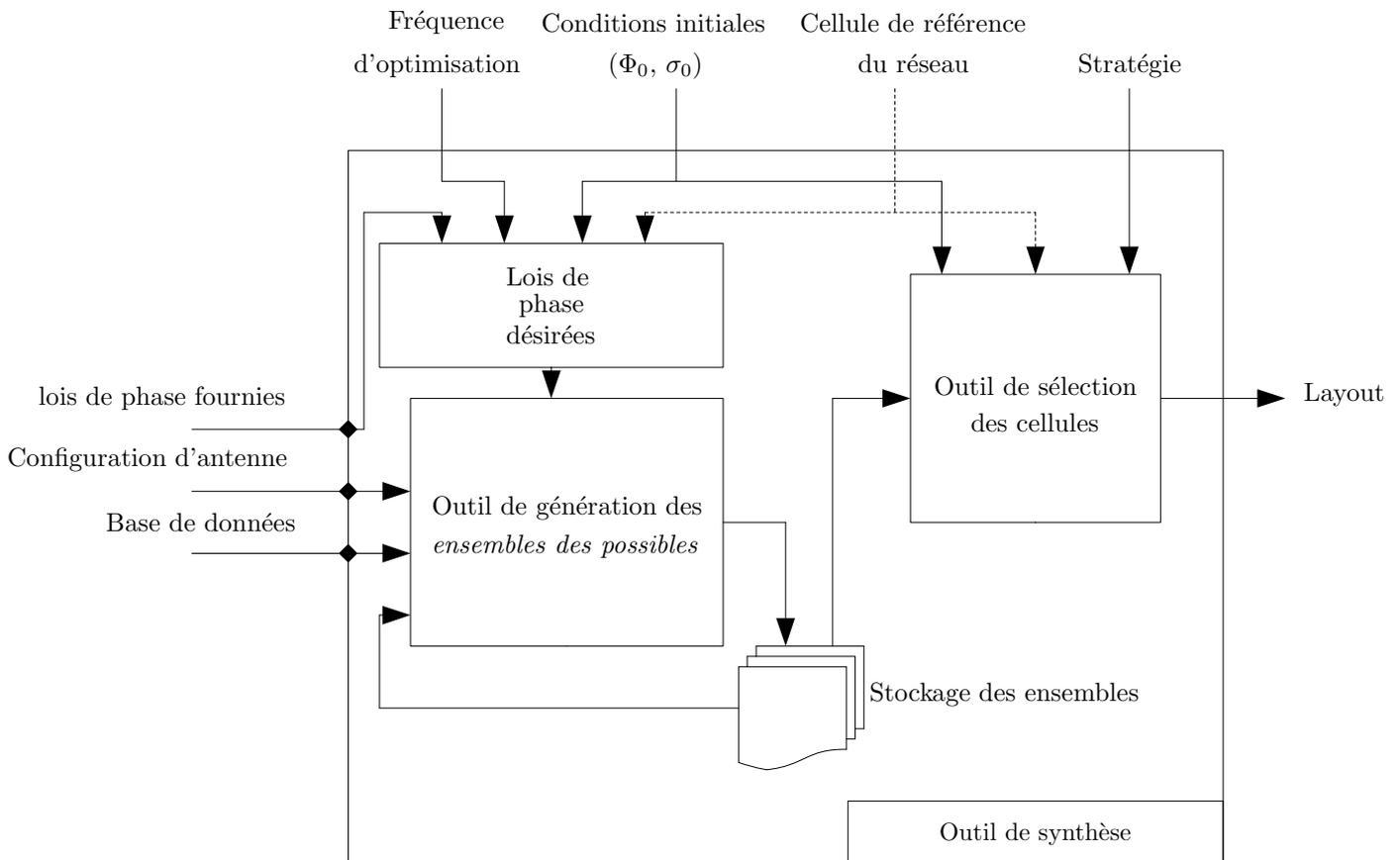


FIGURE 2.3 – Schéma fonctionnel détaillé de l'outil de synthèse

2.4 Loi de Phase et Condition Initiale

La loi de phase à réaliser dans l'ouverture tient compte de la configuration d'antenne, du diagramme de rayonnement de la source primaire et du diagramme de rayonnement spécifié pour l'antenne. La loi de phase fournie est générée en amont par Thales Alenia Space et est notée pour l'élément i à la fréquence f : $\Phi_i^{\text{loi}}(f)$.

Dans la section 1.2.2, la loi de phase désirée dans l'ouverture est définie en fonction de la *condition initiale* : Φ_0 . Pour obtenir la loi de phase désirée en fonction de la loi de phase fournie, il faut affecter un décalage de phase, $\phi^{\text{offset}}(f)$:

$$\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f) = \Phi_i^{\text{loi}}(f) + \phi^{\text{offset}}(f) \quad (2.4-1)$$

où $\phi^{\text{offset}}(f)$ est défini, à la fréquence d'optimisation f_0 , par :

$$\phi^{\text{offset}}(f_0) = \Phi_0 - \Phi_{\text{cell}_0}^{\text{loi}}(f_0) \quad (2.4-2)$$

L'offset de phase est constant pour tous les éléments du réseau.

Pour le cas où le reflectarray est composé de plusieurs panneaux (cas dans le chapitre 3), la valeur $\phi^{\text{offset}}(f_0)$ est calculée à l'aide de la phase de la cellule de référence, prise au centre du panneau central. La loi de phase désirée pour chacun des panneaux est ensuite obtenue par la relation 2.4-1.

Une fois que la loi de phase désirée est calculée pour chaque élément du réseau à la fréquence d'optimisation, il faut obtenir toutes les configurations de cellule qui la réalise. Cet aspect est traité dans la section suivante.

2.5 Génération des Ensembles des Possibles

2.5.1 Principe Général

Les reflectarrays sont optimisés à une fréquence (fréquence d'optimisation) notée f_0 . Autrement dit, à cette fréquence, les reflectarrays synthétisés respectent parfaitement, en simulation avec des hypothèses Floquet, la loi de phase désirée dans l'ouverture. Par conséquent, l'objectif est de déterminer « Toutes » les configurations de cellules possibles dont la phase $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{real}}(f_0)$ satisfait la phase désirée $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$ pour chaque élément du réseau à la fréquence d'optimisation :

$$\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{real}}(f_0) = \Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0) \quad \text{pour } 0 \leq i \leq N - 1 \quad (2.5-1)$$

où N est le nombre d'éléments du réseau.

L'ensemble des configurations qui respecte cette relation est appelé *ensembles des possibles*. Il est défini en fonction de la condition initiale Φ_0 et est noté, pour l'élément i :

$$E_i[\Phi_0] \quad \text{pour } 0 \leq i \leq N - 1 \quad (2.5-2)$$

Un exemple de détermination d'*ensembles des possibles* est présenté sur la figure 2.4. Pour cet exemple, un reflectarray carré est considéré. La loi de phase désirée à la surface du reflectarray (déphasages à réaliser par chaque élément) y est représentée à la fréquence de $f = 14,25$ GHz, pour $\Phi_0 = 200^\circ$ (figure 2.4 – bas). On souhaite réaliser cette loi de phase avec une cellule de type patch chargé par des fentes. Le nombre de configurations de cellule qui réalisent une phase donnée (ici quantifiée par gamme de 20°) est représenté sur les deux figures 2.4 du haut et sont appelées *distributions en phase*. Ces distributions sont obtenues pour une cellule déphaseuse dont la géométrie est discrétisée en 1074 configurations, pour deux incidences (incidence normale et oblique) représentées par (θ_i, ϕ_i) .

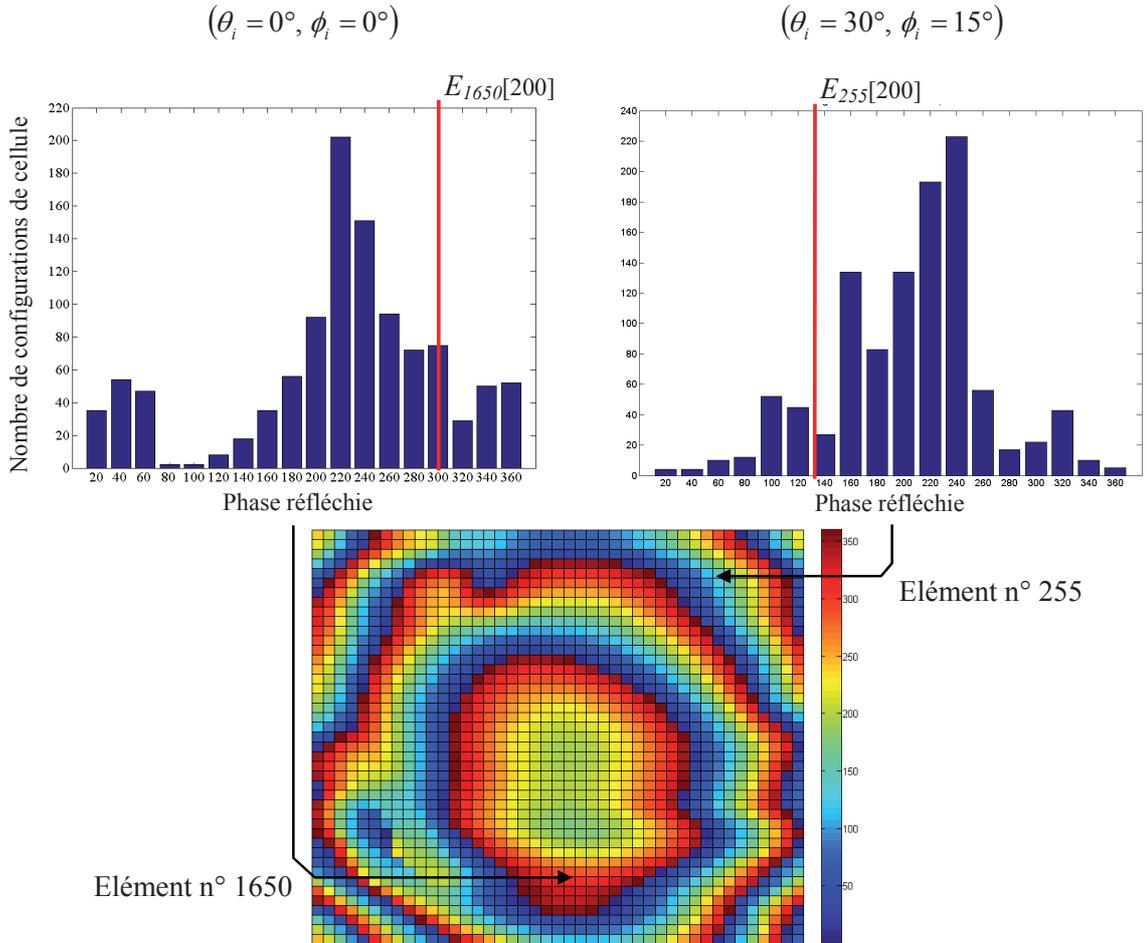


FIGURE 2.4 – Exemple de détermination de deux ensembles de configurations pour deux éléments d'un reflectarray ayant une taille de maille de $0,5\lambda$ à une fréquence $f = 14,25$ GHz

On peut remarquer que la distribution en phase de ces cellules n'est pas uniforme et dépend de l'incidence.

Deux éléments dans le réseau sont éclairés avec les incidences précédentes : le 255^e élément avec $(\theta_i = 30^\circ, \phi_i = 15^\circ)$ et le 1650^e avec $(\theta_i = 0^\circ, \phi_i = 0^\circ)$. Les phases à réaliser par ces deux éléments sont respectivement $\Phi_{255}^{\text{des}} = 140^\circ$ et $\Phi_{1650}^{\text{des}} = 314^\circ$. Une ligne rouge est ajoutée sur les distributions en phase pour indiquer la phase désirée pour l'élément correspondant. Pour cet exemple, l'ensemble E_{255} [200] est composé de 27 configurations de cellule qui respectent la phase Φ_{255}^{des} . 76 configurations sont disponibles pour le 1650^e élément.

L'*ensemble des possibles* est calculé pour chacun des éléments du réseau pour une valeur Φ_0 donnée et doit être recalculé pour tout autre valeur. Ainsi, l'ensemble de possible E_{255} [200] est différent de E_{255} [0].

2.5.2 Mise en Œuvre

La détermination des *ensembles des possibles* est basée sur l'utilisation d'une base de données. 5 étapes sont identifiées pour extraire les configurations de cellule respectant la phase désirée à la fréquence d'optimisation et sont présentées dans cette partie.

Pour illustrer la mise en œuvre de la détermination des ensembles des possibles, on considère une base de données composée de M configurations de cellule. La manière dont la base est construite est expliquée dans la section 2.2.3. Chaque configuration, noté C_k (avec $1 \leq k \leq M$), est définie par un jeu de paramètres géométriques PG.

Pour rappel, l'élément i est défini par la phase à réaliser à la fréquence d'optimisation $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$ et l'angle formé par l'onde incidente sur cet élément (θ_i, ϕ_i) .

Première étape :

Dans cette étape, les coefficients de réflexion des configurations C_k sont déterminés pour l'incidence réelle (θ_i, ϕ_i) . Cependant, dans la base de données, les incidences sont discrétisées et une interpolation sur les angles d'incidence est nécessaire.

Deuxième étape :

Les configurations C_k contenues dans la base sont obtenues en discrétisant les paramètres géométriques pg_l de la cellule. Les phases réalisées par ces configurations sont donc également discrétisées.

L'objectif des futures étapes est donc d'obtenir les configurations de cellule qui réalisent la phase désirée $\Phi_i^{\text{des}}(f_0)$.

Dans cette étape, les configurations qui rayonnent une phase dans un intervalle de phase restreint autour de la valeur désirée sont sélectionnées.

L'intervalle de phase, nommée *Zone d'Observation*(ou *zo*), est défini par : $zo = [\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0) - \Delta\phi; \Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0) + \Delta\phi]$. La valeur $\Delta\phi$ ⁽¹⁾ est définie en fonction de la cellule déphaseuse considérée et du pas d'échantillonnage utilisé pour générer la base de données. Par exemple, une cellule déphaseuse résonante associée à un pas d'échantillonnage relâché nécessitera une plus

grande valeur $\Delta\phi$ que pour le cas d'une cellule peu résonante échantillonnée finement.

Les configurations C_k rayonnant une phase dans la zone d'observation forment un ensemble noté C^{zo} .

Pour illustrer ce point, la phase rayonnée par toutes les configurations C_k de la base de données considérée en incidence réelle (θ_i, ϕ_i) est représentée sur la figure 2.5 en fonction de l'un des paramètres géométriques (pg_l) définissant la cellule comme paramètre de visualisation. Il faut noter que le paramètre de visualisation n'est pas le seul à évoluer entre les différentes configurations.

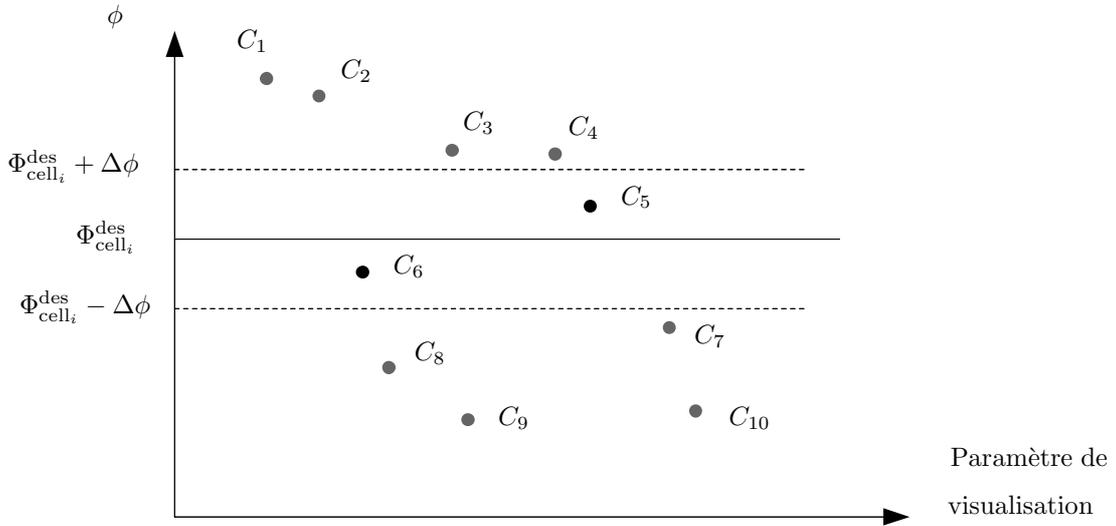


FIGURE 2.5 – Phase des configurations C_k en fonction d'un paramètre de visualisation quelconque (pg_l) de la cellule à la fréquence f_0 avec la zone d'observation située entre les lignes pointillées

La zone d'observation est située entre les deux lignes pointillées. Dans le cas étudié, deux configurations sont situées dans cette zone : $C^{zo} = [C_5, C_6]$.

Troisième étape :

Dans cette étape, la sélection de configurations est élargie pour s'assurer d'obtenir toutes les configurations qui entourent la phase désirée $\Phi_{cell_i}^{des}$.

Pour ce faire, les configurations *adjacentes* à celles se situant dans la zone d'observation ($C_k \in C^{zo}$) sont sélectionnées. Ce nouvel ensemble de configurations est appelé C^{adj} .

Deux configurations sont dites *adjacentes* si un seul paramètre géométrique (pg_l) diffère entre ces deux configurations et que cette différence est égale au pas d'échantillonnage du paramètre en question dans la base de données.

Les configurations *adjacentes* à celles situées dans la zone d'observation sont reliées par des lignes pointillées sur la figure 2.6.

(1). $2\Delta\phi = 60^\circ$ est nécessaire pour le pas d'échantillonnage et le nombre de configurations choisi dans nos applications réelles.

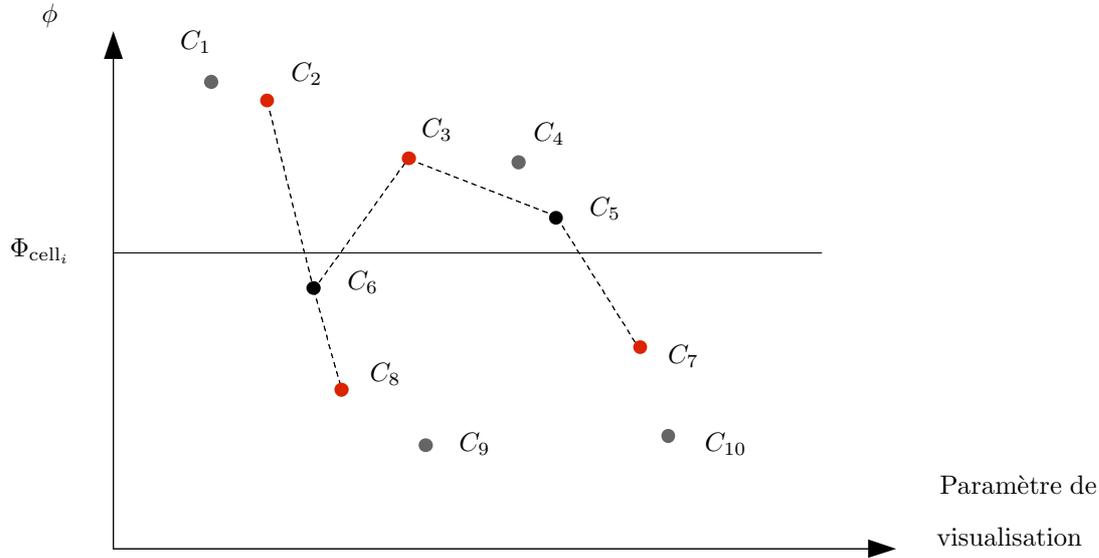


FIGURE 2.6 – Configurations *adjacentes* aux configurations $C_k \in C^{zo}$ reliées par des lignes pointillées

Quatre configurations sont rajoutées. L'ensemble C^{adj} est ainsi composé des configurations C_2 , C_3 , C_5 , C_6 , C_7 et C_8 . La configuration C_4 n'est pas retenue car on rappelle que cette configuration n'est adjacente ni avec C_5 , ni avec C_6 .

Quatrième étape :

Dans cette étape, parmi les couples de deux configurations contenus dans l'ensemble C^{adj} , ceux qui permettent de réaliser une interpolation linéaire vis-à-vis de l'un des paramètre géométrique sont sélectionnés.

La combinaison de 2 configurations C_i et C_j forme un sous-ensemble noté SE_{ij} . Pour qu'il soit valide pour une interpolation, les deux configurations le constituant doivent être *adjacentes* et entourer la phase désirée (le segment pointillé liant deux configurations adjacentes doit couper la droite $\phi = \Phi_{\text{cell}_i}$).

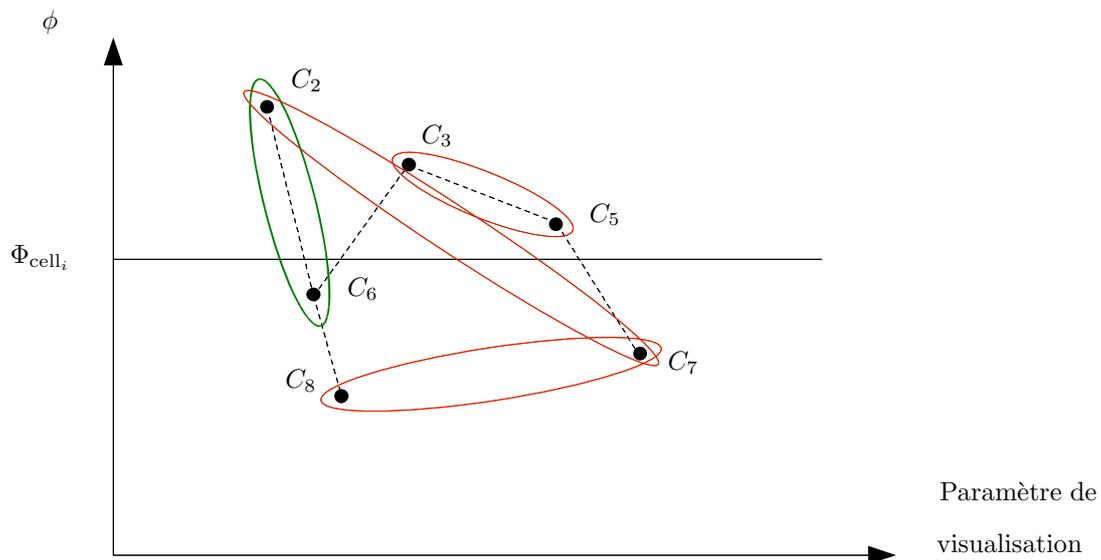
Quatre exemples de sous-ensembles SE_{ij} sont représentés sur la figure 2.7.

Il faut noter que le paramètre utilisé pour la visualisation n'est pas le seul paramètre géométrique à évoluer entre 2 configurations. Ceci explique par exemple que C_8 et C_3 ne sont pas des configurations adjacentes.

Le tableau 2.1 résume la validité des 4 sous-ensembles considérés sur la figure 2.7.

Parmi les 4 sous-ensembles présentés, seul SE_{26} permet de réaliser une interpolation valide sur le paramètre géométrique qui diffère entre les deux configurations C_2 et C_6 . Pour l'ensemble de la base considérée, 3 sous-ensembles peuvent être identifiés comme étant valides : SE_{26} , SE_{36} et SE_{57} .

Cinquième étape :

FIGURE 2.7 – Exemple de 4 sous-ensembles obtenus à partir des configurations $C_k \in C^{\text{adj}}$

Nom du sous-ensemble	Couple de configurations	Configurations adjacentes	Entoure la phase	Sous-ensemble valide
SE ₂₆	$[C_2, C_6]$	✓	✓	oui
SE ₂₇	$[C_2, C_7]$	×	✓	non
SE ₃₅	$[C_3, C_5]$	✓	×	non
SE ₇₈	$[C_7, C_8]$	×	×	non

TABLE 2.1 – Validité des 4 sous-ensembles de la figure 2.7

Les configurations réalisant parfaitement la phase désirée à la fréquence d'optimisation, $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$, peuvent maintenant être interpolées à partir des sous-ensembles SE_{ij} valides définis dans l'étape précédente (figure 2.8).

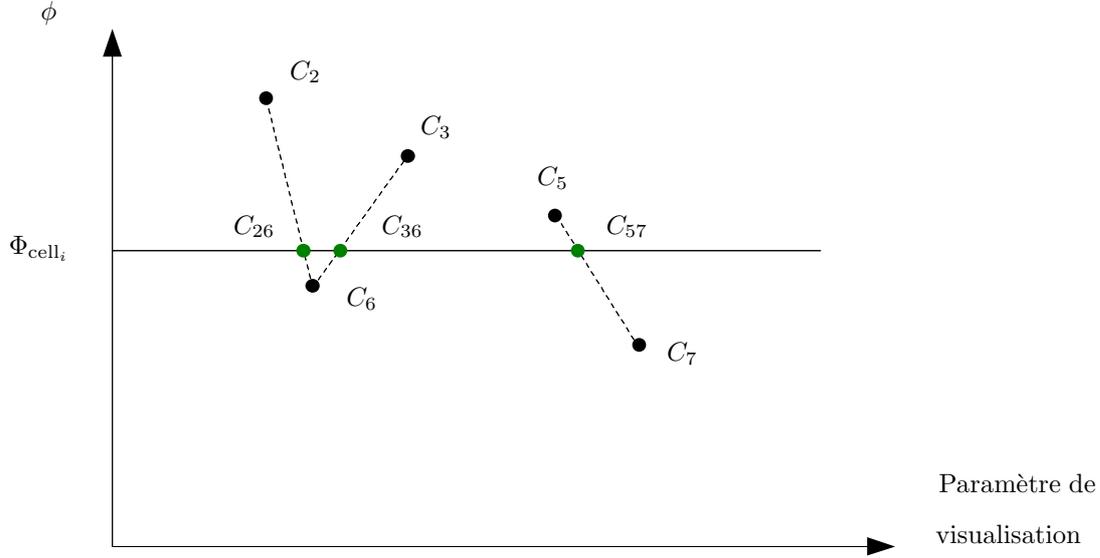


FIGURE 2.8 – Définition des configurations interpolées réalisant parfaitement $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$

Pour finir, dans le cas étudié, 3 configurations sont interpolées à partir des sous-ensembles valides pour la base de données. La configuration interpolée à partir du sous-ensemble SE_{ij} est notée C_{ij} . Elles réalisent la phase $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$. L'ensemble des possibles associé à l'élément i est égal à $E_i[\Phi_0] = [C_{26}, C_{36}, C_{57}]$.

Trois configurations sont donc possibles pour réaliser l'élément i . Lors de la génération du layout, il faudra donc choisir parmi celles-ci. L'outil dédié à cette sélection est présenté dans la section suivante.

Ces cinq étapes doivent être répétées pour déterminer les configurations réalisant la phase désirée à la fréquence d'optimisation pour chaque élément du réseau. Pour l'outil de définition de layout, la détermination des ensembles des possibles est la tâche qui nécessite le plus de ressources informatiques ($\simeq 99\%$ du temps global nécessaire à la génération des layouts).

2.6 Stratégie de Sélection de Cellules

2.6.1 Principe

Une stratégie de sélection définit les règles à suivre lors du choix de la géométrie des cellules. La règle fondamentale est bien sûr de respecter la phase désirée à la fréquence d'optimisation :

$$\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{real}}(f_0) = \Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0) \quad \text{pour } 0 \leq i \leq N - 1 \quad (2.6-1)$$

Cette règle est commune à toutes les stratégies développées. Comme nous l'avons vu, l'ensemble des possibles regroupe toutes les configurations respectant cette condition. De nombreuses configurations de cellule peuvent être choisies lors de la synthèse d'un reflectarray. Dès lors, pour en choisir une en particulier, d'autres règles doivent être établies, ce qui conduit à la détermination de différentes stratégies de sélection de cellule. La description des stratégies développées est présentée en détails dans la suite.

2.6.2 Définition des Stratégies Utilisées

L'étape de la génération d'un layout consiste à déterminer la géométrie des cellules, pour chaque élément du réseau, qui satisfasse au moins la relation 2.6-1. Quatre stratégies de sélection de cellules ont été développées pour la synthèse des reflectarrays :

- *Dispersion* : le but est d'optimiser la bande passante du reflectarray synthétisé. Les layouts générés avec cette stratégie sont appelés « Layouts *D* ».
- *MRC* (pour *Maximization of the magnitude of the direct Reflection Coefficient*) : le but est d'améliorer les performances en termes de rayonnement en limitant les pertes (ohmiques et conversion de polarisation) du reflectarray synthétisé. Ces layouts sont appelés « Layouts *MRC* ».
- *Géométrique* : le but est de maximiser la similarité géométrique entre les cellules composant le layout du reflectarray synthétisé (« Layouts *G* »).
- *Aléatoire* : Aucun critère supplémentaire n'est ajouté. Cette simple « stratégie » servira de référence pour évaluer le gain de performances apporté par les autres stratégies. Les layouts qui résultent de cette sélection sont nommés « Layouts *A* ».

Chaque stratégie de sélection de cellules va maintenant être décrite en détails.

2.6.2.1 *Dispersion*

Cette stratégie est développée pour optimiser la bande passante du reflectarray synthétisé. Dans la littérature, les reflectarrays sont généralement synthétisés avec cet objectif [62, 117, 118, 119].

L'optimisation en *Dispersion* consiste à sélectionner les configurations qui assurent le meilleur accord avec les lois de phase désirées aux extrémités de la bande de fréquences (f_{\min} et f_{\max}). Autrement dit, la configuration de cellule choisie pour réaliser l'élément i , dans l'ensemble $E_i[\Phi_0]$, minimise l'erreur $\varepsilon_i(f)$ entre la phase désirée et la phase réalisée :

$$\varepsilon_i(f) = |\phi_i^{\text{des}}(f) - \phi_i^{\text{real}}(f)| \quad (2.6-2)$$

avec $f = f_{\min}$ et f_{\max} . À la fréquence d'optimisation, la loi de phase désirée est parfaitement

respectée, d'où $\varepsilon_i(f_0) = 0$. Le layout est donc optimisé en 3 points de fréquences.

Dans la section 2.5, la phase désirée $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$ est définie à la fréquence d'optimisation. Pour obtenir cette loi de phase aux autres fréquences à partir des lois de phase fournies à ces fréquences, la valeur d'offset $\phi^{\text{offset}}(f)$ (relation 2.4-2) est généralisée pour prendre en compte les conditions initiales Φ_0 et σ_0 :

$$\phi^{\text{offset}}(f) = \Phi_0 + (f_0 - f)\sigma_0 - \Phi_{\text{cell}_0}^{\text{loi}}(f) \quad (2.6-3)$$

La loi de phase désirée en tout point de fréquence est ensuite obtenue avec la relation 2.4-1.

La dispersion $\sigma_{\text{cell}_i}^{\text{des}}$ à réaliser par chaque élément du réseau est obtenue avec :

$$\sigma_{\text{cell}_i}^{\text{des}} = \frac{\phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_{\text{max}}) - \phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_{\text{min}})}{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}} \quad (2.6-4)$$

Les lois de phase désirées peuvent théoriquement être définies à n'importe quelles valeurs sans affecter les diagrammes de rayonnement qui en découlent. Cependant, s'il n'y a pas de contrainte particulière sur la valeur de phase que doit réaliser une cellule déphaseuse, ce n'est pas le cas pour sa valeur de dispersion $\sigma_{\text{cell}_i}^{\text{real}}$. Il est donc nécessaire d'étudier les répercussions du choix de la valeur σ_0 sur la dispersion à réaliser à la surface du réseau.

Considérations sur la Dispersion

La dispersion d'une cellule déphaseuse passive est une quantité négative (section 1.2.1.2) qui quantifie sa variation de phase en fonction de la fréquence. Les pertes ohmiques sont liées à cette dispersion. Ainsi, dans l'objectif de synthétiser un reflectarray optimisant à la fois les pertes et la bande passante, la dispersion des cellules dans le réseau doivent respecter deux critères.

Tout d'abord, les dispersions positives n'étant pas réalisables avec des cellules déphaseuses passives (section 1.2.1.2), la dispersion à réaliser à la surface du réseau doit respecter : $\sigma_{\text{cell}_i}^{\text{des}} \leq 0$. Pour pouvoir compenser toutes les dispersions dans le réseau, si l'on considère que la cellule de référence doit réaliser la dispersion la plus importante, la dispersion σ_0 doit respecter :

$$|\sigma_0| \geq \left| \max_{i=1}^N \{ \sigma_{\text{cell}_i}^{\text{des}} \} - \min_{i=1}^N \{ \sigma_{\text{cell}_i}^{\text{des}} \} \right| \quad (2.6-5)$$

La deuxième contrainte est liée au fait qu'une cellule dispersive (forte dispersion en valeur absolue) engendre des pertes importantes, affectant les performances en rayonnement du reflectarray. Il faut donc limiter la dispersion des cellules utilisées dans le réseau. Suite à des campagnes de mesure sur une cellule de type patch, il a été évalué que la dispersion ne devait pas dépasser $-100^\circ/\text{GHz}$ à la surface du réseau [120].

Comme nous l'avons vu dans la section 1.2.2, les éléments les plus dispersifs sont généralement situés au centre du réseau, c'est à dire à l'endroit où la distance entre la source primaire et le réseau est la plus faible. La configuration d'antenne peut donc conduire à une incapacité à satisfaire les

deux critères précédemment définis.

L'apodisation à la surface du réseau implique que le maximum d'énergie illumine le centre du reflectarray. Le champ, moins intense sur les cellules situées au bord du réseau, les rend moins contributives pour le rayonnement. Par conséquent, un compromis consiste à autoriser qu'une partie des cellules sur les bords du réseau ne compense pas la dispersion pour réduire les dispersions à la surface du réseau. En utilisant des cellules moins dispersives, l'efficacité de rayonnement du reflectarray synthétisé est améliorée et sa bande passante n'est que très peu dégradée.

Il sera donc nécessaire de définir ce compromis pour le choix de la valeur σ_0 adapté à la configuration considérée.

2.6.2.2 MRC

La stratégie *MRC* (pour *Maximization of the magnitude of the direct Reflection Coefficient*) est développée pour optimiser la puissance rayonnée en limitant les pertes (ohmiques et conversion de polarisation).

En plus du respect de la loi de phase à la fréquence d'optimisation, cette stratégie consiste à maximiser le module du coefficient de réflexion direct, $|\Gamma_{coco}(f_0)|$ (défini à partir de la matrice Γ de la section 1.2.1.1 et des vecteurs \vec{e}_{co} et \vec{e}_{cross} de la page 22), pour chaque élément du réseau à la fréquence d'optimisation (f_0).

Pour cette stratégie, la valeur σ_0 n'a pas d'influence sur le layout généré. En effet, le layout est optimisé à une seule fréquence. Pour une même valeur ϕ_0 , 2 valeurs σ_0 engendreront le même layout, et ne changeront que les écarts entre les phase réalisées et désirées aux extrémités de la bande de fréquences lors de l'analyse des performances.

2.6.2.3 Géométrie

La stratégie géométrique a pour but de maximiser la similarité géométrique entre les cellules voisines dans le layout, tout en respectant la loi de phase désirée à la fréquence d'optimisation. L'intérêt est de respecter au mieux les hypothèses de simulation (Floquet) utilisées pour la modélisation des cellules élémentaires qui sont supposées être au centre d'un réseau infini périodique de cellule toutes identiques. Par conséquent, plus la géométrie est stable entre les cellules voisine d'un reflectarray, meilleure sera la prédiction des performances.

Pour quantifier la similarité entre deux cellules i et j , un *Facteur de Dissemblance* $FD_{(i,j)}$ est défini :

$$FD_{(i,j)} = \sqrt{\alpha_{pg_1} \cdot [(pg_1)_i - (pg_1)_j]^2 + \alpha_{pg_2} \cdot [(pg_2)_i - (pg_2)_j]^2 + \dots} \quad (2.6-6)$$

où α_{pg_l} est le coefficient de pondération normalisé associé au paramètre géométrique pg_l . Cette pondération est introduite pour le cas où les paramètres géométriques définissant la cellule n'aient pas les mêmes effets sur la phase rayonnée. La valeur de ces poids est ajustée par la connaissance du

comportement de la cellule déphaseuse considérée en fonction des paramètres géométriques.

La détermination du layout avec cette stratégie est définie selon le parcours présenté sur la figure 2.9, en partant de la *cellule de référence* à celles aux extrémités du réseau. Cette cellule est définie comme la *cellule de départ* et choisie au centre de phase du réseau (zone où la phase varie le moins dans le réseau, souvent située au centre du réseau).

Le facteur de dissemblance, $FD_{(i, \text{référénte})}$, est minimisée entre chaque élément du réseau et la cellule *référénte* qui lui est associée. Ceci permet de réduire les variations géométriques à l'échelle du réseau.

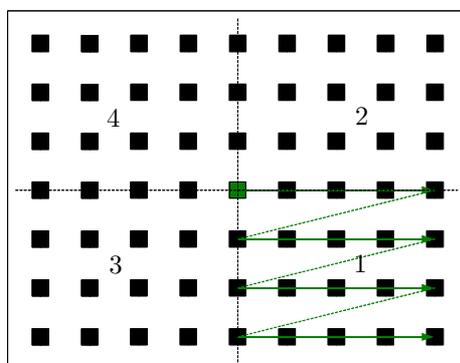


FIGURE 2.9 – Description du parcours pour la détermination des cellules avec la stratégie géométrique

La cellule *référénte* est caractérisée par l'élément du réseau déjà défini, se situant au voisinage immédiat de l'élément à définir (dans le cas d'une maille carrée, il y a 8 éléments voisins) et étant la plus proche de la cellule de référence du réseau. La détermination de cette cellule est présentée pour deux instants de définition d'un layout (figures 2.10 - a et b). La cellule de référence du réseau est arbitrairement placée au centre du réseau.

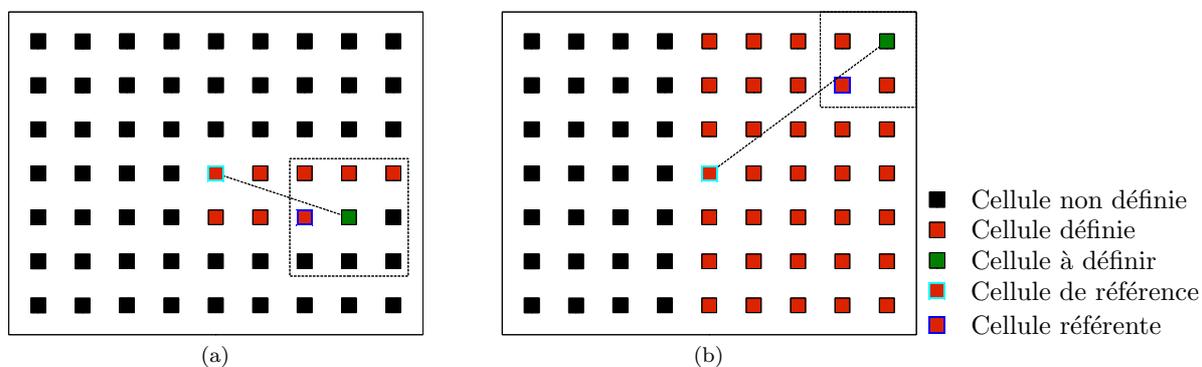


FIGURE 2.10 – Définition de la cellule référénte

Lors de la détermination des éléments du layout, seule une cellule (cellule référente) est utilisée pour le maintien de la similarité géométrique au sein du reflectarray. L'ordre de détermination des éléments est important sachant que la géométrie des cellules dépend de celle des cellules voisines.

La figure 2.11 présente un layout généré avec cette stratégie.

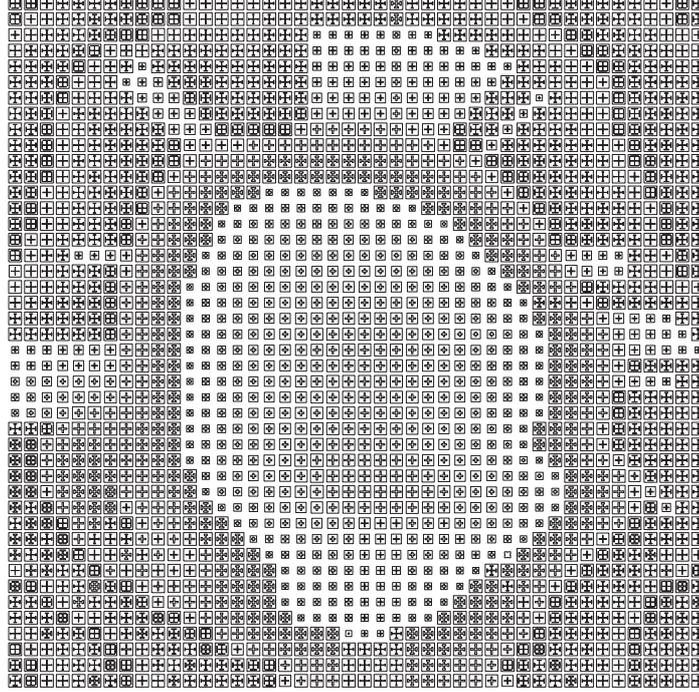


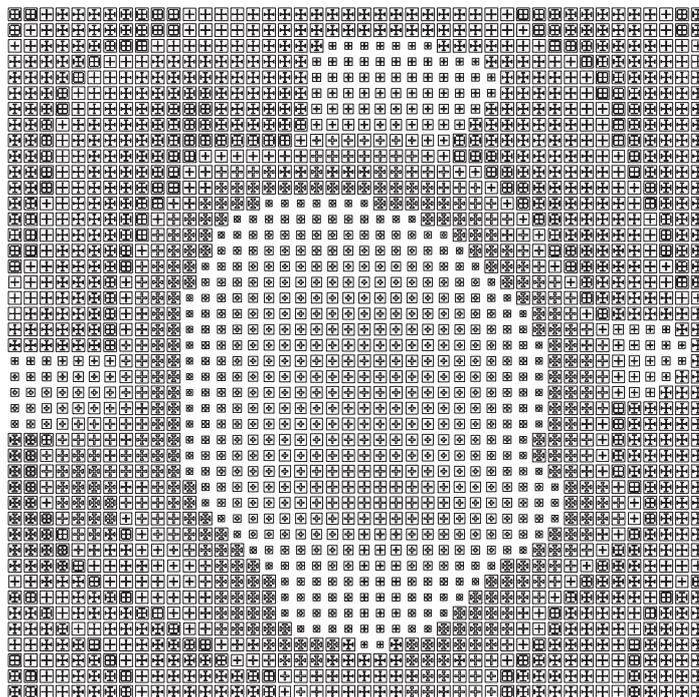
FIGURE 2.11 – Visualisation d'un layout généré avec la stratégie géométrique (1^{re} passe)

Pour quantifier la dissemblance entre les cellules, le facteur $FD_{(i,j)}$ est moyenné entre la cellule i et chacune de ses 8 voisines immédiates. A l'échelle du réseau, le facteur de dissemblance \overline{FD}_i est moyenné sur la totalité du layout et est noté \overline{FD} . Pour le layout de la figure 2.11, il est égal à 0,282. Sur cette figure, on peut voir que des variations géométriques importantes apparaissent dans certaines zones. Par conséquent, déterminer le layout en une seule fois (une passe) ne peut pas assurer d'obtenir les transitions les plus douces possible au sein du layout.

Une méthode itérative est donc mise en œuvre de manière à converger vers un layout maximisant la similarité, entre chaque cellule et ses voisines immédiates (et non plus seulement avec une seule cellule – *cellule référente*). À partir de la deuxième passe, le choix de la géométrie de chaque élément du réseau est réalisé en minimisant le facteur \overline{FD}_i .

Le figure 2.12 présente le layout obtenu au bout de la 10^e passe à partir du layout de la figure 2.11.

Les variations géométriques qui apparaissent dans le layout au bout de la dixième passe, sont

FIGURE 2.12 – Visualisation d'un layout généré avec la stratégie géométrique (10^e passe)

plus douce que dans le premier layout. Ceci est confirmé par un facteur \overline{FD}_i , moyenné à la surface du réseau, égal à 0,234. La similarité est améliorée, mais des transitions géométriques restent visibles. Elles sont dues au fait que la cellule déphaseuse utilisée ne peut rayonner autant de cycles de 360° que la loi de phase désirée ne l'exige. Par conséquent, avec la cellule considérée, ces transitions ne peuvent être empêchées mais seulement réduites.

2.6.2.4 Aléatoire

Pour évaluer le gain de performances apporté par les stratégies élaborées telles que *D*, *G* et *MRC*, une sélection plus basique de sélection des cellules est utilisée à titre de comparaison.

Les cellules sont sélectionnées aléatoirement parmi les configurations respectant la loi de phase désirée à la fréquence d'optimisation. Aucun ordre n'est nécessaire pour la détermination des cellules de ces layouts.

2.7 Caractérisation a Posteriori des Layouts Synthétisés

2.7.1 Pourquoi les Caractériser ?

La diversité de configurations offerte par une cellule déphaseuse permet de générer une multitude de layouts différents qui respectent, en simulation, la loi de phase à la fréquence d'optimisation

(section 2.5). Leurs performances ne sont cependant pas équivalentes. En effet, les configurations de cellule choisies lors de la conception du reflectarray ne peuvent, dans la plupart du temps, pas respecter parfaitement les phases *désirées* aux fréquences différentes de celle d'optimisation.

L'utilisation de stratégies de sélection de cellules permet de réduire le nombre de layouts qu'il est possible de générer, en optimisant des caractéristiques particulières du reflectarray (dispersion, pertes, etc.). Cependant, pour une même stratégie, différentes conditions initiales conduisent à différents layouts.

Il est donc nécessaire de définir des indicateurs permettant de comparer objectivement les performances des layouts générés et retenir le meilleur, parmi ceux générés avec une même stratégie.

2.7.2 Indicateurs pour la Caractérisation des Layouts

2.7.2.1 Erreurs en Phase

L'erreur entre la phase désirée (loi de phase) et la phase réalisée (cellule déphaseuse utilisée) pour l'élément i est notée $\varepsilon_i(f)$. Les erreurs entre ces phases à une fréquence f peuvent être quantifiées à l'échelle du réseau grâce à la valeur moyenne et l'écart-type de ces erreurs qui apparaissent dans le layout :

- $\bar{\varepsilon}(f) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |\varepsilon_i(f)|$ quantifie la moyenne des erreurs en phase à la surface du réseau. On peut noter que les layouts générés par les stratégies proposées respectent la relation 2.6-1, par conséquent $\bar{\varepsilon}(f_0) = 0^\circ$.
- $\bar{\sigma}(f)$ est l'écart-type des valeurs $\varepsilon_i(f)$ qui apparaissent au sein du réseau.

2.7.2.2 Pertes

L'amplitude du coefficient de réflexion direct $|\Gamma_{coco}(f_0)|$ renseigne sur la capacité des cellules à rayonner l'énergie dans la bonne polarisation. En moyennant $|\Gamma_{coco}(f_0)|$ sur toute la surface du réseau, les pertes globales peuvent être quantifiées (ohmiques et par conversion de polarisation) pour le layout généré. Cette valeur est notée $\overline{\Gamma_{coco}}(f_0)$.

On peut noter que les pertes ohmiques associées à la cellule i sont calculées à partir de ces coefficients de réflexion : $1 - (|\Gamma_{coco}|_i^2 + |\Gamma_{crossco}|_i^2)$. La représentation graphique de cette quantité sur la surface du réseau sera utile pour localiser les pertes dans l'ouverture rayonnante.

2.7.2.3 Caractéristiques Géométriques

Pour quantifier la similarité géométrique à l'échelle d'un layout, un critère géométrique global est défini en moyennant les valeurs \overline{FD}_i sur l'ensemble du réseau : \overline{FD} .

Plus ce facteur est petit, plus les variations géométriques entre les éléments du réseau sont douces.

2.8 Conclusion

Le processus de synthèse dédié à la génération de layouts pour des reflectarrays a été présenté dans ce chapitre. Il passe par l'étude de la loi de phase à réaliser dans l'ouverture, la détermination des configurations de cellule qui réalisent cette loi à la fréquence d'optimisation, puis la sélection des géométries de cellule adéquates pour réaliser chacun des éléments du réseau.

La synthèse développée est basée sur l'utilisation de bases de données stockant le comportement de la cellule (coefficients de réflexion) pour différentes géométries, incidences et fréquences. Ceci permet de déterminer toutes les configurations de cellule possibles qui respectent la phase désirée pour chaque élément du réseau. Avec plusieurs configurations possibles pour réaliser chaque élément du réseau, il est possible de générer un très grand nombre de layouts différents.

Pour réduire ce nombre de possibilités, des stratégies de sélection de cellule ont été définies. La stratégie utilisée permet alors d'obtenir des layouts avec des caractéristiques optimisées telles que la tenue en bande, les pertes, etc. Chaque stratégie conduit encore à plusieurs layouts possibles car elle peut être associée à différentes conditions initiales.

Des indicateurs ont alors été définis pour quantifier les performances des différents layouts disponibles (générés avec des conditions initiales différentes) et pouvoir choisir objectivement le meilleur pour une stratégie donnée.

L'application de ce processus de synthèse est présenté dans le chapitre suivant pour des cas concrets.

Chapitre 3

Application du Processus de Synthèse à des Cas Concrets

Sommaire

3.1	Introduction	70
3.2	L'Élément Rayonnant	70
3.2.1	Description de l'Empilement	70
3.2.2	Description de la Cellule	72
3.2.3	Comportement Général de la Cellule	75
3.2.4	Caractéristiques sur Différents Empilements et Largeurs de Grilles	83
3.2.5	Conclusions Cellules et Empilements	86
3.3	Synthèse d'un Reflectarray Composé d'un Seul Panneau	87
3.3.1	Configuration d'Antenne et Spécifications	87
3.3.2	Application du Processus de Synthèse	93
3.3.3	Performances Simulées	102
3.3.4	Performances Mesurées	106
3.3.5	Conclusions	120
3.4	Application des règles de conception pour un reflectarray facetté	121
3.5	Conclusion	127

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, le processus de synthèse développé dans le chapitre 2 est appliqué à la conception de reflectarrays pour des cas concrets.

Pour rappel, l'objectif de l'étude est de réaliser une antenne satellite bipolarisée avec des contraintes de légèreté et de facilité de fabrication. Il est donc nécessaire de définir la cellule déphaseuse en conséquence. Sa géométrie et son comportement électrique sont décrits dans la première section de ce chapitre. Des études paramétriques sont menées pour évaluer l'influence des différentes dimensions sur la réponse en phase et pour l'étudier sur une bande de fréquence.

Dans la deuxième section, le processus de synthèse est appliqué à une configuration d'antenne définie pour respecter une mission de télécommunications typique. De nombreux layouts sont générés. Grâce à l'utilisation des indicateurs définis dans le chapitre précédent, le meilleur layout pour chaque stratégie est sélectionné et réalisé.

Les performances mesurées des 4 layouts permettent d'évaluer le processus de synthèse développé en termes d'efficacité et de prédictibilité des performances. Grâce à cette étude, des règles de conception sont définies pour améliorer le processus de synthèse.

Ces règles de conception sont ensuite appliquées à une antenne de taille plus réaliste (configuration 5 panneaux) dans la dernière section de ce chapitre.

3.2 L'Élément Rayonnant

3.2.1 Description de l'Empilement

La cellule étudiée est réalisée en technologie microruban monocouche. Un substrat air de type « nid d'abeille » est utilisé pour limiter les pertes (Nida Quartz : $\varepsilon_{r1} = 1,050$; $\tan \delta = 0,00083$). Pour des raisons de tenue mécanique, ce substrat est rigidifié par l'ajout de fines couches de diélectrique de chaque côté (25N ou Pyralux).

Ces deux empilements, qui seront nommés par extension *empilement 25N* et *empilement Pyralux*, sont respectivement présentés sur les figures 3.1 - a et b. La couche des éléments rayonnants est placée sous le substrat 25N ou Pyralux afin d'augmenter la résistance des reflectarrays aux phénomènes de radiation rencontrés dans le domaine spatial. À noter que le Pyralux est collé au Nida Quartz grâce à une résine auto-adhésive (Astroquartz). Pour lier le substrat 25N à la couche de Nida Quartz, une colle qualifiée (AF191) pour le domaine spatial est utilisée.

L'effet de l'épaisseur du substrat air (h_1) sur le fonctionnement des éléments imprimés doit être étudié. L'évolution de la phase obtenue pour un simple patch métallique carré de taille variable est présentée sur la figure 3.2 pour différentes épaisseurs d'air sur l'empilement 25N (3.1 - a). Le patch est placé au centre d'une maille carrée de $0,5\lambda$ de côté (10,526 mm) à une fréquence de 14,25 GHz.

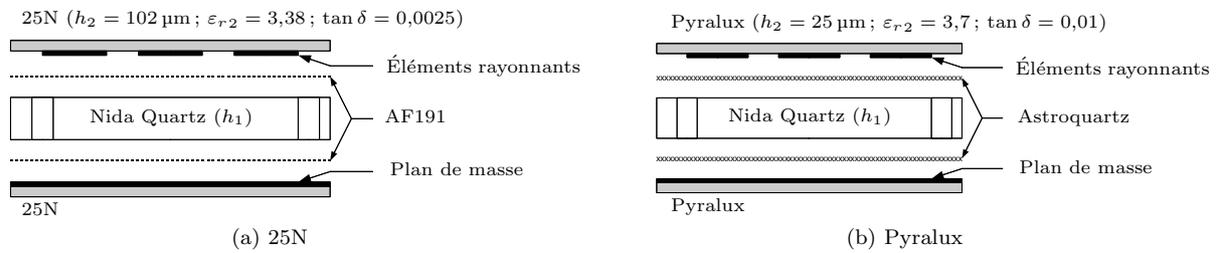
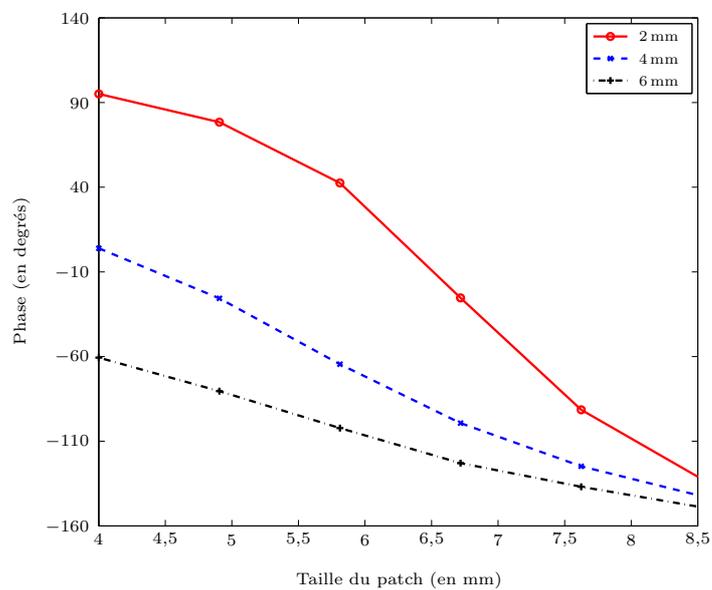


FIGURE 3.1 – Vue en coupe des empilements considérés

FIGURE 3.2 – Évolution de la phase réfléchi par un patch métallique carré de taille variable pour différentes épaisseurs h_1 de substrat air à $f = 14,25 \text{ GHz}$ (maille = $10,526 \text{ mm}$, empilement 25N)

Les gammes de phase atteintes varient de $227,26^\circ$ à $88,36^\circ$ pour des épaisseurs de substrat air variant entre 2 et 6 mm. L'épaisseur de la couche de Nida Quartz affecte donc la résonance du patch et donc sa réponse en phase. Dans le cas étudié, le patch est plus résonant pour une faible épaisseur d'air (ici, 2 mm). On peut noter que pour un simple patch métallique, la gamme de phase est limitée. Aucune épaisseur considérée ne permet d'atteindre les 360° requis.

Pour la synthèse des futurs reflectarrays, la cellule déphaseuse est plus élaborée. Elle est de type patch chargé par des fentes. La gamme de phase atteinte pour une même taille de patch est alors supérieure à celle obtenue ici et les 360° peuvent être obtenus plus facilement.

L'épaisseur de substrat air choisie pour réaliser les reflectarrays est fixée à $h_1 = 4$ mm. Le choix de cette épaisseur du substrat air correspond à un compromis entre une gamme de phase la plus grande possible et une variation de phase douce pour limiter les pertes. Une épaisseur de 4 mm permet également une bonne tenue mécanique de l'empilement.

3.2.2 Description de la Cellule

La cellule déphaseuse considérée est un patch, chargé par des fentes, placé au centre d'une maille carrée de taille $m \times m$. Pour reprendre la notation définie dans la section 2.2.2, le l^e paramètre géométrique qui définit la cellule déphaseuse est noté pg_l . Dans notre cas, la géométrie de la cellule peut être décomposée dans les deux directions \mathcal{X} et \mathcal{Y} . Par conséquent, chaque paramètre est défini dans une direction \mathcal{U} donnée par pg_{lu} (où $\mathcal{U} = \mathcal{X}$ ou \mathcal{Y}). Dans le cas où la direction \mathcal{U} n'est pas précisée : $pg_{lx} = pg_{ly} = pg_l$.

La description de la cellule est tout d'abord présentée dans le cas monopolarisé (polarisation linéaire orientée selon l'axe \mathcal{Y}). Deux variantes de cellule sont définies avec un patch rectangulaire chargé premièrement par une fente centrée (figure 3.3 - a) et deuxièmement par deux fentes débouchantes (figure 3.3 - b).

Ici, quatre paramètres définissent la géométrie de ces cellules. Il y a premièrement pg_{2x} et pg_{3x} qui correspondent respectivement à la longueur et la largeur de la fente orientée dans la direction \mathcal{X} . Ensuite, pg_{1y} définit la taille du patch dans la direction \mathcal{Y} , et pg_{1x} dans la direction \mathcal{X} . Il faut noter que parmi ces quatre paramètres, seuls trois sont effectifs pour le contrôle de la phase dans la polarisation orientée selon \mathcal{Y} (pg_{1y} , pg_{2x} et pg_{3x}).

Pour des applications travaillant avec deux polarisations linéaires, il faut adapter les cellules déphaseuses. L'évolution des deux structures précédentes pour des applications bipolarisées est présentée sur les figures 3.4 - a et b. Le patch est alors chargé par des couples de fentes orientées orthogonalement les unes aux autres de manière à contrôler chacune des polarisations.

Trois paramètres géométriques définissent ces cellules bipolarisées pour chaque direction. La taille du patch, la longueur et la largeur des fentes dans la direction \mathcal{U} sont respectivement nommés pg_{1u} , pg_{2u} et pg_{3u} .

Une seconde évolution appliquée au patch à fentes centrées (figure 3.4 - a) est présentée sur

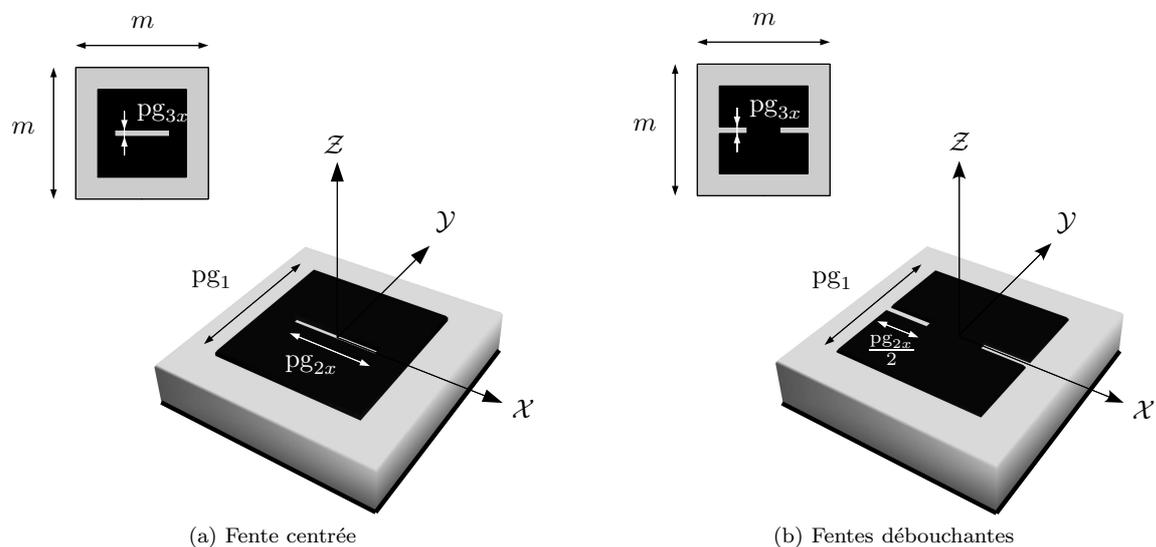


FIGURE 3.3 – Cellules déphaseuses de type patch chargé par des fentes monopolarisées (polarisation linéaire orientée selon l'axe \mathcal{Y})

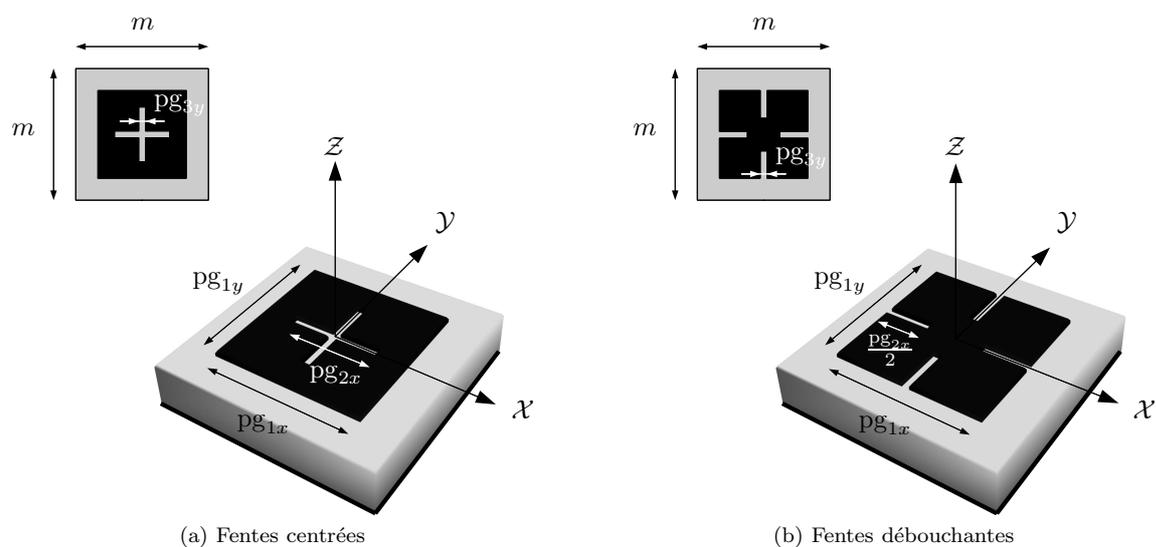


FIGURE 3.4 – Cellules déphaseuses bipolarisées de type patch chargé par des fentes

la figure 3.5. Des *stubs* sont rajoutés orthogonalement au bout de chaque fente principale. Ils sont définis par les paramètres pg_{4u} et pg_{5u} .

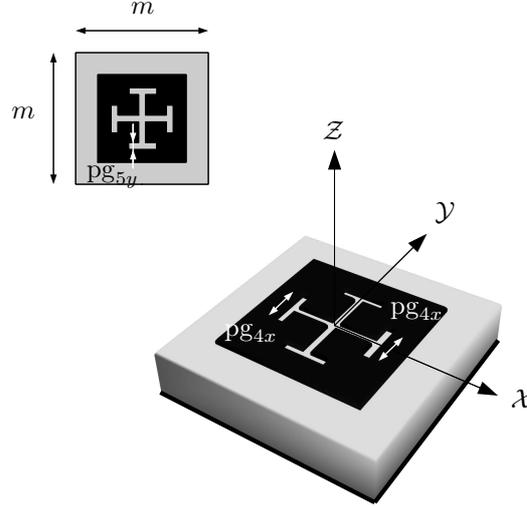


FIGURE 3.5 – Cellule déphaseuse bipolarisée de type patch chargée par des fentes (forme en croix de Jérusalem)

Les cellules déphaseuses bipolarisées présentées sur les figures 3.4 et 3.5 seront utilisées lors de la synthèse des reflectarrays. Pour résumer, ces trois cellules déphaseuses bipolarisées peuvent être entièrement décrites avec six paramètres géométriques dans la direction \mathcal{U} (où $\square = \S$ ou \dagger) :

- pg_{1u} : taille du patch dans cette direction,
- pg_{2u} : longueur de fente dans cette direction,
- pg_{3u} : largeur de fente dans cette direction,
- pg_{4u} : longueur de stub dans cette direction,
- pg_{5u} : largeur de stub dans cette direction,
- pg_{6u} : type de cellule dans cette direction ($pg_{6u} = 1 \Rightarrow$ fente centrée ou $pg_{6u} = 0 \Rightarrow$ fentes débouchantes).

Les reflectarrays sont composés de nombreux éléments rayonnants. Si ces éléments ne sont pas au même potentiel, des *Décharges ÉlectroStatiques (DES)* peuvent se produire et ainsi altérer les caractéristiques électriques de l'antenne. Pour assurer une équipotentialité entre les cellules déphaseuses du reflectarray, elles sont connectées à une grille métallique. La figure 3.6 montre le positionnement de cette grille par rapport aux éléments du réseau. La connexion des cellules à cette grille est un point sensible et n'est pas présentée (pour des raisons de confidentialité).

Cette grille préserve les reflectarrays des *DES* mais devra en contrepartie être prise en compte lors de la modélisation du comportement de la cellule. La largeur de la grille peut être relativement

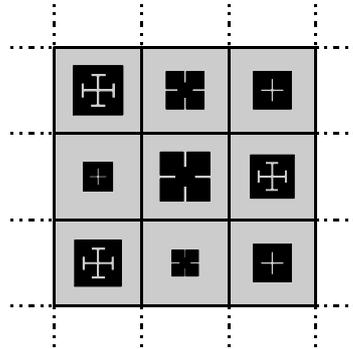


FIGURE 3.6 – Ajout d'une grille autour des patchs des reflectarrays pour lutter contre les Décharges ElectroStatiques

faible par rapport à la taille du motif de la cellule, ce qui induit des contraintes de maillage. Deux largeurs de grille seront utilisées dans la suite : $500\ \mu\text{m}$ et $80\ \mu\text{m}$.

Dans ce document, l'association de l'empilement 25N (figure 3.1 - a avec $h_1 = 4\ \text{mm}$) et d'une largeur de grille de $500\ \mu\text{m}$ sera référencée comme la « solution 25N – $500\ \mu\text{m}$ ».

3.2.3 Comportement Général de la Cellule

Le comportement de la cellule déphaseuse va être analysé afin de comprendre le fonctionnement globale de la cellule en fonction de ses paramètres géométriques ou encore de la présence d'une grille.

3.2.3.1 Analyse du Fonctionnement

Pour le type de cellule déphaseuse considéré, le contrôle de la phase est réalisé en modifiant sa fréquence de résonance. La champ incident induit sur le patch des courants orientés dans la direction de la polarisation. Le parcours des courants est représenté qualitativement pour la cellule monopolarisée à fente centrée, pour deux longueurs de fente sur les figures 3.7 - a et b.

Comme nous pouvons le voir, les courants sont principalement concentrés sur les bords du patch et ils sont perturbés par la présence des fentes. Les fentes orthogonales à ces courants allongent significativement leurs parcours, affectant du même coup la fréquence de résonance de la cellule. Ainsi, pour une taille de patch donnée, la phase réfléchi par la cellule peut être ajustée avec la taille de la fente orientée orthogonalement à la polarisation considérée [118].

3.2.3.2 Analyse de la Phase Réfléchi

Effet des Paramètres Géométriques

Dans cette section, le comportement des cellules déphaseuses est étudié par l'intermédiaire de leur réponse en phase. Ces réponses sont simulées pour une onde plane en incidence normale, polarisée

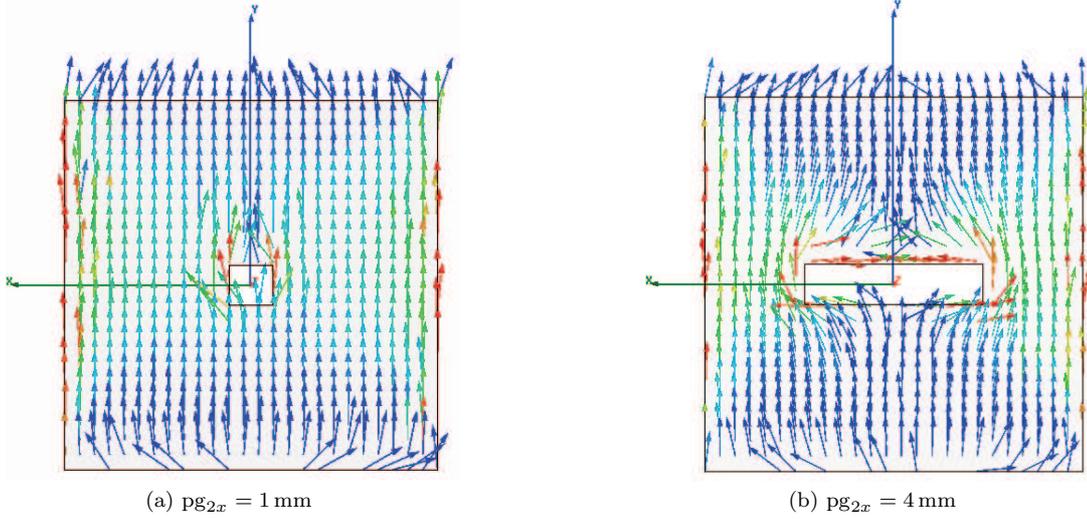


FIGURE 3.7 – Distribution de courants à la surface de la cellule pour deux longueurs de fentes quand elle est excitée par une onde plane polarisée linéairement selon l'axe \mathcal{Y}

linéairement selon l'axe \mathcal{Y} et à une fréquence de 14,25 GHz. La phase considérée est celle du coefficient de réflexion direct $\angle\Gamma_{yy}$ (défini à partir de Γ de la section 1.2.1 et les vecteurs \vec{e}_x et \vec{e}_y du repère de la cellule). Cette phase est obtenue à l'aide d'un simulateur électromagnétique 2,5D [114] associé à des hypothèses de Floquet. Les cellules sont alors considérées comme étant au centre d'un réseau infini périodique de cellules toutes identiques. Ceci permet de tenir compte d'effets de couplage entre éléments tout en gardant un temps de simulation raisonnable.

La taille de la maille est fixée à $0,5\lambda$ soit $m = 10,526$ mm. Cette taille a été choisie car il a été montré que des tailles réduites permettent d'améliorer les performances des reflectarrays [121]. Dans cette section, les dimensions de la cellule (patch, fentes et stubs) sont égales dans les deux directions \mathcal{X} et \mathcal{Y} et sont notés $pg_{lx} = pg_{ly} = pg_l$.

La figure 3.8 présente la réponse en phase de la cellule à fentes centrées (figure 3.4 - a) en fonction des longueurs des fentes pour différentes tailles de patch. Pour cette représentation, la solution Pyralux – 500 μm est utilisée.

Deux régions peuvent être identifiées sur la figure 3.8. La première correspond aux fentes courtes ($pg_2 < 4$ mm) où le déphasage est surtout contrôlé par la taille du patch (pg_1). Dans la deuxième, où pg_2 est plus grand que 4 mm, la longueur de fente devient le paramètre qui a le plus d'effet sur la réponse en phase.

On peut remarquer que lorsqu'aucun *stub* n'est utilisé ($pg_4 = 0$), la gamme de phase n'atteint pas les 360° requis. Cette limitation est due à la taille de la maille qui borne les dimensions maximales des patches et des fentes pouvant être atteintes. Ainsi, pour de faibles tailles de maille, la résonance des cellules ne peut être atteinte.

L'ajout des stubs prend alors tout son sens (ici, seulement quand $pg_1 = 8,5$ mm et $pg_2 = 7,5$ mm),

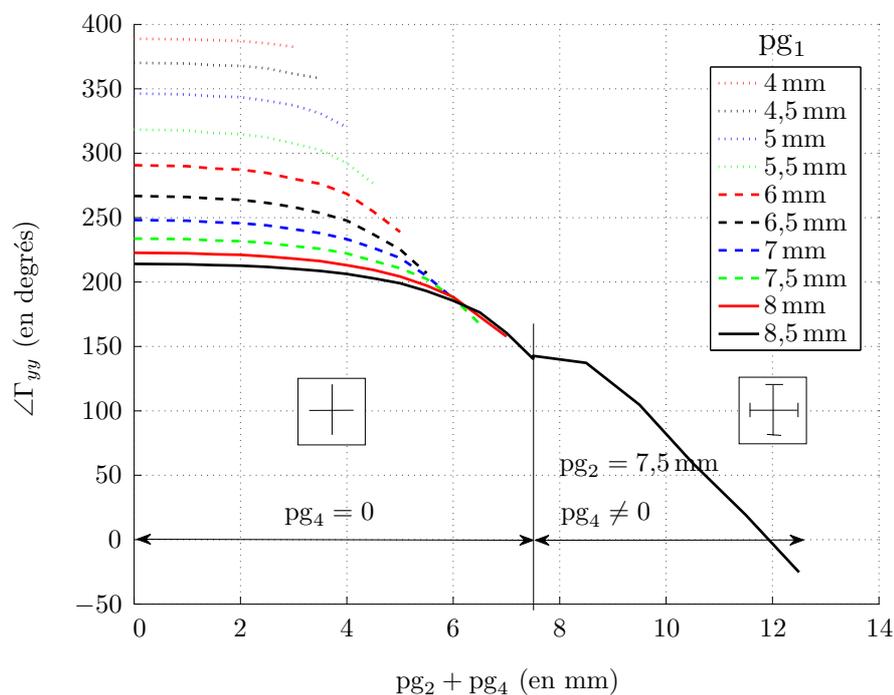


FIGURE 3.8 – Déphasage en fonction de la longueur des fentes pour différentes tailles de patchs (pg_1) à $f_0 = 14,25$ GHz, $m = 10,526$ mm, en incidence normale, $pg_3 = pg_5 = 0,9$ mm et sur Pyralux – $500 \mu\text{m}$

avec une gamme de phase qui atteint $414,1^\circ$ dans ce cas. À noter qu'elle peut encore être augmentée en utilisant des fentes plus fines (par exemple, $548,5^\circ$ pour des largeurs de fente $pg_3 = 0,1$ mm).

Des résultats similaires sont obtenus pour la cellule à fentes débouchantes (figure 3.4 - b) et sont présentés sur la figure 3.9.

Pour cette configuration de cellule cependant, la longueur des fentes a plus d'influence sur la réponse en phase. En effet, elles affectent directement les courants qui sont principalement concentrés sur les bords du patch (section 3.2.3.1). On notera qu'il n'est pas envisagé d'utiliser des stubs pour la configuration à fentes débouchantes car il serait difficile de les accommoder au centre de la cellule.

Sensibilité aux Variations des Paramètres Géométriques

La variation des paramètres géométriques induit une variation de la phase réfléchiée par la cellule. Lors de la réalisation d'un reflectarray, les dimensions des cellules sont obtenues à la précision de gravure près ($30 \mu\text{m}$).

Dans cette section, la sensibilité de la phase réfléchiée vis-à-vis des variations géométriques est analysée pour 549 configurations de type fentes centrées sous 36 incidences (comprises entre 0 et 45° en θ et en ϕ). La solution 25N – $500 \mu\text{m}$ est choisie pour cette étude.

Le tableau 3.1 présente la variation moyenne et maximale de la phase réfléchiée par les cellules

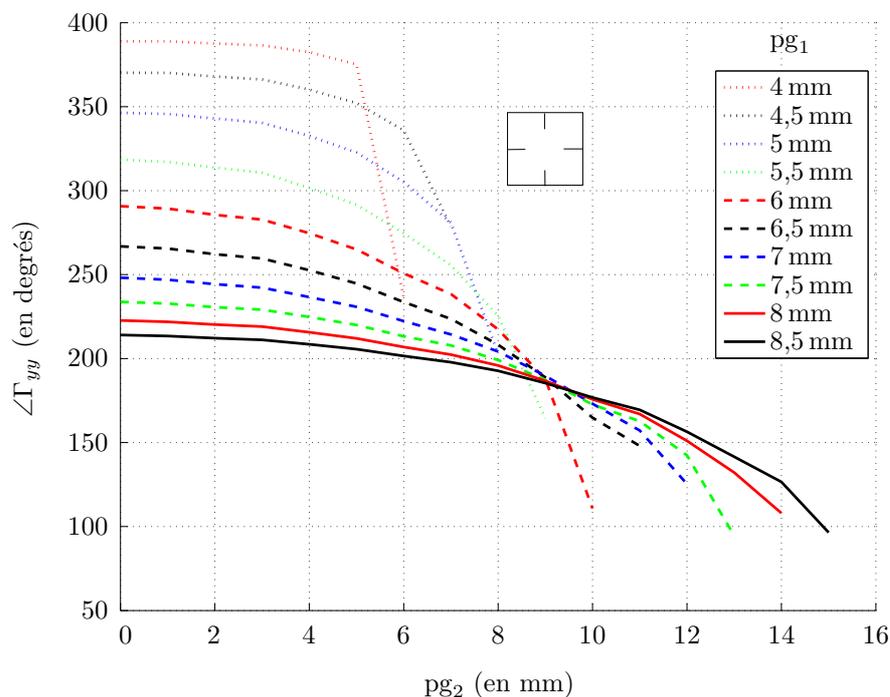


FIGURE 3.9 – Déphasage en fonction de la longueur des fentes pour différentes tailles de patches (pg_1) à $f_0 = 14,25$ GHz, $m = 10,526$ mm, en incidence normale, $pg_3 = pg_5 = 0,9$ mm, $pg_4 = 0$ et sur Pyralux – $500 \mu\text{m}$

pour une variation donnée de l'un de ses paramètres géométriques.

	pg_1	pg_2	pg_3	pg_4	pg_5
Variation	0,5 mm	0,5 mm	0,25 mm	0,2 mm	0,2 mm
Moyenne	16,3°	6,0°	26,3°	1,7°	19,7°
Maximum	37,9°	76,3°	94,6°	33,2°	91,9°

TABLE 3.1 – Variations de phase en fonction d'une évolution des paramètres géométriques dans la base de données 25N – $500 \mu\text{m}$

Par exemple, une variation de 0,5 mm de la taille du patch fait, en moyenne, évoluer la phase de 16,3°. Pour l'ensemble des configurations considérées, une variation maximum de 37,9° est même atteinte. D'une manière générale, les largeurs de fentes semblent les paramètres les plus critiques.

Toutefois, avec des variations géométriques de 200 ou 250 μm , on est très au delà des erreurs attendues avec les tolérances de fabrication. Le tableau 3.2 présente la variation moyenne et maximale de la phase réfléchiée par les cellules pour une variation des paramètres géométriques de 30 μm .

Les plus grandes variations de phase apparaissent pour les largeurs de fentes avec une erreur de phase maximale de 13,8° pour celle des stubs. Cependant, les erreurs de phase dues à l'imprécision de gravure reste en moyenne en deçà de 3,2°. Par conséquent, on peut conclure que les écarts

	pg ₁	pg ₂	pg ₃	pg ₄	pg ₅
Moyenne	1,0°	0,4°	3,2°	0,3°	3,0°
Maximum	2,3°	4,6°	11,4°	5,0°	13,8°

TABLE 3.2 – Variations de phase pour une variation des paramètres géométriques de 30 µm

entre simulation et mesure ne pourront être imputables à la précision de gravure, mais plutôt à des problèmes de modélisation.

Nous pouvons utiliser ces résultats de l'effet des paramètres géométriques sur la phase rayonnée par la cellule pour déterminer la valeur des poids (α_{pg_i}) du facteur de dissemblance $FD_{(i,j)}$ (section 2.6.2.3).

Les poids utilisés par la stratégie géométrique sont choisis de la manière suivante : $\alpha_{pg_1} = 7$ (taille du patch), $\alpha_{pg_2} = 4$ (longueur de fente), $\alpha_{pg_3} = 10$ (largeur de fente), $\alpha_{pg_4} = 1$ (longueur de stub) et $\alpha_{pg_5} = 10$ (largeur de stub). Un tel choix conduit au fait que la valeur $FD_{(i,j)}$ est plus grande pour une variation de la largeur de fente (pg_3) que pour la même variation de la longueur des stubs (pg_4).

3.2.3.3 Analyse des Effets de la Grille

Nous venons de voir l'impact des paramètres géométriques définissant la cellule déphaseuse pour une largeur de grille de 500 µm. Il est nécessaire d'analyser la sensibilité du comportement de la cellule à la largeur de la grille. La réponse en phase des cellules déphaseuses à fentes centrées est donc présentée sur la figure 3.10 en présence ou non d'une grille. Pour cette étude, l'épaisseur du substrat air est fixée à $h_1 = 2$ mm pour l'empilement 25N .

Il apparaît que l'ajout d'une grille modifie peu le comportement de la cellule déphaseuse. Dans ce cas, la gamme de phase est augmentée de 48°. L'influence de la grille n'est cependant pas identique sur toutes les tailles de patch. En effet, la phase réfléchiée par les petits patches est plus affectée par la présence d'une grille que celle réfléchiée par les grands patches.

L'effet de cette grille est maintenant observé sur le comportement en fréquence de la cellule. L'évolution de la phase sur une bande de fréquences est quantifiée par la *dispersion* en fréquence. La *dispersion* moyenne de la phase rayonnée par la cellule est définie, sur la bande de fréquences $[f_{\min} - f_{\max}]$, par :

$$\text{dispersion (en } ^\circ/\text{GHz)} = \frac{\angle\Gamma_{yy}(f_{\max}) - \angle\Gamma_{yy}(f_{\min})}{f_{\max} - f_{\min}} \quad (3.2-1)$$

L'effet de l'utilisation d'une grille sur la dispersion de la cellule déphaseuse est étudié sur la figure 3.11. La dispersion des configurations de cellule est représentée en fonction de la phase rayonnée par chacune des configurations de cellule pour une excitation en incidence normale. La cellule déphaseuse de type fente centrée est discrétisée en 150 configurations pour l'empilement 25N avec une épaisseur de substrat air $h_1 = 2$ mm.

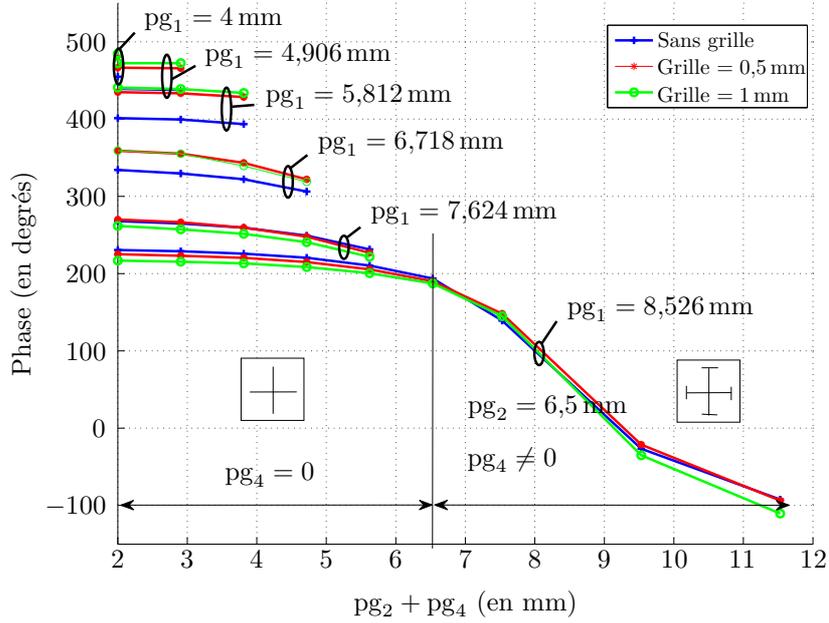


FIGURE 3.10 – Comportement de la cellule déphaseuse avec des fentes centrées pour différentes largeurs de grille ; $pg_3 = pg_5 = 100 \mu\text{m}$ sur du 25N avec une épaisseur de substrat air $h_1 = 2 \text{ mm}$

L'impact de la grille est bien visible sur le comportement en fréquence de la cellule déphaseuse, avec globalement une augmentation de la dispersion (en valeur absolue). La présence de la grille influe donc sur la résonance des cellules.

3.2.3.4 Capacité de Bipolarisation

L'objectif de cette section est de vérifier la possibilité de contrôler indépendamment la phase sur chaque polarisation. Par conséquent, la géométrie des cellules sera différente dans les deux directions \mathcal{X} et \mathcal{Y} .

L'illumination de la cellule est, comme dans la section précédente, une onde plane dont le champ électrique est polarisé selon \mathcal{Y} . La phase de l'onde réfléchie est ainsi contrôlée par la fente principale orientée selon \mathcal{X} et ses stubs associés (orientés selon \mathcal{Y}) respectivement définis par pg_{2x} et pg_{4x} . Ces fentes sont appelées *fentes excitées*. Les fentes orientées orthogonalement à celles-ci sont définies par pg_{2y} et pg_{4y} . Elles sont nommées *fentes parasites* car elles ne sont pas sensées affecter la phase réfléchie $\angle\Gamma_{yy}$.

L'évolution de la phase $\angle\Gamma_{yy}$ est présentée sur la figure 3.12 à 14,25 GHz en fonction de la longueur des *fentes excitées* pour différentes longueurs de *fentes parasites*. Pour cette représentation, la solution Pyralux – 500 μm est utilisée.

La réponse en phase est contrôlée par les *fentes excitées* tandis que l'effet des *fentes parasites*

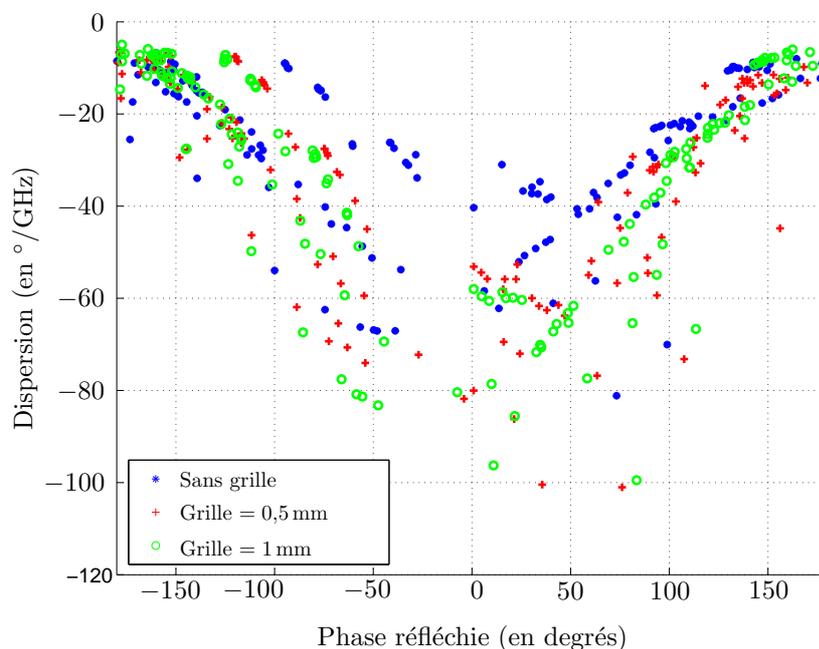


FIGURE 3.11 – Dispersion obtenue par 150 configurations en fonction de la phase réfléchie en incidence normale sur l'empilement 25N ($h_1 = 2$ mm)

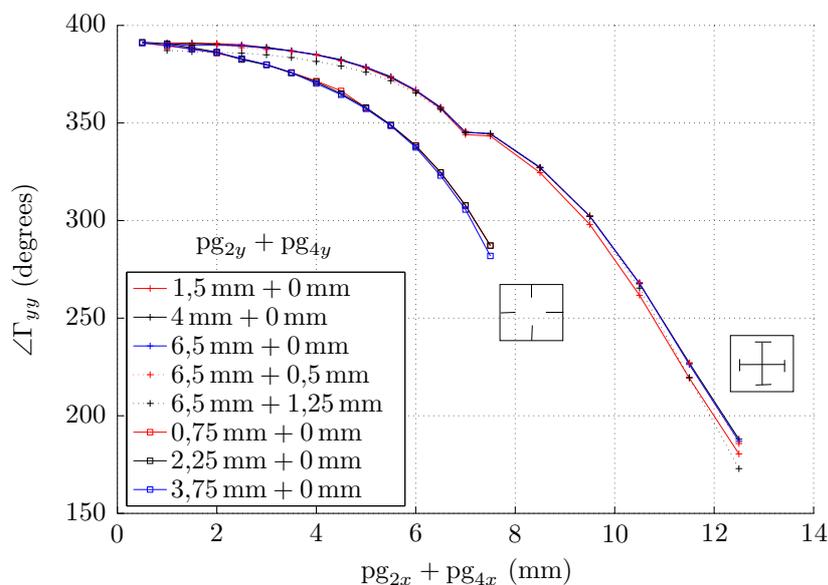


FIGURE 3.12 – Effet des fentes parasites ($pg_{2y} + pg_{4y}$) sur la phase du coefficient de réflexion direct ($\angle\Gamma_{yy}$) pour les configurations de cellule à fentes centrées (+) et débouchantes (□) à $f_0 = 14,25$ GHz, $m = 10,526$ mm, incidence normale, $pg_1 = 8,5$ mm, $pg_3 = pg_5 = 0,9$ mm et Pyralux – 500 μ m

reste négligeable en incidence normale pour les deux cellules déphaseuses étudiées. Par conséquent, deux polarisations linéaires orthogonales peuvent être contrôlées de façon indépendantes.

3.2.3.5 Diversité Géométrique

Six paramètres géométriques définissent les cellules déphaseuses considérées, ce qui aboutit à un grand nombre de configurations. Une *configuration de cellule* est définie par un jeu de paramètres géométriques (PG). Dans cette section, la diversité obtenue avec ces cellules est étudiée à une fréquence donnée.

Une distribution en phase typique produite par la cellule est présentée sur la figure 3.13. Elle associe à chaque phase (ici quantifiée avec un pas de 20°) le nombre de configurations de cellules disponibles. Cette distribution est obtenue pour une cellule déphaseuse discrétisée en 1074 configurations avec un échantillonnage linéaire pour chacun des paramètres géométriques en incidences normale (figure 3.13 - a) et oblique (figure 3.13 - b) à 14,25 GHz pour la solution Pyralux – 500 μm .

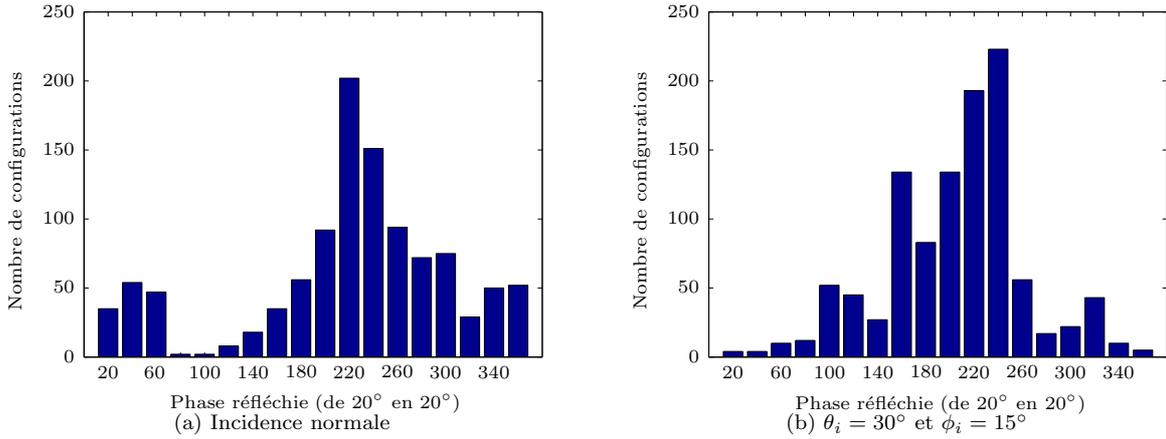


FIGURE 3.13 – Nombre de configurations de cellule réalisant une phase donnée (quantifiée par pas de 20°) à 14,25 GHz pour échantillonnage de la cellule déphaseuse en 1074 configurations

La première caractéristique remarquable sur ces distributions en phase vient du fait que plusieurs configurations sont disponibles pour réaliser une phase donnée. Par exemple, en incidence normale, il existe 202 configurations pour produire une phase comprise entre 200 et 220° .

Toutefois, la distribution n'est pas uniforme. Ceci implique que certaines phases ne peuvent être réalisées que par un nombre limité de configurations, comme par exemple dans la zone de phases située autour de 90° (zone de « pincement ») en incidence normale.

La phase rayonnée par la cellule déphaseuse évolue avec l'incidence ce qui affecte la distribution en phase. Par conséquent, la zone dans laquelle le nombre de configurations est limité (zone de pincement) varie avec l'incidence.

3.2.4 Caractéristiques sur Différents Empilements et Largeurs de Grilles

Dans cette section, le comportement de la cellule est étudié plus en détails pour les trois solutions technologiques (empilement et largeur de grille) sélectionnées pour la réalisation des reflectarrays : 25N – 500 μm , Pyralux – 500 μm et Pyralux – 80 μm .

Une approche statistique est utilisée pour tenter de dégager des tendances générales à partir des bases de données stockant les coefficients de réflexion d'un grand nombre de configurations de cellules pour chacune de ces solutions technologiques. En pratique, les bases de données utilisées contiennent 549 configurations de cellules de type fentes centrées, pour 36 incidences distribuées entre 0 et 40° en θ (échantillonnage de 5°) et entre 0 et 45° en ϕ (échantillonnage de 15°).

3.2.4.1 Diversité de Configurations de Cellule

L'influence de l'empilement et de la grille sur la distribution en phase de la cellule déphaseuse est tout d'abord présentée sur les figures 3.14 - a, b et c.

Il apparaît clairement qu'à la fois l'empilement et la largeur de la grille influent sur la distribution en phase des cellules. Sur ces différentes associations, les gammes de phases pour lesquelles peu de configurations sont disponibles (zone de pincement) sont plus ou moins grandes. Mais le point important est que, quelle que soit la solution technologique considérée, une phase donnée peut toujours être réalisée par plusieurs configurations de cellule.

La cellule déphaseuse considérée offre donc une grande diversité de configurations. Il reste que toutes ces configurations ne sont pas nécessairement équivalentes vis-à-vis de l'ensemble des performances (pertes ohmiques, polarisation croisée, ...) et/ou sur la totalité de la bande de fréquences. Le comportement de la cellule est étudié sur la bande de fréquence dans la section suivante.

3.2.4.2 Dispersion en Fréquence

Il est important d'observer le comportement de la cellule sur l'ensemble de la bande visée. La figure 3.15 présente le nombre de configurations en fonction de la dispersion sur la bande de fréquences : [14 – 14,5] GHz.

Le comportement en fréquence des cellules est très différent pour les trois solutions technologiques. En effet, le choix de la solution Pyralux – 500 μm engendre le plus grand nombre de configurations avec une dispersion en fréquence inférieure à $-100^\circ/\text{GHz}$. Ceci est sûrement dû au fait que, dans ce cas, la cellule déphaseuse considérée est plus résonante.

La solution permettant d'obtenir le maximum de configurations avec des faibles dispersions (en valeurs absolues) est obtenue pour le Pyralux – 80 μm . Dans ce cas, la quasi-totalité des configurations possibles ont une dispersion comprise entre -100 et $0^\circ/\text{GHz}$.

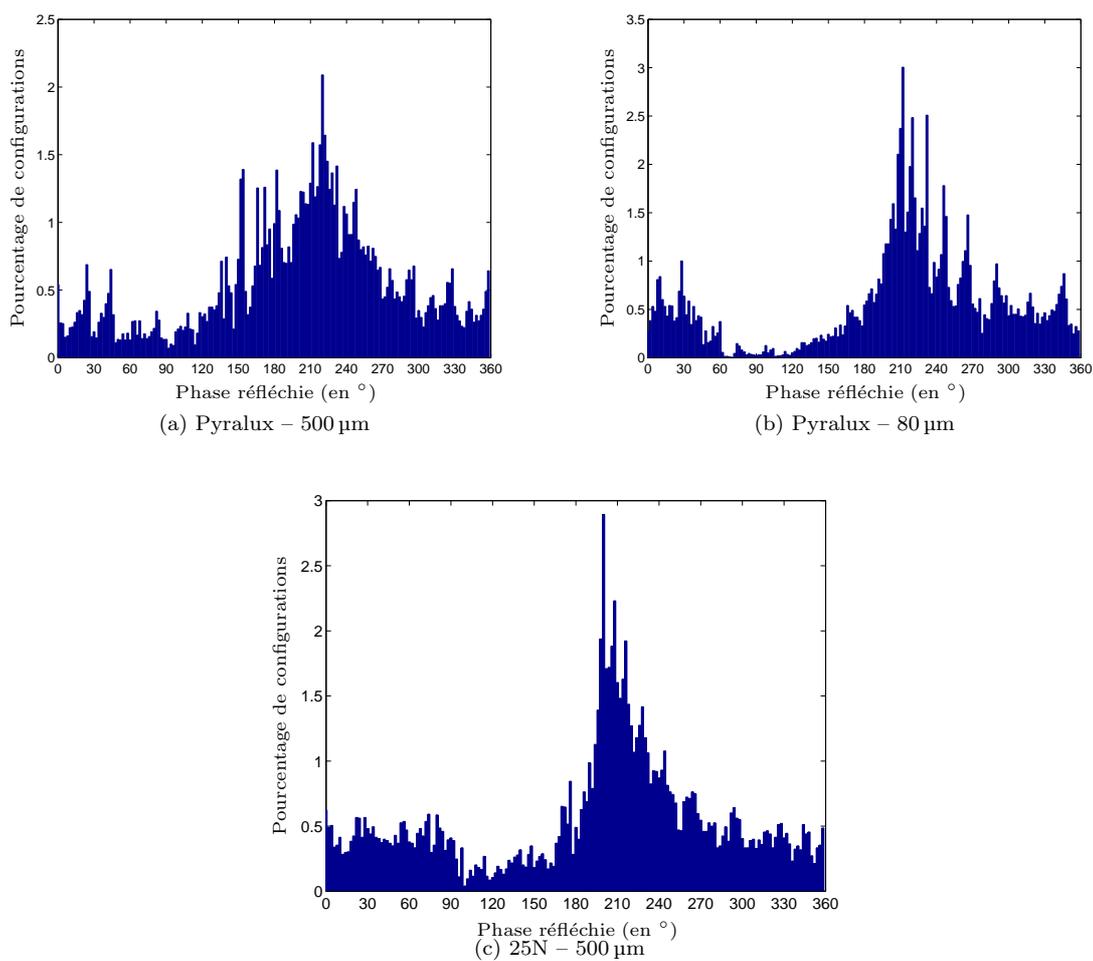


FIGURE 3.14 – Distribution en phase de la cellule déphaseuse pour les 3 solutions technologiques en incidence normale et à 14,25 GHz (quantification de 2° pour la phase réalisée)

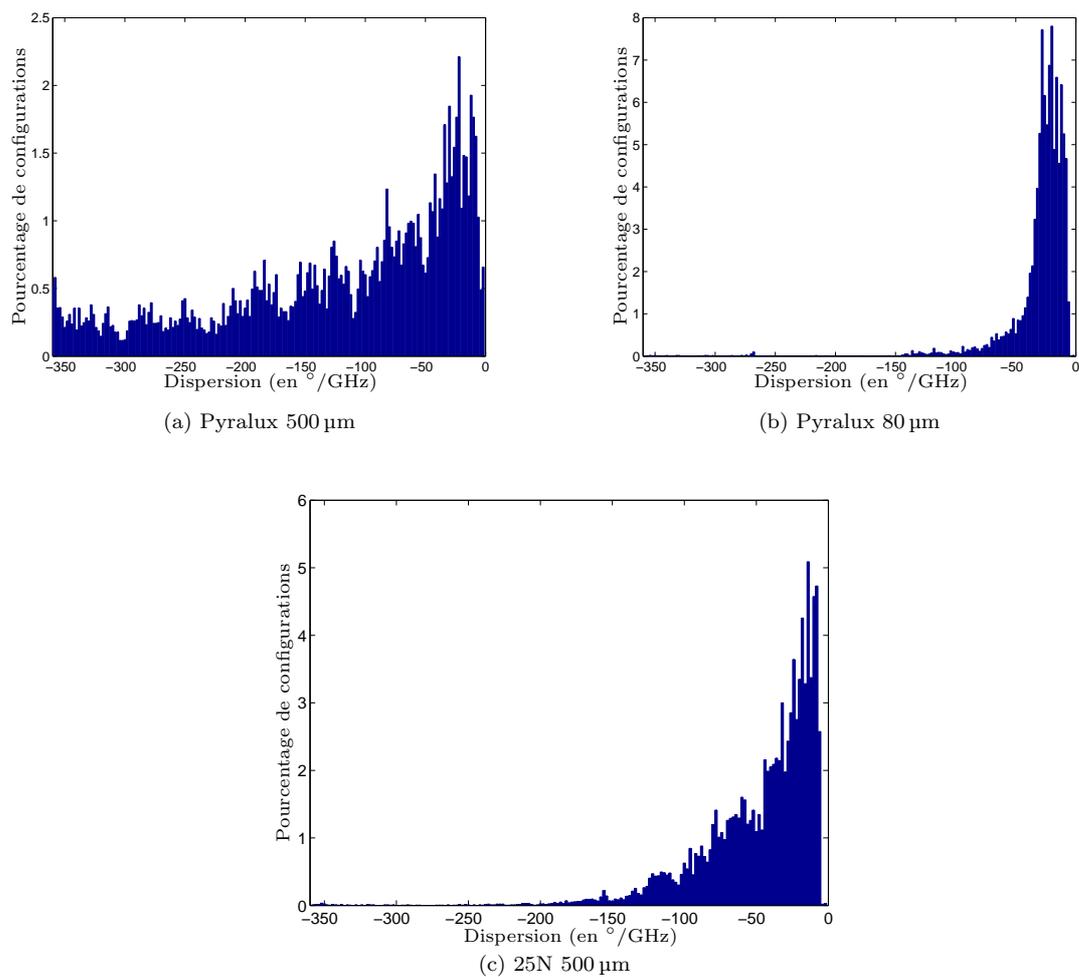


FIGURE 3.15 – Distribution de la dispersion en fréquence moyenne sur la bande [14 – 14,5] GHz pour les 3 solutions technologiques en incidence normale (quantification de $2^\circ/\text{GHz}$ pour la dispersion)

3.2.4.3 Pertes et Cross-Polarisation

La moyenne (moy) et l'écart type (std) des valeurs de pertes et de cross-polarisation ont aussi été calculées pour les trois bases de données. Elles sont respectivement définies par les relations : $1 - |\Gamma_{xy}|^2 - |\Gamma_{yy}|^2$ et $|\Gamma_{xy}|$. Ces valeurs sont reportées dans le tableau 3.3.

Empilement	grille	Cross-polarisation		Pertes ohmiques	
		moy	std	moy	std
25N	500 μm	0,16	0,047	0,04	0,010
Pyralux	500 μm	0,27	0,085	0,05	0,036
Pyralux	80 μm	0,04	0,027	0,02	0,006

TABLE 3.3 – Niveaux de pertes et de cross-polarisation des cellules à fentes centrées pour les trois solutions technologiques

Avec les plus faibles valeurs de moyenne et d'écart-type pour les pertes ohmiques et en conversion de polarisation, la solution Pyralux – 80 μm est celle qui donne les meilleures performances.

La proportion des configurations ayant des pertes et des cross-polarisations inférieures à -10 dB dans chaque base de données est respectivement présentée dans les tableaux 3.4 - a et b.

pertes ≤ -10 dB	500 μm	80 μm
25N	99,7 %	×
Pyralux	97,7 %	99,7 %

(a) Pertes ohmiques

cross ≤ -10 dB	500 μm	80 μm
25N	80,0 %	×
Pyralux	63,9 %	97,7 %

(b) Cross-polarisation

TABLE 3.4 – Pourcentage des configurations de cellule avec une caractéristique inférieure à -10 dB pour les trois solutions technologiques

La supériorité du Pyralux – 80 μm est encore confirmée. Les pertes étant liées à la dispersion, les conclusions sont similaires à celles obtenues dans la partie précédente.

Il est donc nécessaire d'adapter la grille à l'empilement pour avoir les meilleurs performances.

3.2.5 Conclusions Cellules et Empilements

Un point important pour la synthèse des reflectarrays est la capacité à contrôler la phase de l'onde réfléchi par les éléments constituant la surface du réseau ainsi que son évolution sur la bande de fréquences. La cellule considérée permet de contrôler la phase réfléchi à l'aide de 6 paramètres géométriques pour chaque polarisation. La diversité de configurations offerte par la cellule déphaseuse choisie apporte donc une flexibilité au processus de synthèse.

On a pu observer que les performances de la cellule déphaseuse évoluent beaucoup en fonction de l'empilement et de la largeur de grille utilisés. Parmi les 3 associations d'empilement et de largeur de grille considérées, le Pyralux – 80 μm permet d'obtenir les niveaux de pertes et de cross-polarisation les plus faibles, vient ensuite le 25N – 500 μm , puis la plus mauvaise solution, le Pyralux – 500 μm . Ces caractéristiques devront être prises en compte lors de l'analyse des performances des reflectarrays qui seront synthétisés sur ces différents empilements et largeurs de grille.

3.3 Synthèse d'un Reflectarray Composé d'un Seul Panneau

3.3.1 Configuration d'Antenne et Spécifications

3.3.1.1 Description

Dans le cadre du projet européen ARTES 5, le processus de synthèse est appliqué pour la conception d'une antenne de réception de type *earth deck* ayant pour spécifications celles de la mission du satellite de communications géostationnaire américain Galaxy 17. Cette application de télécommunication spatiale nécessite une antenne bipolarisée dont la couverture est de type CONUS. La même couverture est attendue pour les deux polarisations. La bande passante de l'antenne à synthétiser est de 500 MHz et centrée sur 14,25 GHz (bande Ku). Les caractéristiques de cette mission sont présentées plus en détails dans l'Annexe C.

Pour des raisons de maîtrise technologique (reproductibilité, compatibilité avec le domaine spatial, etc.) et d'ajustement du processus de synthèse, les premières tailles d'antennes considérées sont délibérément restreintes comparées aux tailles typiques d'antennes satellites de type *earth deck*. La configuration d'antenne considérée est schématisée sur la figure 3.16 - a.

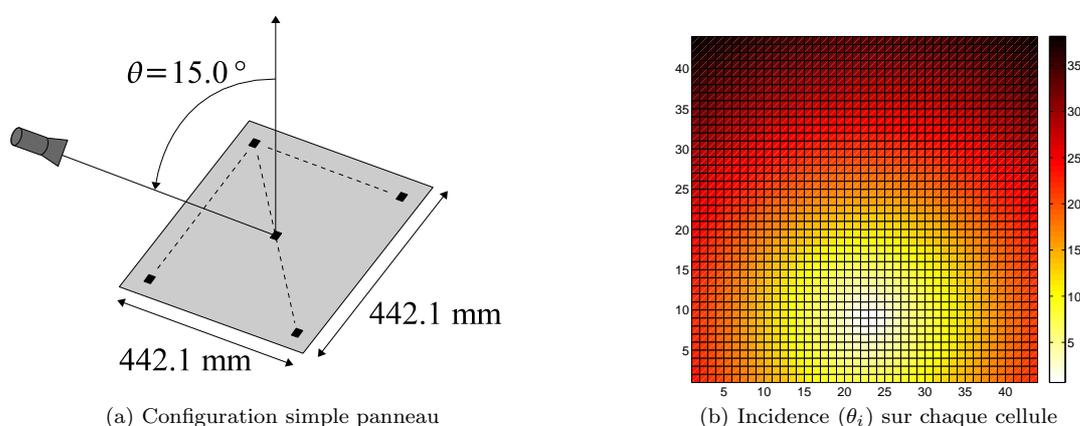


FIGURE 3.16 – Configuration d'antenne en offset ($F/D = 1,3$, angle maximum d'incidence = 38° , ouverture rayonnante = $22\lambda_0 \times 22\lambda_0$ et taille de la maille = $0,5\lambda_0$, 1936 éléments)

Les caractéristiques définies dans la section 1.1.4.1 sont calculées pour cette configuration d'antenne :

$$\begin{array}{llll}
 F = 572,240 \text{ mm} & d = 267,5 \text{ mm} & R_U = 669,887 \text{ mm} & \psi_U = 46,163^\circ \\
 H = 51,799 \text{ mm} & R_C = 577,934 \text{ mm} & \psi_C = 27,572^\circ & \psi_{UC} = 18,591^\circ \\
 D = 431,402 \text{ mm} & R_L = 563,021 \text{ mm} & \psi_L = 5,279^\circ & \psi_{CL} = 22,293^\circ
 \end{array}$$

Le rapport F/D est fixé à 1,33 de manière à réaliser un compromis entre les pertes par débordement et la dispersion dans l'ouverture. L'apodisation à la surface du réseau est fixée entre -5 et -6 dB. En outre, la source est placée en offset pour limiter les effets de masquage. L'incidence de l'onde éclairant la surface du réseau qui en résulte est présentée sur la figure 3.16 - b.

L'ouverture rayonnante de ce reflectarray est carrée et de taille $22 \lambda_0 \times 22 \lambda_0$ à $f_0 = 14,25$ GHz. Avec une taille de maille fixée à $0,5 \lambda_0$, 1936 éléments rayonnants composent la surface du reflectarray.

Les diagrammes de rayonnement des reflectarrays seront exprimés dans le repère (O_a, x_a, y_a, z_a) de l'antenne (section 1.1.4.1).

3.3.1.2 Diagrammes de Rayonnement Idéaux

La directivité dite idéale est calculée à partir des lois de phase désirées associées à une amplitude uniforme de 0 dB dans l'ouverture. Les diagrammes de rayonnement obtenus sont alors ceux d'un reflectarray éclairé uniformément, sans pertes et respectant la loi de phase spécifiée. Dans la suite du document, ces diagrammes seront référencés comme étant les diagrammes *idéaux*.

Les diagrammes de rayonnement, n'étant pas directifs, ils sont représentés en courbes de niveau pour une vision conique de la terre pour des angles de $\pm 8^\circ$.

Ces diagrammes idéaux sont représentés au centre et aux extrémités de la bande sur les figures 3.17 - a, b et c pour la polarisation directe \mathcal{X} .

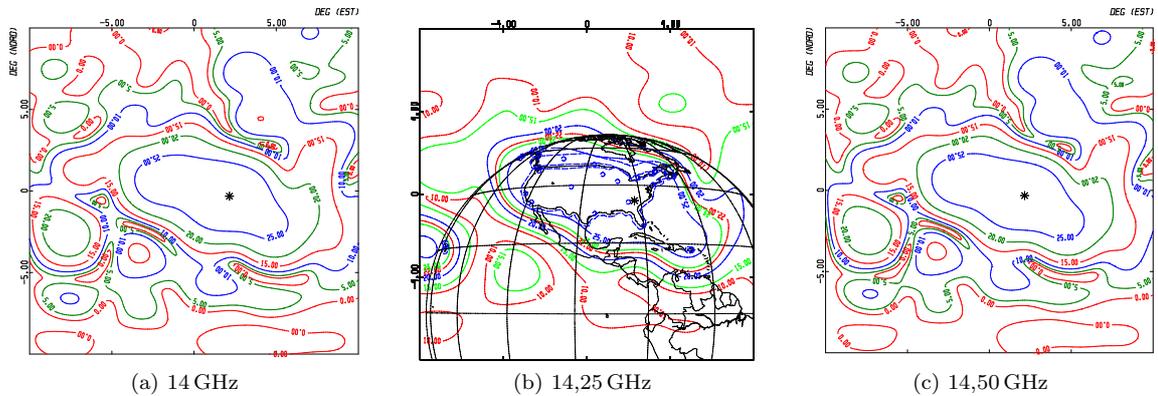


FIGURE 3.17 – Diagrammes de rayonnement idéaux dans la polarisation directe \mathcal{X} pour trois fréquences

L'évaluation du processus de synthèse proposé dans cette thèse sera réalisé en comparant les diagrammes simulés et mesurés des reflectarrays générés avec ces diagrammes idéaux.

L'efficacité de la modélisation des cellules par le logiciel MIX3 joue un rôle important dans prédictibilité des résultats et va donc conditionner l'efficacité du processus de synthèse.

Les performances mesurées des reflectarrays pourront être évaluées en fonction du gabarit spécifié pour la mission Galaxy 17 (Annexe C). Dans ce cas, c'est l'ensemble du processus de synthèse qui est évalué, tenant compte à la fois de la définition de la configuration d'antenne, des lois de phase à réaliser dans l'ouverture et enfin du processus de synthèse développé par l'IETR (stratégies de sélection de cellules et indicateurs).

3.3.1.3 Conditions Initiales

Analyse des Lois de Phase à Réaliser

La figure 3.18 - a présente la phase des coefficients de réflexion $\angle\Gamma_{yy}$ à réaliser à la surface du réseau. La dispersion à réaliser sur la bande [14 – 14,5] GHz est représentée sur la figure 3.18 - b. Pour ces représentations, les conditions initiales sont arbitrairement fixées à $\Phi_0 = 183^\circ$ et $\sigma_0 = -80^\circ/\text{GHz}$.

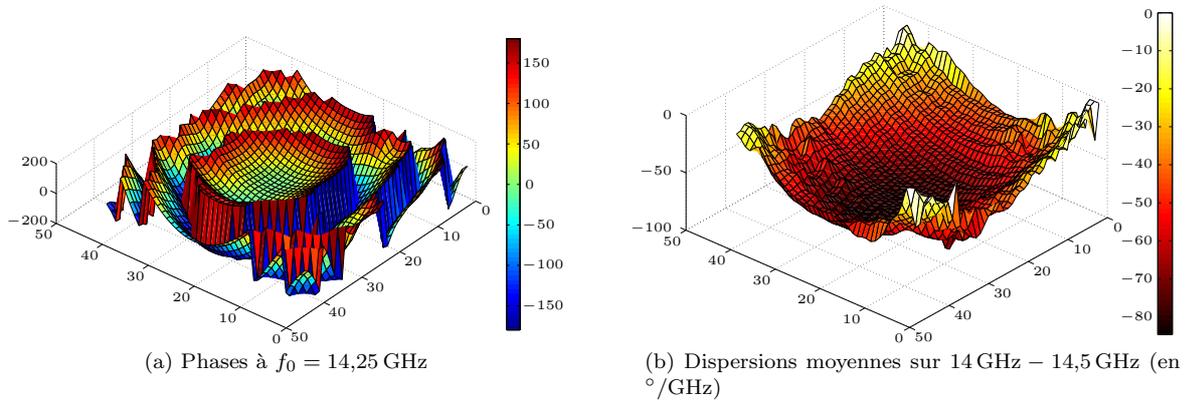


FIGURE 3.18 – Phase et dispersion désirées à la surface du réseau

Les lois de phase aux fréquences considérées sont définies à un offset de phase près de telle manière que, différentes valeurs de Φ_0 et σ_0 conduiront au même diagramme de rayonnement sur la bande de fréquences considérée. Cependant, avec la diversité de configurations offerte par la cellule déphaseuse considérée, les reflectarrays synthétisés n'auront pas des performances identiques (bande, pertes, etc.).

Considérations Préliminaires sur les Conditions Initiales

Nous avons pu voir que plusieurs configurations de cellule sont disponibles pour réaliser une phase donnée, mais ce nombre varie en fonction de la valeur de phase à réaliser. Il est intéressant de lier

les niveaux de pertes et de cross-polarisation à la phase à réaliser. Pour ce faire, la solution 25N – 500 μm est utilisée. La cellule déphaseuse est discrétisée en 1074 configurations pour 36 incidences.

Les figures 3.19 - a et b présentent les niveaux de pertes et de cross-polarisation engendrés par la cellule déphaseuse en fonction de la phase rayonnée. Ces valeurs sont représentées à l'aide de boîtes à moustaches, pour une visualisation plus aisée de la répartition de ces valeurs (niveaux maximums et médians).

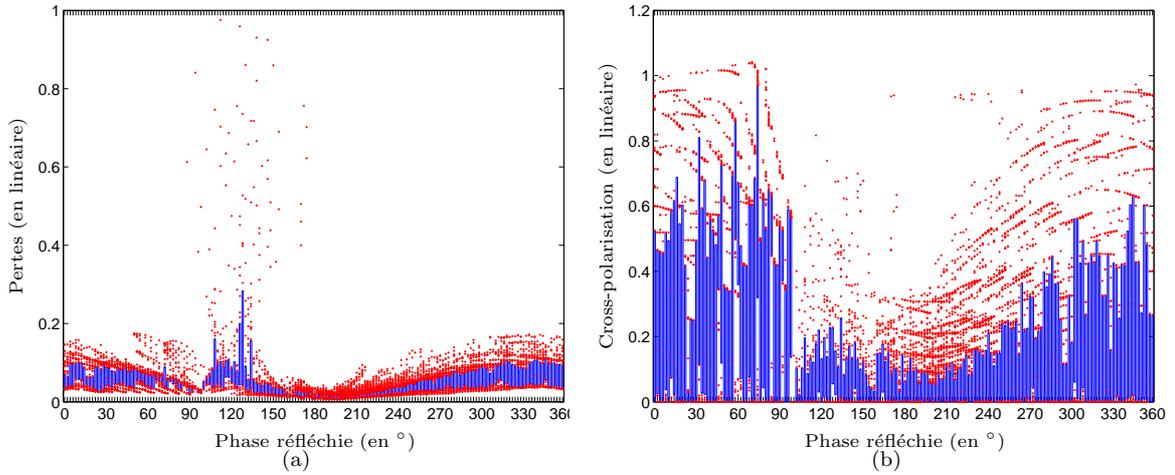


FIGURE 3.19 – Boîtes à moustaches représentant les pertes et la cross-polarisation de 1074 configurations sous 36 incidences en fonction de la phase réfléchie à 14,25 GHz

Le comportement de la cellule évolue avec la phase rayonnée. Les configurations rayonnant une phase dans la gamme $[175 - 230]^\circ$ ont en moyenne des pertes sous les -30 dB, avec un niveau maximum de -19 dB. En revanche, dans la gamme de phase $[100 - 150]^\circ$, un certain nombre de configurations ont des niveaux de pertes très importants. De même, quand la cellule rayonne une phase comprise dans l'intervalle $[132 - 210]^\circ$, les niveaux de cross-polarisation sont les plus faibles.

Pour conclure, il sera intéressant de s'assurer que la loi de phase désirée, utilisée lors de la synthèse des reflectarrays, induise le plus grand nombre d'éléments avec $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$ dans la gamme de phase $[132 - 230]^\circ$.

Ces tendances suggérées par l'approche « statistique » ne peuvent toutefois pas rendre compte de la complexité du problème. Il est donc préférable d'optimiser les conditions initiales à partir de l'analyse complète des layouts pour différentes conditions initiales.

Choix de la Valeur Φ_0

La cellule déphaseuse présente les plus faibles niveaux de pertes (ohmiques et par conversion de polarisation) sur 25N – 500 μm dans la gamme de phase $[132 - 230]^\circ$. Le pourcentage d'éléments

dans le réseau qui doivent rayonner une phase entre 132 et 230° est calculé pour différentes valeurs Φ_0 et répertorié dans le tableau 3.5.

Φ_0	0	50	100	140	150	200	250	300	350
Pourcentage d'éléments (en %)	27,2	27,6	28,4	32,2	31,7	28,1	23,0	24,6	26,7

TABLE 3.5 – Pourcentage d'éléments dans le réseau qui doivent réaliser une phase $\Phi_{\text{cell}_i}^{\text{des}}(f_0)$ dans la gamme $[132 - 230^\circ]$ pour différentes valeurs Φ_0

En choisissant une phase de 140° , le nombre de cellules dans la gamme de phase $[132 - 230^\circ]$ est maximisé, avec $32,2\%$ des éléments du réseau. Les reflectarrays ainsi synthétisés sur $25\text{N} - 500\ \mu\text{m}$ devraient avoir un niveau moyen de pertes plus faible qu'avec d'autres valeurs Φ_0 . Inversement, une phase de 250° conduit au minimum d'éléments rayonnants situés dans la gamme de phase considérée. Les performances des reflectarrays correspondants devraient donc s'en ressentir.

La position des éléments qui rayonnent une phase comprise entre 132 et 230° est représentée en vert pour les deux valeurs caractéristiques de Φ_0 sur les figures 3.20 - a et b (respectivement 140° et 250°).

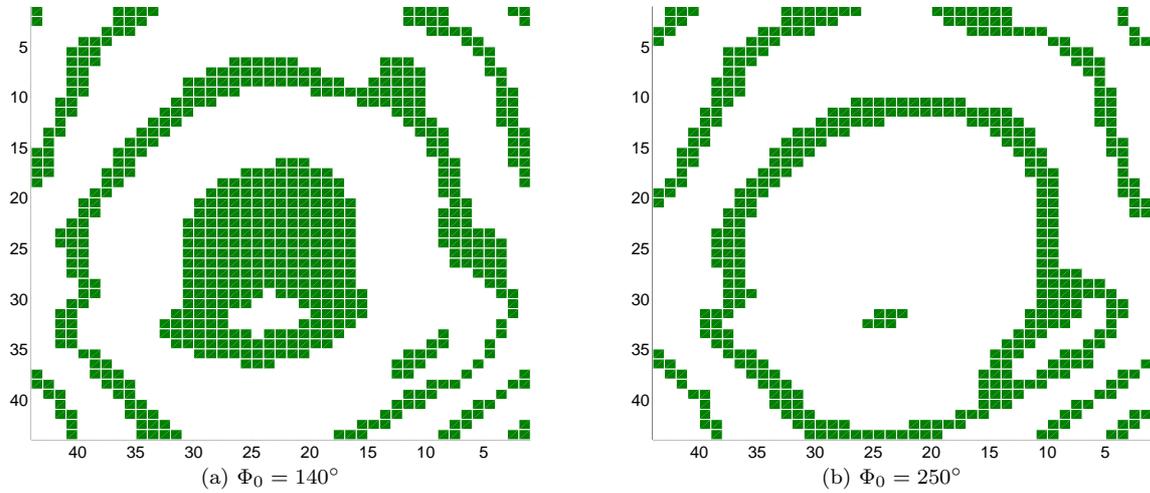


FIGURE 3.20 – Position des éléments qui doivent rayonner une phase entre 132 et 230° (en vert) pour deux valeurs Φ_0

Dans ce cas, le choix de $\Phi_0 = 140^\circ$ permet non seulement d'obtenir un maximum d'éléments dans la gamme de phase $[132 - 230^\circ]$, mais également qu'ils soient majoritairement placés au centre du réseau. Cette caractéristique est intéressante si l'on considère que le maximum d'énergie est envoyé au centre du reflectarray et que c'est donc à cet endroit que les pertes seront les plus critiques.

Le choix de Φ_0 n'est donc pas anodin. La réduction des pertes n'est pas le seul critère de choix

pour la synthèse des layouts. Par conséquent, il faudra optimiser Φ_0 lors de la synthèse quelle que soit la stratégie utilisée.

Choix de la Valeur σ_0

Toutes les valeurs de Φ_0 peuvent être utilisées pour la synthèse d'un reflectarray, certaines valeurs étant plus judicieuses que d'autres, comme nous venons de le voir. La dispersion à réaliser est, quant à elle, contrainte par les caractéristiques en fréquence des cellules déphaseuses réelles. En effet, une cellule déphaseuse passive ne peut pas réaliser de dispersions positives (section 2.6.2). De plus, une cellule dispersive engendre plus de pertes. Dans l'objectif de limiter les pertes du reflectarray synthétisé, il sera nécessaire de limiter la dispersion à réaliser à la surface du réseau.

Pour le cas particulier de la stratégie en dispersion, il faut définir la dispersion σ_0 à appliquer à la cellule de référence, celle-ci ne pouvant pas être choisie de manière arbitraire. À titre d'illustration, les dispersions à réaliser sur l'ensemble du réseau sont représentées sur la figure 3.21 pour 2 valeurs σ_0 (dispersion de la cellule de référence). Le code couleur est le suivant :

- en vert : les éléments qui doivent réaliser une dispersion $-90^\circ/\text{GHz} < \sigma_i < 0^\circ/\text{GHz}$,
- en rouge : les éléments qui doivent réaliser une dispersion inférieure à $\sigma_i \leq -90^\circ/\text{GHz}$,
- en noir : les éléments qui doivent réaliser une dispersion positive ($\sigma_i \geq 0^\circ/\text{GHz}$).

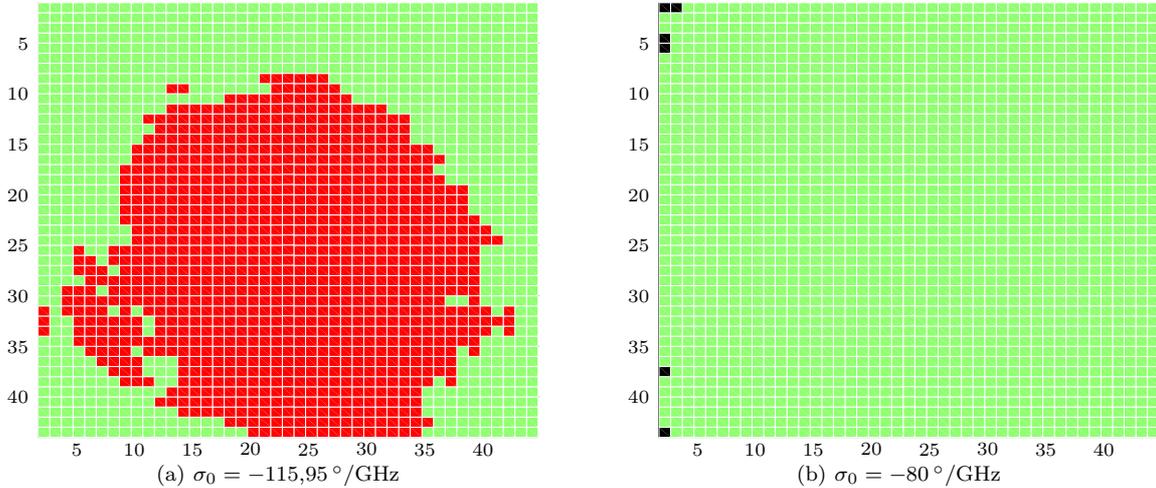


FIGURE 3.21 – Valeur des dispersions à réaliser à la surface du réseau pour deux valeurs σ_0 ($|\sigma_i| > 90^\circ/\text{GHz}$ en rouge, $-90^\circ/\text{GHz} < \sigma_i < 0^\circ/\text{GHz}$ en vert et $\sigma_i > 0^\circ/\text{GHz}$ en noir)

Une dispersion $\sigma_0 = -115,95^\circ/\text{GHz}$ (figure 3.21 - a) permet de compenser la dispersion sur l'ensemble de la surface du reflectarray. En effet, aucun élément n'est représenté en noir. En revanche, un tel choix implique que la dispersion de 49,6 % des éléments du réseau est inférieure à $-90^\circ/\text{GHz}$ (en rouge), avec le maximum (en valeur absolue) situé vers le centre du réseau. Le choix n'est pas judicieux car beaucoup d'éléments sont très dispersifs et donc très dissipatifs, et ceci à l'endroit où

l'énergie incidente est la plus forte. Au contraire, en choisissant une dispersion $\sigma_0 = -80^\circ/\text{GHz}$ (figure 3.21 - b), plus aucun élément ne doit réaliser une dispersion inférieure à $-90^\circ/\text{GHz}$. En contrepartie, ce choix conduit au fait que 8 éléments doivent théoriquement réaliser une dispersion positive, ce qui, on le rappelle, n'est pas possible avec les cellules déphaseuses considérées.

Malgré tout, la dispersion $\sigma_0 = -80^\circ/\text{GHz}$ sera utilisée pour la cellule de référence. Cette valeur apparaît comme un bon compromis entre une dispersion limitée au centre du réseau (limitant ainsi les pertes) et une bonne capacité à compenser la phase dans l'ouverture, avec théoriquement, seulement 8 éléments parmi les 1936 qui sont incapables de respecter les spécifications sur la bande de fréquences.

3.3.2 Application du Processus de Synthèse

3.3.2.1 Génération de Layouts

Pour synthétiser un reflectarray, une infinité de conditions initiales peuvent être appliquées aux lois de phases dans l'ouverture. L'objectif initial est de trouver la valeur Φ_0 qui conduira aux meilleures performances. Cependant, même si les parties précédentes ont permis de montrer quelques tendances, cette valeur peut difficilement être choisie a priori en raison de la complexité des phénomènes (effet de l'incidence, de la polarisation croisée, ...). On se propose donc ici d'itérer sur les valeurs possibles de Φ_0 et d'évaluer en simulation les performances des layouts correspondants. Pour des raisons évidentes de temps de simulation, le nombre de valeurs Φ_0 utilisés pour générer les layouts est limité à huit valeurs, distribuées sur 360° .

Pour une stratégie de sélection de cellules donnée, une valeur de condition initiale conduira à un seul layout. La fréquence centrale de la bande passante de l'antenne (soit 14,25 GHz) est utilisée comme fréquence d'optimisation pour le processus de synthèse. Le meilleur layout généré parmi les différentes valeurs Φ_0 est alors sélectionné en utilisant les indicateurs définis dans la section 2.7.

Pour illustrer ce propos, la procédure est détaillée pour la stratégie *MRC*. La synthèse est appliquée pour le cas d'un reflectarray qui sera réalisé sur $25\text{N} - 500\ \mu\text{m}$.

Les indicateurs, définis dans la section 2.7.2 et associés aux layouts *MRC* synthétisés, sont répertoriés sur le tableau 3.6 pour chaque valeur Φ_0 . Dans cet exemple, une neuvième valeur est ajoutée : 140° qui a été définie précédemment pour optimiser les niveaux de pertes et de cross-polarisation des cellules déphaseuses constituant le reflectarray. À la fréquence d'optimisation, $\bar{\varepsilon}$ et $\bar{\sigma}$ sont nuls et ne sont donc pas reportés dans le tableau.

Le layout ayant les meilleures performances, parmi les neuf générés, doit maintenant être sélectionné.

3.3.2.2 Illustration de Sélection de Layout

Comme on peut le voir, le paramètre $\overline{\Gamma_{yy}}$ n'est pas réellement affecté par la valeur Φ_0 . Ceci est cohérent avec la stratégie *MRC* qui consiste à maximiser le module du coefficient de réflexion direct

ϕ_0	σ_0	\overline{FD}	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	0,561	0,943	0,016	6,550	1,148	0,956	0,004	0,955	0,006	6,520	1,243
50	-80	0,538	0,946	0,015	6,768	1,124	0,957	0,004	0,952	0,029	6,828	2,141
100	-80	0,534	0,946	0,021	7,360	1,005	0,958	0,005	0,955	0,023	7,274	0,996
140	-80	0,544	0,947	0,019	7,438	1,053	0,958	0,004	0,955	0,025	7,472	1,019
150	-80	0,540	0,947	0,021	7,386	1,124	0,958	0,005	0,956	0,012	7,452	0,921
200	-80	0,551	0,945	0,020	7,084	1,170	0,957	0,004	0,955	0,017	7,168	1,084
250	-80	0,561	0,942	0,017	6,563	0,995	0,955	0,004	0,954	0,010	6,735	0,945
300	-80	0,576	0,941	0,014	6,361	0,994	0,954	0,004	0,953	0,009	6,403	1,039
350	-80	0,569	0,943	0,016	6,486	1,004	0,956	0,005	0,955	0,009	6,532	1,147

TABLE 3.6 – Performances des layouts synthétisés avec la stratégie *MRC* pour neuf valeurs Φ_0 sur 25N – 500 μm

($|\Gamma_{yy}|$) de chaque élément du réseau et qui garantie donc une certaine stabilité sur ce paramètre. De plus grandes variations peuvent être observées pour les indicateurs non-optimisés comme \overline{FD} , $\overline{\varepsilon}$ et $\overline{\sigma}$ (section 2.7.2). Par conséquent, le choix du layout résulte de la sélection du meilleur compromis parmi les valeurs des autres indicateurs.

On peut remarquer que pour la phase de 140°, l'indicateur $\overline{\Gamma_{yy}}$ obtenu pour ce layout est le meilleur à la fréquence d'optimisation. Cette valeur de phase assure d'ailleurs des valeurs d'indicateurs $\overline{\Gamma_{yy}}$ pratiquement optimales sur toute la bande de fréquences.

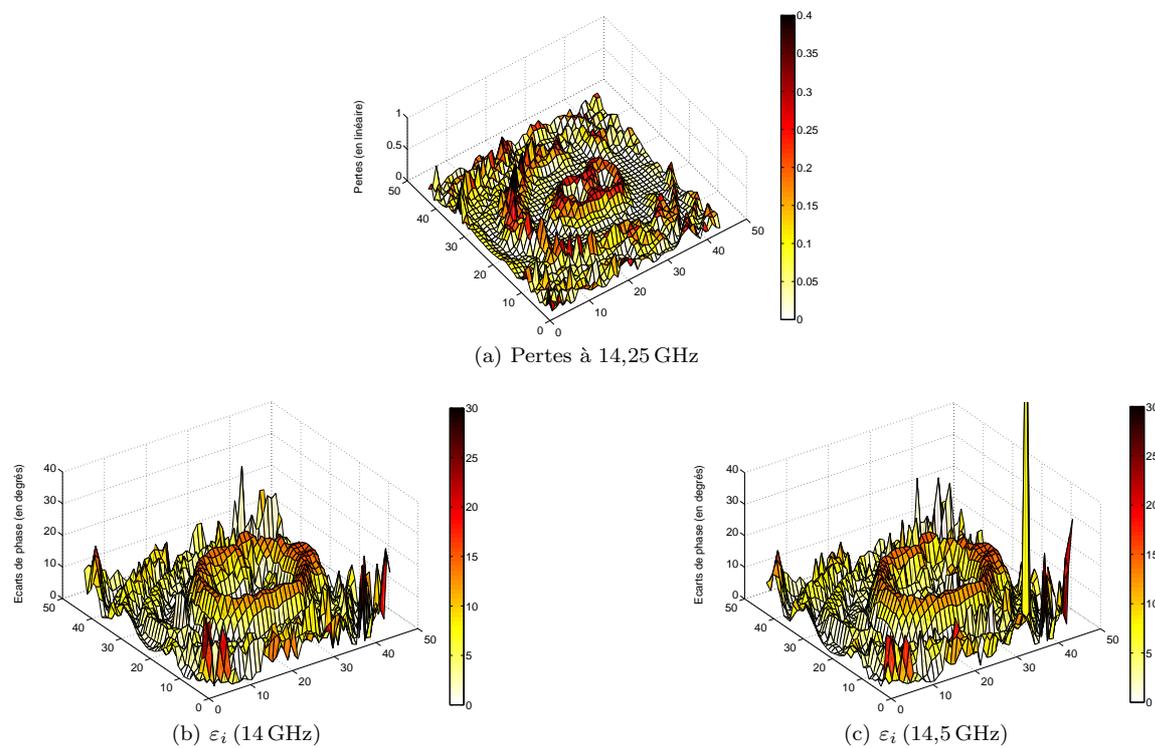
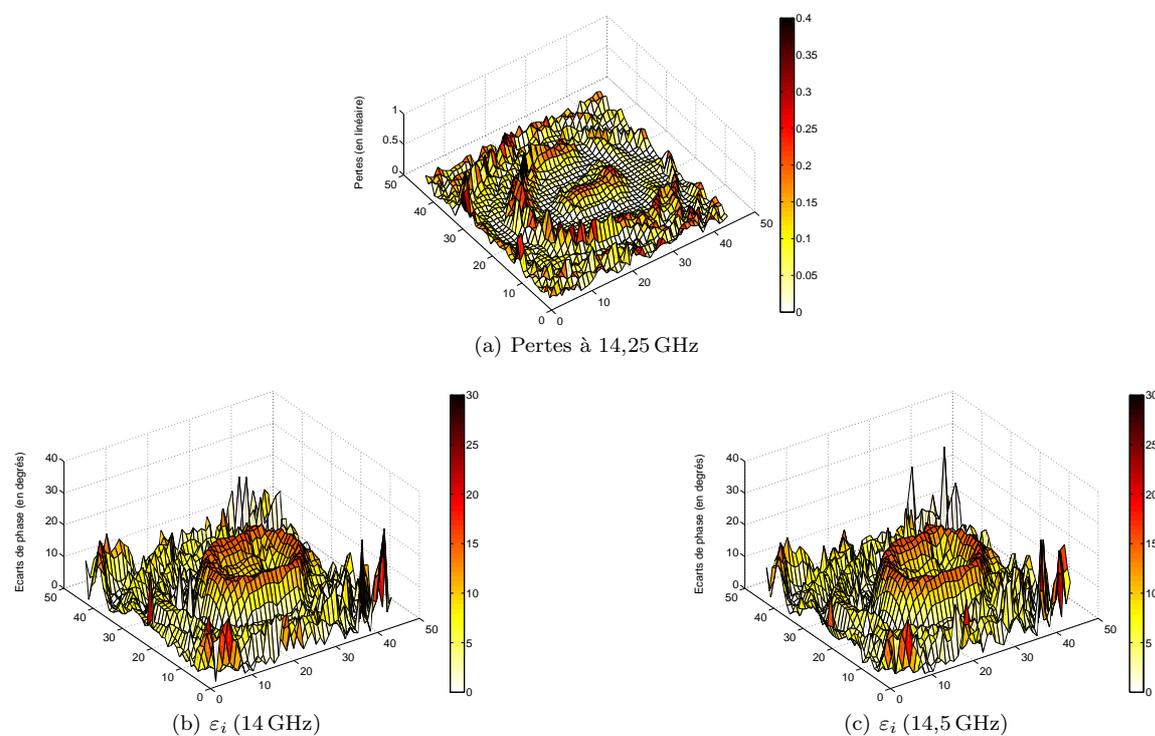
Parmi les 9 layouts, ceux ayant les meilleurs $\overline{\Gamma_{yy}}$ à la fréquence d'optimisation sont retenus. Le choix du meilleur layout est maintenant restreint aux 5 layouts générés avec Φ_0 allant de 50 à 200°. Au regard de leurs indicateurs respectifs, il n'est pas évident de définir celui qui conduit au meilleur compromis.

Il faut noter que le maximum d'énergie émis par la source illumine le centre du reflectarray. Les erreurs de phase ou les pertes qui sont placées dans cette zone ont donc un impact plus important sur les performances du reflectarray que celles localisées sur les bords du réseau. Leur position est donc à prendre en compte lors de la sélection du layout optimal.

Les pertes et les erreurs de phases associées à chaque élément du réseau sont représentées sur les figures 3.22, 3.24, 3.23 et 3.25 pour quatre layouts *MRC* synthétisés avec quatre valeurs Φ_0 . Ces résultats ne sont pas présentés pour $\Phi_0 = 150^\circ$ car ils sont similaires à ceux obtenus pour 140°.

Les différentes valeurs de phase Φ_0 influent sur la position des pertes et des erreurs de phase. Par exemple, pour $\Phi_0 = 50^\circ$, les erreurs de phase sont relativement faibles au centre du réseau, mais les niveaux de pertes y sont élevés. Pour $\Phi_0 = 200^\circ$, les plus grandes erreurs de phase sont placées au centre du réseau tandis que les pertes les plus importantes sont rejetées vers l'extérieur. Le meilleur compromis est obtenu pour une phase $\Phi_0 = 100^\circ$.

En plus de ces bonnes performances, l'indicateur de dissemblance \overline{FD} est le plus faible pour ce layout. Par conséquent, l'hypothèse de périodicité est mieux respectée avec ce layout. Ainsi, le meilleur layout *MRC* sur 25N – 500 μm est obtenu pour $\Phi_0 = 100^\circ$.

FIGURE 3.22 – Positions des pertes et des erreurs de phase du layout *MRC* synthétisé pour $\Phi_0 = 50^\circ$ FIGURE 3.23 – Positions des pertes et des erreurs de phase du layout *MRC* synthétisé pour $\Phi_0 = 100^\circ$

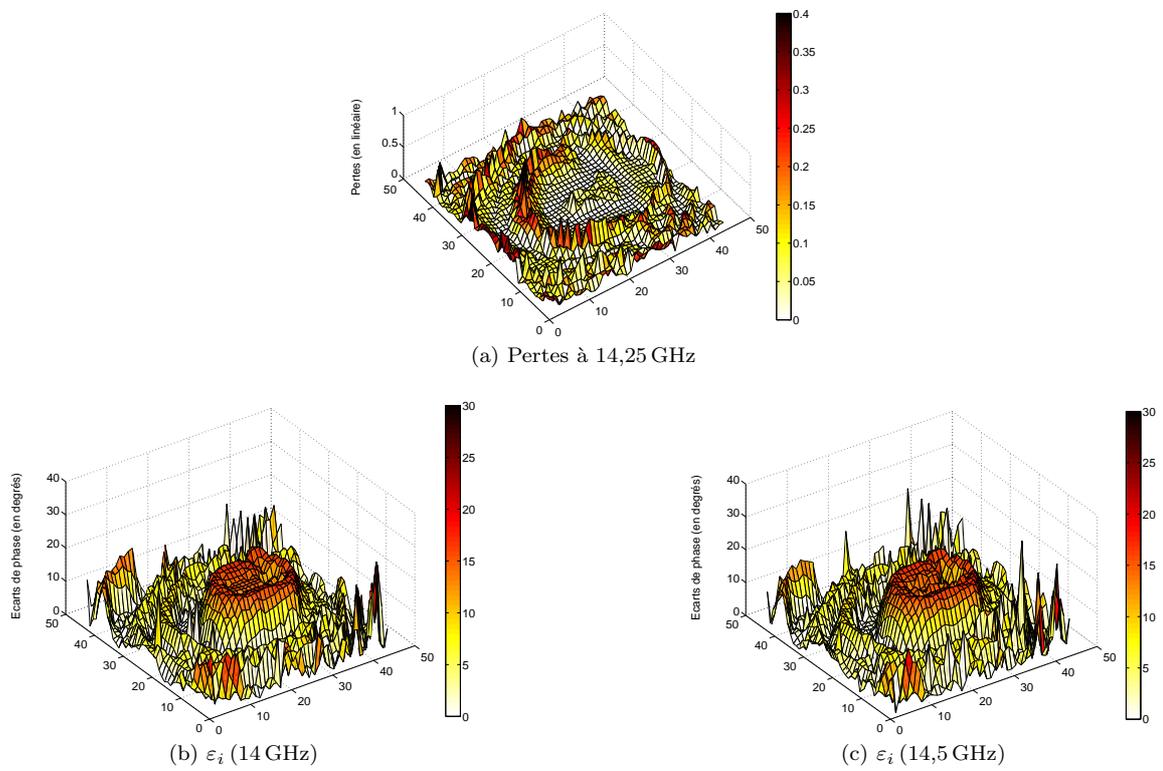
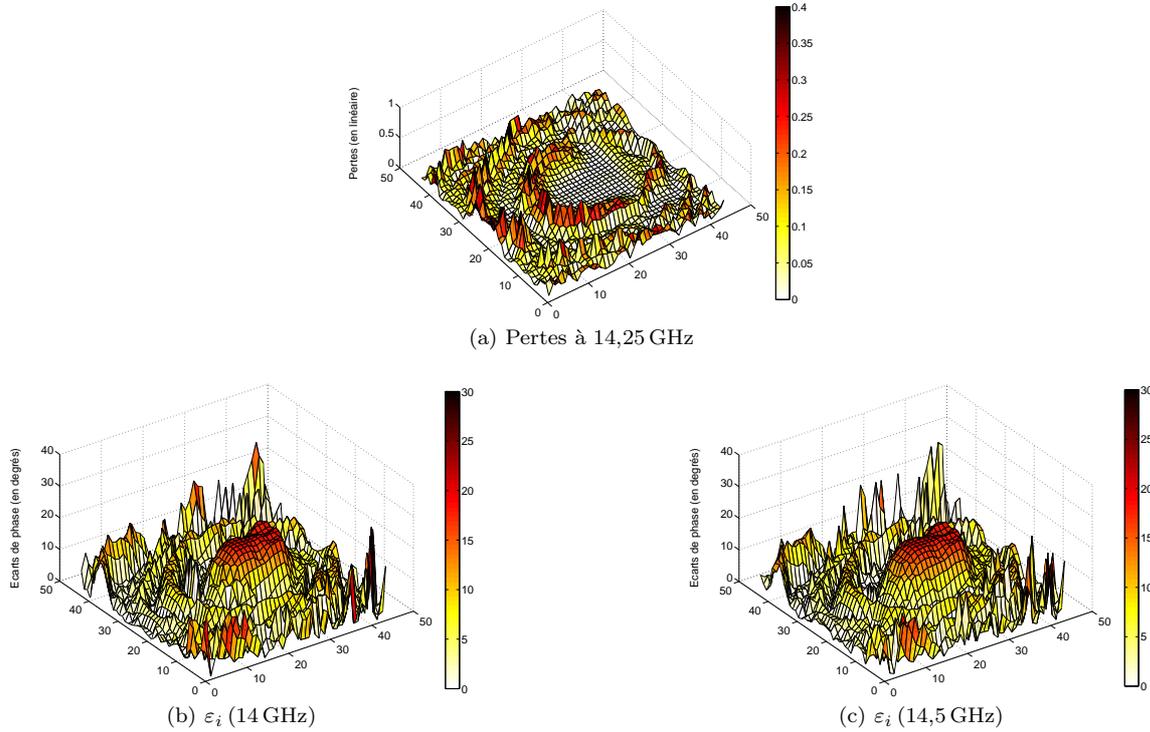


FIGURE 3.24 – Positions des pertes et des erreurs de phase du layout *MRC* synthétisé pour $\Phi_0 = 140^\circ$

FIGURE 3.25 – Positions des pertes et des erreurs de phase du layout *MRC* synthétisé pour $\Phi_0 = 200^\circ$

3.3.2.3 Effets des Substrats sur les Performances des Layouts Synthétisés

La génération puis la sélection d'un layout pour une stratégie et une solution technologique (empilement et grille) donnée viennent d'être présentées. Ce processus est ici appliqué pour les 4 stratégies et les 2 solutions 25N – 500 μm et Pyralux – 500 μm . Les indicateurs associés à 8 layouts synthétisés pour chacun de ces cas (64 layouts en tout) sont présentés en Annexe D.

Il est important de noter que malgré le fait que le Pyralux – 80 μm soit a priori la meilleure solution, elle n'est pas considérée ici car elle n'avait pas encore été caractérisée au moment de la synthèse des reflectarrays à simple panneau.

En outre, les bases de données stockant le comportement de la cellule sur 25N et Pyralux ne sont pas identiques. La première base de données a avoir été générée fut celle sur 25N avec uniquement des cellules de type fentes centrées (base incomplète – sans les fentes débouchantes). La base Pyralux, générée dans un deuxième temps, est donc plus riche et contient 1074 configurations au lieu de 549 pour la base 25N.

Les tableaux 3.7 - a et b synthétisent les résultats obtenus sur l'ensemble des layouts pour chacun des empilements. Les erreurs de phase ($\bar{\varepsilon}$) aux extrémités de la bande et le facteur de dissemblance ($\overline{\text{FD}}$) sont ainsi présentés et ceci pour les différentes stratégies d'optimisation.

Premièrement, on constate que les erreurs de phase sont globalement plus faibles pour les layouts

Layout	25N	Pyralux
<i>A</i>	9,47°	32,06°
<i>D</i>	3,97°	6,32°
<i>G</i>	8,36°	31,29°
<i>MRC</i>	6,95°	9,96°
Moyenne	7,19°	19,91°

(a) Erreurs de phase moyen ($\bar{\epsilon}$) aux extrémités de la bande de fréquences

Layout	25N	Pyralux
<i>A</i>	0,756	1,401
<i>D</i>	0,468	0,915
<i>G</i>	0,160	0,207
<i>MRC</i>	0,552	1,128
Moyenne	0,484	0,913

(b) Facteurs de dissemblance (\overline{FD})TABLE 3.7 – Niveaux moyens obtenus par 8 layouts générés sur 25N – 500 μm et 8 sur Pyralux – 500 μm

générés sur 25N (7,19° en moyenne) que pour ceux générés sur Pyralux (19,91° en moyenne). Ce résultat très net est obtenu malgré le nombre plus réduit de configurations disponibles lors de la synthèse des layouts sur 25N. Par conséquent, le fait d’avoir un grand nombre de configurations pour réaliser les lois de phase n’assure pas forcément d’obtenir un reflectarray avec les meilleures performances sur la bande.

Il apparaît ensuite que les plus grandes variabilités géométriques sont obtenues pour les layouts générés sur Pyralux. En effet, le facteur de dissemblance \overline{FD} est en moyenne de 0,91 pour les layouts synthétisés sur Pyralux contre 0,48 sur 25N. Ceci peut s’expliquer par le fait que la base Pyralux contient plus de configurations de cellules différentes. Cette diversité de configurations favorise a priori la variété des géométries au sein d’un même réseau. Il faut cependant souligner que malgré cela, l’indicateur \overline{FD} est en moyenne de 0,21 sur Pyralux, ce qui est proche des 0,16 sur 25N, pour les layouts *G*. Le gain apporté par la stratégie géométrique apparaît donc clairement ici. Elle permet au final de garantir une stabilité de la géométrie des cellules au sein du réseau, même en partant d’une situation initiale plus favorable à la diversité.

3.3.2.4 Layouts Sélectionnés pour la Réalisation

L’étape suivante consiste à réaliser des layouts pour évaluer le processus de synthèse, les empilements et le processus de fabrication. La réalisation des reflectarrays est une étape coûteuse. Par conséquent, seuls 4 layouts sont fabriqués. Ils doivent permettre d’évaluer les 4 stratégies développées, mais également les différents empilements et largeurs de grille.

Les stratégies *géométrique* et *dispersion* sont utilisées pour la synthèse de layouts sur 25N – 500 μm . Deux autres layouts sont générés avec les stratégies *MRC* et *aléatoire* sur le Pyralux – 500 μm .

Les indicateurs associés aux 4 layouts sélectionnés sont résumés dans le tableau 3.8. Ils résultent du processus de sélection de layout présenté dans la section précédente et correspondent aux layouts possédant les meilleurs compromis entre les différents indicateurs. Les caractéristiques optimisées par chaque stratégie sont mises en valeur par des cases grisées pour chaque layout.

Nom	ϕ_0	\overline{FD}	f_{min}		f_0	f_{max}	
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\overline{\epsilon}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\overline{\epsilon}$
<i>MRC</i>	50	0,85	0,92	13,6	0,90	0,95	9,5
<i>D</i>	100	0,39	0,86	10,4	0,89	0,89	7,5
<i>G</i>	100	0,17	0,82	38,1	0,77	0,87	29,6
<i>A</i>	150	1,41	0,85	32,7	0,79	0,83	31,8

TABLE 3.8 – Les performances des quatre layouts synthétisés avec 4 stratégies de sélections de cellules

Il faut noter que ces layouts n'ont pas tous été générés en même moment et que le programme de synthèse a évolué au cours du temps. Par conséquent, les indicateurs obtenus pour ces layouts sont différents de ceux présentés dans l'Annexe D qui correspondent à des layouts générés avec la dernière version de l'outil de synthèse.

Chaque stratégie conduit bien à un layout qui optimise ses propres indicateurs (par exemple, $\overline{FD} = 0,17$ pour le layout *G*, et $\overline{\Gamma_{yy}} = 0,90$ pour le layout *MRC* à la fréquence centrale). Les indicateurs du layout *A* sont globalement les plus mauvais. Ceci démontre l'apport des stratégies de sélection de cellules.

Les quatre layouts sont représentés sur les figures de 3.26 - a à d.

Pour une meilleure lisibilité des variations géométriques qui apparaissent au sein des layouts, le facteur définissant la dissemblance, \overline{FD}_i , est calculé pour chaque élément du réseau. Il est représenté sur les figures de 3.27 - a à d pour les 4 layouts choisis. Chaque figure est normalisée par rapport à son maximum. L'objectif n'est donc pas comparer les niveaux d'erreurs entre deux layouts (ceci a déjà été fait grâce au tableau 3.8), mais plutôt d'observer comment se répartissent les variations géométriques au sein d'un même layout.

Comme on pouvait s'y attendre, le layout *G* est celui où la géométrie des cellules est la plus régulière. On peut tout de même observer qu'il y a deux zones où les patches sont plus petits. Le layout *A* a quant à lui les plus grandes variations géométriques sur l'ensemble de la surface du réseau.

En ce qui concerne les layouts *MRC* et *D*, les variations géométriques sont seulement localisées au niveau des zones de transition (c'est à dire aux endroits où les cellules reviennent à leur géométrie initiale après un cycle de 360°). La régularité obtenue pour ces deux layouts est due à la restriction du choix des configurations de cellules imposée par ces deux stratégies. En effet, contrairement au layout *A* synthétisé avec un seul critère, ils sont optimisés à l'aide de deux critères.

Il faut noter que, dans les zones où la dissimilarité entre cellules voisines est importante, la validité des hypothèses de simulation utilisées pour modéliser les cellules déphaseuses est fortement remise en cause. La prédiction des performances des layouts risque alors d'être altérée, ce qui est préjudiciable

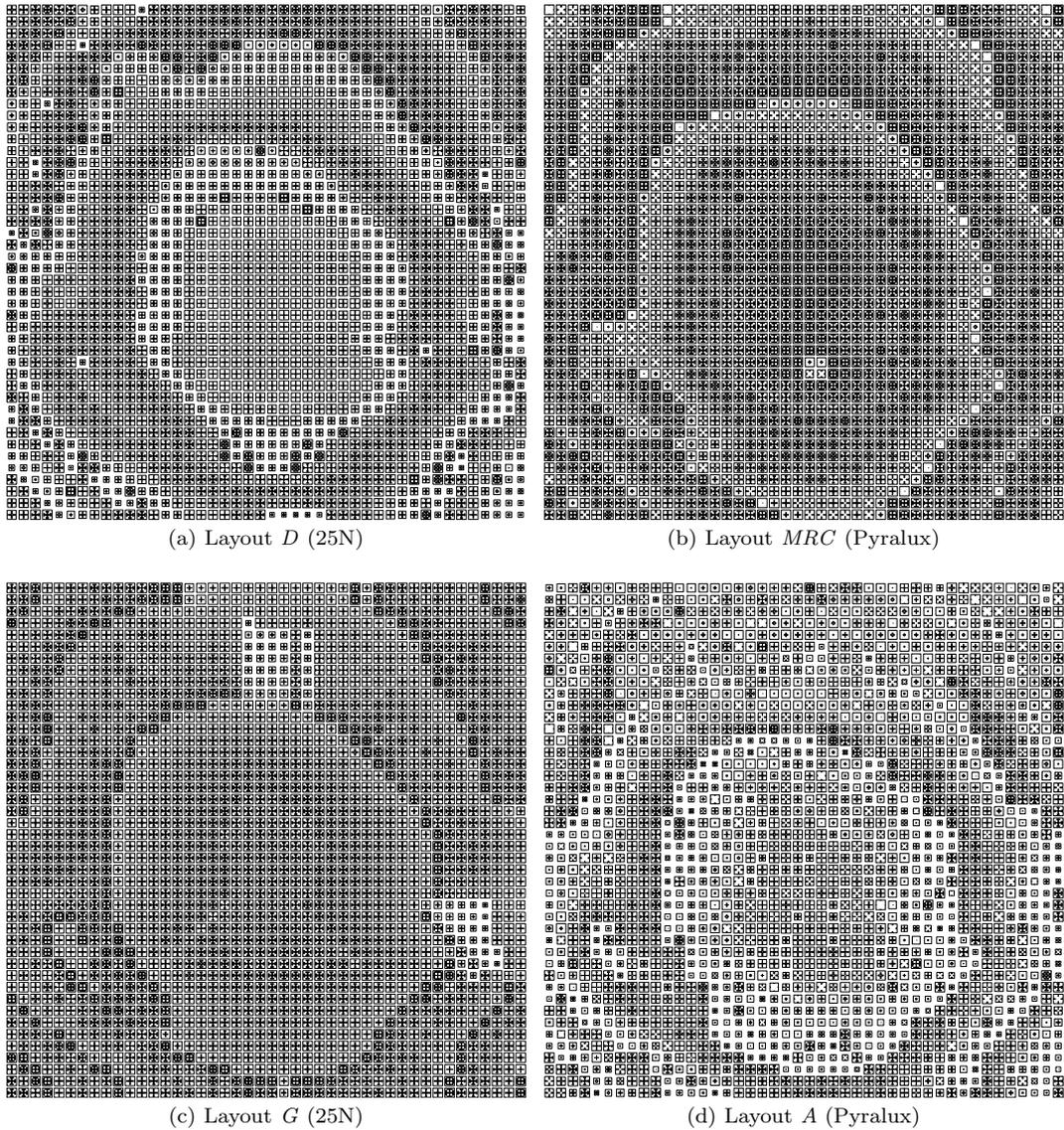
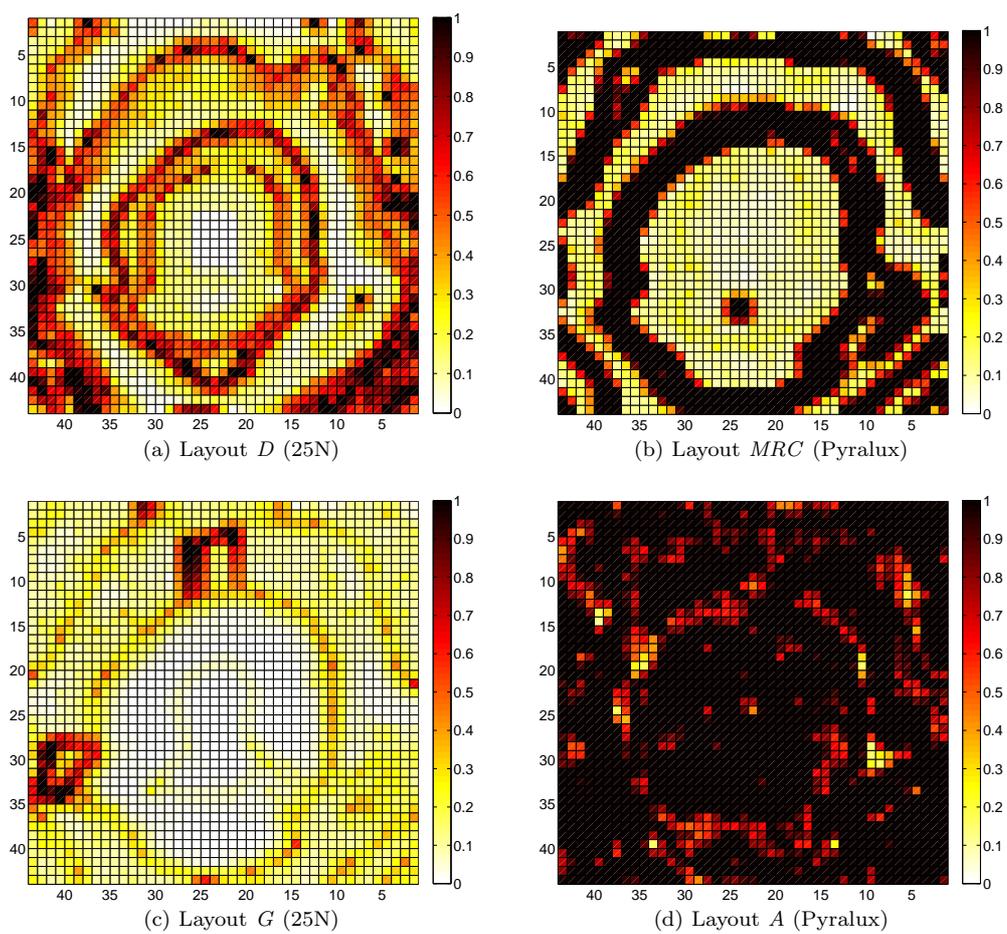


FIGURE 3.26 – Visualisation des 4 layouts sélectionnés (substrat utilisé)

FIGURE 3.27 – Valeurs du facteur de dissemblance \overline{FD}_i pour chaque élément des 4 layouts sélectionnés

à l'efficacité du processus de synthèse.

3.3.3 Performances Simulées

3.3.3.1 Fréquence d'Optimisation

Les performances simulées des 4 layouts sélectionnés sont tout d'abord observées à la fréquence d'optimisation. La superposition des diagrammes idéaux et simulés, pour la polarisation directe \mathcal{X} , est présentée sur les figures allant de 3.28 - a à d pour les quatre layouts à 14,25 GHz.

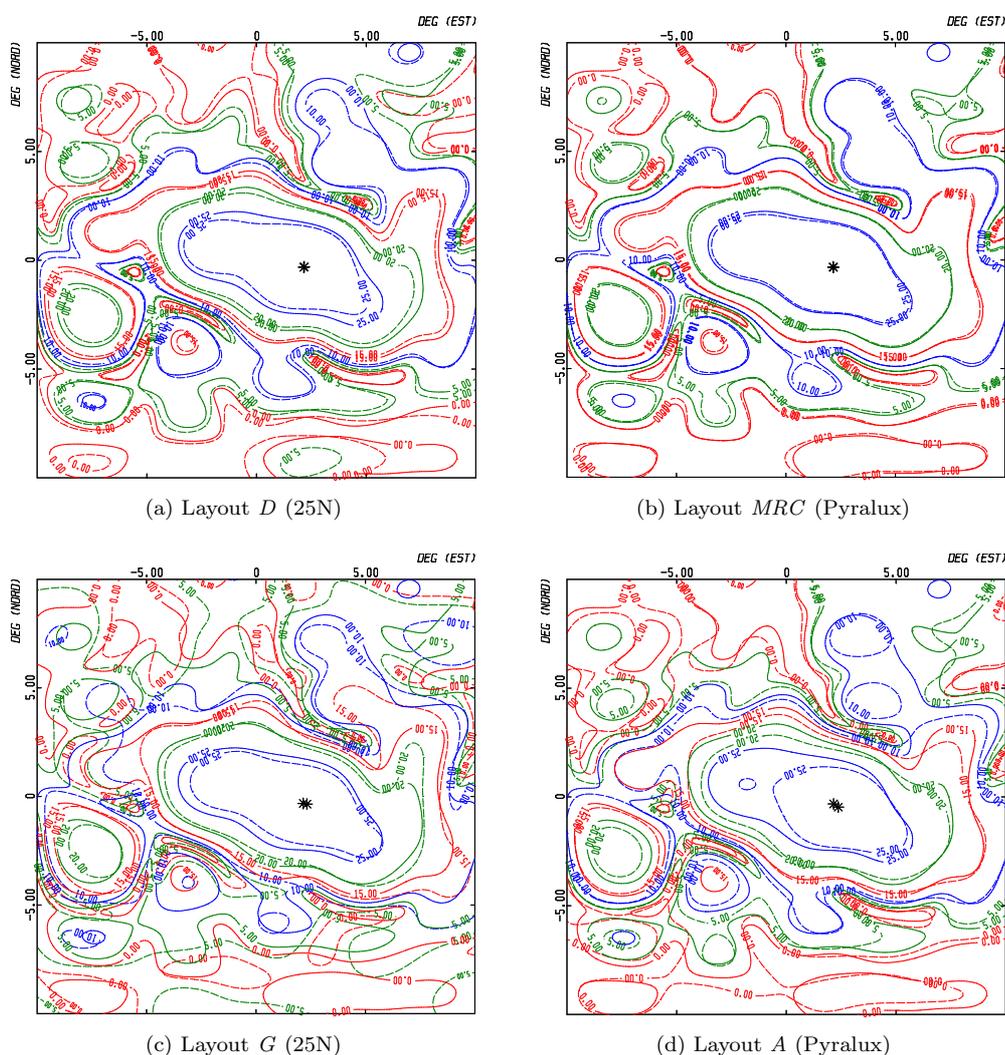


FIGURE 3.28 – Superposition des diagrammes de rayonnement idéaux (trait plein) et simulés (trait pointillé) des 4 layouts sélectionnés à 14,25 GHz (polarisation \mathcal{X})

À la fréquence d'optimisation, on aurait pu s'attendre à une parfaite similitude par superposition

des couvertures idéales et simulées. En effet, la loi de phase est parfaitement respectée en simulation et est identique pour tous les layouts. Ce n'est pourtant pas le cas comme on peut le voir sur les figures 3.28. L'explication vient du fait que, lors de la synthèse, seule la phase des coefficients de réflexion directs est optimisée et non l'amplitude. Ainsi, malgré une loi de phase respectée à la fréquence d'optimisation, les couvertures obtenues ne se valent pas.

L'écart entre la couverture idéale et simulée est le plus flagrant pour le layout *A* (figure 3.28 - d). Malgré ce mauvais comportement, les performances de ce layout devront être vérifiées par la mesure. En effet, on ne peut savoir quel crédit porter à ces résultats sachant que le respect des hypothèses de simulation (Floquet) est très mauvais (figure 3.27 - d), ce qui fausse indéniablement la prédiction de ses performances. Par conséquent, ses performances simulées ne seront pas développées sur la bande.

Les trois autres layouts présentent globalement un bon accord avec la couverture idéale, principalement dans la direction principale de rayonnement. L'accord entre les couvertures idéales et simulées obtenu par les layouts *MRC* et *D* semble cependant meilleur sur les extérieurs du domaine de visualisation par rapport à l'accord obtenu avec le layout *G*. Ce relatif gain apporté par ces stratégies est à tempérer car de plus fortes variations géométriques apparaissent dans les layouts *MRC* et *D*. Par conséquent, les écarts entre les résultats simulés et mesurés seront probablement plus importants pour ces deux layouts.

La superposition des diagrammes idéaux et simulés, dans la polarisation \mathcal{Y} , sont présentés sur les figures de 3.29 - a à c pour les trois layouts à 14,25 GHz (le layout *A* n'étant déjà pas bon pour la polarisation \mathcal{X}).

On peut voir sur ces figures que l'accord est moins bon pour cette polarisation que pour la polarisation \mathcal{X} , mais est globalement satisfaisante. Ce moins bon accord est dû au fait que les coefficients de réflexion sont seulement optimisés dans la polarisation \mathcal{X} lors de la synthèse.

3.3.3.2 Bande de Fonctionnement

Les performances des trois layouts *MRC*, *D* et *G* sont maintenant étudiées aux extrémités de la bande de fréquences [14 – 14,5] GHz.

La superposition des couvertures idéales et simulées est présentée sur les figures 3.30 - a à f pour les trois layouts à 14 et 14,5 GHz.

Les niveaux de pertes simulés pour ces layouts sont donnés dans le tableau 3.9, les gains simulés dans le tableau 3.10 et les niveaux maximums de cross-polarisation simulés dans le tableaux 3.11.

En observant les couvertures obtenues à 14 et 14,5 GHz, il ressort que les diagrammes les plus stables sont obtenus avec le layout *D*. Ces bonnes performances en termes de couverture sont à

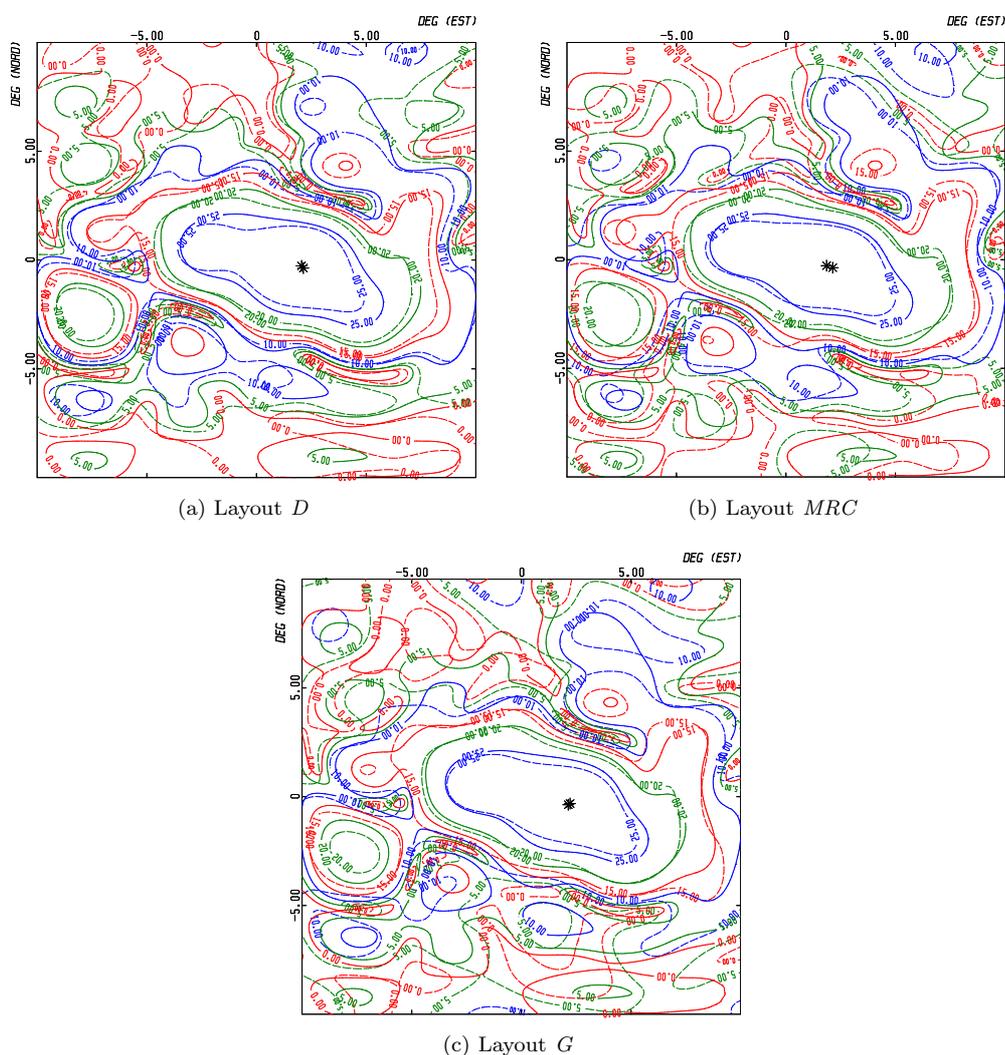


FIGURE 3.29 – Superposition des diagrammes de rayonnement idéaux (trait plein) et simulés (trait pointillé) des 3 layouts sélectionnés à 14,25 GHz (polarisation \mathcal{Y})

Nom	14 GHz	14,25 GHz	14,5 GHz
<i>MRC</i>	0,58	0,41	0,44
<i>D</i>	1,02	1,06	1,27
<i>G</i>	0,54	0,52	0,57

TABLE 3.9 – Pertes ohmiques simulées pour les trois layouts choisis (en dB)

Nom	14 GHz	14,25 GHz	14,5 GHz
<i>MRC</i>	28,5	28,7	28,9
<i>D</i>	26,6	26,9	26,8
<i>G</i>	26,2	26,7	27,2

TABLE 3.10 – Gains simulés pour les trois layouts choisis (en dBi)

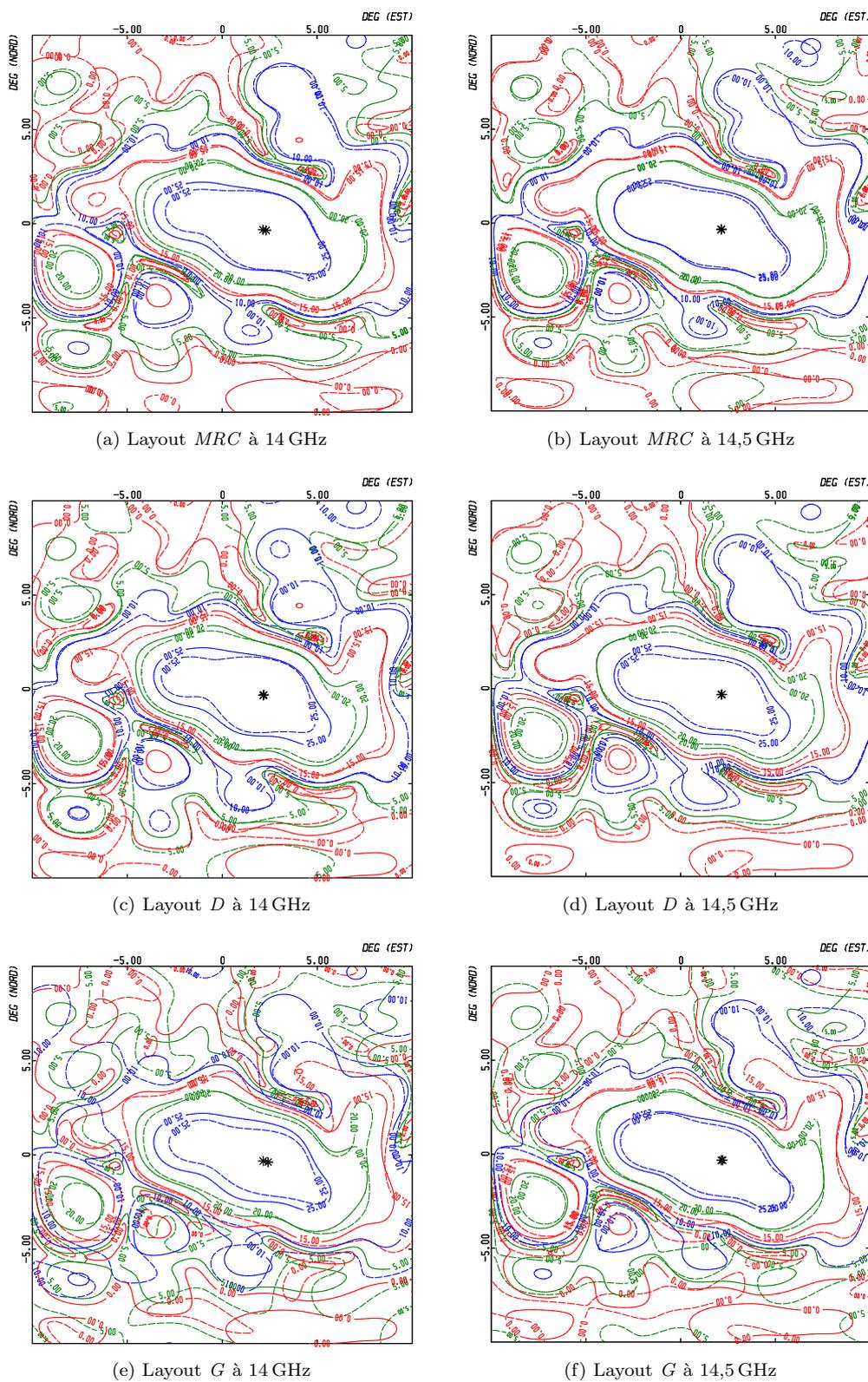


FIGURE 3.30 – Superposition des diagrammes de rayonnement idéaux (trait plein) et simulés (trait pointillé) des layouts synthétisés (polarisation \mathcal{X})

Nom	14 GHz	14,25 GHz	14,5 GHz
<i>MRC</i>	-18,92	-22,77	-25,62
<i>D</i>	-26,28	-28,29	-28,92
<i>G</i>	-32,91	-31,38	-32,25

TABLE 3.11 – Niveaux maximum de cross-polarisation simulés pour les trois layouts choisis (en dB)

nuancer avec des niveaux de pertes environ deux fois plus élevés comparativement aux autres layouts (1,1 dB en moyenne sur la bande). Les pertes plus élevées sont à relier à l'utilisation de cellules dispersives.

On pouvait s'attendre à de faibles pertes pour le layout *MRC* puisque c'est le critère d'optimisation de la stratégie en question. Ce n'est pas le cas pour la stratégie *G* qui donne malgré tout d'excellents résultats. Le choix de la solution 25N – 500 μm peut, dans ce cas, expliquer les faibles pertes. Le gain apporté par la stratégie *MRC* est, par conséquent, non négligeable. En effet, il conduit aux plus faibles niveaux de pertes malgré une association entre l'empilement et la largeur de la grille très défavorables (Pyrallax – 500 μm dans la section 3.2.4.3).

Les bonnes performances obtenues pour la solution 25N – 500 μm sont aussi confirmées par les plus faibles niveaux de cross-polarisation simulés pour les layouts *G* et *D*. Pour le layout *G*, le niveau moyen de cross-polarisation sur la bande de fréquences atteint même $-32,2$ dB.

3.3.3.3 Conclusions Préliminaires

Les bonnes performances de l'empilement 25N associé à une largeur de grille de 500 μm sont confirmées avec des niveaux de cross-polarisation plus faibles pour les layouts *D* et *G*. Les niveaux de pertes du layout *G* sont très proches de ceux du layout *MRC* ce qui confirme également la supériorité de cette association par rapport au Pyralux – 500 μm en ce qui concerne les pertes.

Il semble également que les performances du layout *A* ne soient pas compatibles avec un processus de synthèse efficace. Avec des performances médiocres pour ce layout, on peut conclure qu'une sélection de cellules avec pour seul critère le respect de la loi de phase à la fréquence d'optimisation n'est pas suffisante. Cela démontre l'intérêt d'utiliser des stratégies de sélection de cellules plus élaborées comme les stratégies *MRC*, *D* et *G*.

Il faut également noter que les variations géométriques qui apparaissent dans les layouts (notamment dans le layout *A*) risquent d'induire des erreurs dans la prédiction des performances. L'étude des performances en mesure est donc nécessaire pour estimer ces erreurs.

3.3.4 Performances Mesurées

Les quatre layouts *A*, *G*, *D* et *MRC* sélectionnés sont réalisés. Leurs performances mesurées sont présentées et analysées dans cette section. La photo 3.31 présente un reflectarray positionné dans la chambre anéchoïde pour la mesure.



FIGURE 3.31 – Antenne sous test pour la mesure

3.3.4.1 Efficacité de l'Outil de Synthèse

Pour évaluer l'efficacité de l'outil de synthèse, les performances mesurées des quatre layouts choisis sont comparées avec celles qui sont spécifiées (section 3.3.1.2).

La superposition des diagrammes de rayonnement idéaux et mesurés en polarisation \mathcal{X} est présentée pour les quatre layouts sur les figures 3.32.

L'accord entre les diagrammes de rayonnement idéaux et mesurés est meilleur pour les layouts *MRC*, *D* et *G* que pour le layout *A* pour lequel de grandes différences apparaissent, y compris dans la direction principale de rayonnement. Les mauvaises performances mesurées du layout *A* confirment la nécessité d'utiliser une stratégie de sélection de cellules élaborée. Les spécifications n'étant pas atteintes à la fréquence d'optimisation, ses performances mesurées ne seront pas étudiées plus en détails dans la suite.

Les pertes ohmiques mesurées sur la bande de fréquences, pour les trois layouts restant, sont résumées dans le tableau 3.12. Les pertes ohmiques mesurées du reflectarray sont donc calculées en faisant la différence entre le gain et la directivité mesurée (relation 1.1-6)

	14 GHz	14,25 GHz	14,5 GHz
<i>MRC</i>	0,5	0,2	0,1
<i>D</i>	1,4	1,2	1,27
<i>G</i>	0,63	0,5	0,53

TABLE 3.12 – Pertes mesurées des 3 layouts réalisés (en dB)

En plus de ces bonnes performances en termes de couverture, le layout *MRC* présente les pertes

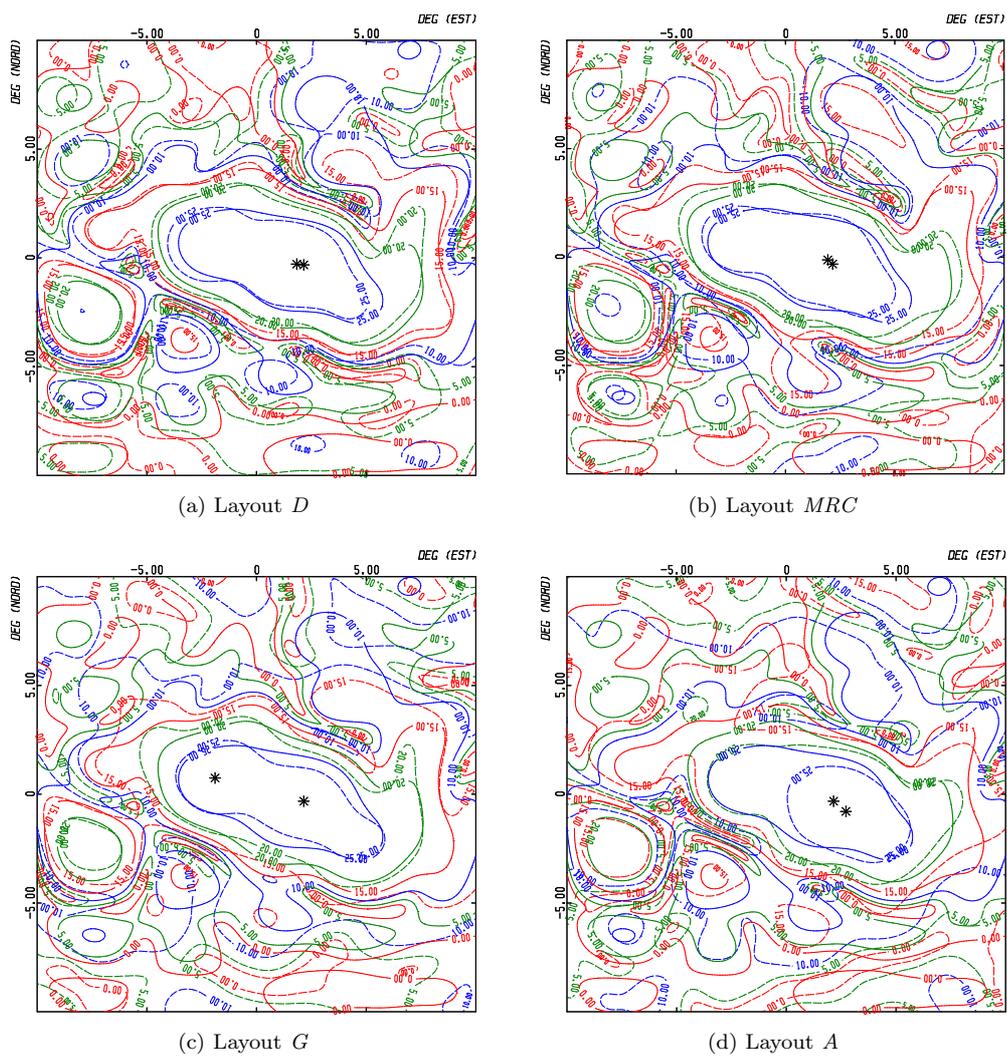


FIGURE 3.32 – Superposition des diagrammes de rayonnement idéaux (trait plein) et mesurés (trait pointillé) à 14,25 GHz (polarisation \mathcal{X})

les plus faibles. Ceci est cohérent avec la stratégie *MRC* qui maximise le module des coefficients de réflexion de chaque élément rayonnant composant le réseau.

Les pertes engendrées par le layout *D* sont importantes comparées à celles des autres layouts mesurés. Ce phénomène est dû à l'utilisation d'un grand nombre de cellules dispersives pour respecter les lois de phase désirées aux extrémités de la bande de fréquences.

La superposition des diagrammes de rayonnement idéaux et mesurés pour la polarisation \mathcal{Y} est présentée pour les trois layouts sur les figures 3.33.

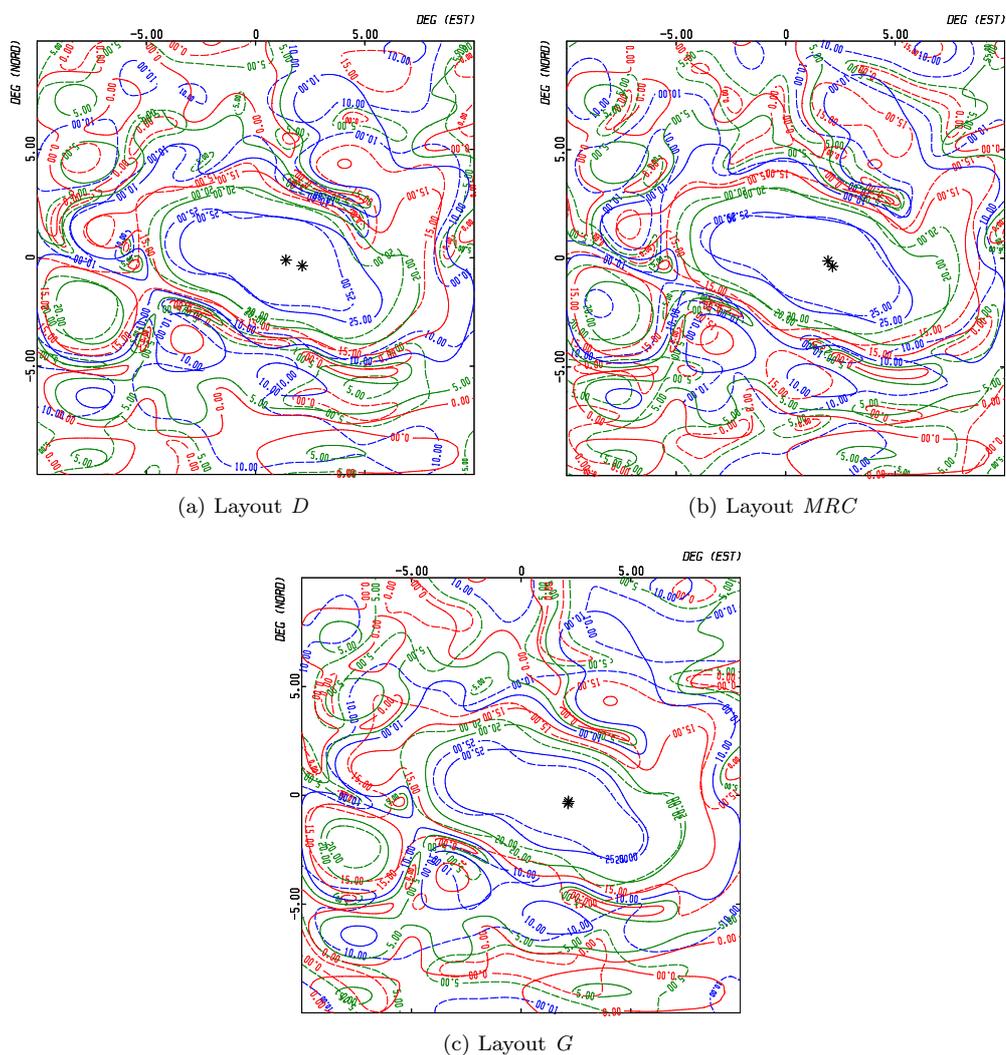


FIGURE 3.33 – Superposition des diagrammes de rayonnement idéaux (trait plein) et mesurés (trait pointillé) à 14,25 GHz (polarisation \mathcal{Y})

Comme nous avons pu le voir pour la polarisation \mathcal{X} , le respect des couvertures obtenues par les layouts *MRC*, *D* et *G* avec les couvertures idéales dans la polarisation \mathcal{Y} sont satisfaisantes.

Les niveaux maximums de cross-polarisation mesurés pour les trois layouts sont reportés dans le tableau 3.13.

	14 GHz	14,25 GHz	14,5 GHz
<i>MRC</i>	-25,7	-26,3	-26,8
<i>D</i>	-22,4	-25,4	-27,1
<i>G</i>	-27,3	-26,9	-26,6

TABLE 3.13 – Niveaux maximum de cross-polarisation mesurés des trois layouts réalisés (en dB)

Les niveaux de cross-polarisation mesurés restent sous les -25 dB pour les layouts *G* et *MRC* tandis que pour le layout *D*, le niveau monte à $-22,4$ dB à la fréquence basse. Ces niveaux restent compatibles avec les spécifications. Le layout ayant les meilleurs performances en cross-polarisation est le layout *G* réalisé sur $25N - 500 \mu\text{m}$.

Il est également important d'évaluer les performances en termes de respect des couvertures spécifiées aux extrémités de la bande de fréquences. La superposition des diagrammes de rayonnement idéaux et mesurés est présentée aux fréquences 14 et 14,5 GHz pour les trois layouts sur les figures 3.34 - a à f.

Les diagrammes de rayonnement restent assez stables sur la bande. Le layout *D* a un très bon accord avec les couvertures requises aux extrémités de la bande de fréquences. Ceci est cohérent avec la définition de stratégie *D* qui consiste à sélectionner les cellules réalisant au mieux les lois de phase aux extrémités de la bande de fréquences. Les couvertures obtenues avec le layout *G* et *MRC* sont également stables sur la bande et coïncident assez bien avec les diagrammes idéaux. Dans le cas du layout *MRC*, ceci peut être expliqué par une optimisation non seulement de la phase, mais également du module des coefficients de réflexion direct. Pour le layout *G*, ces performances peuvent être expliquées par les faibles variations géométriques assurées par cette stratégie, garantissant une certaine continuité entre les éléments. Les bonnes performances de la solution $25N - 500 \mu\text{m}$ jouent également certainement un rôle important.

La supériorité de la stratégie *MRC* est confirmée par la bonne concordance des couvertures mesurées avec celles requises sur la bande fréquence et les plus faibles pertes obtenues parmi l'ensemble des layouts générés (malgré, on le rappelle, un empilement défavorable).

3.3.4.2 Prédicibilité

Un point important dans le développement d'un processus de synthèse efficace est sa capacité à prédire les performances qui seront obtenues par les layouts générés. Pour l'évaluer, les diagrammes de rayonnement simulés et mesurés sont superposés pour les 4 layouts à 14,25 GHz sur les figures 3.35 - a à d.

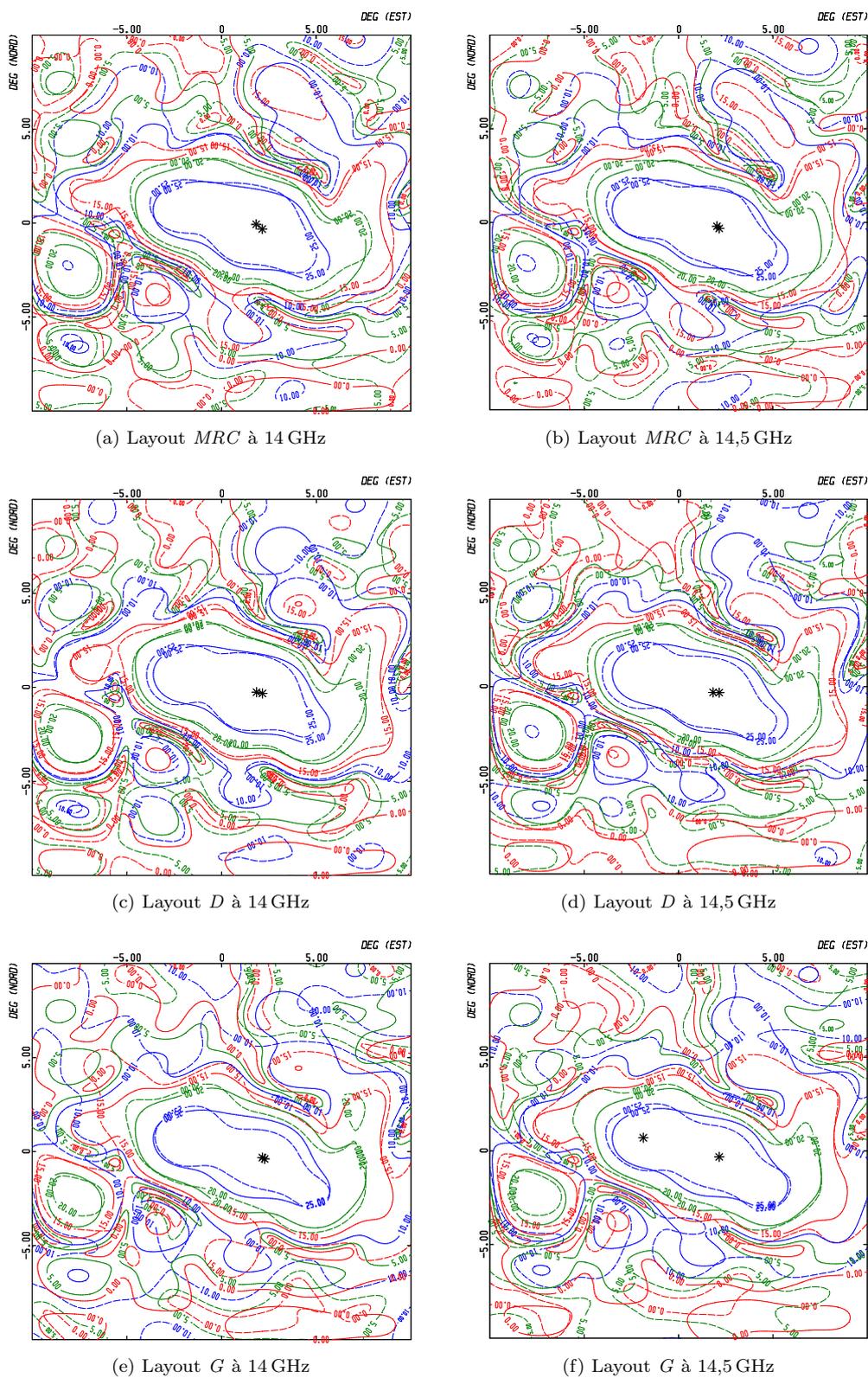


FIGURE 3.34 – Superposition des diagrammes de rayonnement idéaux (trait plein) et mesurés (trait pointillé) des layouts synthétisés (polarisation \mathcal{X})

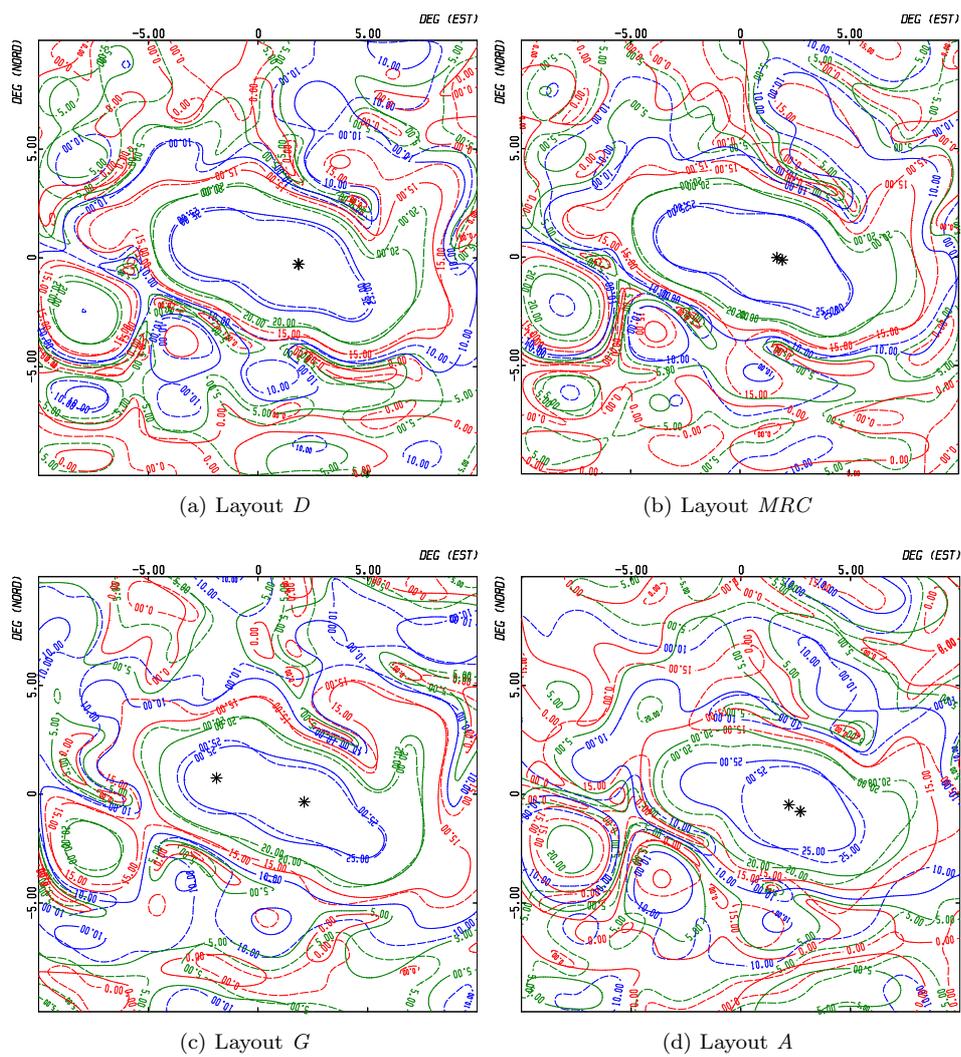


FIGURE 3.35 – Superposition des diagrammes de rayonnement simulés (trait plein) et mesurés (trait pointillé) à 14,25 GHz (polarisation \mathcal{X})

Au regard de ces quatre figures, il apparaît clairement que les performances du layout généré avec la stratégie *A* ne sont pas correctement prédites.

Pour les layouts *MRC*, *D* et *G*, les résultats sont bien prédits à la fréquence d'optimisation. Cette qualité de prédiction se retrouve également aux extrémités de la bande de fréquences (figures 3.36 - a à f).

Les pertes ohmiques sont relativement bien prédites pour les layouts (pertes simulées sur le tableau 3.9 et mesurées sur le tableau 3.12) avec un écart moyen de 0,14 dB et maximum de 0,38 dB pour le layout *D* à 14 GHz.

Les niveaux de cross-polarisation sont sur-estimés en moyenne de 3,98 dB. Un pic est atteint pour le layout *MRC* à 14 GHz avec un écart de 6,78 dB.

3.3.4.3 Analyse du champ proche

La prédiction des résultats mesurés est correcte à défaut d'être parfaite. L'efficacité varie en fonction du layout considéré. Il est donc intéressant de s'interroger sur l'origine des écarts entre les phases simulées et mesurées pour affiner le processus de synthèse.

Grâce à une technique de rétro-propagation développée par Thales Alenia Space, le champ proche est reconstruit dans l'ouverture à partir du champ lointain mesuré. La phase et le module des coefficients de réflexion « mesurés » sont ainsi obtenus pour chaque élément du réseau.

Les quatre figures 3.37 - a à d présentent le module des coefficients mesurés à la fréquence d'optimisation pour les quatre layouts choisis. Avec la transformation utilisée pour obtenir le champ proche, le module des coefficients de réflexion mesurés sont parfois supérieurs à 1. Ceci tendrait à montrer que la puissance réfléchie par la cellule est plus importante que la puissance qui l'illumine. Ce phénomène ne peut être interprété que par des effets de couplage qui transfèreraient une partie de la puissance reçue par certaines cellules à leurs voisines.

Les figures 3.38 - a à d présentent les écarts entre les phases simulées et mesurées, notés $\Delta\phi_i$, à la fréquence d'optimisation pour les quatre layouts (avec $\Delta\phi_i = \left| \angle\Gamma_{yy_i}^{mesuree} - \angle\Gamma_{yy_i}^{simulee} \right|$). Les écarts supérieurs à 60° sont écrêtés pour ne pas nuire à la lisibilité des figures.

Sur l'ensemble de ces figures, on peut observer une zone de perturbations, commune à l'ensemble des layouts, dans la partie basse de l'ouverture (encadrée sur les figures). Ces perturbations se traduisent par une augmentation des écarts entre les phases simulées et mesurées, mais également par une atténuation de l'amplitude. Ces perturbations sont vraisemblablement dues à l'interaction du bâti avec les moyens de mesure. On peut noter qu'elles semblent plus importantes quand le substrat 25N est utilisé.

Pour la suite de l'analyse, on fera donc abstraction de cette zone qui semble résulter de perturbations lors de la mesure.

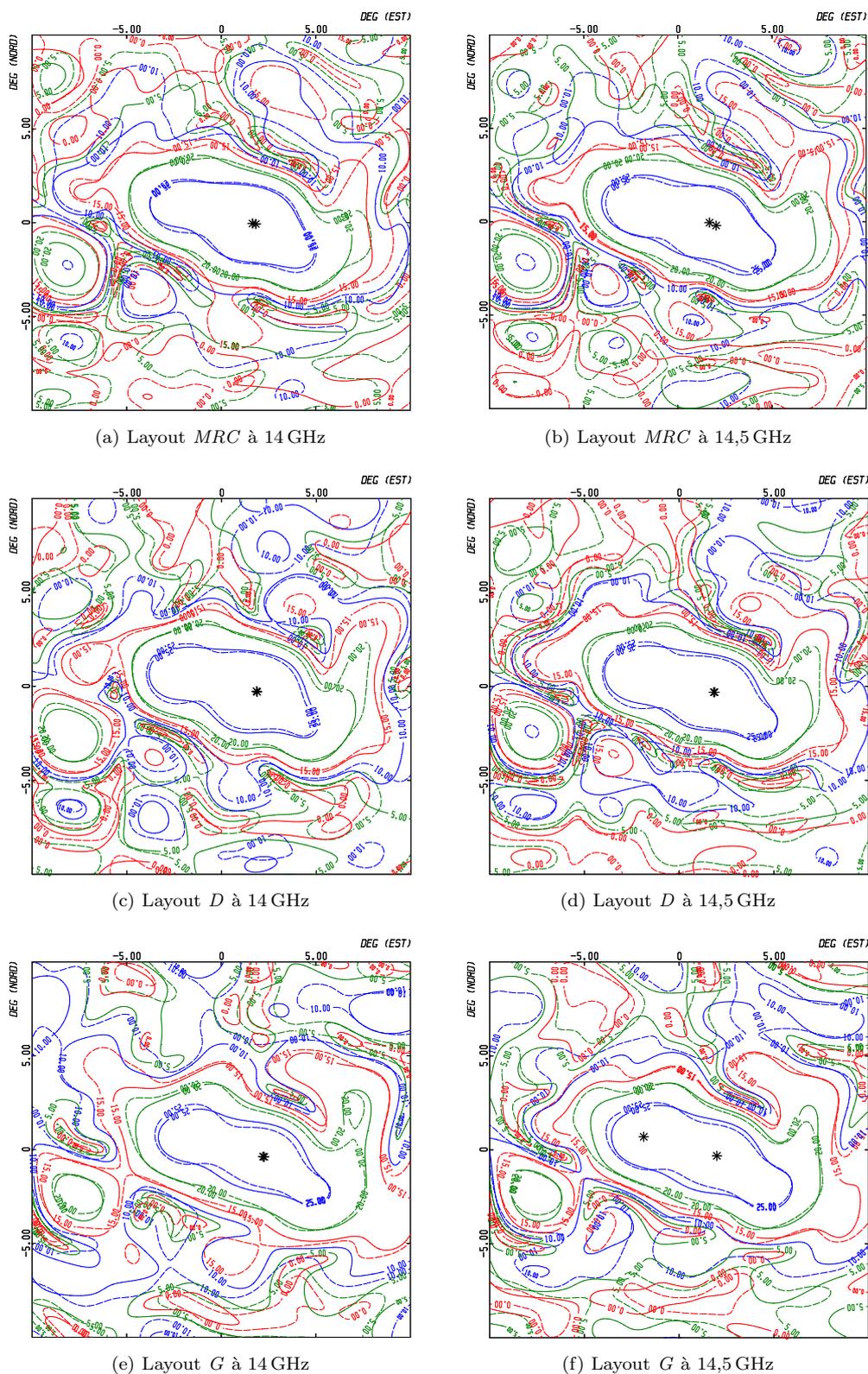


FIGURE 3.36 – Superposition des diagrammes de rayonnement simulés (trait plein) et mesurés (trait pointillé) des layouts synthésisés aux extrémités de la bande (polarisation \mathcal{X})

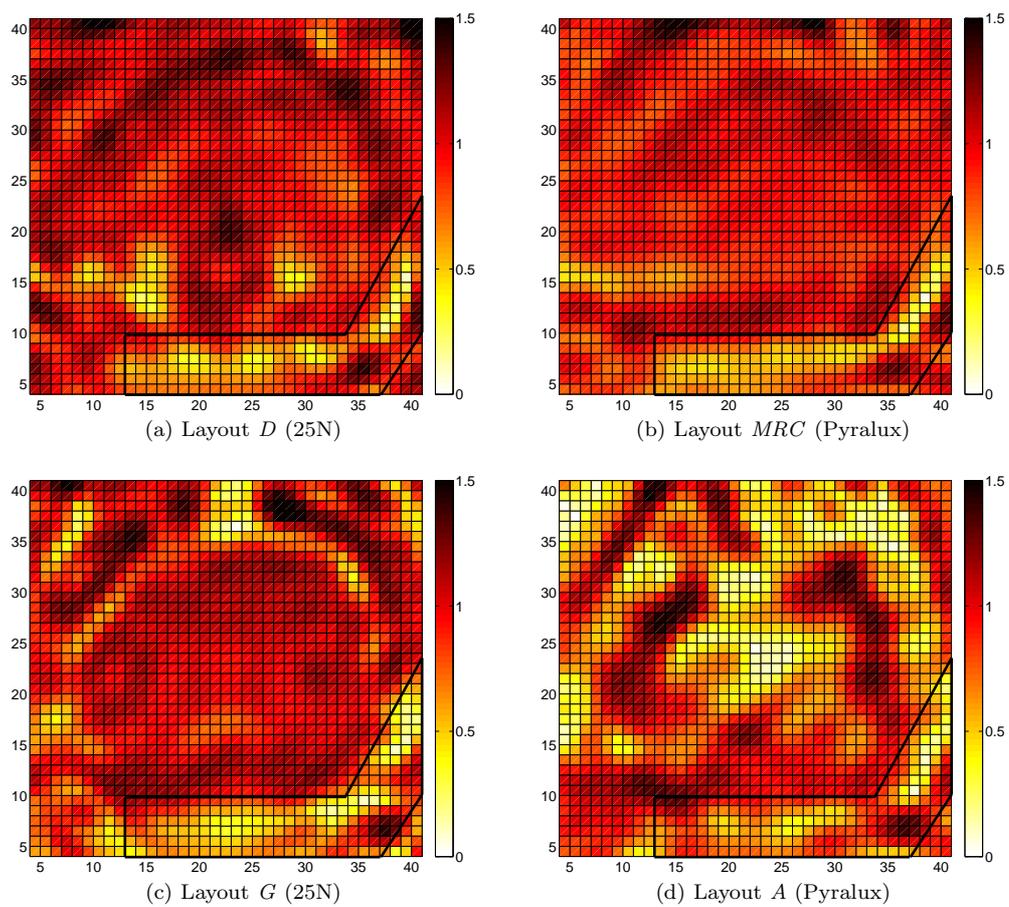
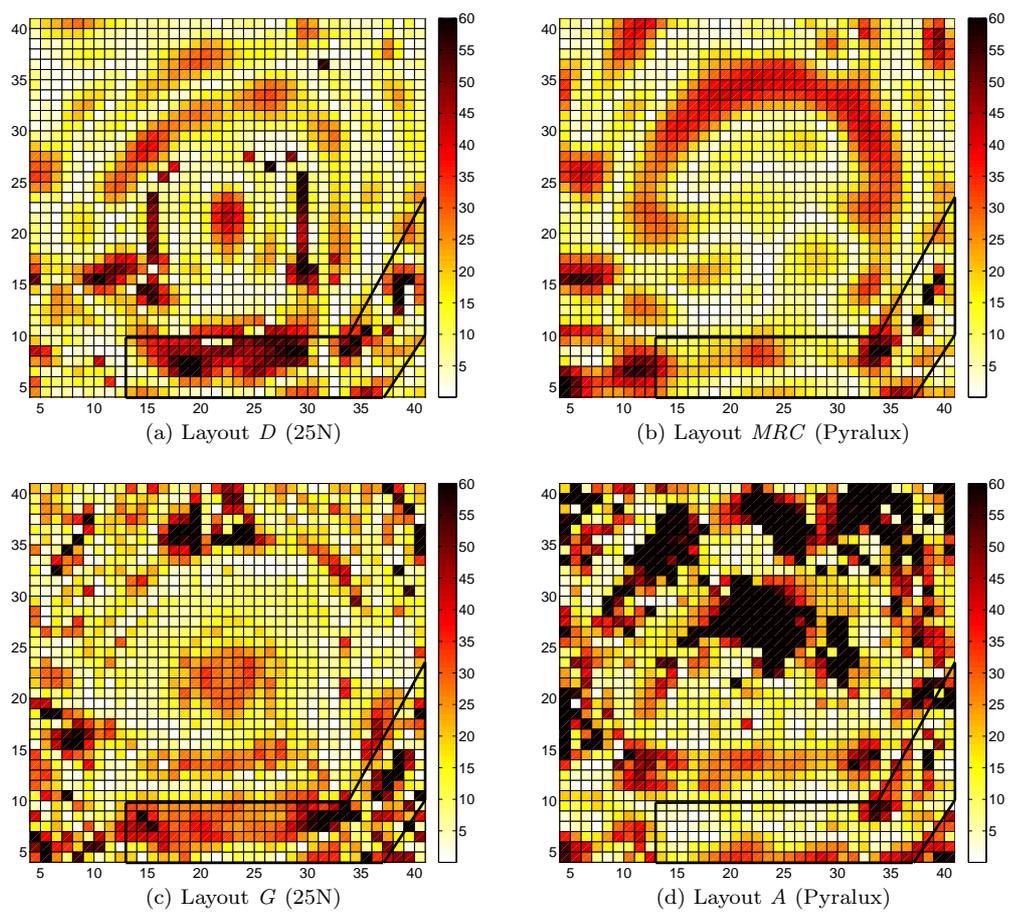


FIGURE 3.37 – Module des coefficients de réflexion mesurés pour les 4 layouts à 14,25 GHz

FIGURE 3.38 – Distribution des écarts de phase $\Delta\phi_i$ (en degrés) pour les 4 layouts à 14,25 GHz

Le layout A est tout d'abord analysé. L'amplitude de champ proche est très perturbée avec de fortes atténuations dans l'ouverture. Ces affaiblissements peuvent expliquer pourquoi les performances ne sont pas bonnes en termes de pertes, mais également de respect de la couverture requise. De plus, il y a de grands écarts entre les phases simulées et mesurées sur toute la surface. Les écarts les plus importants se situent principalement dans la partie haute du réseau. La grande variabilité géométrique du layout A serait la raison principale de ces écarts entre la simulation et la mesure. Ce layout ne sera donc pas étudié plus en profondeur dans la suite.

Les écarts entre les phases simulées et mesurées obtenus pour les trois autres layouts ont tendance à être plus importants dans la partie supérieure du réseau. Ce phénomène peut être relié à l'incidence de l'onde illuminant le réseau qui est plus importante dans cette zone (figure 3.16 - b).

Au vue des distributions d'amplitude et d'écarts de phase, le layout MRC semble être le plus intéressant. En effet, la loi d'amplitude obtenue est la plus stable des 4 layouts et les erreurs de phase sont plus faibles au centre du réseau (endroit où la puissance incidente est la plus importante).

On peut par ailleurs relier les écarts de phase aux transitions géométriques qui apparaissent dans le réseau. Pour ce faire, les figures 3.39 - a à c montrent les écarts de phase $\Delta\phi_i$ à 14,25 GHz en vis-à-vis du facteur de dissemblance \overline{FD}_i pour chaque layout.

Il apparaît que dans les endroits où la dissimilarité géométrique est importante, les écarts de phase entre simulation et mesure sont également plus importants. Ce phénomène est observable dans la zone de transition de la partie supérieure pour le layout MRC , par exemple.

Sur ces trois layouts, on trouve toutefois des zones où des écarts de phase plus ou moins importants apparaissent sans variation géométrique associée (au centre des layouts par exemple). Ceci peut être dû à des perturbations lors de la mesure.

Afin d'établir une correspondance globale entre erreurs de phase et variations géométriques, les figures 3.40 - b à c représente l'évolution moyenne de l'erreur de phase sur les réseaux en fonction du facteur de dissemblance \overline{FD} .

Plusieurs remarques s'imposent :

- Comme on le savait déjà, le layout G est associé à des facteurs de dissemblance très faibles. Les erreurs de phases associées sont également très petites.
- Le layout MRC possède la gamme de facteur de dissemblance la plus large (de 0 à 4 environ), ce qui signifie qu'il combine des zones de cellules homogènes avec des zones de transition abruptes. Il est très révélateur de constater que l'évolution de l'erreur est quasiment proportionnelle à ce facteur (\overline{FD}) ce qui corrobore l'idée d'une corrélation entre les 2 phénomènes.
- Enfin, quel que soit le type de layout, il semble qu'un facteur \overline{FD} inférieur à 1,5 puisse être associé à une erreur de phase inférieur à 10° .

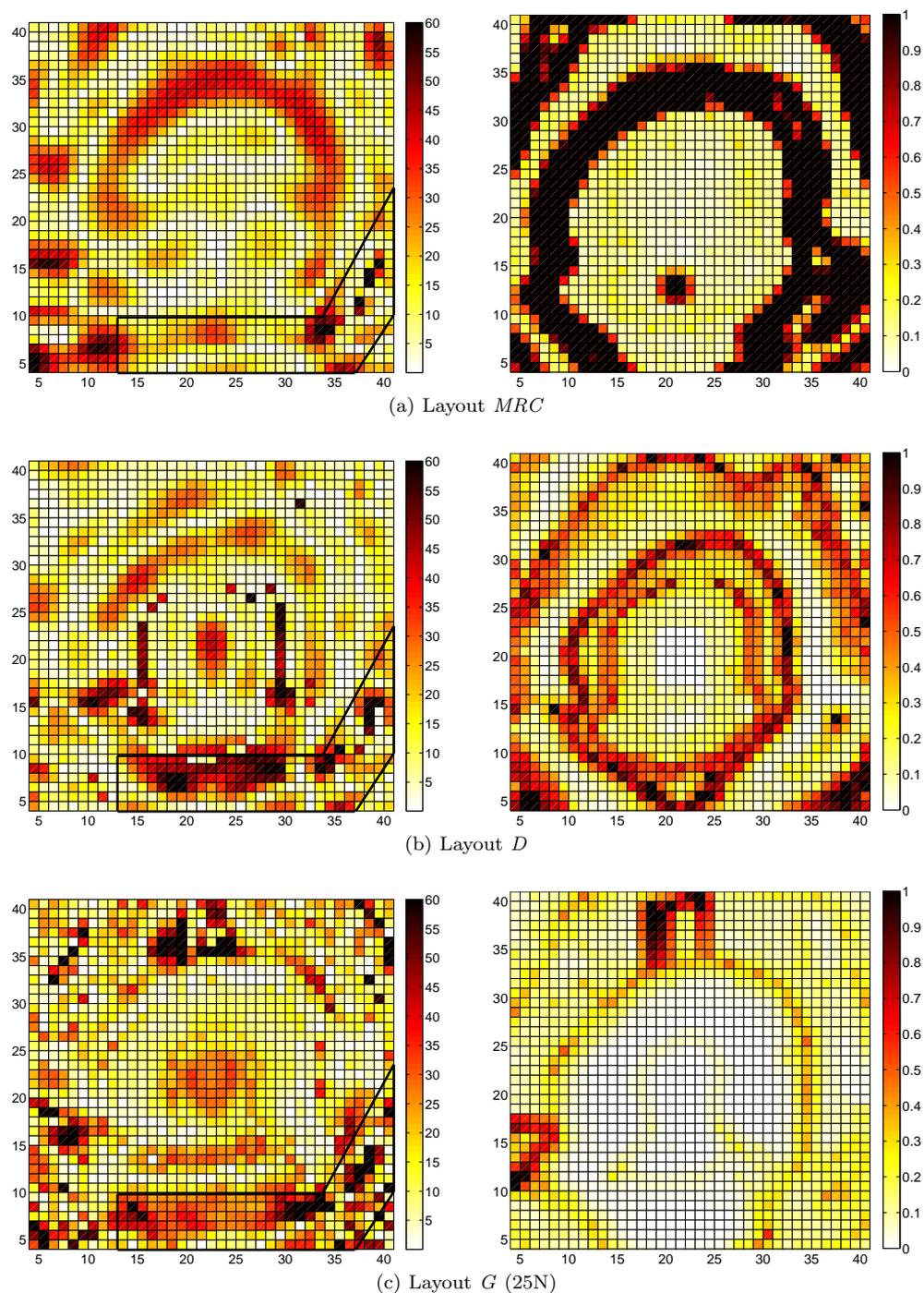


FIGURE 3.39 – Distribution spatiale des valeurs $\Delta\phi_i$ à 14,25 GHz (à gauche) et des valeurs \overline{FD}_i (à droite) pour les trois layouts

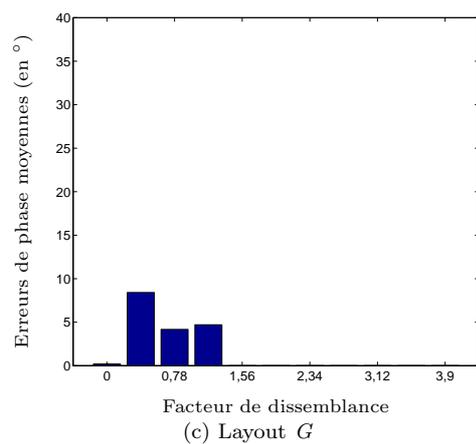
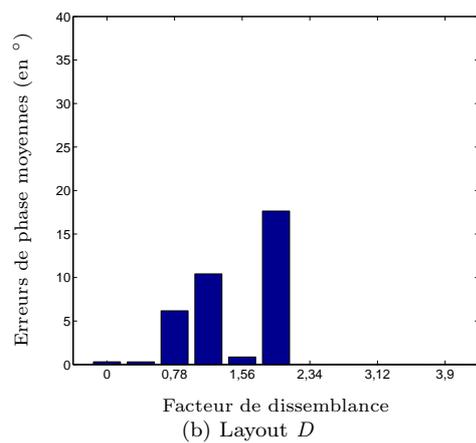
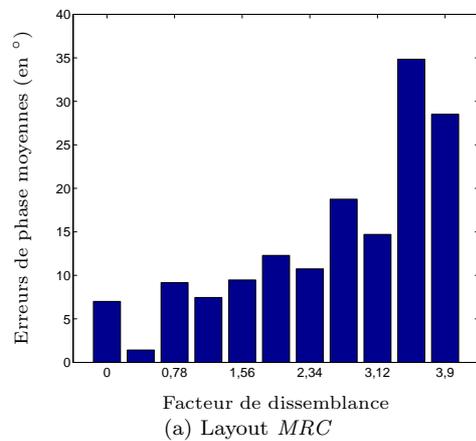


FIGURE 3.40 – Moyenne des écarts de phase $\Delta\phi_i$ en fonction du facteur de dissemblance \overline{FD}_i pour les 3 layouts à 14,25 GHz

3.3.5 Conclusions

L'outil de synthèse présenté dans le chapitre 2 a été appliqué à un reflectarray carré de taille $22 \lambda_0 \times 22 \lambda_0$ à $f_0 = 14,25$ GHz. La cellule déphaseuse utilisée est un patch chargé par des fentes en croix défini dans la section 3.2.

Les processus de synthèse et de sélection de layouts ont abouti au choix de 4 layouts (un par stratégie) pour être réalisés puis mesurés. Avec ces 4 layouts, les quatre stratégies et deux solutions technologiques (25N – 500 μm et Pyralux – 500 μm) sont évaluées. On peut noter que la solution Pyralux – 80 μm n'a pas été utilisée car elle n'avait pas encore été caractérisée à ce stade de l'étude.

Après analyse des résultats mesurés, on remarque que les performances des reflectarrays sont globalement bien prédites par l'outil de modélisation 2,5D (MIX3). Il faut noter que les indicateurs utilisés pour la sélection des layouts reflètent également bien les performances finales des reflectarrays mesurés.

Il est cependant délicat de s'appuyer sur les résultats de simulation pour le cas où le layout est caractérisé par une forte variabilité géométrique. Cette propriété n'est en effet pas conforme aux hypothèses de simulation utilisées pour la synthèse (conditions périodiques).

La prédiction des performances est également affectée par l'incidence de l'onde éclairant la cellule. Ceci a été observé lors de l'évaluation des outils de simulation avec une diversité sur la phase simulée qui augmente avec l'incidence. La limitation des angles d'incidence au sein du réseau permet donc d'obtenir une meilleure prédiction des performances du reflectarray avec l'outil de modélisation utilisé (MIX3).

Les excellentes performances du layout *MRC* permettent de suggérer que cette stratégie est la meilleure des quatre testées.

On peut remarquer que l'étude statistique sur les bases de données (25N – 500 μm et Pyralux – 500 μm) a été confirmée par les performances mesurées des 4 layouts. Par extension, la solution Pyralux – 80 μm devrait donner des résultats encore meilleurs pour la prochaine génération de reflectarrays.

Trois règles de conception se dégagent :

- tout d'abord, la configuration d'antenne (position et inclinaison du panneau et de la source) doit limiter au maximum l'incidence de l'onde illuminant les cellules,
- ensuite, il faut utiliser l'empilement Pyralux associé à une grille de largeur 80 μm pour limiter au maximum les pertes du reflectarray,
- pour finir, les futurs layouts devront être générés avec la stratégie *MRC* conduisant ainsi à des reflectarrays ayant à la fois des niveaux de pertes optimisés et une bonne tenue sur la bande.

3.4 Application des règles de conception pour la synthèse d'un reflectarray facetté

L'objectif de cette section est d'illustrer l'application du processus de synthèse développé, à une configuration d'antenne réaliste (conçue pour la mission Galaxy 17). Ce reflectarray est le démonstrateur final du projet. Au moment de la rédaction de cette thèse, il n'a pas encore été réalisé.

Les règles de conception définies grâce à l'analyse des performances mesurées des 4 layouts dans la section 3.3, sont appliquées à cette nouvelle configuration d'antenne. Le cahier des charges est le même que pour la section précédente (mission Galaxy 17).

Pour limiter à la fois l'incidence et la dispersion à la surface du réseau, il a été choisi de ne pas avoir une surface réfléchissante totalement plane. Un reflectarray composé de 5 panneaux est donc défini. Il permet de se rapprocher d'une surface parabolique tout en maintenant des panneaux plans.

La configuration d'antenne, composée de 5 faces, est présentée sur la figure 3.41 - a. Son diamètre est fixé à 1350 mm.

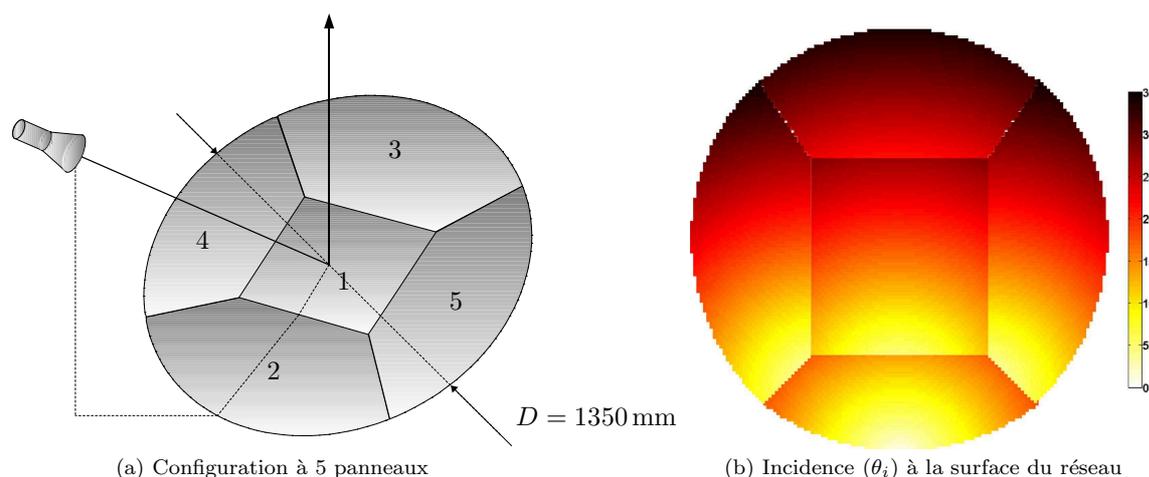


FIGURE 3.41 – Configuration d'antenne en offset (angle maximum d'incidence = $34,5^\circ$, ouverture rayonnante de diamètre $64,125 \lambda_0$ et une taille de maille de $0,5\lambda_0$ à $14,25$ GHz)

Le nombre d'éléments qui composent la surface réfléchissante s'élève au total à 13 646 (7 fois plus que pour la configuration d'antenne précédente), avec :

- 3294 éléments pour le panneau 1,
- 1976 éléments pour le panneau 2,
- 2752 éléments pour le panneau 3,
- 2811 éléments pour le panneau 4,
- 2811 éléments pour le panneau 5.

Comme nous pouvons le voir, malgré un diamètre de 1350 mm, l'incidence reste en deçà de 35° (figure 3.41 - b). La taille du panneau central résulte d'un compromis : un panneau de grande taille

recevra la majorité de l'énergie incidente ce qui limitera les problèmes de perturbations dues aux raccords entre les panneaux. Inversement, un panneau de petite taille permettra de mieux bénéficier de l'effet des panneaux périphériques et notamment de leur contribution à la réduction de la dispersion.

La figure 3.42 présente la dispersion à réaliser à la surface des 5 panneaux.

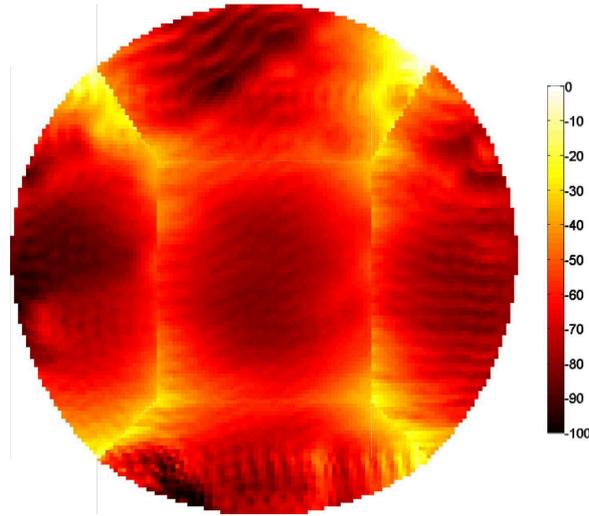


FIGURE 3.42 – Dispersion moyenne sur 14 GHz – 14,5 GHz (en °/GHz)

On peut voir que la valeur des dispersions est contenue malgré la taille de l'antenne considérée avec une dispersion maximum de $-99,4^\circ/\text{GHz}$ à la surface du réseau ($-61,1^\circ/\text{GHz}$ pour le panneau central seul). Ceci est dû à l'orientation des panneaux qui permet de rapprocher la forme du reflectarray de celle d'une parabole (limitation des différences de trajet).

Le processus de synthèse est appliqué à cette configuration d'antenne. Le reflectarray est synthétisé pour différentes valeurs Φ_0 distribuées sur 360° avec la stratégie MRC.

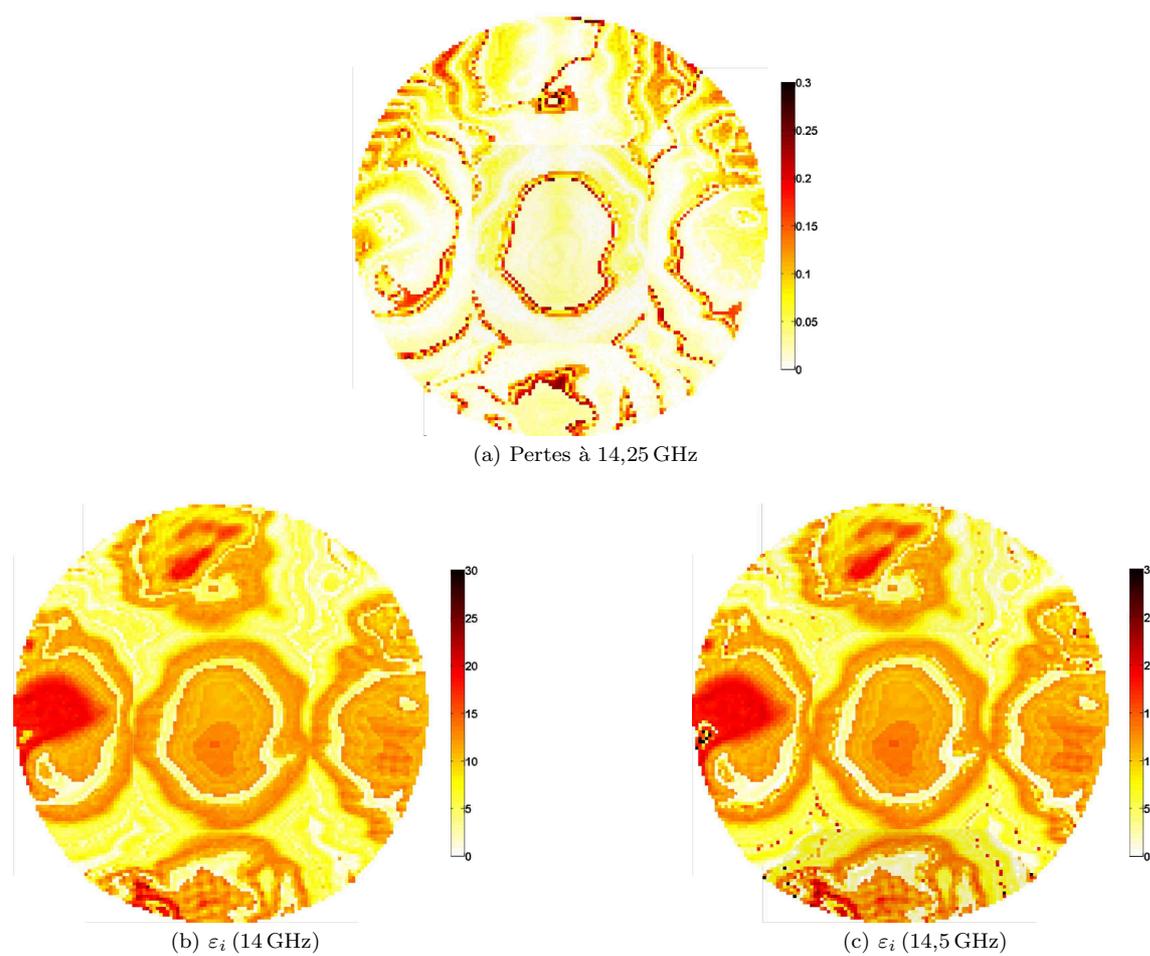
Après le processus de sélection défini dans la section 3.3.2.2, la valeur $\Phi_0 = 280^\circ$ a été choisie comme meilleur compromis vis-à-vis des différents indicateurs.

Les pertes et les écarts de phase entre les phases désirées et réalisées en simulation sont représentées sur les figures 3.43 à la surface des 5 panneaux composant le reflectarray.

On peut observer que les écarts entre les phases désirées et réalisées par les cellules déphaseuses restent relativement faibles pour cette configuration. Ceci est dû à l'utilisation de la solution technologique Pyralux – $80\ \mu\text{m}$ dont l'analyse statistique de ces performances avait révélé un très bon comportement (section 3.2.4).

On a choisi $\Phi_0 = 280^\circ$ pour placer les cellules les plus dissipatives loin du centre du réseau et ainsi maximiser l'efficacité de rayonnement.

Les diagrammes de rayonnement, obtenus par l'association des 5 layouts composant le reflectarray, sont simulés avec MIX3. Dans cette section, ils sont représentés en courbes de niveau dans le domaine

FIGURE 3.43 – Positions des pertes et des erreurs de phase du layout *MRC* et $\Phi_0 = 280^\circ$

(u, v) où $u = \sin \theta \cos \phi$ et $v = \sin \theta \sin \phi$. La superposition des diagrammes idéaux et simulés est représentée au centre et aux extrémités de la bande de fréquence sur les figures 3.44 - a, b et c pour la polarisation directe \mathcal{X} .

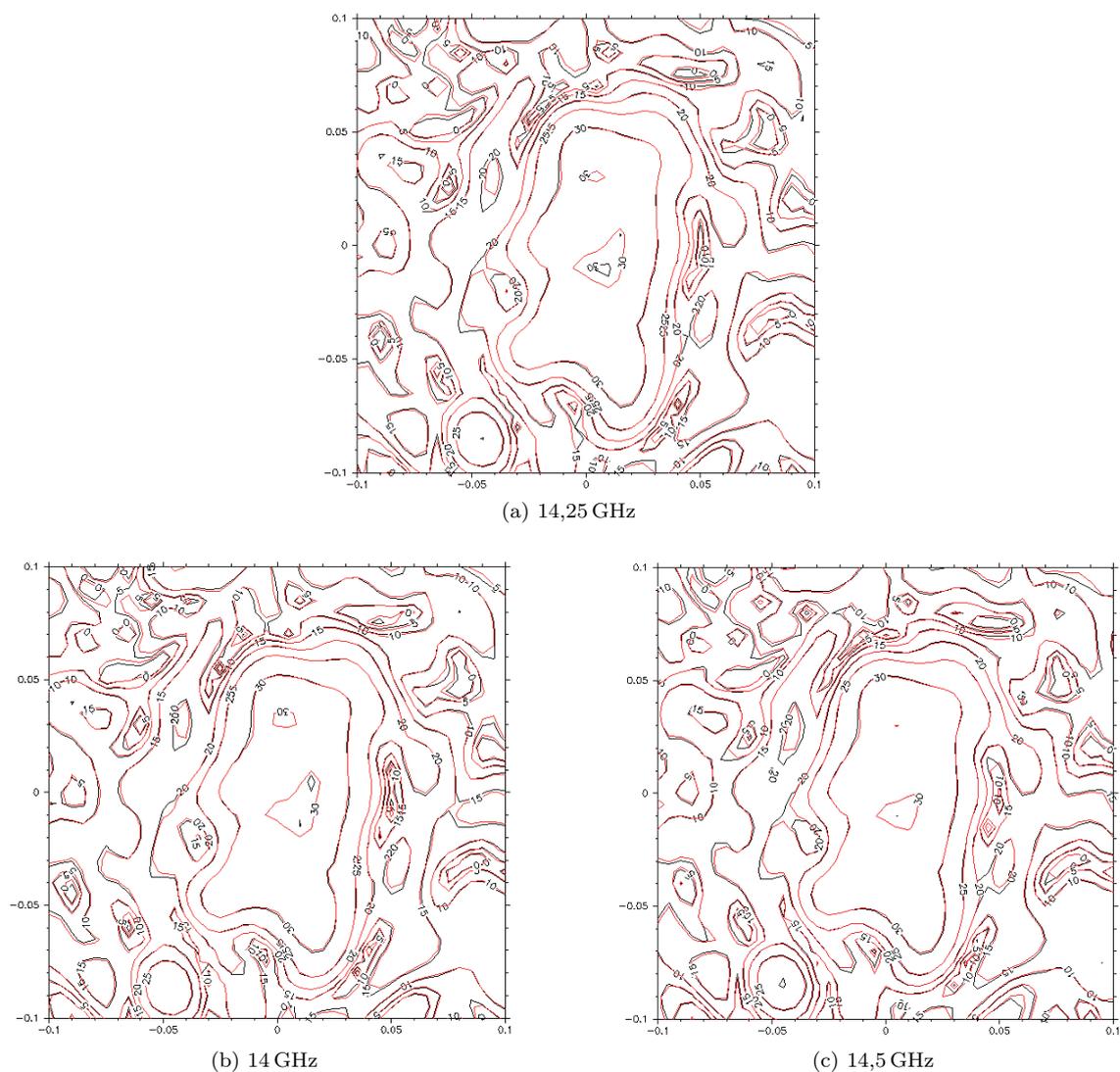


FIGURE 3.44 – Superposition des diagrammes de rayonnement idéaux (noir) et simulés (rouge) pour le layout *MRC* dans la polarisation directe \mathcal{X}

On peut observer l'excellent respect de la couverture spécifiée sur la bande de fréquence considérée. Pour cette configuration d'antenne, une quantification plus précise des performances a été effectuée. Le tableau 3.14 présente la directivité simulée dans la polarisation \mathcal{X} (directe et croisée) sur différents points de la couverture (stations) définis dans l'Annexe C.

Zone	14 GHz		14,25 GHz		14,5 GHz	
	Co min	Cross max	Co min	Cross max	Co min	Cross max
Canada	29,23	27,40	29,53	27,26	29,05	29,03
Hawai	29,23	29,21	29,53	28,39	29,02	28,77
Portoricco	29,34	31,32	29,88	33,59	29,02	34,73
US	29,37	24,27	29,50	24,41	29,29	25,69
Anchorage	27,07	28,10	27,06	27,36	27,09	28,16
Atlanta	32,07	32,12	32,09	31,25	31,98	31,82
Boston	31,09	30,01	30,97	29,26	30,80	29,66
Bethel	26,09	33,29	25,84	32,38	25,63	35,20
Chicago	30,35	37,40	30,23	36,75	30,00	34,64
Denver	30,64	36,50	30,57	35,43	30,43	35,97
Edmonton	30,13	30,11	30,41	30,18	30,61	32,41
Fairbanks	25,69	23,01	25,85	22,68	26,03	23,12
Halifax	28,91	29,89	29,33	30,58	29,53	32,37
Honolulu	29,78	39,01	30,26	38,80	29,98	36,61
Houston	31,18	29,43	31,27	29,31	31,29	30,95
Juneau	28,44	27,61	28,63	26,99	28,82	27,63
Ketchikan	29,47	31,17	29,67	30,40	29,87	31,55
Kodiak	25,63	36,05	25,32	35,70	25,06	41,17
Los Angeles	30,54	33,40	30,76	33,90	30,78	34,17
Miami	31,43	31,62	31,73	33,75	31,72	37,12
Mineapolis	30,43	29,24	30,14	28,76	29,83	28,33
Montreal	32,13	38,11	32,21	36,53	32,18	37,65
New York	31,48	29,72	31,40	29,42	31,17	29,90
Quebec	31,67	36,52	31,72	35,97	31,73	38,75
San Francisco	30,21	41,08	30,23	41,42	30,08	40,35
San Juan	30,25	33,38	30,15	36,38	29,42	36,71
Seattle	30,71	42,22	31,07	39,11	31,40	41,95
Toronto	30,59	34,51	30,73	33,44	30,79	32,93
Vancouver	30,81	39,62	31,16	37,99	31,48	41,99
Winnipeg	30,66	29,59	30,52	29,58	30,34	30,13

TABLE 3.14 – Directivité simulée du layout synthétisé dans la polarisation \mathcal{X} (direct et croisée) aux trois fréquences (14 GHz, 14,25 GHz et 14,5 GHz)

On peut voir que pour la majorité des stations, le gain est très stable sur la bande, les plus fortes variations étant obtenues pour les stations situées en bord de couverture.

Pour la polarisation \mathcal{Y} , la superposition des diagrammes requis et simulés est représentée aux trois fréquences considérées sur les figures 3.45 - a à c.

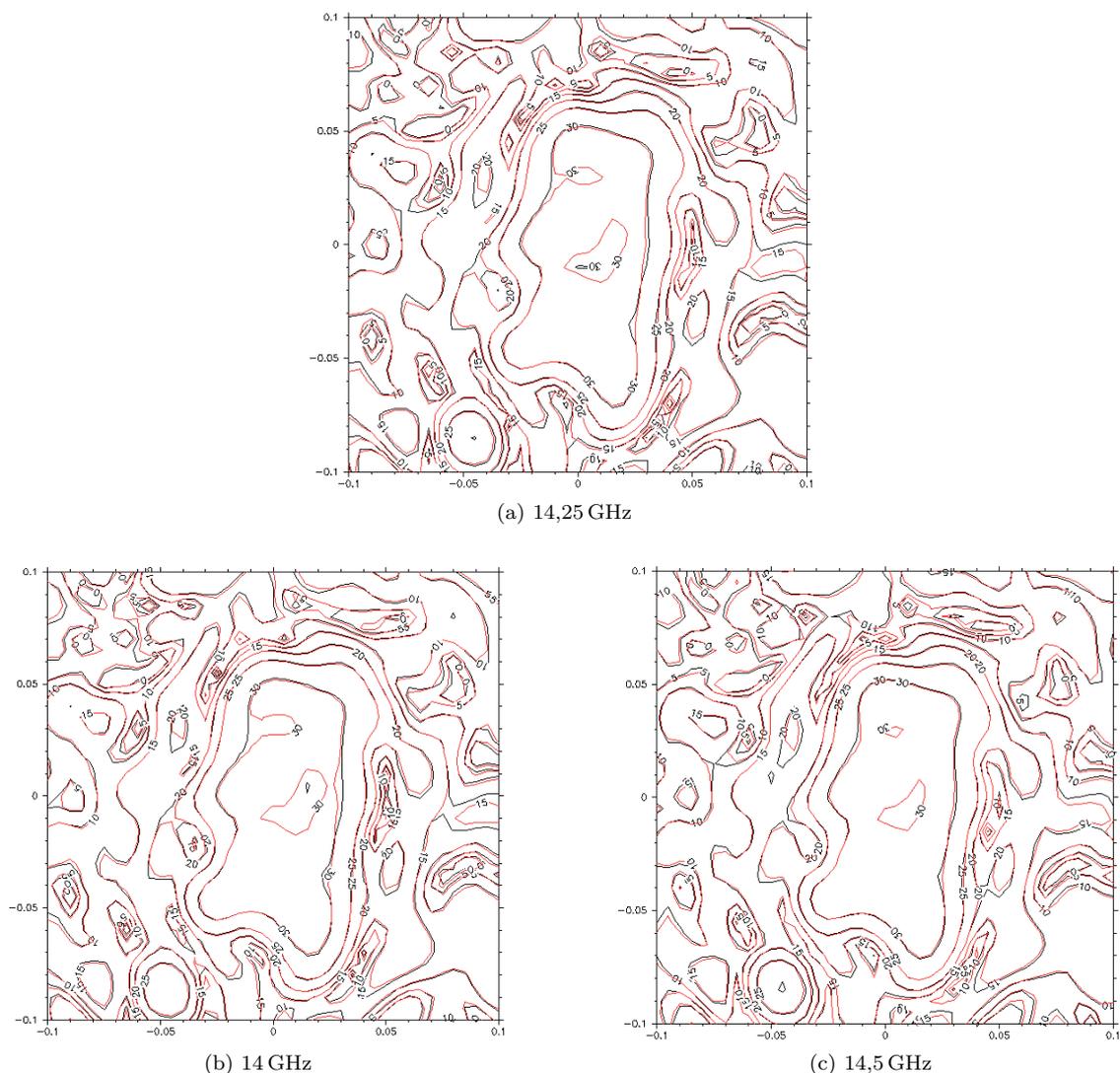


FIGURE 3.45 – Superposition des diagrammes de rayonnement idéaux (noir) et simulés (rouge) pour le layout *MRC* dans la polarisation directe \mathcal{Y}

On peut observer une très légère dégradation des performances sur cette polarisation qui est due au fait que le layout est optimisé pour la polarisation \mathcal{X} , et non la polarisation \mathcal{Y} .

Il faut noter que les pertes ohmiques simulées pour ce reflectarray sont inférieures à 0,3 dB, ce qui correspond au budget de pertes attendu pour cette étude.

3.5 Conclusion

Les règles de conception définies dans la section 3.3.5 ont été appliquées à une antenne de 1,35 m de diamètre (7 fois plus de cellules déphaseuses que les premiers reflectarrays). Pour assurer des angles d'incidence restreints à la surface du réseau, le reflectarray est composé de 5 panneaux inclinés.

L'empilement choisi pour réaliser cette antenne est le Pyralux associé à une largeur de grille de 80 μm dont les conclusions de l'analyse statistique prédisaient les meilleures performances. Le bon comportement de cette solution technologique est confirmé par les très bonnes performances simulées du reflectarray synthétisé.

Premièrement, la couverture spécifiée est bien respectée dans la polarisation principale (polarisation \mathcal{X}) à la fréquence d'optimisation et aux extrémités de la bande de fréquence. Pour la polarisation \mathcal{Y} , des différences plus importantes apparaissent mais restent globalement acceptables.

Deuxièmement, les pertes obtenues avec ce layout sont faibles avec environ 0,3 dB. Les niveaux de cross-polarisation maximum restent également à des niveaux faibles de l'ordre de -25 dB.

Ces résultats simulés semblent très prometteurs quant à la qualité du processus de synthèse. Avec l'expérience sur l'outil de simulation MIX3, on peut être confiant vis-à-vis des performances mesurées de cette antenne.

Il faut noter que cette antenne est le démonstrateur final du projet en cours. Il sera donc réalisé d'ici quelques mois.

Conclusion Générale

Un outil de synthèse de reflectarrays dédié à la génération de layouts a été développé. Il tire profit des cellules qui possèdent de nombreux paramètres pour régler la phase et qui offrent par conséquent de multiples solutions pour synthétiser un réseau. Il devient alors primordial d'établir des critères de sélection objectifs pour réaliser le choix le plus judicieux.

Le processus de synthèse a été appliqué à des reflectarrays pour des applications de télécommunications satellite bipolarisées sur la bande $[14 - 14,5]$ GHz. Différentes stratégies de sélection de cellules et différentes solutions technologiques ont été évaluées grâce à la mesure de 4 reflectarrays.

Quelques règles de conception ont pu être dégagées de la mesure de ces quatre prototypes.

- Tout d'abord, il est nécessaire d'optimiser l'empilement et la largeur de la grille pour obtenir des performances adaptées pour la cellule déphaseuse. Pour cette étude, et parmi les trois solutions technologiques caractérisées, l'empilement Pyralux associé à une grille de largeur $80 \mu\text{m}$ permet d'obtenir des cellules ayant le moins de pertes.
- Il a également été identifié que les variations sur la géométrie des différents éléments composant les layouts engendrent des erreurs de prédiction. Il est donc recommandé d'assurer les variations géométriques les plus douces entre les éléments pour améliorer la prédiction des performances de l'antenne finale.
- La stratégie offrant les meilleurs performances en termes d'efficacité et de prédiction pour la synthèse des reflectarrays est la stratégie *MRC*, définie pour minimiser les pertes de l'antenne synthétisée. Il est apparu que les reflectarrays synthétisés avec cette stratégie ont également une bonne tenue sur la bande.
- Pour finir, l'incidence de l'onde illuminant les cellules doit être limitée en optimisant la configuration du reflectarray (position et inclinaison de la surface réflectrice par rapport à la source). En effet, une forte diversité apparaît sur la prédiction du déphasage de la cellule par les différents outils de simulation évalués quand l'angle d'incidence augmente.

Cette thèse nous a également éclairé sur les performances obtenues avec la stratégie en dispersion. Cette stratégie de sélection consiste à optimiser la dispersion de chaque cellule déphaseuse et ainsi compenser les retards sur l'ensemble du reflectarray. Cette méthode de synthèse est la plus généralement utilisée dans la littérature. Il a été montré dans cette thèse que cette stratégie n'est pas la plus judicieuse pour la synthèse des reflectarrays. En effet, le respect de la dispersion sur

toute la surface de l'antenne implique un grand nombre de cellules dispersives et une diminution de l'efficacité de rayonnement due à des pertes élevées. Une étude pourrait être menée pour définir le meilleur compromis à réaliser entre respect des contraintes de dispersion et minimisation des pertes.

Une suite logique de ce travail consisterait ainsi à développer des stratégies de sélection combinant plusieurs critères comme les pertes, la géométrie et la dispersion. Il sera nécessaire de définir des pondérations à appliquer à chacun des critères afin d'obtenir des layouts plus performants que ceux générés avec une stratégie à simple critère de type *MRC*.

Pour finir, un des intérêts des reflectarrays vient du fait qu'il est relativement facile de rendre dynamique le dépointage et la formation du diagramme de rayonnement. Par conséquent, une autre perspective serait de rendre ce processus de synthèse compatible à la génération de layouts pour des reflectarrays reconfigurables.

Annexe

Annexe A

Tableaux des fréquences

Spectre micro-ondes :

Fréquence	Bandes	
	Standards	Micro-ondes
1 GHz	UHF	L
2 GHz		S
3 GHz		
4 GHz	SHF	C
8 GHz		X
12 GHz		Ku
18 GHz		K
26 GHz		Ka
30 GHz		
40 GHz	EHF	U
46 GHz		
50 GHz		
56 GHz		
60 GHz		
100 GHz		
300 GHz		

Bandes de fréquences utilisées pour les satellites de télécommunications [9] :

Fréquence (GHz)
1,53 - 1,599
1,6265 - 1,6605
2,5 - 2,69
3,4 - 4,2
4,5 - 4,8
5,85 - 7,075
7,25 - 7,75
7,9 - 8,4
10,9 - 11,2
11,4 - 12,2
12,5 - 12,7
12,75 - 13,25
14,0 - 14,5
17,7 - 21,2
27,5 - 31,0
40,0 - 41,0
43,5 - 47,0
92,0 - 95,0
102,0 - 105,0
140,0 - 152,0

Annexe B

Les Satellites

Tableau du nombre de satellites lancés chaque année depuis 1957.

Année	Total	Russie (1)	États-Unis	Europe	Japon	Chine	Inde	Canada	Israël	Autre (2)	Com. (3)	Amateur (4)
1957	3	2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1958	28	5	23	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1959	24	4	20	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1960	44	9	35	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1961	60	9	50	0	0	0	0	0	0	0	0	1
1962	96	22	70	1	0	0	0	1	0	0	1	1
1963	97	24	72	0	0	0	0	0	0	0	1	0
1964	127	43	82	2	0	0	0	0	0	0	0	0
1965	180	71	103	2	0	0	0	1	0	0	1	2
1966	174	54	116	1	2	0	0	0	0	0	1	0
1967	172	74	88	5	1	0	0	0	0	1	3	0
1968	166	85	75	4	0	0	0	0	0	0	2	0
1969	155	84	61	4	1	1	0	1	0	0	3	0
1970	142	95	33	7	2	1	0	0	0	0	3	1
1971	175	111	49	9	2	1	0	1	0	0	2	0
1972	143	98	35	5	1	0	0	1	0	0	2	1
1973	146	114	26	3	0	1	0	1	0	0	1	0
1974	136	101	18	10	1	2	0	0	0	0	3	1
1975	168	120	30	7	2	3	1	1	0	0	4	0
1976	164	125	23	2	2	3	0	1	0	1	7	0
1977	147	113	21	6	4	0	0	0	0	1	2	0
1978	174	125	35	4	4	1	0	1	0	0	3	1
1979	134	108	15	2	2	3	2	0	0	0	2	0
1980	144	111	21	6	2	0	1	0	0	0	2	1
1981	160	125	15	5	3	3	3	0	0	0	5	1

Année	Total	Russie (5)	États-Unis	Europe	Japon	Chine	Inde	Canada	Israël	Autre (6)	Com. (7)	Amateur (8)
1982	160	134	12	2	1	1	1	2	0	0	7	0
1983	162	118	26	2	3	1	2	1	0	1	7	1
1984	169	117	30	5	3	3	0	1	0	1	8	1
1985	172	121	28	3	2	1	0	1	0	7	8	1
1986	151	123	16	2	3	2	0	0	0	1	3	1
1987	141	118	13	2	3	2	1	0	0	2	0	0
1988	155	115	17	6	2	4	3	0	1	0	6	1
1989	139	100	25	5	2	0	0	0	0	0	7	0
1990	173	100	31	8	6	5	1	0	1	3	11	7
1991	143	85	32	9	3	1	1	2	0	0	7	3
1992	135	80	24	10	2	2	2	1	0	4	9	1
1993	118	60	32	5	1	1	2	0	0	3	8	6
1994	130	65	34	3	4	4	2	0	0	6	12	0
1995	113	39	30	10	3	0	2	1	1	3	20	4
1996	112	34	37	12	1	2	1	1	1	10	11	2
1997	158	28	26	10	4	2	2	0	0	4	81	1
1998	174	28	23	12	2	1	0	0	1	8	95	4
1999	133	17	24	8	1	4	2	1	0	8	66	2
2000	131	32	35	17	2	6	1	1	0	5	28	4
2001	93	29	31	8	4	2	2	1	0	3	13	0
2002	101	21	18	12	8	8	2	1	1	4	22	4
2003	98	22	23	8	8	9	4	2	1	7	8	6
2004	77	21	10	13	0	10	1	1	1	3	14	3
2005	78	21	13	15	4	6	3	1	0	3	10	2
2006	116	15	29	9	9	7	1	0	1	16	10	19
2007	123	18	32	9	6	9	5	2	1	12	20	9
2008	111	21	15	11	3	14	4	3	2	7	24	7
Total	6725	3514	1783	301	119	126	52	32	12	124	563	99
(en %)	100	52,2	26,5	4,5	1,7	1,9	0,8	0,5	0,2	1,8	8,4	1,5

De 1957 à 2008, avec un total de 6725 satellites lancés :

		1957 – 2008					
Civile (44,7 %)	Exploration spatiale (17,7 %)		Application spatiale (21,7 %)		R&D (5,3 %)		
	Piloté	489 (7,3 %)	Communication	1083 (16,1 %)	Amateurs	117 (1,7 %)	
	Science	348 (5,2 %)	Météorologie	171 (2,5 %)	Technologique	243 (3,6 %)	
	Biologie	18 (0,3 %)	Téledétection	184 (2,7 %)			
	Astronomie	112 (1,7 %)	Études matériaux	27 (0,4 %)			
	Sondes Planétaire	215 (3,2 %)					
Militaire (55,3 %)	Applications militaires (26,8 %)		Services militaires (19,9 %)		R&D (8,6 %)		
	Surveillance	1207 (18,0 %)	Communication	782 (11,6 %)	Défense spatiale	44 (0,7 %)	
	Surv. Nucléaire	12 (0,2 %)	Navigation	386 (5,7 %)	Antisatellite	46 (0,7 %)	
	Surv. Océanique	153 (2,3 %)	Calibration Radar	126 (1,9 %)	Piloté	35 (0,5 %)	
	Early warning	139 (2,1 %)	Météorologie	50 (0,7 %)	Science & Techno.	453 (6,7 %)	
	Intel. Électronique	285 (4,2 %)					

En 2008, avec un total de 111 satellites lancés :

		2008					
Civile (75,7 %)	Exploration spatiale (23,4 %)		Application spatiale (37,0 %)		R&D (15,3 %)		
	Piloté	14 (12,6 %)	Communication	33 (29,8 %)	Amateurs	7 (6,3 %)	
	Science	9 (8,1 %)	Météorologie	2 (1,8 %)	Technologique	10 (9,0 %)	
	Biologie	0 (0,0 %)	Téledétection	6 (5,4 %)			
	Astronomie	1 (0,9 %)	Études matériaux	0 (0,0 %)			
	Sondes Planétaire	2 (1,8 %)					
Militaire (24,3 %)	Applications militaires (11,7 %)		Services militaires (9,9 %)		R&D (2,7 %)		
	Surveillance	8 (7,2 %)	Communication	4 (3,6 %)	Défense spatiale	0 (0,0 %)	
	Surv. Nucléaire	0 (0,0 %)	Navigation	7 (6,3 %)	Antisatellite	0 (0,0 %)	
	Surv. Océanique	0 (0,0 %)	Calibration Radar	0 (0,0 %)	Piloté	0 (0,0 %)	
	Early warning	2 (1,8 %)	Météorologie	0 (0,0 %)	Science & Techno.	3 (2,7 %)	
	Intel. Électronique	3 (2,7 %)					

Annexe C

Spécifications de la Mission Galaxy 17

Galaxy 17 (6542^e engin spatial) est un satellite géostationnaire Américain qui a été lancé par la fusée Ariane 5 ECA du centre spatial de Kourou à 22h29 UT le 04 Mai 2007, pour des services de téléphonie et de télévision pour l'Amérique du nord et du sud. C'est le premier satellite de la flotte PanAmSat construit par des Européens (Thales Alenia Space). La solution d'implantation retenue utilise la plateforme « Spacebus 3000 B3 ». L'engin mesure $3,75 \times 1,8 \times 2,3$ mètres pour une envergure de 36,9 mètres en orbite et pese 4,1 tonnes en charge (1749 kg à sec). Avec un bus de 50 V pouvant fournir jusqu'à 9,5 kW, sa durée de vie est de l'ordre de 15 ans grâce à 4 panneaux solaires en Silicium. Il emporte 24 répéteurs en bande *C* et 24 en bande *Ku*.

Les spécifications en termes de couverture sont basées sur une couverture de type ConUS (Continental United State), présentée sur la figure C.1, et travaillant en bipolarisation.

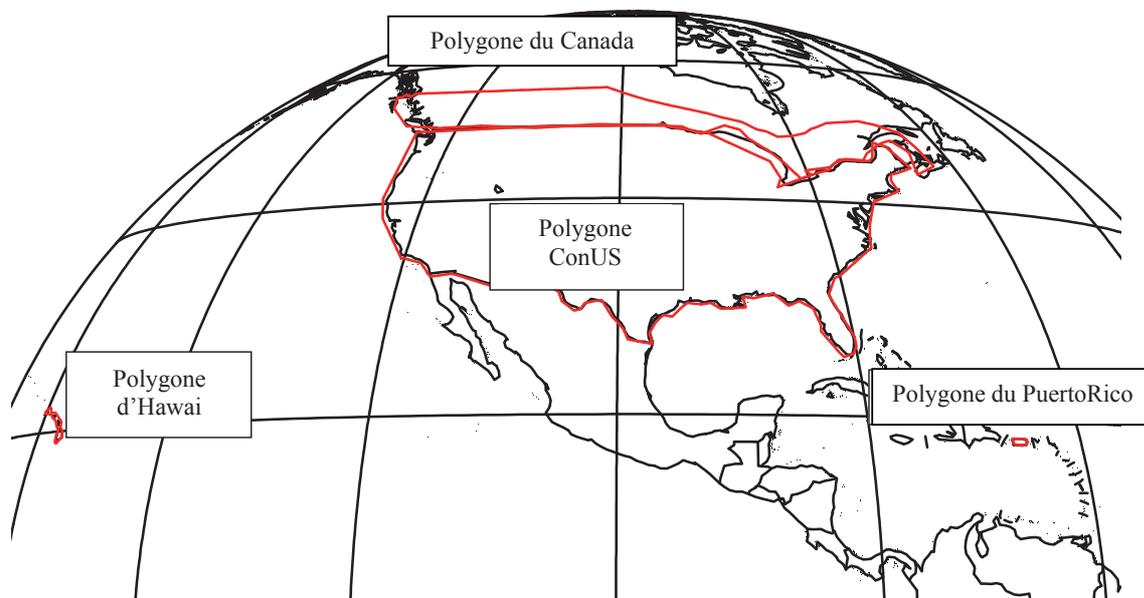


FIGURE C.1 – Couverture du satellite Galaxy 17

Le gain minimum requis sur cette couverture ConUS est de 28,4 dBi, sans erreur de pointage, sur une bande de fréquence de 14 à 14,5 GHz. Des spécifications en termes de gain minimum sont ajoutées pour une liste de villes, représenté dans le tableau suivant :

N°	Ville	Province Etat	Longitude (°W)	Latitude (°N)	Nominal Gain EOC	Pire cas	
						Pointage de l'antenne	Gain attendu
1	Anchorage	Alaska, USA	-149,54	61,13	26,00	0,70	25,60
2	Atlanta	Georgia, USA	-84,23	33,45	32,80	0,30	32,70
3	Boston	Massachusetts, USA	-71,04	42,22	30,40	0,55	30,13
4	Bethel	Alaska, USA	-161,45	60,48	25,30	0,70	24,90
5	Chicago	Illinois, USA	-87,39	41,51	29,20	0,55	28,93
6	Denver	Colorado, USA	-104,59	39,44	29,20	0,20	29,15
7	Edmonton	Alberta, Canada	-113,28	53,33	27,20	1,10	26,44
8	Fairbanks	Alaska, USA	-147,43	64,5	25,90	1,10	25,14
9	Halifax	Nova Scotia, Canada	-63,36	44,39	26,10	1,30	25,15
10	Honolulu	Hawaii, USA	-157,52	21,18	26,35	0,60	26,04
11	Houston	Texas, USA	-95,22	29,46	29,20	0,15	29,17
12	Juneau	Alaska, USA	-134,25	58,18	27,20	0,70	26,80
13	Ketchikan	Alaska, USA	-131,39	55,21	27,60	0,70	27,20
14	Kodiak	Alaska, USA	-152,24	57,47	25,40	0,50	25,17
15	Los Angeles	California, USA	-118,15	34,03	29,10	0,40	28,94
16	Miami	Florida, USA	-80,12	25,46	31,10	0,25	31,03
17	Minneapolis	Minnesota, USA	-93,12	44,59	28,70	0,10	28,69
18	Montreal	Quebec, Can.	-73,34	45,31	30,20	0,70	29,80
19	New York	New York, USA	-74	40,43	31,00	0,60	30,69
20	Quebec	Quebec, Canada	-71,14	46,49	30,00	0,85	29,47
21	San Francisco	California, USA	-122,25	37,47	29,10	0,50	28,87
22	San Juan	Puerto Rico	-66,06	18,28	25,20	0,25	25,13
23	Seattle	Washington, USA	-122,2	47,36	29,70	0,25	29,63
24	Toronto	Ontario, Canada	-79,23	43,39	29,50	0,55	29,23
25	Vancouver	Br. Columbia, Canada	-123,07	49,16	29,50	0,45	29,30
26	Winnipeg	Manitoba, Canada	-97,09	49,53	28,50	0,55	28,23

Les niveaux de cross-polarisation spécifiés dépendent des zones considérées.

- Zone ConUS : niveaux maximum de 30 dB sur 90% de la zone et ne pas dépasser 29 dB pour la zone complète.
- Zones Alaska, Hawaï, Canada et Puerto Rico : le niveau ne doit pas dépasser 27 dB l'ensemble de ces zones.

Annexe D

Performances simulées des layouts générés

ϕ_0	σ_0	FD	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	0,561	0,943	0,016	6,550	1,148	0,956	0,004	0,955	0,006	6,520	1,243
50	-80	0,538	0,946	0,015	6,768	1,124	0,957	0,004	0,952	0,029	6,828	2,141
100	-80	0,534	0,946	0,021	7,360	1,005	0,958	0,005	0,955	0,023	7,274	0,996
140	-80	0,544	0,947	0,019	7,438	1,053	0,958	0,004	0,955	0,025	7,472	1,019
150	-80	0,540	0,947	0,021	7,386	1,124	0,958	0,005	0,956	0,012	7,452	0,921
200	-80	0,551	0,945	0,020	7,084	1,170	0,957	0,004	0,955	0,017	7,168	1,084
250	-80	0,561	0,942	0,017	6,563	0,995	0,955	0,004	0,954	0,010	6,735	0,945
300	-80	0,576	0,941	0,014	6,361	0,994	0,954	0,004	0,953	0,009	6,403	1,039
350	-80	0,569	0,943	0,016	6,486	1,004	0,956	0,005	0,955	0,009	6,532	1,147

TABLE D.1 – Layouts synthétisés avec la stratégie *MRC* sur 25N – 500 μm

ϕ_0	σ_0	FD	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	0,114	0,901	0,027	7,214	3,037	0,882	0,049	0,892	0,033	7,223	3,997
50	-80	0,138	0,884	0,029	8,385	2,738	0,864	0,045	0,883	0,032	8,514	3,137
100	-80	0,168	0,879	0,029	9,563	3,186	0,869	0,037	0,885	0,027	8,952	2,392
140	-80	0,198	0,870	0,034	9,659	2,524	0,856	0,049	0,880	0,044	9,512	2,290
150	-80	0,194	0,868	0,035	9,601	3,144	0,865	0,045	0,875	0,040	8,832	2,458
200	-80	0,225	0,888	0,027	9,158	2,651	0,881	0,045	0,896	0,039	8,970	2,823
250	-80	0,106	0,892	0,025	7,500	2,544	0,860	0,052	0,890	0,026	8,040	3,283
300	-80	0,116	0,903	0,030	7,114	2,342	0,884	0,061	0,898	0,031	7,090	3,001
350	-80	0,112	0,894	0,023	7,178	2,353	0,874	0,048	0,886	0,026	7,116	4,054

TABLE D.2 – Layouts synthétisés avec la stratégie *G* sur 25N – 500 μm

ϕ_0	σ_0	FD	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	0,505	0,890	0,034	3,442	0,957	0,900	0,027	0,894	0,030	3,816	1,061
50	-80	0,501	0,892	0,040	3,846	1,056	0,903	0,037	0,895	0,041	4,172	0,904
100	-80	0,454	0,887	0,037	4,218	1,121	0,902	0,031	0,896	0,037	4,350	0,994
140	-80	0,447	0,892	0,040	4,238	1,304	0,909	0,029	0,907	0,037	4,607	1,077
150	-80	0,452	0,892	0,039	4,223	1,340	0,910	0,027	0,909	0,031	4,666	1,077
200	-80	0,440	0,894	0,035	3,757	1,138	0,911	0,026	0,908	0,034	4,415	1,128
250	-80	0,458	0,892	0,037	3,271	0,922	0,907	0,027	0,905	0,032	3,993	0,865
300	-80	0,467	0,891	0,037	3,170	1,002	0,902	0,028	0,899	0,029	3,644	1,064
350	-80	0,517	0,890	0,034	3,429	0,983	0,899	0,029	0,893	0,034	3,759	1,043

TABLE D.3 – Layouts synthétisés avec la stratégie *D* sur 25N – 500 μm

ϕ_0	σ_0	FD	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	0,754	0,860	0,042	9,070	3,185	0,878	0,040	0,893	0,037	8,749	6,544
50	-80	0,741	0,864	0,045	9,426	3,276	0,878	0,042	0,893	0,034	8,628	4,568
100	-80	0,725	0,863	0,051	10,286	2,525	0,882	0,046	0,895	0,041	9,153	4,142
140	-80	0,740	0,862	0,050	10,471	2,551	0,882	0,043	0,898	0,039	9,665	4,618
150	-80	0,750	0,862	0,050	10,560	2,826	0,882	0,043	0,897	0,039	9,459	3,795
200	-80	0,764	0,861	0,051	10,234	3,090	0,881	0,044	0,899	0,041	9,636	6,038
250	-80	0,770	0,855	0,047	9,981	3,791	0,876	0,038	0,894	0,033	8,861	4,567
300	-80	0,782	0,856	0,047	9,225	2,648	0,874	0,046	0,894	0,034	8,729	7,051
350	-80	0,769	0,861	0,043	9,063	3,131	0,879	0,037	0,894	0,029	8,441	4,761

TABLE D.4 – Layouts synthétisés avec la stratégie *A* sur 25N – 500 μm

ϕ_0	σ_0	FD	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	1,174	0,917	0,046	11,303	5,154	0,951	0,022	0,948	0,029	7,873	2,019
50	-80	1,119	0,915	0,045	12,061	4,956	0,950	0,021	0,949	0,034	8,225	2,452
100	-80	1,119	0,912	0,050	12,158	3,765	0,950	0,022	0,948	0,035	8,636	2,158
150	-80	1,100	0,908	0,049	12,396	4,252	0,948	0,022	0,949	0,036	8,832	1,863
200	-80	1,075	0,907	0,051	11,871	3,573	0,948	0,023	0,949	0,038	8,606	2,115
250	-80	1,098	0,907	0,052	11,435	4,260	0,947	0,024	0,945	0,038	8,050	2,481
300	-80	1,158	0,913	0,047	11,088	4,748	0,948	0,024	0,947	0,030	7,501	3,168
350	-80	1,185	0,917	0,045	11,282	5,414	0,950	0,022	0,947	0,017	7,989	3,085

TABLE D.5 – Layouts synthétisés avec la stratégie *MRC* sur Pylalux – 500 μm

ϕ_0	σ_0	FD	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	0,173	0,850	0,031	32,121	11,561	0,812	0,051	0,889	0,024	23,448	14,132
50	-80	0,182	0,835	0,036	34,816	13,618	0,793	0,047	0,881	0,029	24,946	15,685
100	-80	0,173	0,824	0,032	38,048	13,951	0,767	0,045	0,873	0,030	27,637	16,545
150	-80	0,230	0,845	0,039	39,785	13,602	0,761	0,054	0,883	0,035	29,452	17,150
200	-80	0,291	0,839	0,046	43,533	16,235	0,746	0,053	0,885	0,031	31,606	17,393
250	-80	0,295	0,820	0,058	38,357	12,267	0,751	0,053	0,857	0,027	31,410	19,100
300	-80	0,151	0,844	0,032	30,420	11,188	0,816	0,054	0,896	0,031	21,342	11,447
350	-80	0,158	0,844	0,035	31,125	10,889	0,809	0,052	0,892	0,022	22,573	13,986

TABLE D.6 – Layouts synthétisés avec la stratégie *G* sur Pylalux – 500 μm

ϕ_0	σ_0	FD	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	0,911	0,855	0,037	7,284	6,467	0,893	0,043	0,884	0,041	4,825	2,939
50	-80	0,943	0,854	0,041	7,696	6,340	0,889	0,044	0,881	0,036	5,159	3,124
100	-80	0,999	0,857	0,040	8,391	7,972	0,895	0,057	0,886	0,045	5,391	2,869
150	-80	0,971	0,850	0,037	8,012	6,851	0,896	0,047	0,888	0,045	5,605	2,560
200	-80	0,880	0,850	0,043	7,474	4,493	0,896	0,040	0,887	0,048	5,130	1,780
250	-80	0,846	0,853	0,043	7,290	5,090	0,892	0,044	0,882	0,054	4,798	1,601
300	-80	0,853	0,861	0,046	7,343	7,768	0,895	0,053	0,888	0,057	4,718	3,123
350	-80	0,919	0,858	0,041	7,278	6,084	0,894	0,045	0,886	0,045	4,765	3,566

TABLE D.7 – Layouts synthétisés avec la stratégie D sur Piralux – 500 μm

ϕ_0	σ_0	FD	f_{min}				f_0		f_{max}			
			$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\Gamma_{yy}}$	$\sigma(\Gamma_{yy})$	$\overline{\varepsilon}$	$\overline{\sigma}$
0	-80	1,393	0,851	0,033	32,957	11,489	0,770	0,028	0,826	0,051	33,179	11,037
50	-80	1,395	0,851	0,040	32,775	9,957	0,771	0,031	0,823	0,049	34,602	12,872
100	-80	1,425	0,855	0,037	31,168	8,965	0,779	0,035	0,823	0,050	31,723	9,921
150	-80	1,410	0,845	0,030	31,088	9,482	0,786	0,031	0,825	0,046	30,037	7,029
200	-80	1,415	0,843	0,035	32,070	9,855	0,776	0,031	0,822	0,044	30,761	7,373
250	-80	1,386	0,842	0,040	31,998	10,316	0,775	0,031	0,823	0,052	30,398	7,822
300	-80	1,384	0,853	0,035	32,844	9,309	0,772	0,039	0,825	0,059	32,481	11,472
350	-80	1,397	0,853	0,032	32,297	12,210	0,779	0,033	0,830	0,053	32,543	11,784

TABLE D.8 – Layouts synthétisés avec la stratégie A sur Piralux – 500 μm

Annexe E

Communications et brevet

Brevet

- A. Louzir, D. Lo Hine Tong, P. Minard, L. Marnat, « Slot type antenna with integrated amplifiers », n° EP1887655, Thomson, February 2008

Conférences internationales avec actes

- L. Marnat, D. Lo Hine Tong, P. Minard, A. Louzir, « A Vivaldi Antenna Push-Pull Power Amplifier Design », International Symposium on Antennas and Propagation, p. 1-4, Singapore, November 2006
- D. Cadoret, L. Marnat, R. Loison, R. Gillard, H. Legay, B. Salome, « A Dual Linear Polarized Printed Reflectarray using Slot Loaded Patch Elements », 2nd European Conference on Antennas and Propagation, p. 1-5, Edinburgh, November 2007
- L. Marnat, R. Loison, R. Gillard, D. Bresciani, H. Legay, « Optimization Strategies for Dual Linear Polarized Reflectarrays », 30th ESA Antenna Workshop on Antennas for Earth Observation, Science, Telecommunication and Navigation Space Missions, p. 1-4, Noordwijk, The Netherlands, May 2008
- L. Marnat, R. Loison, R. Gillard, D. Bresciani, H. Legay, « Accurate synthesis of a Dual linearly polarized reflectarray », 3rd European Conference on Antennas and Propagation, p. 2523-2526, Berlin, Germany, March 2009

Conférences nationales avec actes

- M. A. Milon, L. Marnat, R. Gillard, H. Legay et R. Loison, « Sensibilité à l'incidence pour des cellules de réseaux réflecteurs », 15^e Journées Nationales Microondes, Toulouse, France, Mai 2007
- L. Marnat, R. Loison, R. Gillard, D. Bresciani, H. Legay, « Synthèse et optimisation d'un reflectarray bipolarisé en bande Ku », 16^e Journées Nationales Micro-Ondes, Grenoble, France, p. 1-4, Mai 2009

Bibliographie

- [1] D. CADORET, *Étude de cellules déphaseuses imprimées combinant patches et fentes - Application à la réalisation de réseaux réflecteurs simple couche*. Thèse de Doctorat, électronique, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Rennes, France, Octobre 2006.
- [2] B. CRETIN, S. ROGNON, P. VAIRAC et L. ROBERT, « Micro-coils for near-field electromagnetic microscopy and dosimetry ». *2nd International conference on electromagnetic near-field characterization and imaging*, pages 317–322, May 2005.
- [3] P. S. KILDAL, L. BAKER et T. HAGFORS, « Development of a dual-reflector feed for the Arecibo radio telescope : an overview ». *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, volume 33, n° 5, pages 12–18, October 1991.
- [4] « Micro et Nano-antennes ». <http://www.femto-st.fr/fr/Projets-transverses/Micro-Nano-antennes.php>, On line.
- [5] ESA, « Understanding ARTES ». <http://telecom.esa.int/telecom/www/object/index.cfm?fobjectid=511>, On line.
- [6] J. MAUREL, P. LEPELTIER, P. PELENC et B. TRANCART, « Conception des antennes spatiales pour les charges utiles complexes de télécommunication ». *Revue des télécommunications d'Alcatel*, volume 4, pages 1–8, 2001.
- [7] P. J. WOOD, *Reflector Antenna Analysis and Design*, volume 7 of *IEE electromagnetic waves*. Institute of Electrical Engineers, London : Peter Peregrinus Ltd., 1980.
- [8] C. A. BALANIS, *Antenna Theory : Analysis and Design*. New York : Wiley-Interscience, 3rd ed., April 2005.
- [9] Y. T. LO et Lee S. W., *Antenna Handbook : Theory, Applications, and Design*. New York : Van Nostrand Reinhold, 1988.
- [10] S. D. TARGONSKI et D. M. POZAR, « Minimization of beam squint in microstrip reflector-arrays using an offset feed ». *AP-S. Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 2, pages 1326–1329, July 1996.
- [11] D.C. CHANG et M.C. HUANG, « Microstrip reflectorarray antenna with offset feed ». *Electronics Letters*, volume 28, n° 16, pages 1489–1491, July 1992.
- [12] A. W. RUDGE et N. A. ADATIA, « Offset parabolic reflector antennas : A review ». In *Proceedings of the IEEE*, volume 66, pages 1592–1618, December 1978.
- [13] W. RUSCH, « The current state of the reflector antenna art ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 32, n° 4, pages 313–329, April 1984.
- [14] W. RUSCH, « The current state of the reflector antenna are-entering the 1990s ». In *Proceedings of the IEEE*, volume 80, pages 113–126, January 1992.
- [15] Y. RAHMAT-SAMII, « Subreflector extension for improved efficiencies in Cassegrain antennas—GTD/PO analysis ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 34, n° 10, pages 1266–1269, October 1986.
- [16] J. LEE, L. PARAD et R. CHU, « A shaped offset-fed dual-reflector antenna ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 27, n° 2, pages 165–171, March 1979.

- [17] R. POGORZELSKI, « On the numerical analysis of the subreflector of an offset Cassegrain microwave antenna ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 32, n° 6, pages 595–601, June 1984.
- [18] Y. B. JUNG, A. V. SHISHLOV et S. O. PARK, « Cassegrain Antenna With Hybrid Beam Steering Scheme for Mobile Satellite Communications ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 57, n° 5, pages 1367–1372, May 2009.
- [19] D. DOAN et T. VU, « Study of efficiency of spherical Gregorian reflector ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 23, n° 6, pages 819–824, November 1975.
- [20] R. C. HANSEN, *Phased Array Antennas*. Wiley-Interscience, 1998.
- [21] D. M. POZAR, « Microstrip antennas ». *Proceedings of the IEEE*, volume 80, n° 1, pages 79–91, January 1992.
- [22] R. C. HANSEN, « Array pattern control and synthesis ». *Proceedings of the IEEE*, volume 80, n° 1, pages 141–151, January 1992.
- [23] M. C. VIGANO, G. TOSO, G. CAILLE, C. MANGENOT et I. E. LAGER, « Spatial density tapered sunflower antenna array ». *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 778–782, March 2009.
- [24] H. UNZ, « Linear Arrays with arbitrarily distributed elements ». *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 8, n° 2, pages 222–223, March 1960.
- [25] A. ISHIMARU, « Theory of unequally-spaced arrays ». *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 10, pages 691–702, 1962.
- [26] J. S. S. DUNIAM, G. HUBERT et B. A. A. LANGHORN, « Electromagnetic wave lens and mirror systems ». May 1961.
- [27] D. BERRY, R. MALECH et W. KENNEDY, « The reflectarray antenna ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 11, n° 6, pages 645–651, November 1963.
- [28] J. HUANG, « Microstrip reflectarray ». *AP-S. Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 2, pages 612–615, June 1991.
- [29] J. HUANG, « Analysis of a microstrip reflectarray antenna for microspacecraft applications ». *Telecommunications and Data Acquisition Report*, pages 153–173, February 1995.
- [30] T. A. METZLER, « Stub loaded microstrip reflectarrays ». *AP-S. Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 1, pages 574–577, June 1995.
- [31] J. A. ENCINAR, « Design of two-layer printed reflectarrays using patches of variable size ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 49, n° 10, pages 1403–1410, October 2001.
- [32] F. F. DUBROVKA et S. Y. MARTYNYUK, « Wideband dual polarized planar antenna arrays ». *4th International Conference on Antenna Theory and Techniques*, volume 1, pages 91–96, September 2003.
- [33] D. CADORET, R. GILLARD et A. LAISNE, « A new reflectarray cell using microstrip patches loaded with slots ». *Microwave Optical Technology Letters*, volume 44, n° 3, pages 270–272, February 2005.
- [34] J.A. ZORNOZA, R. LEBERER, J.A. ENCINAR et W. MENZEL, « Folded multilayer microstrip reflectarray with shaped pattern ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 54, n° 2, pages 510–518, February 2006.
- [35] M. R. CHAHARMIR, J. SHAKER et H. LEGAY, « FSS-backed reflectarray with broadband square loop cell elements for dualband application ». *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4, 2008.
- [36] M. R. CHAHARMIR et J. SHAKER, « Broadband reflectarray with combination of cross and rectangle loop elements ». *Electronics Letters*, volume 44, n° 11, pages 658–659, May 2008.
- [37] M.R. CHAHARMIR, J. SHAKER et N. GAGNON, « Broadband dual-band linear orthogonal polarisation reflectarray ». *Electronics Letters*, volume 45, n° 1, pages 13–14, January 2009.

- [38] J. HUANG et J. A. ENCINAR, *Reflectarray Antennas*. Wiley-Interscience, 1st ed., October 2007.
- [39] H. RAJAGOPALAN, Y. RAHMAT-SAMII et W. A. IMBRIALE, « RF MEMS Actuated Reconfigurable Reflectarray Patch-Slot Element ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 56, n° 12, pages 3689–3699, December 2008.
- [40] K. HARIU, H. TSUNODA, Y. KAWAKAMI et T. NOGUCHI, « Pattern correction in large deployable reflector antennas with phased array feed ». *AP-S. Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 2, pages 844–847, July 1997.
- [41] K. Y. SZE et L. SHAFAL, « Analysis of phase variation due to varying patch length in a microstrip reflectarray ». *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 2, pages 1134–1137, June 1998.
- [42] J. HUANG, « Bandwidth study of microstrip reflectarray and a novel phased reflectarray concept ». *AP-S. Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 1, pages 582–585, June 1995.
- [43] E. CARRASCO, M. BARBA et J. A. ENCINAR, « Reflectarray Element Based on Aperture-Coupled Patches With Slots and Lines of Variable Length ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 55, n° 3, pages 820–825, March 2007.
- [44] J. HUANG, « Capabilities of printed reflectarray antennas ». *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pages 131–134, October 1996.
- [45] P. P. TORRE, M. SIERRA-CASTANER et M. SIERRA-PEREZ, « Design of a double array lens ». In *1st European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, November 2006.
- [46] M. E. BIALKOWSKI et J. A. ENCINAR, « Reflectarrays : Potentials and Challenges ». *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications*, pages 1050–1053, September 2007.
- [47] A. LUDWIG, « The definition of cross polarization ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 21, n° 1, pages 116–119, January 1973.
- [48] « Experimental investigation on reflectarray elements - Assessment of Losses and of the EM solver accuracy ». Technical note, *Alcatel Alenia Space*, January 2007.
- [49] D. M. POZAR, « Bandwidth of reflectarrays ». *Electronics Letters*, volume 39, n° 21, pages 1490–1491, October 2003. Reflectarray bandwidth Bandwidth according to the antenna size and the bandwidth of the radiating elements.
- [50] A. E. MARTYNYUK, N. A. MARTYNYUK, S. N. KHOTIAINTSEV et V. S. VOUNTESMERI, « Millimeter-wave amplitude-phase modulator ». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, volume 45, n° 6, pages 911–917, June 1997.
- [51] A. E. MARTYNYUK et Y. K. SIDORUK, « Low-loss phase shifters for Ka band phased array ». *Proceedings of IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology*, pages 53–56, 2000.
- [52] A. V. CHENAKIN, A. E. MARTYNYUK et V. I. SKACHKO, « A new hybrid technology for millimeter-wave integrated circuits ». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 2, pages 921–924, June 1997.
- [53] R. MUNSON, « Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 22, n° 1, pages 74–78, January 1974.
- [54] D. GUHA, J. Y. SIDDIQUI, M. BISWAS, S. CHATTOPADHYAY et S. BISWAS, « Microstrip radiating structures : Theoretical and experimental investigations executed in recent years at the University of Calcutta ». *IEEE Applied Electromagnetics Conference*, pages 1–4, December 2007.
- [55] H. R. PATNAM, « Emerging trends in Microstrip Antenna Technology ». *IEEE Applied Electromagnetics Conference*, pages 1–4, December 2007.

- [56] D. M. POZAR, S. D. TARGONSKI et H. D. SYRIGOS, « Design of millimeter wave microstrip reflectarrays ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 45, n° 2, pages 287–296, February 1997.
- [57] S. D. TARGONSKI et D. M. POZAR, « Analysis and design of a microstrip reflectarray using patches of variable size ». *AP-S. Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 3, pages 1820–1823, June 1994.
- [58] F. C. E. TSAI et M. E. BIALKOWSKI, « Designing a 161-element Ku-band microstrip reflectarray of variable size patches using an equivalent unit cell waveguide approach ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 51, n° 10, pages 2953–2962, October 2003.
- [59] J. HUANG et R. J. POGORZELSKI, « Microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles ». *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, volume 2, pages 1280–1283, July 1997.
- [60] J. HUANG et R. J. POGORZELSKI, « A Ka-band microstrip reflectarray with elements having variable rotation angles ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 46, n° 5, pages 650–656, May 1998.
- [61] J. A. ENCINAR, « Design of a dual frequency reflectarray using microstrip stacked patches of variable size ». *Electronics Letters*, volume 32, n° 12, pages 1049–1050, June 1996.
- [62] J.A. ZORNOZA et M.E. BIALKOWSKI, « Design of a shaped beam multi-layer microstrip reflectarray with Australia and New Zealand coverage pattern ». *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pages 488–493, October 2003.
- [63] N. MISRAN, R. CAHILL et V. F. FUSCO, « Performance of a broadband ring element reflectarray ». *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, pages 111–114, September 2003.
- [64] N. MISRAN, R. CAHILL et V. F. FUSCO, « Concentric split ring element for dual frequency ». *Electronics Letters*, volume 39, n° 25, pages 1776–1777, December 2003.
- [65] H. SALT, R. GILLARD, R. LOISON et L. LE COQ, « A ReflectArray Antenna Based on Multi-Scale Phase Shifting Cell Concept ». *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, September 2008.
- [66] R. D. JAVOR, X. D. WU et K. CHANG, « Offset-fed microstrip reflectarray antenna ». *Electronics Letters*, volume 30, n° 17, pages 1363–1365, August 1994.
- [67] R. D. JAVOR, X. D. WU et K. CHANG, « Dual polarisation of microstrip reflectarray antenna ». *Electronics Letters*, volume 30, n° 13, pages 1018–1019, June 1994.
- [68] R. D. JAVOR, X. D. WU et K. CHANG, « Design and performance of a microstrip reflectarray antenna ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 43, n° 9, pages 932–939, September 1995.
- [69] K. Y. SZE et L. SHAFI, « Microstrip patches for a reflectarray ». *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 3, pages 1666–1669, August 1999.
- [70] Y. J. GUO et S. K. BARTON, « Phase efficiency of the reflective array antenna ». *IEE Proceedings of Microwaves, Antennas and Propagation*, volume 142, n° 2, pages 115–120, April 1995.
- [71] J. P. GIANVITTORIO et Y. RAHMAT-SAMII, « Reconfigurable patch antennas for steerable reflectarray applications ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 54, n° 5, pages 1388–1392, May 2006.
- [72] M. G. KELLER, J. SHAKER, A. PETOSA, A. ITTIPIBOON, M. CUHACI et Y. M. M. ANTAR, « A Ka-Band Dielectric Resonator Antenna Reflectarray ». *30th European Microwave Conference*, pages 1–4, October 2000.
- [73] M. H. JAMALUDDIN, R. GILLARD, R. SAULEAU, P. DUMON et L. LE COQ, « Reflectarray element based on strip-loaded dielectric resonator antenna ». *Electronics Letters*, volume 44, n° 11, pages 664–665, May 2008.
- [74] K. M. LUK et K. W. LEUNG, « Dielectric resonator antennas. Overview of the dielectric resonator antenna ». *Research Studies Press*, pages 1–2, 2002.

- [75] A. E. MARTYNYUK, N. A. MARTYNYUK et J. I. MARTINEZ LOPEZ, « Reflective phased array based on split metal rings with p-i-n diode switches ». *1st European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, November 2006.
- [76] J. WANG, « Characteristics of a new class of diode-switched integrated antenna phase shifter ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 31, n° 1, pages 156–159, January 1983.
- [77] J.O. MCSPADDEN, Lu FAN, Kai CHANG et John HUANG, « Ka-band beam steering reflectarray study ». *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 3, pages 1662–1665, August 1999.
- [78] H. LEGAY, B. PINTE, M. CHARRIER, A. ZIAEI, E. GIRARD et R. GILLARD, « A steerable reflectarray antenna with MEMS controls ». *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pages 494–499, October 2003.
- [79] J. PERRUISSEAU-CARRIER et A. K. SKRIVERVIK, « Monolithic MEMS-Based Reflectarray Cell Digitally Reconfigurable Over a 360 degrees Phase Range ». *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, volume 7, pages 138–141, 2008.
- [80] B. WU, A. SUTINJO, M.E. POTTER et M. OKONIEWSKI, « On the Selection of the Number of Bits to Control a Dynamic Digital MEMS Reflectarray ». *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, volume 7, pages 183–186, March 2008.
- [81] H. SALT, E. FOURN, R. GILLARD et H. LEGAY, « Robustness Optimization of MEMS-Based reflectarray Phase-Shifting Cell ». *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–4, March 2009.
- [82] H. SALT, E. FOURN, R. GILLARD, H. LEGAY et H. AUBERT, « MEMS Breakdown Effects on the Radiation of a MEMS Based Reconfigurable Reflectarray ». *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–4, March 2009.
- [83] L. BOCCIA, F. VENERI, G. AMENDOLA et G. DI MASSA, « Experimental investigation of a varactor loaded reflectarray antenna ». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 1, pages 69–71, 2002.
- [84] M.E. COOLEY, J.F. WALKER, D.G. GONZALEZ et G.E. POLLON, « Novel reflectarray element with variable phase characteristics ». *IEE Proceedings of Microwaves, Antennas and Propagation*, volume 144, n° 2, pages 149–151, April 1997.
- [85] N. MARTIN, P. LAURENT, C. PERSON, P. GELIN et F. HURET, « Patch antenna adjustable in frequency using liquid crystal ». *33rd European Microwave Conference*, volume 2, pages 699–702, October 2003.
- [86] M. Y. ISMAIL et R. CAHILL, « Application of liquid crystal technology for electronically scanned reflectarrays ». *Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics*, page 4, December 2005.
- [87] W. HU, M. Y. ISMAIL, R. CAHILL, J. A. ENCINAR, V. FUSCO, H. S. GAMBLE, D. LINTON, R. DICKIE, N. GRANT et S. P. REA, « Liquid-crystal-based reflectarray antenna with electronically switchable monopulse patterns ». *Electronics Letters*, volume 43, n° 14, May 2007.
- [88] R. MARIN, A. MOESSINGER, F. GOELDEN, S. MUELLER et R. JAKOBY, « 77 GHz Reconfigurable Reflectarray with Nematic Liquid Crystal ». *2nd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, 2007.
- [89] A. MOESSINGER, S. DIETER, R. JAKOBY, W. MENZEL et S. MUELLER, « Reconfigurable LC-reflectarray setup and characterisation ». *3rd European Conference on Antennas and Propagation*, pages 2761–2765, March 2009.
- [90] D. DOLFI, M. LABEYRIE, P. JOFFRE et J. P. HUIGNARD, « Liquid crystal microwave phase shifter ». *Electronics Letters*, volume 29, n° 10, pages 926–928, May 1993.
- [91] D. M. POZAR, « Wideband reflectarrays using artificial impedance surfaces ». *Electronics Letters*, volume 43, n° 3, pages 148–149, January 2007.

- [92] M. A. MILON, R. GILLARD et H. LEGAY, « Analyse de l'effet de la réflexion spéculaire dans le fonctionnement d'un réseau réflecteur ». *15^e Journées Nationales Micro-ondes*, Mai 2007.
- [93] B. KHAYATIAN et Y. RAHMAT-SAMII, « Characterizing reflectarray antennas radiation performance ». *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 3, pages 298–301, June 2003.
- [94] S. CORNBLEET, « Geometrical optics reviewed : A new light on an old subject ». *Proceedings of the IEEE*, volume 71, n° 4, pages 471–502, April 1983.
- [95] R. KIEBURTZ et A. ISHIMARU, « Aperture fields of an array of rectangular apertures ». *IRE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 10, n° 6, pages 663–671, November 1962.
- [96] R. G. KOUYOUMJIAN et P. H. PATHAK, « A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface ». *Proceedings of the IEEE*, volume 62, n° 11, pages 1448–1461, November 1974.
- [97] J. CASHMAN, R. KOUYOUMJIAN et P. PATHAK, « Comments on “A uniform geometrical theory of diffraction for an edge in a perfectly conducting surface” ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 25, n° 3, pages 447–451, May 1977.
- [98] O. SORENSEN et W. RUSCH, « Application of the geometrical theory of diffraction to Cassegrain subreflectors with laterally defocused feeds ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 23, n° 5, pages 698–702, September 1975.
- [99] E. NEWMAN et P. TULYATHAN, « Analysis of microstrip antennas using moment methods ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 29, n° 1, pages 47–53, January 1981.
- [100] Y. RAHMAT-SAMII, « A comparison between GO/aperture-field and physical-optics methods of offset reflectors ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 32, n° 3, pages 301–306, March 1984.
- [101] ACE, « Réseau d'excellence ACE ». <http://www.ist-ace.org>, On line.
- [102] M. A. MILON, *Modélisation de cellules déphaseuses environnées – Application à l'analyse de réseaux réflecteurs imprimés*. Thèse de Doctorat, électronique, Institut National des Sciences Appliquées de Rennes, Rennes, France, Décembre 2007.
- [103] M. A. MILON, R. GILLARD, D. CADORET et H. LEGAY, « Comparison between the “Infinite Array” Approach and the “Surrounded-Element” Approach for the Simulation of Reflectarray Antennas ». *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 4339–4342, July 2006.
- [104] M. A. MILON, D. CADORET, R. GILLARD et H. LEGAY, « “Surrounded-element” approach for the simulation of reflectarray radiating cells ». *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, volume 1, n° 2, pages 289–293, April 2007.
- [105] F. VENNERI, G. ANGIULLI et G. DI MASSA, « Design of microstrip reflectarray using data from isolated patch analysis ». *Microwave Optical Technology Letters*, volume 34, n° 6, pages 411–414, August 2002.
- [106] F. VENNERI, S. COSTANZO, G. DI MASSA et G. ANGIULLI, « An improved synthesis algorithm for reflectarrays design ». *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, volume 4, pages 258–261, August 2005.
- [107] D. M. POZAR et T. A. METZLER, « Analysis of a reflectarray antenna using microstrip patches of variable size ». *Electronics Letters*, volume 29, n° 8, pages 657–658, April 1993.
- [108] J. MONTGOMERY, « Scattering by an infinite periodic array of microstrip elements ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 26, n° 6, pages 850–854, November 1978.
- [109] J. MONTGOMERY, « Scattering by an infinite periodic array of thin conductors on a dielectric sheet ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 23, n° 1, pages 70–75, January 1975.

- [110] M. ARREBOLA, Y. ALVAREZ, J. A. ENCINAR et F. LAS-HERAS, « Accurate analysis of printed reflectarrays considering the near field of the primary feed ». *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, volume 3, n° 2, pages 187–194, March 2009.
- [111] M. NEY, « Calcul électromagnétique : Survol et perspectives ». 16^e *Journées Nationales Micro-Ondes*, Mai 2009.
- [112] M. A. MILON, L. MARNAT, R. GILLARD, H. LEGAY et R. LOISON, « Sensibilité à l'incidence pour des cellules de réseaux réflecteurs ». 15^e *Journées Nationales Micro-ondes*, Mai 2007.
- [113] H. AUBERT, « Monolithic electromagnetic modeling of multi-scale structures based on scale-changing networks ». *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pages 1–4, July 2008.
- [114] D. BRESCIANI, « A unified approach to the characterization of frequency and polarization selective surfaces ». *AP-S. Digest on Antennas and Propagation Society International Symposium*, volume 3, pages 1960–1963, 1993.
- [115] O. M. BUCCI, G. FRANCESCHETTI, G. MAZZARELLA et G. PANARIELLO, « Intersection approach to array pattern synthesis ». *IEE Proceedings of Microwaves, Antennas and Propagation*, volume 137, n° 6, pages 349–357, December 1990.
- [116] O. M. BUCCI, G. MAZZARELLA et G. PANARIELLO, « Reconfigurable arrays by phase-only control ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 39, n° 7, pages 919–925, July 1991.
- [117] J. A. ENCINAR et J. A. ZORNOZA, « Three-layer printed reflectarrays for contoured beam space applications ». *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, volume 52, n° 5, pages 1138–1148, May 2004.
- [118] D. CADORET, A. LAISNE, R. GILLARD, L. LE COQ et H. LEGAY, « Design and measurement of new reflectarray antenna using microstrip patches loaded with slot ». *Electronics Letters*, volume 41, n° 11, pages 623–624, May 2005.
- [119] J. A. ENCINAR, M. ARREBOLA, M. DEJUS et C. JOUVE, « Design of a 1-metre reflectarray for DBS application with 15 percent bandwidth ». 1st *European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–5, November 2006.
- [120] H. LEGAY, B. SALOME, E. LABIOLE, M. A. MILON, D. CADORET, R. GILLARD, R. CHAHARMIR et J. SHAKER, « Reflectarrays for Satellite Telecommunication Antennas ». 2nd *European Conference on Antennas and Propagation*, pages 1–6, November 2007.
- [121] M. R. CHAHARMIR, J. SHAKER, M. CUHACI et A. ITTIPIBOON, « Broadband reflectarray antenna with double cross loops ». *Electronics Letters*, volume 42, n° 2, pages 65–66, January 2006.